

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. Anzurez 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

Dra. 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 autómata 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-grads de libertad Oscar Ramos Arroyo, Fernando Reyes Cortés, María Aurora Diozcora 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.....	198-214
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, Rosnely 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 Anaid 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 In₂O₃ en las propiedades eléctricas de varistores a base de SnO₂-Co₃O₄-Nb₂O₅-Cr₂O₃ 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 Betzabet 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, Rocio 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 Fisico-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. Martinez 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 Burstín 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 - Universidad Tecnológica de la Mixteca
Dr. Tecpanecatl 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. Graniel 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 Delgadillo.....	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 Montaño 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 Burstín.....	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 Barrón, Armando Guadalupe García Ramírez, Roque Alfredo Osorio 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 Benítez 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 Tecpanecatl 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

PISTAS EDUCATIVAS

• No. 112 • Noviembre 2015

Contenido

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 Silvia 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

Análisis de la conductividad térmica efectiva en un generador termoeléctrico segmentado usando Bi_2Te_3 y PbTe

Ana Lilia Nieto Magdaleno

¹Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e investigación, ESIME-Culhuacán. Av. Santa Ana No 1000, Culhuacán, Coyoacán, C.P. 04430, México, D.F.
lnieto986@gmail.com

Miguel Ángel Olivares Robles

¹Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e investigación, ESIME-Culhuacán. Av. Santa Ana No 1000, Culhuacán, Coyoacán, C.P. 04430, México, D.F.
olivares@ipn.mx

José Jorge Chanona Pérez

Instituto Politécnico Nacional, Departamento de Ingeniería Bioquímica, ENCB, Prolongación de Carpio y Plan de Ayala s/n, Santo Tomas, Miguel Hidalgo, C.P. 11340, México, D.F.
jorge_chanona@hotmail.com

Resumen

Los generadores termoeléctricos (TEG), conocidos como dispositivos de estado sólido, se utilizan para generar energía eléctrica a partir de un gradiente de temperatura. Los TEGs son de pequeño tamaño y no necesitan de mantenimiento. En este trabajo, se analiza el transporte de calor en un generador termoeléctrico segmentado compuesto de dos materiales, Bi_2Te_3 y PbTe , a través de la "conductividad térmica efectiva" (κ_{ef}). Ésta conductividad, considera la conducción de Fourier en estado estacionario, la generación de calor de Joule y el efecto Seebeck. Además, el valor de κ_{ef} no depende de las condiciones de funcionamiento del TEG sino de las propiedades de transporte de

los propios materiales semiconductores. En el modelo considerado para el TEG segmentado, los resultados obtenidos muestran que los valores óptimos para la conductividad térmica efectiva, eficiencia reducida y finalmente la potencia máxima del sistema corresponden al Bi_2Te_3 .

Palabra(s) Clave(s): conductividad térmica, eficiencia, potencia, seebeck, TEG.

1. Introducción

Los materiales termoeléctricos a través del efecto Peltier pueden convertir directamente el calor en electricidad. La termoelectricidad ha sido utilizada en las tecnologías de conversión de energía. De hecho, hay un gran interés en el uso de los materiales termoeléctricos para una variedad de aplicaciones tales como la compactación del calor residual y la refrigeración [1, 2].

Debido a la necesidad que existe actualmente de generar energía eléctrica a través energías renovables, los generadores termoeléctricos (TEG) se consideran cada vez más importantes para la recolección del calor de desecho. Por esto, es importante el estudio de diferentes materiales termoeléctricos con mayor eficiencia termoeléctrica [3, 4, 5, 6].

Los generadores termoeléctricos son dispositivos de estado sólido sin partes móviles, silenciosos, confiables y escalables, lo que es ideal para la generación de energía eléctrica en pequeña cantidad y la recolección de energía.

Recientemente, se ha propuesto el estudio de la conductividad térmica para diversos módulos termoeléctricos (TE), por ejemplo simples, segmentados y en cascada. Estos módulos TE están compuestos de diferentes materiales. El transporte de calor en materiales termoeléctricos requiere considerar no sólo la conducción del calor de Fourier, sino también los efectos termoeléctricos de Peltier y Thomson.

En estudios recientes se ha propuesto un enfoque que describe el transporte de calor en el interior de los generadores termoeléctricos (TEG) a través de una conductividad

térmica efectiva (k_{ef}) [7]. En lugar de considerar cada uno de estos efectos por separado, se deduce una "conductividad térmica efectiva" (κ_{ef}), que permite modelar la totalidad del transporte de calor en el material termoeléctrico usando la ecuación de conducción en estado estacionario. El propósito de este enfoque es simplificar la optimización de la operación del TEG, especialmente cuando se consideran los acoplamientos térmicos entre el TEG y los depósitos térmicos o fuentes de calor [8].

Así, en este trabajo, se realiza el análisis de la eficiencia reducida η_r de un TEG Segmentado usando el concepto de la conductividad térmica efectiva (κ_{ef}) en lugar de la conductividad térmica (κ).

Un generador termoeléctrico utiliza el flujo de calor debido a un gradiente de temperatura para generar un flujo de carga eléctrica a través del circuito externo. Así, el voltaje producido debido a una diferencia de temperatura, debido al efecto Seebeck, está dado por,

$$V = \alpha \Delta T$$

donde, α es el coeficiente de Seebeck de los materiales semiconductores [9].

El factor de mérito de los materiales, (zT), depende del coeficiente de Seebeck (α), la temperatura promedio para el TEG (T), la resistividad eléctrica (ρ), y la conductividad térmica (κ) del material [1,2] y está dada por,

$$zT = \frac{\alpha^2 T}{\rho \kappa} \quad (1)$$

La potencia en un generador termoeléctrico que convierte el calor (Q) con eficiencia η , se expresa como,

$$P = \eta Q \quad (2)$$

Ya que el calor es una forma de energía, el trabajo útil generado a partir del calor está limitado por la eficiencia Carnot,

$$\eta_c = \frac{T_h - T_c}{T_h} = \frac{\Delta T_E}{T_h} \quad (3)$$

donde $\Delta T = T_h - T_c$ es la diferencia de temperatura a través del termoelectrico. La eficiencia máxima de un convertidor termoelectrico depende en gran medida de la diferencia de temperatura ΔT_{TE} a través del dispositivo [2].

Esto se debe a que el generador termoelectrico, como todos los motores térmicos, no puede tener una eficiencia superior a la de un ciclo de Carnot,

$$\eta = \frac{\Delta T_{TE}}{T_h} \eta_{r,d}. \quad (4)$$

donde, η_r es la eficiencia reducida, que es la eficiencia relativa a la eficiencia de Carnot [10].

En el modelo de propiedades termoelectricas constantes (CPM), α , ρ y κ se aproximan como independientes de la temperatura. En este caso, la expresión para la eficiencia [10] se puede expresar como,

$$\eta = \frac{\Delta T_E}{T_h} \cdot \frac{\sqrt{1 + zT} - 1}{\sqrt{1 + zT} + T_c/T_h} \quad (5)$$

La eficiencia de un dispositivo termoelectrico real debe ser alrededor del 90% de este valor debido a las pérdidas de interconexiones eléctricas, resistencias de contacto térmico y eléctrico, y otras pérdidas térmicas.

2. Conductividad Térmica Efectiva y Potencia Máxima

A. Conductividad Térmica Efectiva.

El flujo de calor total (q'') a través de un TE en cualquier punto del segmento termoelectrico (ver Fig. 1.) se puede escribir como,

$$q'' = J\Phi \quad (6)$$

donde J , es la densidad de corriente y Φ , es el potencial termoeléctrico [2].

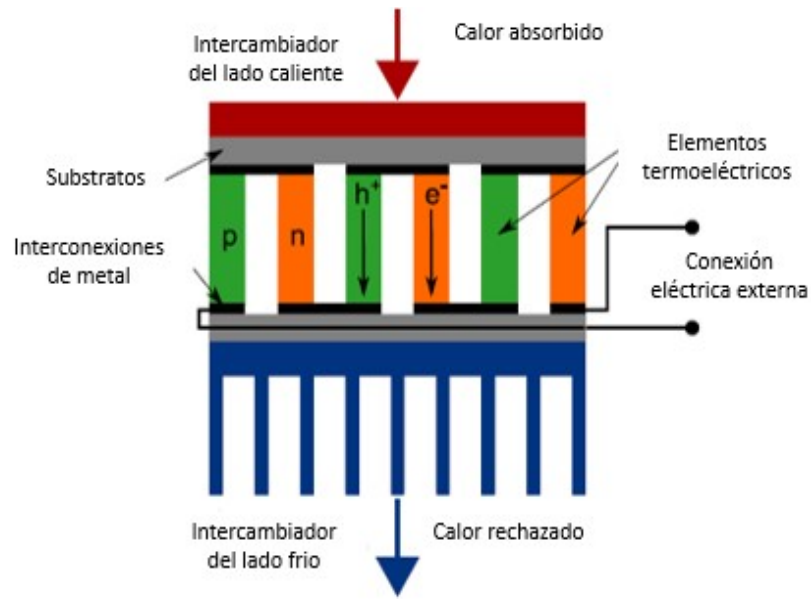


Fig. 1. Generador termoeléctrico.

La ec. (6) incluye el calor de Peltier y los flujos de calor de Fourier. También se puede escribir el flujo de calor en términos de la corriente reducida, u . Debido a que el flujo de calor del TEG en el lado caliente (q''_h), es de interés, la forma reducida de la ec. (6) específicamente para este flujo [11], está dada por medio de la integral

$$q''_h = \frac{\Phi_h \int_{T_c}^{T_h} \kappa u dT}{l} \quad (7)$$

donde, l , y κ , es la longitud y la conductividad térmica del segmento semiconductor, respectivamente. El flujo de calor, q''_h , de la ec. (7) se puede expresar en términos de la conductividad térmica efectiva, κ_{ef} ,

$$q''_h = \frac{\kappa_{ef}}{l} (T_h - T_c) \quad (8)$$

donde κ_{ef} esta dada por,

$$\kappa_{ef} = \frac{\Phi_h}{(T_h - T_c)} \int_{T_c}^{T_h} \kappa u dT \quad (9)$$

En la ec. (9), debemos conocer $u(T)$. Con el fin de simplificar esta ecuación, se utiliza la condición $u = s$ en todo el segmento termoelectrico. s , es el factor de compatibilidad termoelectrico [2]. Para un generador termoelectrico, se tiene que

$$u = s = \frac{\sqrt{1 + zT} - 1}{\alpha T} \quad (10)$$

Combinando las ecs. (9) y (10), y considerando que κ y zT constante con la temperatura, aquí zT debe ser calculada usando una temperatura promedio para el TEG, se tiene

$$\kappa_{ef} = \frac{\kappa \Phi_h (\sqrt{1 + zT} - 1)}{(T_h - T_c)} \int_{T_c}^{T_h} \frac{1}{\alpha T} dT \quad (11)$$

Finalmente, κ_{ef} puede expresarse en la forma de L. Baranowski (ver Ref. 2),

$$\kappa_{ef} = \frac{\kappa T_h (1 + zT + \sqrt{1 + zT})}{2(T_h - T_c)} \left(1 - \left(\frac{T_h}{T_c} \right)^{k_g} \right), \quad k_g = \frac{2 - 2\sqrt{1 + zT}}{zT} \quad (12)$$

B. Potencia Máxima dependiente del Área

Es conocido el hecho que la potencia se puede expresar como,

$$P = \eta q_h'' \quad (13)$$

La diferencia de temperatura (ΔT_{TE}) a través de la TE se puede expresar como,

$$\Delta T_{TE} = \Delta T_{suministro} \frac{\Theta_{TE}}{\Theta_{Hx} + \Theta_{TE}} \quad (14)$$

y el flujo de calor está dado por,

$$q_h'' = \frac{\Delta T_{suministro}}{(\Theta_{Hx} + \Theta_{TE})} \quad (15)$$

donde Θ_{Hx} , es la resistencia térmica del intercambiador de calor y Θ_{TE} , es la resistencia térmica del TE [1,2].

Sustituyendo las ec. (4), (14) y (15) en la ec. (13), se obtiene una expresión para la potencia producida

$$P = \frac{\Delta T_{suministro}^2 \eta_{r,d}}{T_h} \frac{\Theta_{TE}}{(\Theta_{Hx} + \Theta_{TE})^2} \quad (16)$$

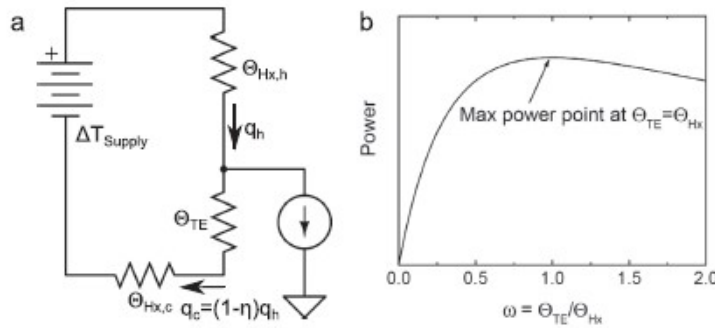


Fig. 2. Circuito térmico equivalente. Figura tomada de la referencia [2].

La figura 2(b) muestra la potencia como una función de $w = \Theta_{TE} / \Theta_{Hx}$ [2]. Nótese que la potencia se maximiza [12, 13, 14] cuando $w = 1$, por lo tanto se tiene que

$$P_{max} = \frac{\Delta T_{suministro}^2 \eta_{r,d}}{4 T_h \Theta_{Hx}} \quad (17)$$

Baranowski y colaboradores [2] han mostrado que la eficiencia reducida del dispositivo se expresar como:

$$\eta_{r,d} = \frac{2 T_h \left(1 - \left(\frac{T_c}{T_h} \right)^{\eta_{r,max}} \right)}{\Delta T_{suministro}} \quad (18)$$

Así, sustituyendo esta última ecuación en la ec. (17) se obtiene

$$\frac{P_{max}}{A_{Hx}} = \frac{\Delta T_{suministro} h_{Hx}}{2} \left(1 - \left(\frac{T_c}{T_h} \right)^{\eta_{r,max}} \right) \quad (19)$$

donde A_{Hx} , es el área del intercambiador de calor y $h_{Hx} = 1/(\theta_{Hx}A_{Hx})$, es coeficiente de transferencia de calor.

3. Resultados

Como se ha mencionado anteriormente, en esta sección se obtienen los resultados numéricos para κ_{ef} , η_r y $\frac{P_{max}}{A_{Hx}}$ de un TEG segmentado compuesto de dos materiales termoeléctricos, a saber, PbTe y Bi₂Te₃. En la siguiente tabla se muestran las propiedades utilizadas para los cálculos realizados [15, 16], (ver Tabla1):

	Tipo-n (PbTe)	Tipo-p (Bi ₂ Te ₃)
Conductividad eléctrica σ (10 ² Sm ⁻¹)	900	1000
Conductividad térmica κ (W/m ¹ ·K ⁻¹)	2.2	1.6
Coeficiente Seebeck α (μVK ⁻¹)	250	200

Tabla 1. Propiedades termoeléctricas del PbTe y Bi₂Te₃.

A. Conductividad Térmica Efectiva

La figura 3 muestra la dependencia de la κ_{ef} respecto zT para diferentes temperaturas T_h usando Bi₂Te₃. Nótese conforme se incrementa la temperatura (T_h) aumentan los valores de κ_{ef} para una misma zT .

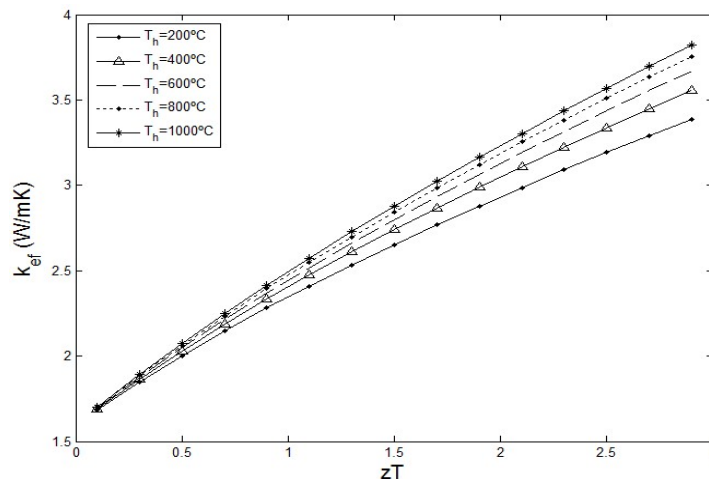


Fig. 3. Variación de κ_{ef} con T_h y zT ($T_c = 27^\circ\text{C}$, $\kappa = 1.6\text{ W/mK}$) para el Bi₂Te₃.

Mientras que la κ_{ef} del PbTe en comparación con el Bi_2Te_3 es mayor para las mismas temperaturas T_h y zT (ver Fig. 4).

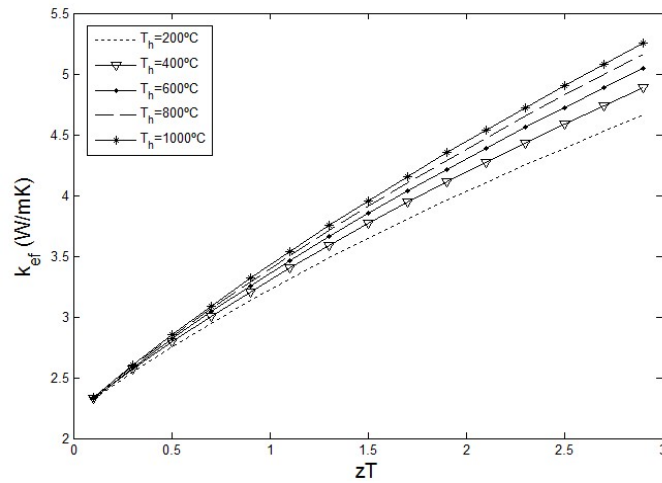


Fig. 4. Variación de κ_{ef} con T_h y zT ($T_c = 27^\circ\text{C}$, $\kappa = 2.2\text{ W/mK}$) para el PbTe.

B. Eficiencia Reducida

Se ha mostrado que la eficiencia reducida [17] puede expresarse

$$\eta_r = \frac{u(\alpha - \rho\kappa u)}{u\alpha + \frac{1}{T}} \quad (20)$$

Utilizando la ec. (20) se obtiene la η_r para cada uno de los materiales como función u . Comparando la eficiencia reducida de ambos materiales en función de la corriente reducida (ver Fig. 5), se observa que Bi_2Te_3 tiene mayor eficiencia reducida que el PbTe, alcanzando una eficiencia reducida máxima de $\eta_{r,max}^{\text{Bi}_2\text{Te}_3} = 0.0473$ y $\eta_{r,max}^{\text{PbTe}} = 0.0372$.

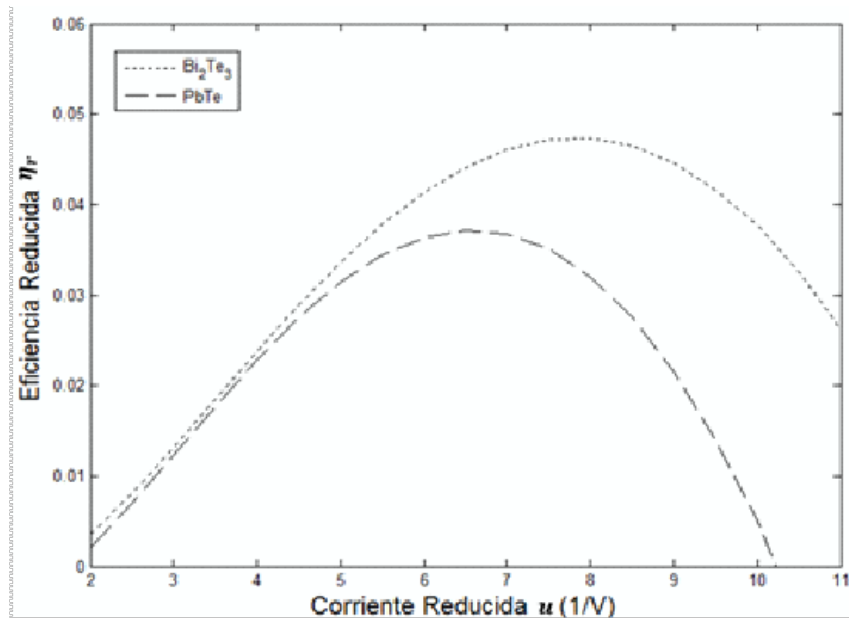


Fig. 5. Eficiencia reducida vs. Corriente reducida de Bi_2Te_3 y PbTe . (Ver figura 8 de la referencia 2).

A partir de la ec. (12) se obtiene que la conductividad térmica (κ) en términos de κ_{ef} ,

$$\kappa = \frac{2(T_h - T_c)}{T_h(1 + zT + \sqrt{1 + zT})} \cdot \frac{\kappa_{ef}}{\left(1 - \left(\frac{T_h}{T_c}\right)^{k_g}\right)} \quad (21)$$

Para obtener η_r como función de κ_{ef} , se sustituye la ec. (21) en ec. (20).

$$\eta_r = u \left\{ \alpha - \rho \left[\frac{2(T_h - T_c)}{T_h(1 + zT + \sqrt{1 + zT})} \cdot \frac{\kappa_{ef}}{\left(1 - \left(\frac{T_h}{T_c}\right)^{k_g}\right)} \right] u \right\} \quad (22)$$

La figura 6 muestra el comportamiento de la η_r del Bi_2Te_3 en términos de u para diferentes valores de $zT = 1, 1.5, 2$, y los valores correspondientes de κ_{ef} usando un valor de $T_c = 27^\circ\text{C}$.

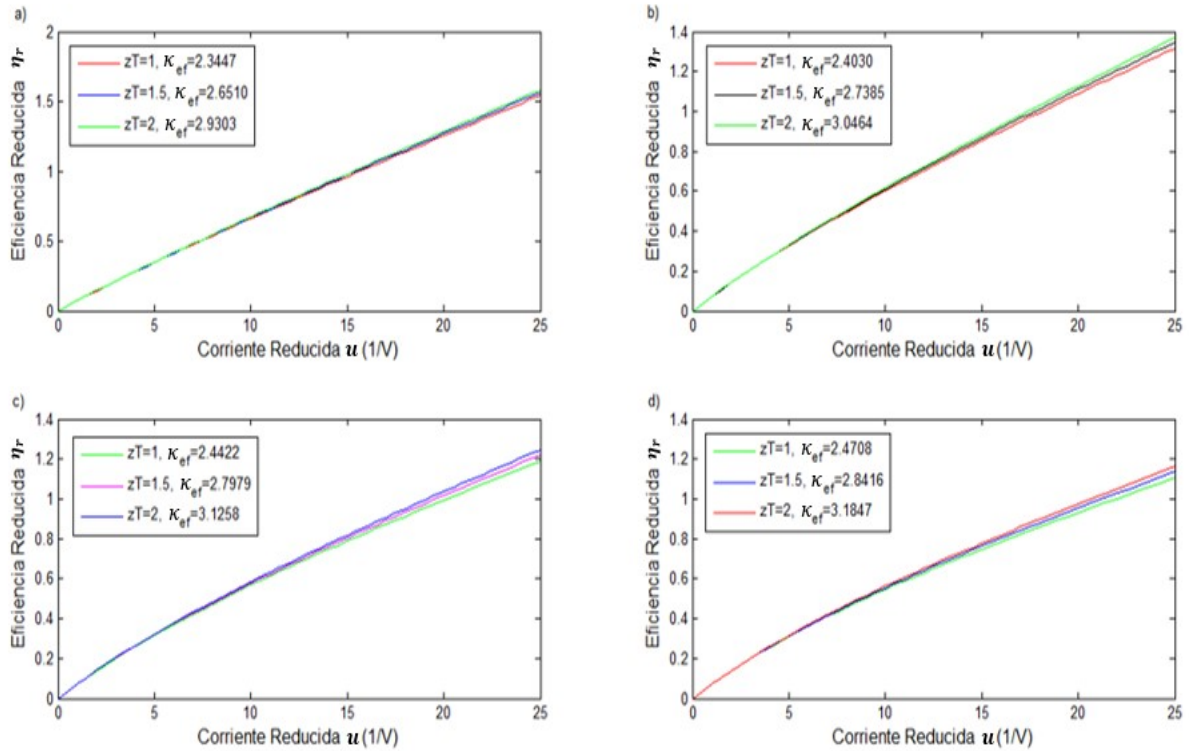


Fig. 6. Eficiencia reducida vs. Corriente reducida dependiente de κ_{ef} para Bi_2Te_3 a diferentes temperaturas (T_h) a) 200°C, b) 400°C, c) 600°C y d) 800°C.

Nótese que con el aumento de T_h la eficiencia reducida η_r disminuye al mismo tiempo para $zT = 2$ se obtienen los mejores valores para η_r .

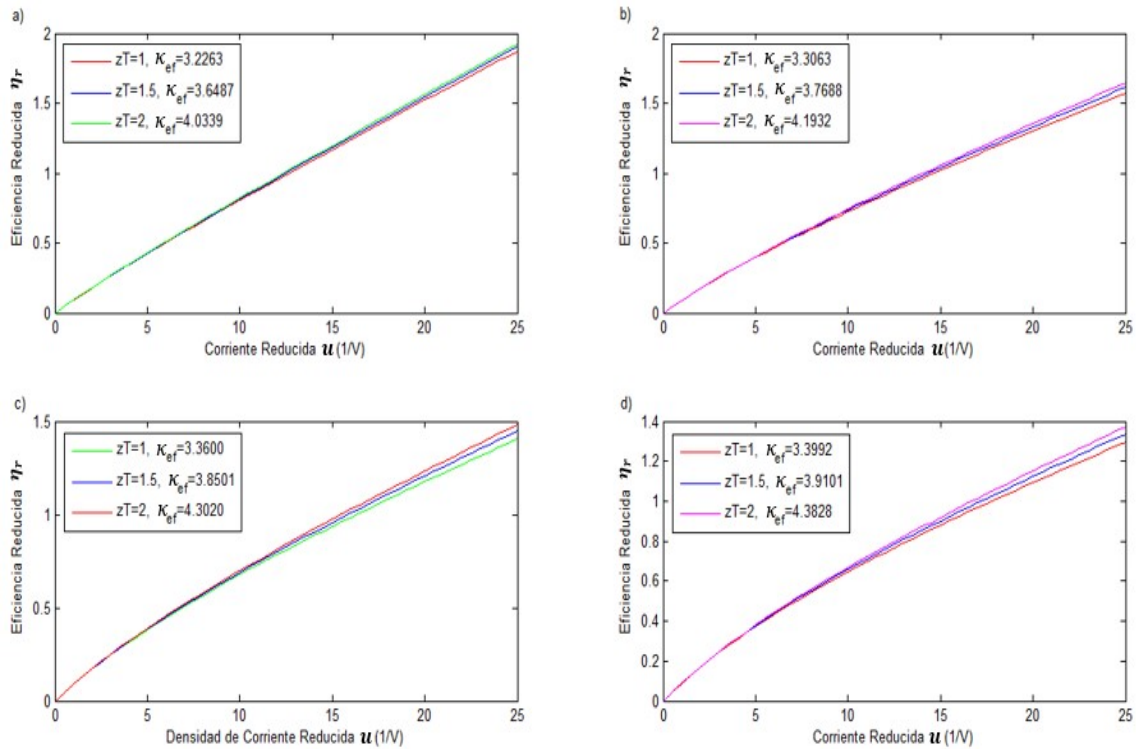


Fig. 7. Eficiencia reducida vs. Corriente reducida dependiente de κ_{ef} para PbTe a) 200°C, b) 400°C, c) 600°C y d) 800°C.

La Fig. 7. muestra la eficiencia reducida del PbTe en función de la corriente reducida. En esta figura los valores de η_r del PbTe son mayores que los correspondientes al Bi_2Te_3 .

C. Calculo de la Potencia Máxima

El diseño de un sistema de TEG normalmente comienza con la elección del intercambiador de calor. Esto se debe a que los intercambiadores de calor son probablemente los componentes físicamente más grandes en el sistema; el módulo termoeléctrico es típicamente pequeño en comparación con el intercambiador de calor.

El incremento de la potencia generada $\frac{P_{max}}{A_{Hx}}$, aumenta con la temperatura T_h pero depende fuertemente del valor considerado para coeficiente de transferencia de calor.

Las figuras 8 y 9 muestran el comportamiento de $\frac{P_{max}}{A_{Hx}}$ cuando se usa aire forzado, $h_{Hx} \approx 0.004 W/cm^2K$ y agua forzada $h_{Hx} \approx 0.6 W/cm^2K$ respectivamente.

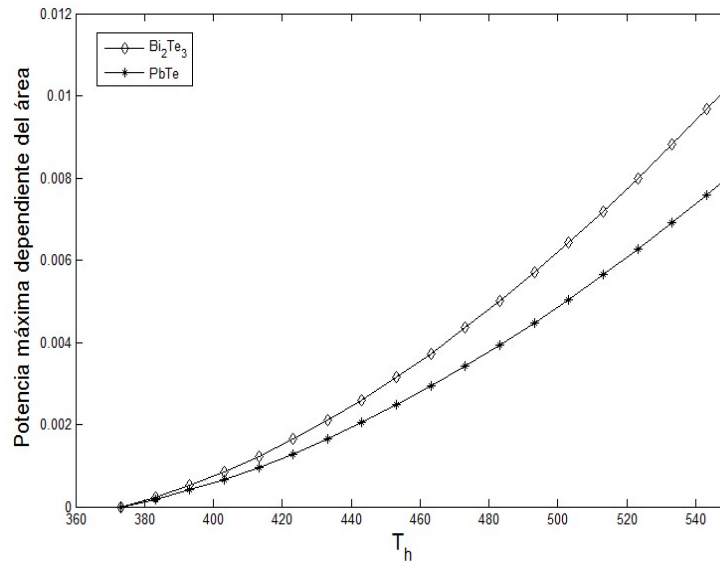


Fig. 8. Potencia máxima dependiente del área vs. T_h , para un valor de $h_{Hx} \approx 0.004 W/cm^2K$.

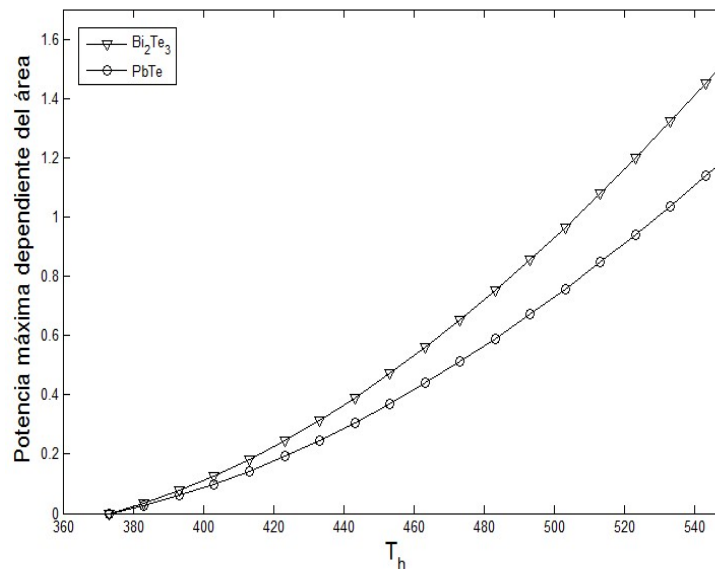


Fig. 9. Potencia máxima dependiente del área vs. T_h , para un valor de $h_{Hx} \approx 0.6 W/cm^2K$.

4. Discusión

Como primer punto cabe notar que se han obtenido diferentes valores para la conductividad térmica efectiva por medio de las ec. (12), variando la temperatura caliente (T_h) y al mismo tiempo la figura de mérito (zT), dando como resultado una mejor conducción de calor en el Bi_2Te_3 .

Los valores numéricos obtenidos para $\eta_{r,max}^{\text{Bi}_2\text{Te}_3} = 0.0473$ y $\eta_{r,max}^{\text{PbTe}} = 0.0372$ obtenidos con la ec. (20) corresponden con los valores obtenidos con la ecuación $\eta_{r,l max} = \frac{\sqrt{1+zT}-1}{\sqrt{1+zT}+1}$ coinciden con los máximos observados (ver Fig. 5). Cabe mencionar que al sustituir la conductividad κ en la ec. (21), la eficiencia reducida aumenta en ambos materiales como se aprecia en las figuras (6, 7). En estas figuras se observa que con $zT = 2$ y $T_h = 800^\circ\text{C}$ se obtienen los valores máximos de eficiencia reducida para ambos materiales.

Por último, los valores numéricos calculados para la potencia máxima $\frac{P_{max}}{A_{Hx}}$ son mayores para Bi_2Te_3 véase las figuras 8 y 9, en comparación con el PbTe . También nótese que con un coeficiente de transferencia $h_{Hx} \approx 0.6 \text{ W/cm}^2\text{K}$ para un intercambiador de calor de agua forzada se obtienen mayores valores para la potencia máxima alcanzando valores mayores a 1, en cambio en el intercambiador de calor de aire forzado muestra valores muy pequeños.

5. Conclusiones

El aumento de la conductividad térmica efectiva (κ_{ef}) es proporcional al aumento de la temperatura, T_h . Así, el PbTe es mejor conductor de calor que el Bi_2Te_3 , ya que en $T_h = 800^\circ\text{C}$ alcanzaron valores de $\kappa_{ef}^{\text{PbTe}} = 5.3 \frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$ y $\kappa_{ef}^{\text{Bi}_2\text{Te}_3} = 3.8 \frac{\text{W}}{\text{m}\cdot\text{K}}$ respectivamente.

La máxima potencia se obtiene para un intercambiador de calor de agua forzada con un coeficiente de transferencia $h_{Hx} \approx 0.6 \text{ W/cm}^2\text{K}$ usando Bi_2Te_3 como se observa en la Fig.9.

Como comentario final se puede agregar que los resultados de este trabajo han mostrado que los materiales Bi_2Te_3 y PbTe cumplen con buenas propiedades termoeléctricas para la construcción de módulos segmentados.

6. Referencias

- [1] S. Priya, D. J. Inman, *Energy Harvesting Technologies*. 1^o edition. 2009. Springer. New York, USA. 325-335 pp.
- [2] Lauryn L. Baranowski, G. Jeffrey Snyder, Eric S. Toberer, "Effective thermal conductivity in thermoelectric materials". *Journal of Applied Physics*. Vol. 113. No. 204904. 2013.
- [3] G. J. Snyder, E. S. Toberer, "Complex thermoelectric materials". *Nature Mater.* Vol. 7. 105-114 pp. 2008.
- [4] E. S. Toberer, L. L. Baranowski, C. Dames, "Advances in thermal conductivity". *Annu. Rev. Mater. Res.* Vol. 42. 2012. 179-209 pp.
- [5] L. E. Bell, "Cooling, heating, generating power, and recovering waste heat with thermoelectric systems". *Science*. Vol. 321. 2008. 1457-1461 pp.
- [6] L. L. Baranowski, G. J. Snyder, E. S. Toberer, "Concentrated solar thermoelectric generators". *Energy Environ. Sci.* Vol. 5. 2012. 9055–9067 pp.
- [7] Comment on "Effective thermal conductivity in thermoelectric materials". *J. Appl. Phys.* Vol. 113. No. 204904. 2013.
- [8] Response to "Comment on 'Effective thermal conductivity in thermoelectric materials'". *J. Appl. Phys.* Vol. 113. No. 204904. 2013.
- [9] T. J. Seebeck, "Magnetische polarisation der Metalle und Erze durch temperatur-differenz". Technical Report, Reports of the Royal Prussian Academy of Science. Berlin. 1823.

- [10] G. J. Snyder, *Thermoelectric Power Generation: Efficiency and Compatibility*. 2006. CRC Press, Taylor & Francis Group. Boca Raton, FL, USA. Chap. 9.
- [11] G. J. Snyder, T. S. Ursell, "Thermoelectric efficiency and compatibility," *Phys. Rev. Lett.* Vol. 91. No. 14. 148301. 2003.
- [12] J. W. Stevens, "Optimal design of small DT thermoelectric generation systems," *Energy Convers. Manage.* Vol. 42. 2001. 709–720 pp.
- [13] Z. Zhou, D. Zhu, Y. Huang, C. Wang, "Heat sink matching for thermoelectric generator". *Adv. Mater. Res.* No. 6122. 2012. 383–390 pp.
- [14] P. M. Mayer, R. J. Ram, "Optimization of heat sink-limited thermoelectric generators". *Nanoscale Microscale Thermophys. Eng.* Vol. 10. 2006. 143–155 pp.
- [15] W. Seifert, M. Ueltzen and E. Müller, "One-dimensional Modelling of Thermoelectric". *Phys. stat. sol.* Vol. 194. 2002. 277-290 pp.
- [16] EVERREDtronics. <http://www.everredtronics.com/>. Mayo 2015.
- [17] G. Jeffrey Snyder, Tristan S. Ursell, "Thermoelectric Efficiency and Compatibility," *Physical Review Letters*. No. 91-148301. 2003.

7. Autores

Ing. Ana Lilia Nieto Magdaleno. Obtuvo su título de Ingeniero Físico por la Universidad Autónoma Metropolitana unidad Azcapotzalco (UAM – Azcapotzalco), actualmente estudia la Maestría en Ciencias de Ingeniería en Sistema Energéticos en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) unidad Culhuacán, del IPN.

Dr. Miguel Ángel Olivares Robles. Recibió el grado de Maestro en Ciencias en Física y el grado de Doctor en Ciencias 1994 y 1997 respectivamente, en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa (UAM - Iztapalapa). Realizó su Estancia Posdoctoral en el Department of Physics, Ohio University durante los años 1999 y 2000. Actualmente es Profesor Investigador Titular C, definitivo y de tiempo completo en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Culhuacán (ESIME- Culhuacán) del Instituto

Politécnico Nacional (IPN). Miembro del Sistema Nacional e Investigadores (SNI) ininterrumpidamente desde 1997 a la fecha.

Dr. José Jorge Chanona Pérez. Recibió el grado de Maestro en Ciencia en Alimentos y el grado de Doctor en Ciencias de alimentos en 2000 y 2004 respectivamente, en la Escuela Nacional de Ciencias Biológicas del Instituto Politécnico Nacional. Actualmente es Investigador Titular C, definitivo y de tiempo completo. El Dr. Chanona es miembro del Sistema Nacional e Investigadores (SNI).

Análisis térmico de un enfriador termoeléctrico para bebidas impulsado por rueda mecánica

Gerardo Plata Medina

Instituto Politécnico Nacional, Av. Santa Ana 1000, San Francisco Culhuacán, Coyoacán, C.P. 04430,
México, D. F.

gerardo.plata.medina@hotmail.com

Miguel Ángel Olivares Robles

Instituto Politécnico Nacional, Av. Santa Ana 1000, San Francisco Culhuacán, Coyoacán, C.P. 04430,
México, D. F.

molivares67@gmail.com

Resumen

En este trabajo consideramos un enfriador para bebidas que está compuesto de un contenedor aislado térmicamente (Termo), un módulo termoeléctrico de enfriamiento por efecto Peltier (TEC) y una dinamo. El TEC es accionado con la corriente eléctrica producida por la dinamo aprovechando la fuerza mecánica de una rueda de bicicleta. La velocidad de un ciclista oscila entre 15 y 20 Km/h [1, 2] y la diferencia de potencial producida por la dinamo entre estos rangos de velocidad es de 5.4 V hasta 9.3 V y la corriente eléctrica producida está en el rango de 0.54 A hasta 0.64 A . Estos rangos de corriente y voltaje son requeridos para accionar el enfriador termoeléctrico. Nuestro análisis térmico, para las diferentes partes del sistema, nos permite determinar la cantidad de calor, la cual varía en términos de la temperatura ambiente, que se requiere extraer del contenedor por medio del TEC. Nuestros resultados preliminares para este sistema compuesto de enfriador-dinamo muestran el comportamiento de la temperatura de la bebida en función del tiempo y nos permite determinar la viabilidad técnica de este sistema.

Palabra(s) Clave(s): diferencia de potencial, dinamo, efecto peltier, enfriador termoelectrico, fuerza mecánica.

1. Introducción

El aprovechamiento de energía a través de medios que no dañan al ambiente es un tema de alto impacto en la actualidad. La refrigeración termoelectrica es usada en equipos científicos, médicos y otros dispositivos en los que se requiere un control de la temperatura con alta precisión [3,4]. La mayoría de los sistemas de refrigeración tradicionales están basados en la compresión de vapor de gas refrigerante [5]. El principal problema con estos sistemas es que contribuyen al efecto invernadero. Mientras que la refrigeración termoelectrica (TE), presenta algunas ventajas sobre la refrigeración convencional, tales como, su tamaño compacto, bajo peso, ausencia de partes mecánicas removibles, y sin el uso de sustancias que dañan al ambiente [6, 7, 8, 9,10].

Por otro lado, la generación de energía por medio de una dinamo, que utiliza la energía mecánica de la rueda de bicicleta, ha sido utilizada por los ciclistas para iluminación. Las dinamos de bicicleta son alternadores que consisten en un imán unido al eje de giro y un embobinado estático sin escobillas. La corriente producida en la dinamo es alterna (AC).

En las dinamos tradicionales (de botella) el extremo del eje de la dinamo porta un cabezal que está en contacto con la rueda de una de la bicicleta, para transmitir mecánica de la rueda al eje de la dinamo. Un rotor formado por un imán en un núcleo de hierro gira en un estator de bobinas de cable en las que, a través de la ley de inducción de Faraday, el campo magnético variable producido por el movimiento genera una corriente eléctrica en las bobinas [11, 12, 13].

En este trabajo analizamos la implementación de un dispositivo termoelectrico para el enfriamiento de bebidas hidratantes a través de un sistema combinado Termo-Enfriador Termoelectrico-Dinamo. La organización de este trabajo es como sigue. En la sección

2, describimos el sistema TE combinado y las ecuaciones que gobiernan a este sistema. En la sección 3, presentamos nuestros resultados numéricos obtenidos a partir del análisis térmico del sistema TE. En la sección 4, discutimos nuestros resultados y finalmente en la sección 5 presentamos nuestras conclusiones.

2. Análisis térmico del sistema

En trabajos recientes, se han estudiado los dispositivos de enfriamiento termoeléctrico [6, 7, 8, 9, 10, 14]. En nuestro estudio consideramos el enfoque propuesto por Yamanashi et al. [14] para un TEC. Yamanashi estudió el rendimiento de un TEC en función de los intercambiadores de calor con el propósito de incrementar el coeficiente de desempeño (COP) del sistema. Un esquema del sistema TEC estudiado por Yamanashi se presenta en la Figura 1.

2.1. Sistema de enfriamiento termoeléctrico (TEC)

El TEC considerado en este estudio está compuesto por una etapa con n pares de elementos termoeléctricos. Estos termoelementos semiconductores están formados por materiales tipo P y N . Las tasas de flujo de calor en enfriador termoeléctrico son el calor de rechazo, Q_H , a través de la fuente térmica superior a temperatura T_H y el calor absorbido, Q_C , de la fuente de calor a temperatura, T_C .

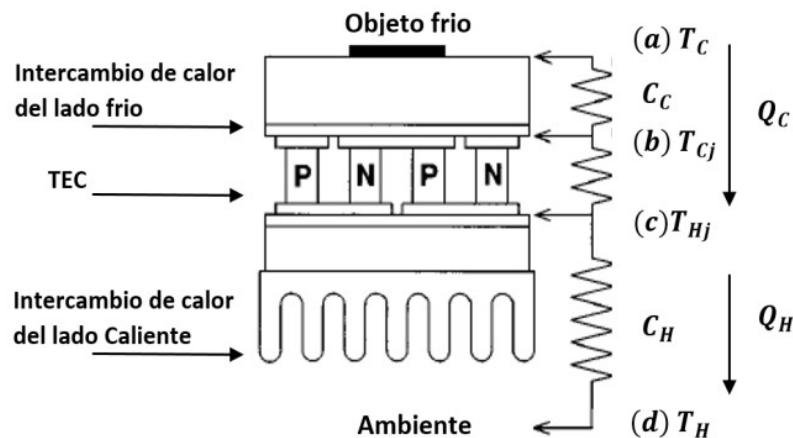


Figura 1. Esquema de un Sistema Termoeléctrico TEC. Tomada de la referencia [14].

2.2. Análisis térmico del contenedor

En este trabajo consideramos el análisis térmico de la tapa y las paredes del contenedor de nuestro sistema. En este análisis consideramos el flujo de calor unidimensional de acuerdo con la literatura Termodinámica y de Trasferencia de Calor [15, 16]. La tapa del contenedor se muestra en la Figura 2. Consideramos el flujo de calor hacia el contenedor durante la apertura y cierre de la tapa.

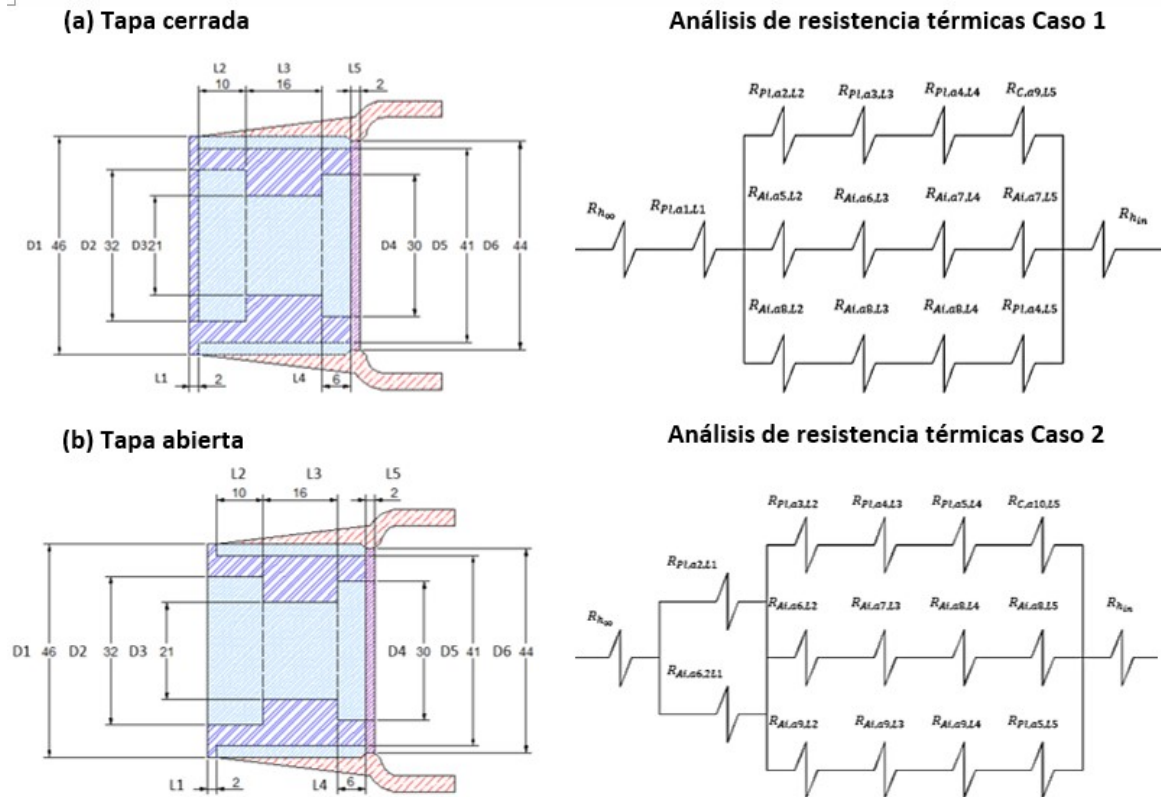


Figura 2. Esquema de la Tapa del Contenedor. (a) Tapa cerrada, (b) Tapa abierta.

La configuración de los materiales en las paredes del contenedor se muestra en la figura 3.

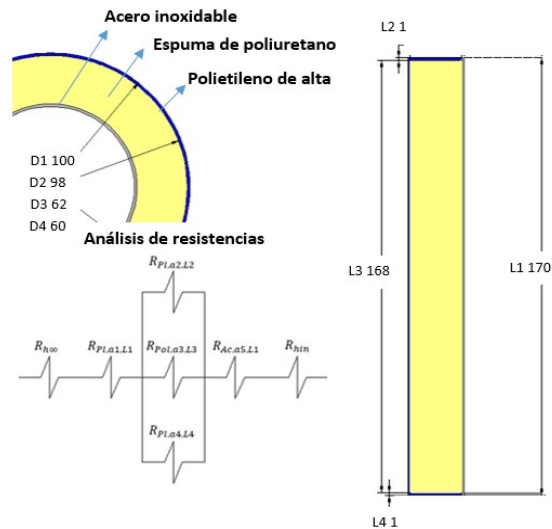


Figura 3. Configuración de Materiales en el Contenedor de la Bebida.

2.3. Generador de corriente: dinamo

Finalmente, consideramos la dinamo de nuestro sistema, que genera la energía eléctrica para impulsar el sistema de enfriamiento TEC. En los estudios preliminares se ha mostrado que la llamada dinamo en realidad es un alternador, debido a que carece de escobillas y la corriente eléctrica de la salida es alterna. En la Figura 4, mostramos las partes que componen a la dinamo [11, 12, 13].



Figura 4. Elementos de la Dinamo.

2.4. Ecuaciones que gobiernan al enfriador termoelectrico (TEC)

Los efectos termoelectricos presentes en un TEC (Efectos Seebeck, Peltier, Thomson y Joule), son considerados en las ecuaciones de balance térmico que gobiernan a nuestro TEC,

$$Q_C = AIT_C - \frac{1}{2}I^2R - K(T_H - T_C) \quad (1)$$

$$Q_H = AIT_H + \frac{1}{2}I^2R - K(T_H - T_C) \quad (2)$$

donde Q_C es el intercambio de calor a través del lado frio a temperatura T_C , Q_H es el intercambio de calor a través del lado caliente a temperatura T_H , R es la resistencia eléctrica, A es el coeficiente de Seebeck y K es la conductancia térmica del TEC. Estos parámetros están dados por,

$$R = (\rho_p + \rho_n) \frac{l}{S} N \quad (3)$$

$$A = (\alpha_p + \alpha_n) N \quad (4)$$

$$K = (\kappa_p + \kappa_n) \frac{S}{l} N \quad (5)$$

donde N es el número de termocuplas, l es la longitud de los semiconductores tipo P y N , y S es el área seccional de los semiconductores tipo P y N [14].

Aplicando conservación de energía la potencia suministrada P al TEC está dada por [7, 10].

$$P = Q_C - Q_H. \quad (6)$$

Sustituyendo las ecuaciones (1) y (2) en (6), obtenemos que

$$P = AIT_C + I^2R \quad (7)$$

Finalmente, el coeficiente de desempeño, COP , del refrigerador está dado por

$$COP = \frac{Q_C}{P} = \frac{AT_C I - \frac{1}{2} I^2 R - K(T_H - T_C)}{AI\Delta T + I^2 R} \quad (8)$$

2.5. Análisis de resistencias térmicas del contenedor de la bebida

La cantidad de calor transferida o cedida por un cuerpo de masa m , con capacidad calorífica C_p a una temperatura inicial T_0 , es

$$Q = mC_p\Delta T = mC(T_f - T_0) \quad (9)$$

Si $T_0 > T_f$ el cuerpo cede calor Q pero si $T_0 < T_f$ el cuerpo recibe calor Q .

La conducción de calor a través de una pared plana se expresa en función de la ley de Fourier como.

$$\int_{x=0}^l Q_{cond,pared} dx = - \int_{T=T_1}^{T_2} \kappa adT \quad (10)$$

$$Q_{cond,pared} = \kappa a \frac{T_1 - T_2}{l}, \quad (11)$$

donde la conductividad térmica k , no depende de la temperatura. En términos de la resistencia térmica R , la conducción se expresa de la siguiente forma.

$$Q_{cond} = \frac{T_1 - T_2}{R_{cond}}, \quad (12)$$

donde

$$R_{cond} = \frac{l}{\kappa a}. \quad (13)$$

Consideramos la transferencia de calor por convección usando la ley de enfriamiento de Newton,

$$Q_{conv} = ha_s(T_s - T_\infty) \quad (14)$$

donde, a_s es el área de la superficie sólida a una temperatura T_s y la temperatura del fluido en un punto suficientemente lejos de la superficie es T_∞ , con un coeficiente de transferencia de calor por convección h .

En términos de la resistencia térmica tenemos que

$$Q_{conv} = \frac{T_s - T_{\infty}}{R_{conv}}, \quad (15)$$

donde

$$R_{conv} = \frac{1}{ha_s}. \quad (16)$$

Como mencionamos en la sección 2.2 el análisis al contenedor de la bebida se aplica a la tapa y a las paredes. En primer lugar, las ecuaciones correspondientes al análisis de resistencias térmicas de la apertura (Caso 1) y cierre (Caso 2) de la tapa, véase figura 2, están dadas por

$$R_{T,Caso\ 1} = R_{h_{\infty}} + R_{Pl,a1,L1} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a2,L2}} + \frac{1}{R_{Ai,a5,L2}} + \frac{1}{R_{Pl,a8,L2}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a3,L3}} + \frac{1}{R_{Ai,a6,L3}} + \frac{1}{R_{Air,a8,L3}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a4,L4}} + \frac{1}{R_{Ai,a7,L4}} + \frac{1}{R_{Ai,a8,L4}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{C,a9,L5}} + \frac{1}{R_{Ai,a7,L5}} + \frac{1}{R_{Pl,a4,L5}}} + R_{h_{in}} \quad (17)$$

$$R_{T,Caso\ 2} = R_{h_{\infty}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a2,L1}} + \frac{1}{R_{Ai,a6,L1}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a3,L2}} + \frac{1}{R_{Ai,a6,L2}} + \frac{1}{R_{Ai,a9,L2}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a4,L3}} + \frac{1}{R_{Ai,a7,L3}} + \frac{1}{R_{Air,a9,L3}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a5,L4}} + \frac{1}{R_{Ai,a8,L4}} + \frac{1}{R_{Pl,a9,L4}}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{C,a10,L5}} + \frac{1}{R_{Ai,a8,L5}} + \frac{1}{R_{Pl,a5,L5}}} + R_{h_{in}} \quad (18)$$

donde el subíndice Pl, Ai y C denotan a los materiales polietileno, aire y caucho respectivamente, a es el área de la sección del material, L es la longitud de cada sección a analizar.

La resistencia térmica para las paredes del contenedor, ver figura 3, está dada por,

$$R_{T,Paredes} = R_{h_{\infty}} + R_{Pl,a1,L1} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Pl,a2,L2}} + \frac{1}{R_{Pol,a3,L3}} + \frac{1}{R_{Pl,a4,L4}}} + R_{Ac,a5,L4} + R_{h_{in}} \quad (19)$$

2.6. Voltaje Inducido en los devanados del estator del dinamo

El voltaje inducido en los devanados estatóricos está dado por

$$V_{ind} = N_c \Phi w_m \sin(w_m t) \quad (20)$$

donde N_c es el número de vueltas del devanado estatórico, Φ es el flujo magnético en Webers (W_b) que pasa a través del devanado y w_m es la velocidad angular de rotación del eje de la dinamo. El flujo magnético, Φ , y la velocidad angular, w_m , están dadas por

$$\Phi = dLB_m \quad (21)$$

$$w_m = \frac{2w_e}{Np} \quad (22)$$

donde d es el diámetro del estator, l es la longitud del devanado en metros, B_m es la densidad del flujo pico del campo magnético en Teslas (T) y w_e es la frecuencia angular en radianes por segundo (**Rad/s**). Sustituyendo la ecuación (21) y (22) en (20) obtenemos que el voltaje inducido,

$$V_{ind} = \frac{2N_c dLB_m w_e}{Np} \sin\left(\frac{2}{Np} w_e t\right) \quad (23)$$

3. Resultados

En nuestros cálculos numéricos iniciamos con la transferencia de calor que transmite al contenedor de la bebida. El rango de temperaturas en México oscila en promedio entre $18^\circ C$ y $26^\circ C$ [17]. Hay zonas del país que presentan temperaturas superiores a los $30^\circ C$ por lo que en nuestro análisis consideramos un rango de temperaturas de $20^\circ C$ a $41^\circ C$ [18]. La tabla 1 y 2 muestran nuestros resultados para el cálculo del calor total, Q_{CC1} , transferido por conducción y convección para el caso en el que la tapa permanece cerrada y no hay desalojo de la bebida. Mientras que el calor, Q_{CC2} , corresponde al caso en el que existen aperturas con duración de 13 s en intervalos de 20 min durante 1 h, retirando en promedio 89 mL de bebida.

<i>T en México</i>	h_{∞}	h_{in}	R_T	Q_{CC1}
$T_{\infty} \text{ }^{\circ}\text{C}$	W/m^2K	W/m^2K	K/W	$KW \cdot h$
21	38.6504952	0.635073087	1167.16462	0.05243476
26	38.37729182	0.682549153	1095.24405	0.07231265
31	38.34124933	0.742123785	1017.90959	0.09548982
36	38.31133438	0.802965585	950.77377	0.12116447
41	38.29008895	0.857365493	898.814006	0.14819529

Tabla 1. Calor Total Transferido al Contenedor por Conducción y Convección, Q_{CC1} , para el caso de Tapa Cerrada.

<i>T en México</i>	h_{∞}	h_{in}	R_T	Q_{CC2}
T_{∞}	W/m^2K	W/m^2K	K/W	$(KW \cdot h)$
21	38.6504952	0.635073087	1172.94472	0.18876515
26	38.37729182	0.682549153	979.221472	0.26032554
31	38.34124933	0.742123785	901.887006	0.34376334
36	38.31133438	0.802965585	834.75119	0.43619209
41	38.29008895	0.857365493	782.791426	0.53350303

Tabla 2. Calor Total trasferido por Conducción y Convección, Q_{CC2} , para el Caso de Aperturas de la Tapa.

En la Tabla 3 se encuentra los datos para el cálculo de la cantidad total de trasferencia de calor por conducción y convección (Q_{CCP}) a través de las paredes del contenedor.

<i>T en México</i>	h_{∞}	h_{in}	R_T	Q_{CCP}
$T_{\infty} \text{ }^{\circ}\text{C}$	W/m^2K	W/m^2K	K/W	$KW \cdot h$
21	38.6504952	0.635073087	61.8091265	1.7169E-05
26	38.37729182	0.682549153	58.3946147	1.6221E-05
31	38.34124933	0.742123785	54.7247777	1.5201E-05
36	38.31133438	0.802965585	51.5389173	1.4316E-05
41	38.29008895	0.857365493	49.0732333	1.3631E-05

Tabla 3. Calor Total Trasferido por Conducción y Convección a través de las Paredes del Contenedor, Q_{CCP} , para diferentes Temperaturas en México.

La cantidad total de calor transferido hacia el contenedor (Q_T) se expresa en la Tabla 4 para diferentes valores de la temperatura ambiente en México.

<i>T en Mexico</i>	Q_p	Q_{cc2}	Q_b	Q_T
<i>T_{amb} °C</i>	<i>KW · h</i>	<i>KW · h</i>	<i>KW · h</i>	<i>KW · h</i>
21	5.8333E-06	0.18876515	0.00986944	0.188770979
26	7.2222E-06	0.26032554	0.01277222	0.260332763
31	8.6111E-06	0.34376334	0.015675	0.343771952
36	0.00001	0.43619209	0.01857778	0.436202092
41	1.1389E-05	0.53350303	0.02148056	0.533514424
$Q_{T,prom}$				0.352518442

Tabla 4. Calor Total Trasferido, Q_T , hacia el Contenedor de la Bebida.

La cantidad de calor total que debe ser extraído por el enfriador (TEC) en promedio es $Q_T = 0.3525 \text{ KW} \cdot h$ y el calor transferido a la bebida, Q_b , en la tabla 4, está dado por la ecuación (9) considerando la temperatura ambiente y una temperatura interna del contenedor de 4 °C.

Sin embargo, nuestros resultados experimentales muestran que la temperatura de la bebida se incrementa de 0 °C a 18.42 °C en promedio, durante un periodo de 4 horas en un horario de 2 a 6 de la tarde, considerando 8 aperturas cada 30 min. La figura 5 muestra el comportamiento de la temperatura interior del contenedor en función de temperatura ambiente promedio. El flujo de calor total hacia la bebida, Q_{Tb} , es de 0.0107 KW · h, a una temperatura ambiente promedio de 26.6 °C. Este estudio nos muestra la cantidad de calor total real, Q_{Tb} , que el TEC tendrá que extraer. Nótese que Q_{Tb} es menor que Q_T de la tabla 4.

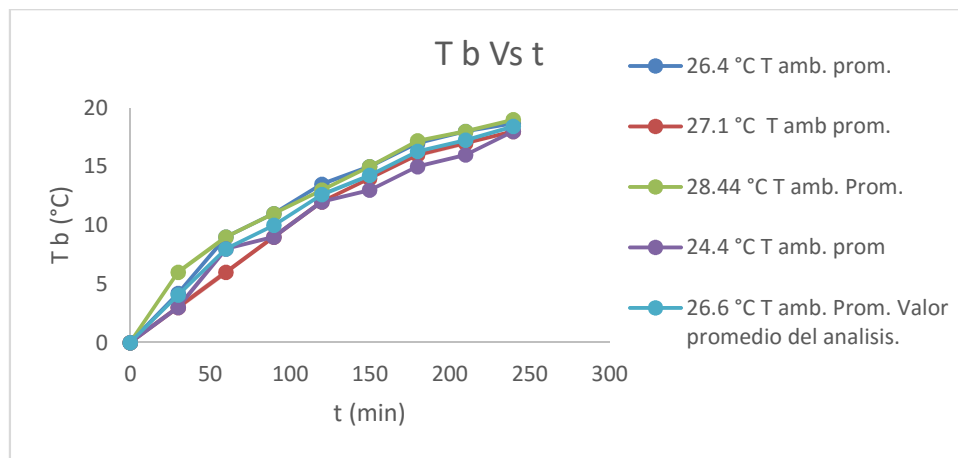


Figura 5. Temperatura de la Bebida dentro del Contenedor, T_b , en función del Tiempo, t . T_b Vs t .

Los valores experimentales obtenidos para la dinamo muestran que cuando la velocidad de un ciclista esta entre 15 y 20 Km/h , el voltaje generado está entre 5.4 V y 9.3 V mientras que los valores para la corriente están entre 0.54 A y 0.64 A . Ya que el voltaje y al corriente eléctrica requerida por el sistema de enfriamiento es de 5 V y 0.5 A , la dinamo es capaz de suministrar el voltaje y corriente requeridas por el sistema de enfriamiento.

La Tabla 5 muestra los valores de voltaje, corriente y potencia entregada por la dinamo.

Análisis de la Dinamo			
V (Km/h)	Voltaje (V)	Corriente (A)	P (W)
5	1.4	0.27	0.378
10	3.7	0.42	1.554
15	5.4	0.54	2.916
20	9.3	0.64	5.952
25	11.7	0.77	9.009
30	12.3	0.82	10.086
35	13	0.92	11.96
40	15.1	0.95	14.345
45	16	1	16
50	17.2	1.2	20.64

Tabla 5. Valores del Análisis de la Dinamo a distintas Velocidades.

En la Tabla 6 mostramos los valores para obtener el rendimiento promedio, ϵ_{C1} , del sistema Enfriador-Dinamo cuando el suministro de energía eléctrica no se interrumpe, es decir, el ciclista viaja a velocidad constante de 10 Km/h y las aperturas del contendor duran 13 s cada 15 min por 1 h.

Eficiencia ϵ_{C1} con alimentación Constante (Velocidad 10 Km/h por 1 h)							
$T_{ambiente}$ ($^{\circ}C$)	T_{agua} ($^{\circ}C$)	t (s)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_D (W)	Q_{TR1} (W)	ϵ_{C1}
21	21	0	5	4.98	24.9	0	0
22	19.1	900	5	4.98	24.9	6.73444444	0.27045962
23	18.1	1800	5	4.98	24.9	5.68944444	0.22849174
24	17.5	2700	5	4.98	24.9	5.03148148	0.20206753
25	17	3600	5	4.98	24.9	4.64444444	0.18652387
$\epsilon_{C1 Prom}$							0.17750855

Tabla 6. Rendimiento del Sistema Enfriador-Dinamo, ϵ_{C1} , con Alimentación de Energía Eléctrica Contante.

En la Tabla 7 mostramos el rendimiento del sistema ϵ_{C2} con interrupciones de alimentación de energía de 13 s cada 14.7 min por 1 h y después 4.5 s la velocidad incrementa de 0 a 10 Km/h hasta la siguiente interrupción.

Eficiencia, ϵ_{C2} , con alimentación variable (interrupciones de alimentación de energía en intervalos de tiempo 13 s cada 14.7 min por 1 h)							
$T_{ambiente}$ ($^{\circ}C$)	T_{agua} ($^{\circ}C$)	t (s)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_D (W)	Q_{TR2} (W)	ϵ_{C2}
23	22.9	0	0	0	0	0	0
25.2	21.5	882.8	5	4.98	24.9	8.75962845	0.35179231
26.1	21.4	1787	5	4.98	24.9	5.49692222	0.22075993
26.6	21.2	2687	5	4.98	24.9	4.2002233	0.16868367
27	20.9	3587	5	4.98	24.9	3.55422359	0.1427399
$\epsilon_{C2 Prom}$							0.17679516

Tabla 7. Rendimiento Sistema Enfriador-Dinamo, ϵ_{C2} , con alimentación de Energía Eléctrica Variable.

En la Figura 6 se pueden visualizar las caídas de potencia P y de tensión V .

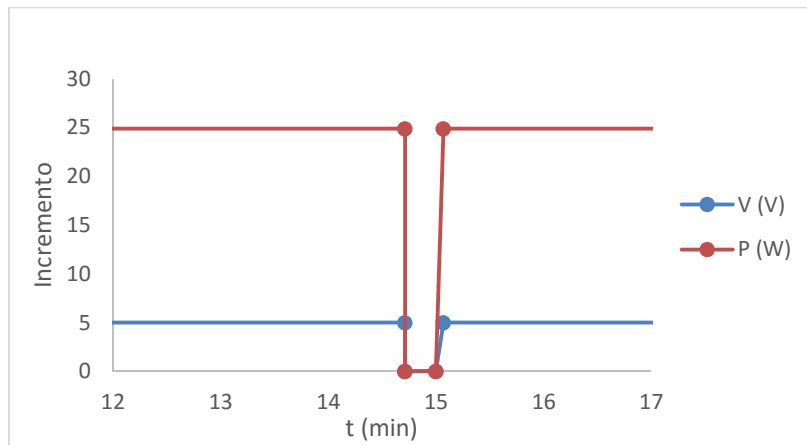


Figura 6. Caída de Potencia P y Tensión V en función del Tiempo t (Interrupción de alimentación de energía de 13 s en el tiempo de 14.7 min, después 4.5 s la velocidad incrementa de 0 a 10 Km/h hasta la siguiente interrupción).

4. Discusión de resultados

En la Tabla 1, 2, 3 y 4 mostramos los resultados del análisis térmico realizado al contenedor de la bebida cuando se mantiene cerrado Q_{CC} y cuando hay aperturas Q_{CC2} . La Figura 7 exponemos el comportamiento para ambos casos en función de las temperaturas ambiente en México [17, 18].

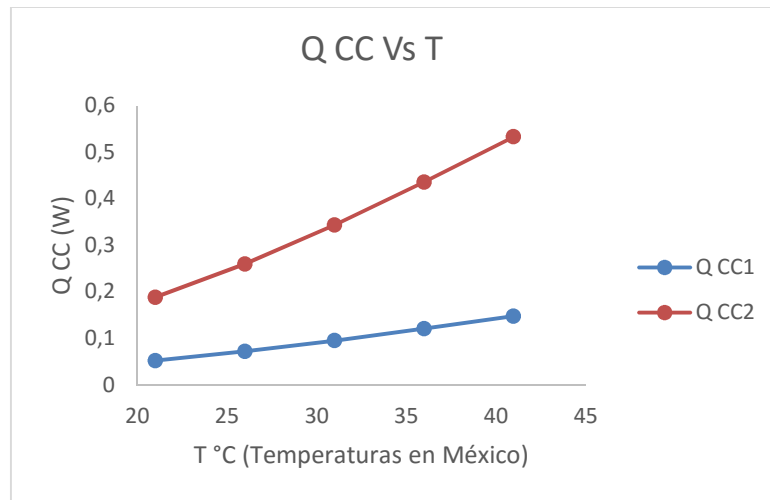


Figura 7. Q_{cc} Vs T en Méx. Calor Total Trasferido, Q_{CC1} , Cuando no hay Aperturas en la Tapa y Calor Total Transferido, Q_{CC2} , Cuando hay Aperturas de 13 s cada 20 min por 1 h.

Para el cálculo de Q_{CC1} , de la Figura 7, no contemplamos aperturas ni extracción de la bebida. En el cálculo de, Q_{CC2} , si consideramos aperturas (8 aperturas de 13 s en promedio cada 20 min por 1 h) y extracción de bebida (3 extracciones bebida en promedio de 89.1 mL en 1 h), en consecuencia, la transferencia de calor hacia el interior de contenedor es de forma creciente. En la Figura 8 mostramos el comportamiento de Q_{TCC1} y Q_{TCC2} , donde contemplamos la transferencia de calor de las paredes del contenedor Q_p .

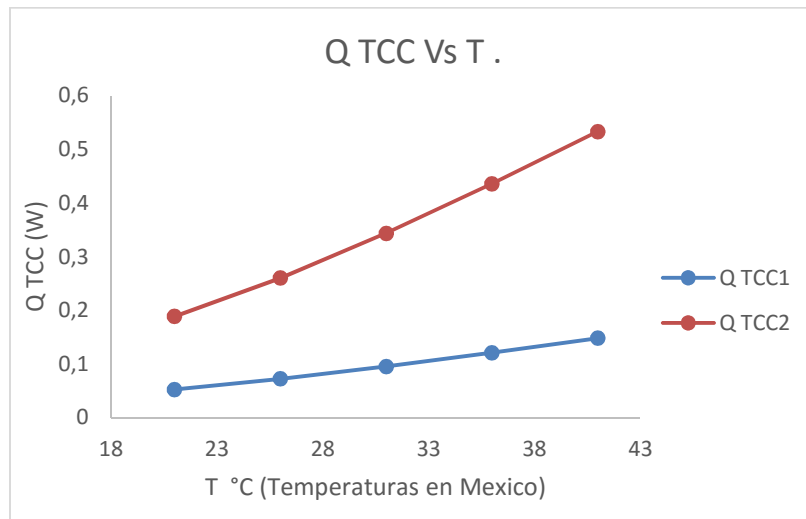


Figura 8. Calor Total Trasferido hacia el Sistema considerando Q_p , Q_{TCC1} Vs T Temperaturas en México. Calor Total Transferido hacia el Sistema considerando Q_p , Q_{TCC2} Vs T Temperaturas en México.

En el análisis experimental de la sección 2 mostramos el incremento de temperatura de la bebida en el contenedor en función del tiempo. Retomando los valores de la curva promedio de la temperatura ambiente del estudio de la Figura 5 con temperatura ambiente en promedio de 26.6 °C, el flujo de calor total de transferencia de calor al contenedor con la bebida Q_{Tb} es de 0.0107 KW · h, dicho calor deberá ser extraído por el TEC aprovechando el movimiento de la rueda mecánica. En la Figura 9, se muestran los valores de voltaje, corriente y potencia en función de la velocidad del ciclista.

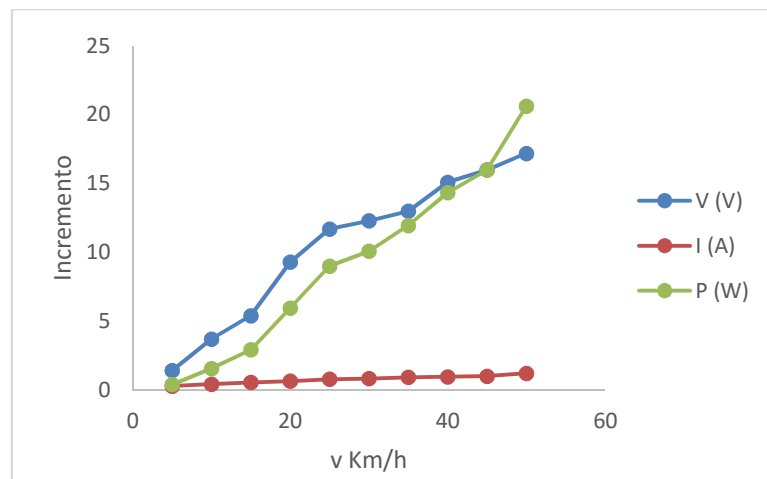


Figura 9. Incremento de Voltaje, Corriente y Potencia Vs velocidad.

Con los resultados mostrados en la Tabla 6 y 7, y en las Figuras 6, 7, 8 y 9 obtenemos el comportamiento del rendimiento del sistema Enfriador-Dinamo, ϵ_{CC1} y ϵ_{CC2} , en función del calor total agregado al sistema Enfriador-Dinamo, Q_{TR} y la potencia de alimentación P . Mostramos en la Figura 10 la eficiencia del sistema Enfriador-Dinamo, ϵ_{CC1} , cuando se considera una suministro de energía eléctrica constante y la eficiencia del sistema Enfriador-Dinamo, ϵ_{CC2} , cuando se considera una suministro de energía variable.

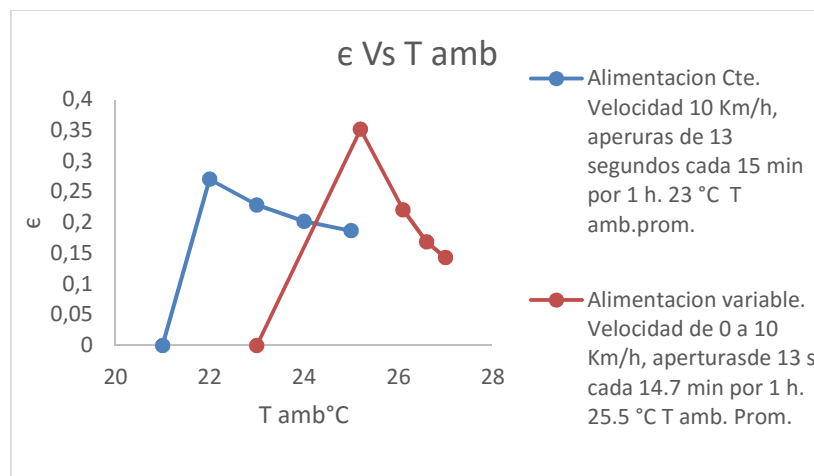


Figura 10. Rendimiento del Sistema ϵ Vs Temperatura Ambiente T_{Amb} . Con alimentación de energía constante (Velocidad constante 10 Km/h aperturas de 13 s cada 15 min por 1 h) y variable (Velocidad interrumpida 0 a 10 km/h en intervalos de 13 s cada 14.7 min por 1 h).

En la Figura 11 se muestra el rendimiento del sistema ϵ en función de la temperatura ambiente T_{amb} , donde se observa que el sistema tiene un mayor rendimiento cuando la temperatura se mantiene constante y decrece cuando la temperatura ambiente varia.

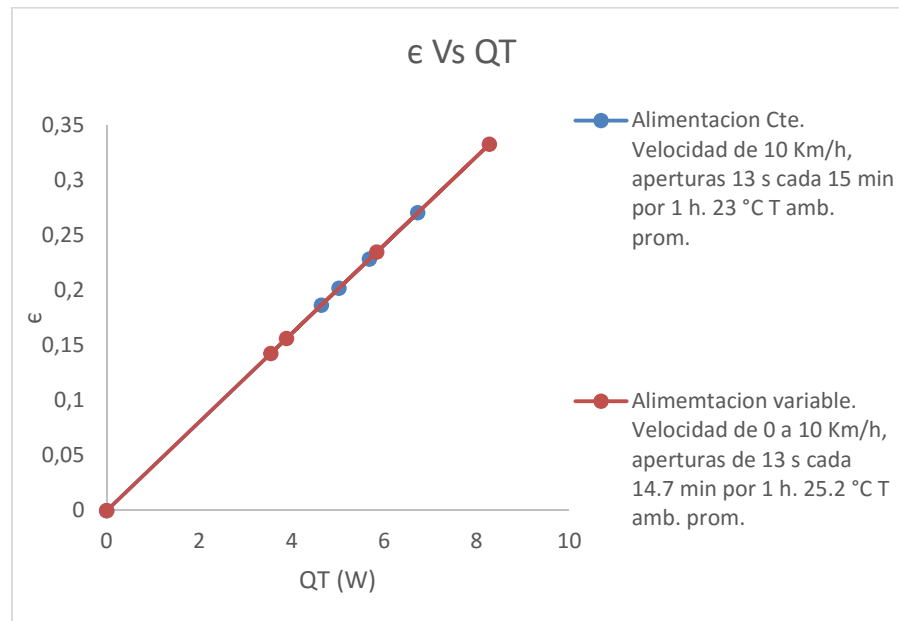


Figura 11. Rendimiento del Sistema ϵ Vs Calor Total Removido por el TEC Q_T . Con alimentación de energía constante (Velocidad constante 10 Km/h) y variable (Velocidad interrumpida en intervalos de 13 s cada 15 min por 1 h), con aperturas (13 s cada 15 min por 1 h) y sin aperturas.

4.1. Resumen de resultados

En el estudio experimental se contemplan dos casos, el primer caso consideramos un suministro de energía constante por la dinamo de 5 V y 0.49 A, a una velocidad de 10 Km/h y tomando valores de temperatura de la bebida en aperturas de 13 s cada 15 min por 1 h, donde la temperatura ambiente promedio en ese día es de 23 °C y la temperatura de la bebida va de 21 °C hasta 17 °C en 1 h, por lo que deducimos que la cantidad de calor extraída por el TEC en promedio es de 0.0221 kW · h. En el segundo caso consideramos un suministro de energía variable por la dinamo donde el voltaje será de 0 V hasta 5 V y la corriente de 0 hasta 0.49 A por consecuencia de la velocidad variable (De 0 Km/h a 10 Km/h en 4.2 s), los valores recabados de temperatura de la

bebida se toman en las interrupciones de 13 s cada 14.7 min durante 1 h y donde la temperatura ambiente promedio en ese día es de 25.2 °C de manera que la temperatura de la bebida va de 22.9 °C a 20.9 °C en 1 h, por lo que se deducimos que la cantidad de calor extraída en el intervalo de tiempo es de 0.0215 kW · h. En el análisis teórico Q_T resulta ser mayor que el calor experimental Q_{TR1} y Q_{TR} mostrando de esta forma la viabilidad del proyecto. Finalmente se tiene que el rendimiento promedio del sistema cuando la velocidad es constante $\epsilon_{C1 prom}$ es de 0.177 mientras que el rendimiento promedio cuando la velocidad varía $\epsilon_{C2 prom}$ es de 0.176, es decir, $\epsilon_{C2 prom} \approx \epsilon_{C1 prom}$ en consecuencia de la potencia variable P y la temperatura ambiente T_{amb} .

5. Conclusiones

El aprovechamiento de la energía de la rueda mecánica para cosechar la energía eléctrica para accionar un enfriador para bebidas (TEC) por medio de dinamo es posible. Mostramos en este trabajo que se puede enfriar bebidas con la energía cosechada, donde la temperatura de la bebida T_b disminuirá aproximadamente 4°C en 1 h a una temperatura ambiente T_{amb} en promedio de 23 °C (Día templado) y con una alimentación de energía constante, y donde, la temperatura T_b disminuirá 2 °C en 1 h en una T_{amb} promedio de 25.2 °C (Día caluroso) considerando una alimentación de energía variable. Aunque el rendimiento es bajo ($\epsilon_{C1 prom}$ de 0.177 y $\epsilon_{C2 prom}$ de 0.173) el sistema puede mantener una bebida fresca aun si la temperatura ambiente incrementa, es decir, una temperatura T_b menor que la temperatura T_{amb} sea con alimentación de energía eléctrica constante o variable.

Por lo tanto el modelo utilizado para un sistema termoeléctrico combinado Enfriador-Dinamo y los valores reportados en este trabajo por el análisis térmico, nos proporcionan la información necesaria para realizar un nuevo prototipo de pruebas para obtener nuevos resultados experimentales más eficientes.

6. Referencias

- [1] La velocidad de las bicicletas. <http://desmesura.org/nubes/la-velocidad-de-las-bicicletas>. Marzo 2015.
- [2] Infraestructura IV. Ciclo ciudades. México. 2014.
- [3] D. Astrain, J. G. Vián, J. Albizua, "Computational model for refrigerator based on Peltier effect application". *Applied Thermal Engineering*. Vol. 25. Diciembre 2005. 3149-3162 pp.
- [4] E. Bollati, "Generadores termoeléctricos, generación de energía sin partes móviles". *Petrotecnia*. Vol. 31. 2007. 84-90 pp.
- [5] M. Ozbolt, A. Kitanovski, J. Tusek, A. Poredos, "Electrocaloric refrigeration: Thermodynamics, state of the art and future perspectives". Vol. 40. 2014. 1-2 pp.
- [6] Celdas Peltier: Una alternativa para sistemas de enfriamiento con base en semiconductores. <http://www.utm.mx/~mtello/Extensos/Julio.html>. Diciembre 2014.
- [7] Introducción a la Refrigeración Termoeléctrica o Efecto Peltier. http://www.academia.edu/7328464/INTRODUCCI%C3%93N_A_LA_REFRIGERACI%C3%93N_TERMOEL%C3%89CTRICA. Diciembre 2014.
- [8] D. Zhao, G. Tan, "A review of thermoelectric cooling: Materials, modeling and applications". *Applied Thermal Engineering*. Vol 66. 2014. 15-25 pp.
- [9] Thermoelectric Handbook. Laird Technologies. Enero 2015.
- [10] D. M. Rowe, *Thermoelectrics Handbook: Macro to Nano*. 1° ed. 2006. CRC Taylor & Francis Group. United State of America. 1-1, 1-10 pp.
- [11] T. Croft, C. C. Carr, J. H. Watt, *Manual del Montador Electricista*. 3° Ed. 1994. Reverté. España. 7-2, 7-46 pp.

- [12] P. M. Guerrero, Maquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia. 6° Ed. 2007. Pearson Educación. México. 71-78 pp.
- [13] E. Harper, El libro practico de los Generadores, Transformadores y Motores Eléctricos. 1° Ed. 2004. Limusa. México. 1-20 pp.
- [14] M. Yamanashi, "A new approach to optimum design in thermoelectric cooling systems". J. Appl. Phys. Vol. 80. No. 9. 1996. 5494-5502 pp.
- [15] L. Garcia-Colin, Introducción a la termodinámica clásica. 4° Ed. 2012. Trillas. México.
- [16] Y. A. Cengel, Transferencia de Calor y Masa. 3 Ed. 2007. MG Hill. México.
- [17] Características edafológicas, fisiográficas, climáticas e hidrográficas de México. INEGI. México. 2008.
- [18] Reporte Anual 2014. CONAGUA. México. 2014.

7. Autores

Lic. en Ingeniería Mecánica Gerardo Plata Medina Obtuvo su título de Licenciatura en Ingeniería Mecánica por la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) Unidad Culhuacan del Instituto Politécnico Nacional (IPN), actualmente estudiante de Maestría de Ingeniería en Sistemas Energéticos en ESIME Unidad Culhuacan del IPN.

Dr. Miguel Ángel Olivares Robles Recibió el grado de Maestro en Ciencias en Física y el grado de Doctor en Ciencias 1994 y 1997 respectivamente, en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa (UAM Iztapalapa). Realizo su Estancia Posdoctoral en el Department of Physics, Ohio University durante los años 1999 y 2000. Actualmente es Profesor investigador Titular C, definitivo y de tiempo completo en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) Unidad Culhuacan del IPN. Miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI) ininterrumpidamente desde 1997 a la fecha.

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

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Carretera a Acatlima km. 2.5, C.P. 69000, Huajuapán de León, Oaxaca, México, Teléfono: (+52) 953 583 97 22
julio.cesar.martinez.ramirez.1@gmail.com

A.N. Bondarchuk

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Carretera a Acatlima km. 2.5, C.P. 69000, Huajuapán de León, Oaxaca, México
alexbondua@outlook.com

A.B. Glot

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Instituto de Electrónica y Mecatrónica, Carretera a Acatlima km. 2.5, C.P. 69000, Huajuapán de León, Oaxaca, México
alexglot@mixteco.utm.mx

Resumen

Se investigó el efecto de adición de In_2O_3 sobre las propiedades eléctricas de cerámica para varistores a base de SnO_2 dopado con Co_3O_4 , Nb_2O_5 y Cr_2O_3 . Fue estudiada la dependencia de corriente contra voltaje y estimada la altura de barrera potencial en las cerámicas $SnO_2 - Co_3O_4 - Nb_2O_5 - Cr_2O_3 - In_2O_3$ sinterizadas a 1300°C y 1400°C. El coeficiente de no-linealidad estimado para estos materiales fue en el rango 36-38. Se encontró que el valor de campo eléctrico de ruptura y la corriente de fuga en cerámica obtenida dependen del contenido de óxido de indio y temperatura de sinterización. Con la aumento del contenido de In_2O_3 , se observa el desplazamiento del campo eléctrico de ruptura hacia valores más grandes y la disminución del valor de la corriente de fuga.

Palabra(s) Clave(s): corriente de fuga, dióxido de estaño, no linealidad, óxido de indio, varistores.

1. Introducción

En la actualidad la mayoría de sistemas electrónicos se encuentran expuestos a voltajes transitorios, lo cual puede causar daños severos al funcionamiento de dichos sistemas, por lo cual es importante destacar el desarrollo de los dispositivos de protección ante dichos fenómenos, por ejemplo, las resistencias de pre-inserción, diodos supresores y los varistores.

Un varistor (*variable resistor*) es un resistor cuya resistencia disminuye con el voltaje aplicado a este, por lo cual presenta un elevado comportamiento no lineal corriente-voltaje. El parámetro principal para describir el comportamiento no-ohmico de un varistor es el coeficiente de no-linealidad (β) que corresponde a densidad de corriente (J) igual a $1 \frac{mA}{cm^2}$ y se determina a partir de la siguiente ecuación [1]:

$$J = kE^\beta \quad (1)$$

Donde k es una constante relacionada con la microestructura del material y E es el campo eléctrico. El valor de E que corresponde a $1 \frac{mA}{cm^2}$ se llama el valor de campo eléctrico de ruptura (E_B) y es también un parámetro importante de varistor.

Hoy en día, para la producción comercial de varistores se usa la cerámica a base del óxido de zinc (ZnO), la cual tiene el coeficiente de no-linealidad alrededor de 40. Por primera vez, el varistor al base de la cerámica ZnO con $\beta > 20$ fue fabricado por Matsuoka en 1971 [1, 8, 9]. Sin embargo, los varistores ZnO tienen algunas desventajas como degradación y una complicada estructura química en los bordes de granos que complica su producción y eleva el costo. Por esto, existe la necesidad en la búsqueda y estudio de nuevos materiales que pueden ser mejores candidatos para fabricar los varistores. Actualmente, fue desarrollada una amplia variedad de sistemas cerámicos para aplicación en varistores que tienen óxidos base como TiO_2 [2], $SrTiO_3$ [3], WO_3 [4],

CeO_2 [5] y SnO_2 [6]. Entre estos materiales, cerámica a base del dióxido de estaño ha recibido una especial atención porque varistores SnO_2 tienen parámetros eléctricos (β y E_B) que se aproximan a los de los varistores a base de ZnO [1, 7, 8, 9, 10]. Además, varistor a base de dióxido de estaño tiene más simple la estructura química y más alta conductividad térmica que dispositivos a base de cerámica ZnO , lo que es importante para su fabricación y aplicación. También dióxido de estaño es un material más barato que óxido de zinc. Por eso, actualmente hay mucho interés y aparece gran variedad de trabajos dedicados a la investigación de cerámica para varistores a base de SnO_2 [11, 12, 13, 14, 15].

De acuerdo a la literatura, el dopante de In_2O_3 incrementó el coeficiente de no-linealidad y resistividad eléctrica de la cerámica $SnO_2 - Co_2O_3 - Ta_2O_5$ [16]. Existe la posibilidad de que el óxido de indio (In_2O_3) pueda influir de manera similar en las propiedades de una cerámica $SnO_2 - Co_3O_4 - Nb_2O_5 - Cr_2O_3$ y aumentar el coeficiente de no-linealidad. Para verificar esta suposición, fueron obtenidas cerámicas $SnO_2 - Co_3O_4 - Nb_2O_5 - Cr_2O_3 - In_2O_3$ sinterizadas a 1300°C y 1400°C. Posteriormente fueron estudiadas sus propiedades eléctricas. Los resultados de este estudio se muestran y discutan en el trabajo presente.

2. Desarrollo

Las composiciones químicas en porcentajes molares del sistema investigado se muestran en la Tabla 1. Los polvos de óxido fueron procesados por un método convencional de mezclado usando agua destilada durante 40 minutos y después secados. Luego el polvo obtenido fue compactado usando una prensa hidráulica axial CARVER® C (150 MPa) para obtener tabletas de 8 mm de diámetro y aproximadamente 1 mm de espesor. La sinterización de cerámicas fue hecha en aire a una temperatura de 1300 °C o de 1400 °C durante de una hora en un horno Carbolite CFT-17/30 con controlador de temperatura 3508PI. La velocidad de calentamiento y enfriamiento de horno fue 2 °C/hora.

Para todas las muestras se utilizaron electrodos de plata (Ag) aplicados directamente a las superficies planas de la tableta y fijadas con un tratamiento térmico a una temperatura de 800 °C (10 min).

Los mediciones de la característica corriente- voltaje fueron hechos con un equipo Keithley 237 controlado por computadora. La densidad de corriente e intensidad de campo fueron calculados como $J = \frac{i}{s}$ y $E = \frac{V}{d}$ respectivamente, donde i es la corriente eléctrica, s es el área de los electrodos de plata y d el espesor de la muestra medida. El campo eléctrico de ruptura E_B fue medido a $1 \frac{mA}{cm}$. El coeficiente de no-linealidad β fue calculado a $1 \frac{mA}{cm}$, desde la curva de dependencia $J(E)$ como:

$$\beta = \frac{\log\left(\frac{J_2}{J_1}\right)}{\log\left(\frac{E_2}{E_1}\right)} \quad (2)$$

Donde E_1 y E_2 son la intensidad de campo eléctrico aplicado correspondiente a las densidades de corriente J_1 y J_2 respectivamente, $E_2 = E_b$ y $J_2 = 1 mA/cm^2$.

La altura de la barrera potencial φ fue estimada desde la ecuación:

$$J = J_0 \exp^{-\frac{\varphi}{KT}}, \quad (3)$$

Donde J_0 es una constante, K es la constante de Boltzman, y T es la temperatura absoluta.

3. Resultados y discusión

Para entender la influencia del dopante de óxido de indio en las propiedades eléctricas de la cerámica base de $SnO_2 - Co_3O_4 - Nb_2O_5 - Cr_2O_3$, fueron obtenidos materiales con diferente contenido de In_2O_3 (Tabla 1) y estudiadas sus dependencias de corriente eléctrica contra voltaje (Fig. 1- Fig. 4).

Composición química [% mol]	Temperatura de sinterización [°C]	Campo eléctrico de ruptura E_B [V/cm]	Coefficiente de no-linealidad β
$98.9\text{SnO}_2 - 1\text{Co}_3\text{O}_4 - 0.05\text{Nb}_2\text{O}_5 - 0.05\text{Cr}_2\text{O}_3$	1300	7900	36
$98.9\text{SnO}_2 - 1\text{Co}_3\text{O}_4 - 0.05\text{Nb}_2\text{O}_5 - 0.05\text{Cr}_2\text{O}_3$	1400	1897	36
$98.85\text{SnO}_2 - 1\text{Co}_3\text{O}_4 - 0.05\text{Nb}_2\text{O}_5 - 0.05\text{Cr}_2\text{O}_3 - 0.05\text{In}_2\text{O}_3$	1300	9660	33
$98.85\text{SnO}_2 - 1\text{Co}_3\text{O}_4 - 0.05\text{Nb}_2\text{O}_5 - 0.05\text{Cr}_2\text{O}_3 - 0.05\text{In}_2\text{O}_3$	1400	3754	32
$98.8\text{SnO}_2 - 1\text{Co}_3\text{O}_4 - 0.05\text{Nb}_2\text{O}_5 - 0.05\text{Cr}_2\text{O}_3 - 0.1\text{In}_2\text{O}_3$	1300	-	27
$98.8\text{SnO}_2 - 1\text{Co}_3\text{O}_4 - 0.05\text{Nb}_2\text{O}_5 - 0.05\text{Cr}_2\text{O}_3 - 0.1\text{In}_2\text{O}_3$	1400	13033	36

Tabla 1. Parámetros de la composición $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3 - \text{In}_2\text{O}_3$.

En la Fig. 1 se presentan las dependencias $J(E)$ para las muestras de cerámicas $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ sinterizadas a temperaturas 1300°C (curva 1) y 1400°C (curva 2). Para cada curva $J(E)$ en la Fig. 1, es posible distinguir dos regiones: Región I (donde se cumple la ley de Ohm) y Región II (donde se observa el comportamiento no-lineal de la corriente respecto al voltaje).

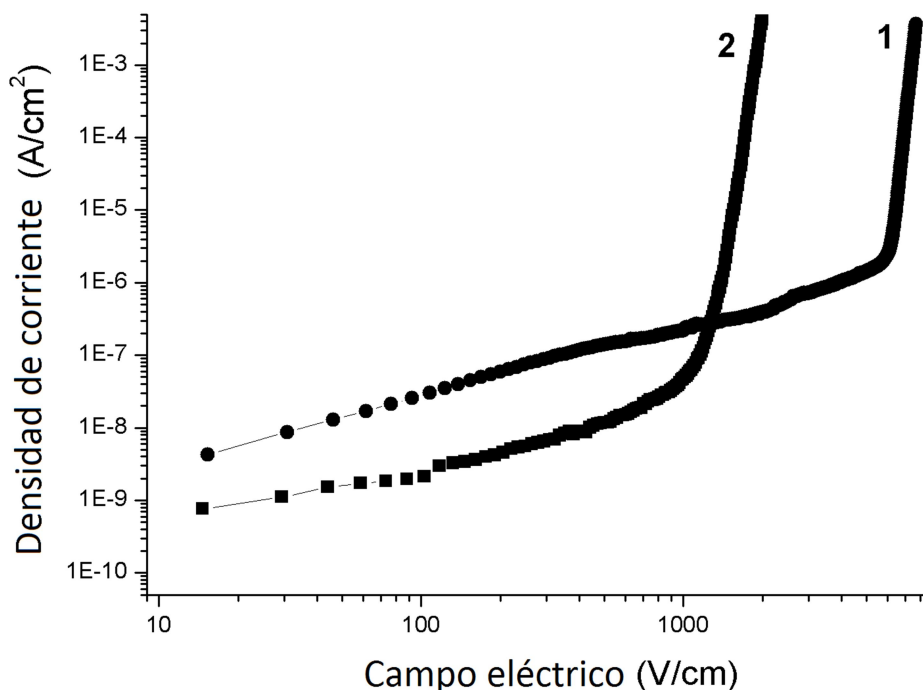


Fig. 1. Densidad de corriente contra campo eléctrico para muestras cerámicas $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ sinterizadas a temperaturas: 1300°C (curva 1) y 1400°C (curva 2).

Se observa que la Región II para el material $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ sinterizado a 1400°C (Fig. 1, curva 2) se desplazada a campos más bajos que para la cerámica fabricada a 1300°C (Fig. 1, curva 1). Esto puede ser explicado por la diferencia entre los tamaños de granos en las muestras obtenidas a diferentes temperaturas [7, 8, 12, 16]. El material sinterizado a 1400°C puede tener mayor tamaño de granos, y por lo tanto un menor número de granos y barreras potenciales en contacto con los electrodos. Por eso, para este material la Región II comienza en campos eléctricos más débiles que para la cerámica sinterizada a 1300°C .

La Región I para el material obtenido a 1300°C está desplazada a densidades de corriente más elevadas que para la cerámica fabricada a 1400°C (Fig.1, curvas 1 y 2). Esto significa que el material obtenido a 1300°C tiene menor resistividad que la cerámica sinterizada a 1400°C . Es conocido que la resistividad de cerámica en la Región I se determina por los bordes de granos, en donde existen barreras potenciales (BP) para los electrones [1, 16, 17]. Por lo tanto, estos datos permiten suponer que un material sinterizado a 1300°C tiene menores BP en los bordes de grano que en la cerámica fabricada a 1400°C .

Para confirmar esta suposición, fue estimada la altura de BP en cerámicas $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ sinterizadas a 1300 y 1400°C usando las dependencias de $J(E)$ registradas a diferentes temperaturas fijas (Fig.2). Conforme a la estimación, la altura de barrera potencial es 0.5eV para cerámica sinterizada a 1400°C y 0.2eV para material obtenido a 1300°C .

Para cerámicas $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ es posible observar que con el aumento de la temperatura, la Región I de la curva $J(E)$ se desplaza hacia arriba (Fig.2). Esto está relacionado con el aumento de número de electrones, lo cuales pueden sobrepasar BP que determinan la corriente eléctrica que fluye a través de la muestra a temperatura fija.

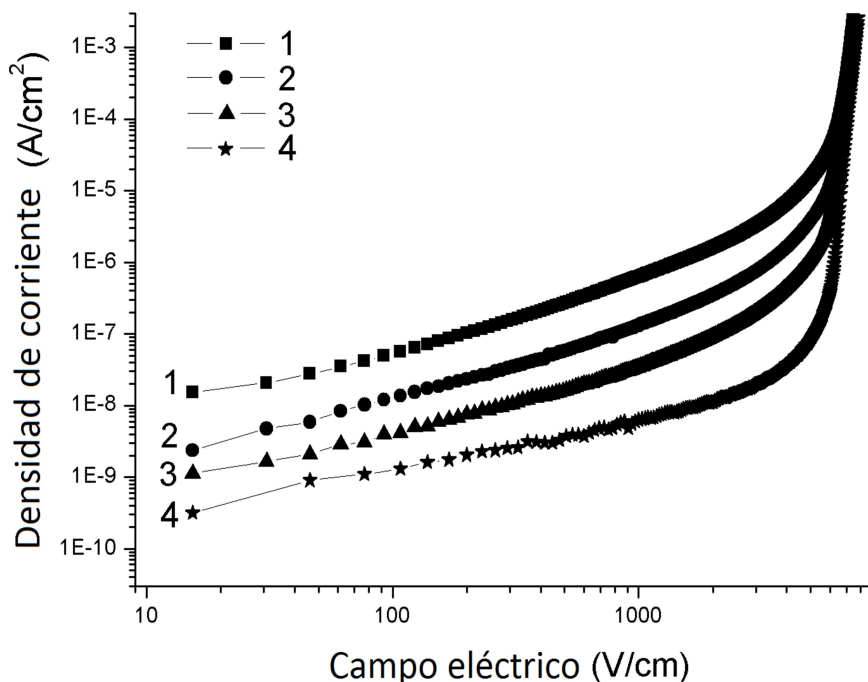


Fig. 2. Densidad de corriente contra campo eléctrico para la muestra cerámica $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ a diferentes temperaturas: 97 °C (curva 1), 77 °C (curva 2), 61.2 °C (curva 3) y 21 °C (curva 4).

Las características $J(E)$ de la cerámica $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3 - \text{In}_2\text{O}_3$ con diferentes cantidades de dopante de In_2O_3 obtenidas a temperaturas 1300 y 1400 °C se presentan en la Fig. 3 y Fig. 4, respectivamente.

Es posible ver que para ambas temperaturas de sinterización el aumento de dopante de In_2O_3 tiende a desplazar la parte no-lineal de dependencia $J(E)$ hacia campos eléctricos más altos (Fig. 3 y Fig.4).

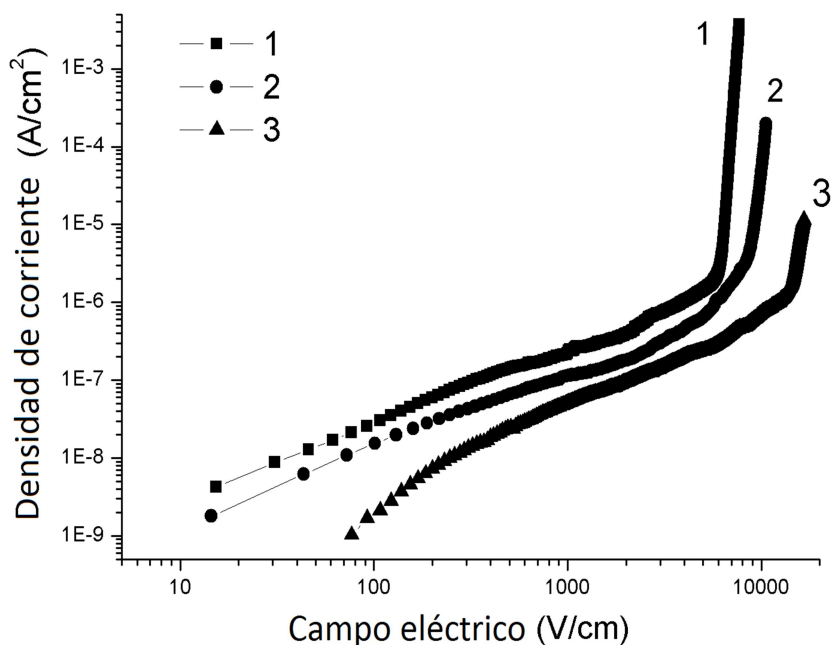


Fig. 3. Densidad de corriente contra campo eléctrico para la muestra cerámica $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ (curva 1) y $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3 - \text{In}_2\text{O}_3$ con diferente cantidad de óxido de indio: 0.05%mol (curva 2) y 0.1%mol (curva 3). Cerámicas obtenidas a 1300°C.

Este desplazamiento puede estar relacionado con la formación de granos más pequeños al aumentar la cantidad de dopante de In_2O_3 . Este efecto es observado en ambas temperaturas de sinterización, 1300°C (Fig. 3) y 1400°C (Fig. 4). Así mismo, el coeficiente de no-linealidad β no cambia significativamente al aumentar la cantidad de dopante de In_2O_3 hasta 0.1 mol. % y está en el rango 36-38.

Sin embargo, el valor de campo eléctrico de ruptura y la corriente de fuga en la cerámica obtenida dependen del contenido de óxido de indio. Con la aumento del contenido de In_2O_3 , se observa el desplazamiento del campo eléctrico de ruptura E_b hacia valores más grandes y la disminución del valor de la corriente de fuga en el Región I (Fig. 3 y Fig.4).

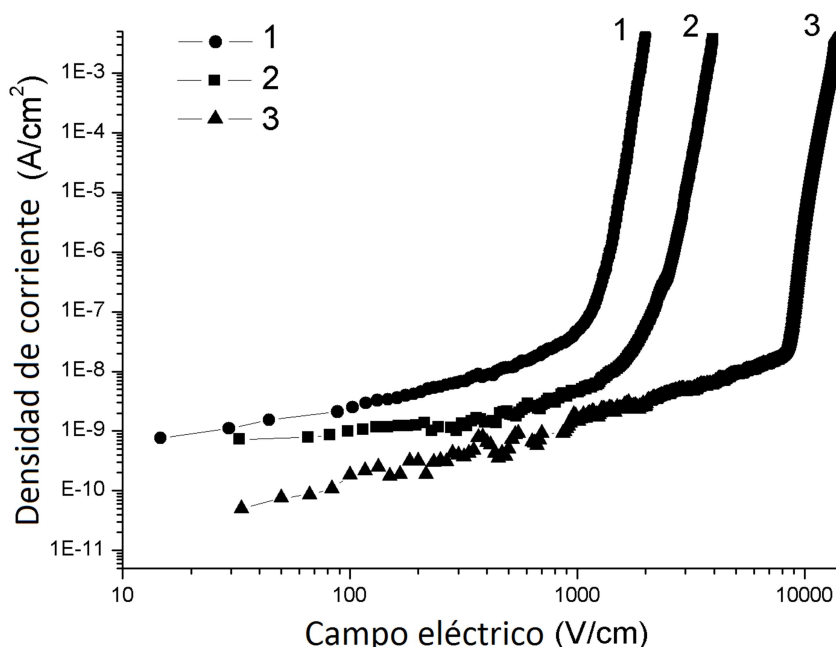


Fig. 4. Densidad de corriente contra campo eléctrico para la muestra cerámica $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ (curva 1) y $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3 - \text{In}_2\text{O}_3$ con diferente cantidad de óxido de indio: 0.05%mol (curva 2) y 0.1%mol (curva 3). Cerámicas obtenidas a 1400°C .

5. Conclusiones

Fueron obtenidos cerámicos $\text{SnO}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3 - \text{In}_2\text{O}_3$ con diferente cantidad de óxido de indio (0, 0.05 y 0.1 %mol.) a temperaturas de sinterización 1300 y 1400°C . Se mostró que el dopante de In_2O_3 decremento la conductividad de material en campos eléctricos bajos y aumenta el valor de campo eléctrico de ruptura registrado a $1 \frac{\text{mA}}{\text{cm}^2}$. Sin embargo, el coeficiente de no-linealidad en cerámicos $\text{Sn}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3 - \text{In}_2\text{O}_3$ se mantiene elevado ($\beta = 36 - 38$) y es comparable con cerámica $\text{Sn}_2 - \text{Co}_3\text{O}_4 - \text{Nb}_2\text{O}_5 - \text{Cr}_2\text{O}_3$ ($\beta = 36$). Así, el óxido de indio puede ser usado como dopante para disminuir la corriente de fuga en cerámicas para varistores a base de dióxido de estaño.

6. Referencias

- [1] D. R. Clarke, "Varistor Ceramics". J. Am. Ceram. Soc. Vol. 82. 1999. 485-502 pp.
- [2] L. Kong, L. Zhang and X. Yao, "TiO₂ based varistors derived from powders by a sol-gel process". Mater. Lett. Vol. 32. 1997. 5 pp.
- [3] J. Li, S. Li, F. Liu, M. A. Alim, G. Chen, "The origin of varistor property of SrTiO₃-based ceramics". J. Mater. Sci.: Mater. Electr. Vol.14. 2003. 483–486 pp.
- [4] V. Makarov, M. Trontelj, "Novel varistor material based on tungsten oxide". J Mater Sci Lett. Vol. 13. 1994. 937 pp.
- [5] V. V. Deshpande, M. M. Patil, V. Ravi, "SnO₂-Co₃O₄-Sb₂O₅ ceramics with additions of 0.0, 0.03, 0.05 and 0.07 mol % Cr₂O₃". Ceram. Int. Vol. 32. 2006.
- [6] A. B. Glot, A. P. Zoblin, "Non-ohmic conductivity of tin dioxide ceramics". Neo. Mater. Vol. 25. No.2. 1989. 274-276 pp.
- [7] J. A. Aguilar-Martínez, M. I. Pech-Canul, M. B. Hernández, A. B. Glot, E. Rodríguez, L. García Ortiz, "Effect of Cr₂O₃ on the microstructure and non-ohmic properties of (Co, Sb)-doped SnO₂ varistors". Revista Mexicana de Física. Vol. 59. 2013. 6-9 pp.
- [8] A. B. Glot. "A model of non-Ohmic conduction in ZnO varistors". J. Mater. Sci. Vol. 17. 2006. 755-765 pp.
- [9] M. Matsuoka, "Non-ohmic Properties of Zinc Oxide Ceramics". J. App. Phy. Vol. 10. Japan. 1971. 736-746 pp.
- [10] M. Peiteado. "Varistores cerámicos basados en óxido de zinc". Bol. Soc. Esp. Ceram. Vol. 44. 2005. 77-87 pp.
- [11] G. F. Menegotto, S. A. Pianaro, A. J. Zara, S. R. M. Antunes, A. C. Antunes, "Varistor behavior of the system SnO₂-CoO-Ta₂O₅-Cr₂O₃". J.Mater.Sci. Vol. 13. 2012. 253-256 pp.

- [12] A. B. Glot. *Ceramics Materials Research Trends*. 2007. Nova Science Publisher Inc. Hauppauge, NY, USA. 227-273 pp.
- [13] S. R. Dhage, Violet Samuel, V. Ravi, "Varistor based on doped SnO₂". *Journal of Electroceramics*. Vol. 11. 2003. 81-87 pp.
- [14] S. A. Pianaro, P. R. Bueno, E. Longo, J. A. Varela, "A new SnO₂ based varistor system". *J. Mater. Sci. Lett.* Vol. 14. 1995. 692-694 pp.
- [15] C. P. Li, J. F. Wang, W. B. Su, H. C. Chen, W. X. Wang, D. X. Zhuang, L. Xu, "Nonlinear electrical properties of cobalt doped SnO₂-Ni₂O₃-Nb₂O₅ varistors". *Europ. J. App. Phys.* Vol. 16. 2001. 3-9 pp.
- [16] M. O. Orlandi, P. R. Bueno, E. R. Leite, E. Longo, "Nonohmic behavior of SnO₂-MnO₂-Based ceramics". *Material Research*. Vol. 6. 2003. 279-283 pp.
- [17] A. B. Glot, I. A. Skuratovsky. "Non-Ohmic conduction in tin dioxide based varistor ceramics". *Mater. Chem. Phy.* Vol. 99. 2006. 487-493 pp.

7. Autores

Ing. Julio Cesar Martínez Ramírez realizó sus estudios de licenciatura en electrónica en la Universidad Tecnológica de la Mixteca. Actualmente realiza sus estudios de maestría en electrónica en la división de estudios de posgrado de la Universidad Tecnológica de la Mixteca.

Optimización geométrica de un MEMS tipo Hot-Arm

María Teresa Orvañanos Guerrero

Facultad de Ingeniería, Universidad Panamericana, Josemaría Escrivá de Balaguer #101, Fracc. Rústicos
Calpulli, C.P. 20290, Aguascalientes, Ags., México

Teléfono: +52 (449) 9106200

torvananos,@up.edu.mx

Jorge Varona Salazar

Facultad de Ingeniería, Universidad Panamericana, Josemaría Escrivá de Balaguer #101, Fracc. Rústicos
Calpulli, C.P. 20290, Aguascalientes, Ags., México

Teléfono: +52 (449) 9106200

jvarona@up.edu.mx

Ramiro Velázquez Guerrero

Facultad de Ingeniería, Universidad Panamericana, Josemaría Escrivá de Balaguer #101, Fracc. Rústicos
Calpulli, C.P. 20290, Aguascalientes, Ags., México

Teléfono: +52 (449) 9106200

rvelazquez@up.edu.mx

Resumen

Este artículo presenta la optimización experimental de la geometría de un actuador térmico MEMS tipo hot-arm. Empleando simulación numérica de la transferencia de calor y la expansión mecánica que ocurre en la microestructura, se evalúan diferentes parámetros de diseño y características geométricas con la finalidad de ilustrar el impacto de dichas variables en la distribución térmica y sobre todo en el rendimiento del actuador. Para fundamentar el análisis se presentarán algunos modelos analíticos existentes y las técnicas propuestas para el estudio y diseño de actuadores térmicos.

Mediante el uso de herramientas computacionales, el presente trabajo de investigación muestra la utilidad del empleo de análisis por elemento finito aplicado en particular a la

transferencia de calor para determinar las dimensiones más adecuadas en la arquitectura de un dispositivo. La técnica presentada en este artículo puede ser aplicada en forma general a la optimización del diseño de cualquier otro dispositivo MEMS ya existente o incluso para la creación de nuevos dispositivos.

Palabra(s) Clave(s): hot-arm, MEMS, método de elemento finito, optimización, simulación numérica.

1. Introducción

Las siglas MEMS vienen del inglés *Micro-Electro-Mechanical Systems*, es decir Sistemas Micro-Electro-Mecánicos. Se trata de pequeños dispositivos o sistemas que combinan componentes tanto eléctricos como mecánicos.

Los MEMS han sido considerados como una de las tecnologías más prometedoras para el siglo XXI y su empleo en productos de uso diario ha permitido mejoras considerables en los mismos.

Entre las ventajas que pueden considerarse en el empleo de MEMS, es posible mencionar el amplio rango de aplicaciones que van desde las comerciales hasta las militares, además de que permiten acoplar con mayor simplicidad los sistemas de sensores y actuadores a los circuitos electrónicos, reduciendo así su costo e incrementando su confiabilidad.

En el campo de los MEMS se han desarrollado gran cantidad de actuadores que van desde los electrostáticos [1], electromagnéticos [2] y piezoeléctricos [3] hasta las aleaciones con memoria de forma SMA (Shape Memory Alloy) [4], polímeros electroactivos [5] y fluidos electrorreológicos [6].

Una característica relevante de los MEMS es que las tecnologías de fabricación de estos dispositivos son compatibles con los procesos de fabricación de circuitos integrados, lo cual hace posible el desarrollo de microsistemas complejos.

Con base en las investigaciones realizadas, es posible afirmar que en escalas microscópicas, es más sencillo producir campos eléctricos y que dichos campos produzcan algún efecto en pequeños dispositivos como respuesta a las fuerzas electrostáticas.

Este artículo presenta una optimización geométrica experimental de un actuador MEMS tipo hot-arm con el objeto de lograr un actuador que al presentar un aumento de temperatura en una de sus anclas responda presentado la mayor deflexión posible, de manera que dicho movimiento pudiese ser utilizado posteriormente para la generación de pequeñas cantidades de energía que sea almacenada en otro tipo de MEMS. Los parámetros a optimizar son:

- Longitud de la flexura
- Ancho del brazo frío
- Longitud total del actuador
- Separación entre las vigas
- Ancho de los brazos
- Ancho del conector

El resto del artículo está organizado de la siguiente forma: en la sección 2 se presenta una revisión conceptual de los dos tipos de actuadores MEMS más utilizados: cantilever y hot-arm; en la sección 3 se presenta el modelo matemático de un actuador tipo hot-arm y se lleva a cabo el desarrollo de la optimización geométrica del mismo de acuerdo a los parámetros mencionados; en la sección 4 se discuten los resultados obtenidos y finalmente la sección 5 concluye el trabajo retomando los conceptos principales y las perspectivas de trabajo futuro.

2. Desarrollo

El primer MEMS desarrollado con el propósito de ayudar al procesamiento de una señal de microondas fue el llamado Cantilever, posteriormente en 1992 Guckel et al. propusieron un actuador electro-térmico llamado hot-arm cuyo diseño ha sido empleado

en gran variedad de sistemas micro-mecánicos [7]. Dichos actuadores son descritos a continuación.

2.1. Cantilever

El actuador electrostático más básico, debido a su simplicidad, es la barra Cantilever en su configuración tradicional y en barra doblemente soportada.

Una primera aproximación del Cantilever fue diseñada por Petersen [8]. Este actuador tenía la forma de una varilla compuesta por una membrana aislante, cubierta de metal delgado ($0.35\ \mu\text{m}$) y se encontraba fija en uno de sus lados a un substrato (Figura 1).

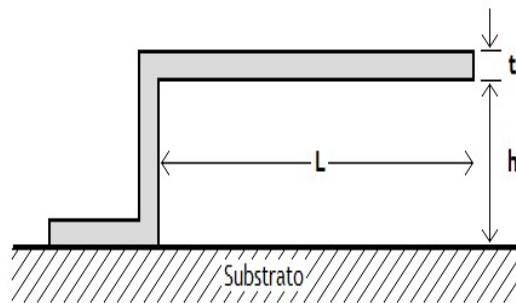


Fig. 1. Actuador Cantilever típico.

Al aplicar un voltaje entre el silicio p+ en la base y la parte superior de la viga, el actuador experimenta una fuerza de atracción distribuida a lo largo de la viga, que lo jala hacia abajo hasta que se genera un contacto eléctrico que descarga la energía electrostática.

Existe una variación del actuador Cantilever tradicional, que consiste en soportar la estructura por ambos extremos, permitiendo que la parte superior actúe a manera de membrana (Figura 2).

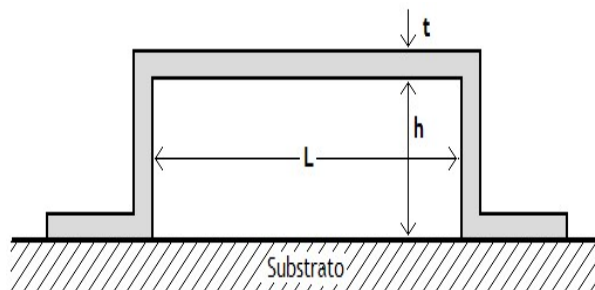


Fig. 2. Actuador Cantilever soportado por ambos extremos.

2.2. Hot-arm

Un hot-arm es un tipo de actuador MEMS formado por dos brazos asimétricos. La figura 3 muestra la geometría de este actuador.

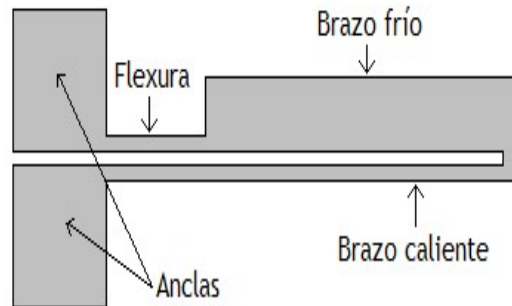


Fig. 3. Geometría del actuador hot-arm.

Cuando una diferencia de potencial eléctrico se aplica entre las anclas del actuador, se produce una corriente que circula a través de los brazos, provocando en ellos un calentamiento debido al efecto de Joule. La geometría asimétrica del actuador ocasiona que uno de los brazos sufra un calentamiento mayor (brazo caliente), en tanto que el otro presentará un menor incremento en su temperatura (brazo frío). A su vez, el incremento en la temperatura provoca una expansión térmica (mayor en el brazo caliente), que ocasionará una deflexión en el actuador [9] (Figura 4).

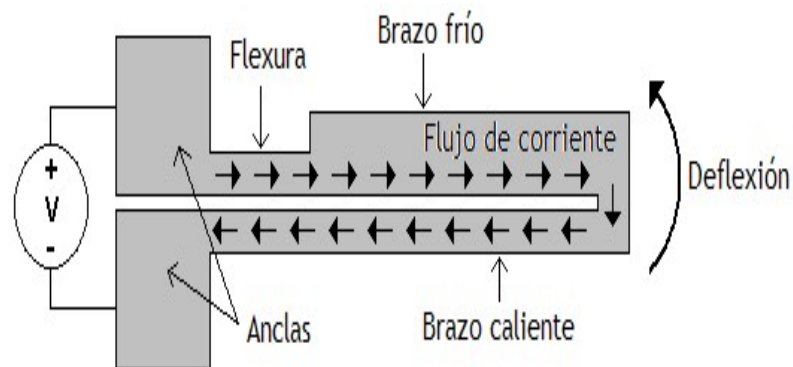


Fig. 4. Funcionamiento del actuador hot-arm.

3. Desarrollo

3.1. Modelo matemático

Considere un sistema en equilibrio térmico definido por la ecuación (1):

$$\rho c V \frac{dT}{dt} = Q_s - Q_{\text{conducción}} - Q_{\text{convección}} - Q_{\text{radiación}} \quad (1)$$

Donde Q_s es el calor generado por fuentes externas, ρ corresponde a la densidad del material, c es el calor específico, V es el volumen del material y T es la temperatura en un tiempo t .

Considerando que las temperaturas que se manejan en este tipo de actuadores son relativamente bajas, el calor que se pierde por radiación $Q_{\text{radiación}}$ puede ser despreciado y el calor que se pierde por conducción $Q_{\text{conducción}}$ puede despreciarse también debido a que se trata de un metal.

Dado que:

$$Q_{\text{convección}} = hS(T - T_e) \quad (2)$$

En donde T_e corresponde a la temperatura ambiental, h es el coeficiente de intercambio de calor y S representa el área superficial, la ecuación (1) puede ser escrita como:

$$\rho c V \frac{dT}{dt} = Q_s - hS(T - T_e) \quad (3)$$

De la solución de la ecuación (3) se obtiene una expresión que describe la temperatura en función del tiempo:

$$T(t) = \begin{cases} T_e + \frac{Q_s}{hS} (1 - e^{-at}) & (\text{calentamiento}) \\ T_e + (T_o - T_e)e^{-at} & (\text{enfriamiento}) \end{cases} \quad \text{con } a = \frac{hS}{\rho c V} \quad (4)$$

Donde a es la constante de tiempo térmica y T_o es la temperatura inicial del actuador al principio de proceso de enfriamiento.

La expansión térmica ΔL se encuentra dada por:

$$\Delta L = K^{-1}AE\alpha\Delta t \quad (5)$$

Donde K es el coeficiente de rigidez, A es el área de sección transversal, E corresponde al módulo de Young, $\Delta T = (T_o - T_e)$, σ representa el estrés térmico y α es el coeficiente de expansión térmica del material.

La expansión térmica de cada uno de los brazos puede ser obtenida a través del cálculo de la integral a lo largo de la estructura de cada brazo:

$$\Delta L = \alpha \int_0^L (T_o - T_e) dx \quad (6)$$

Utilizando alguno de los métodos de cálculo de estructuras se puede estimar la deflexión que sufrirá el actuador en función de su expansión térmica calculada en la ecuación (6).

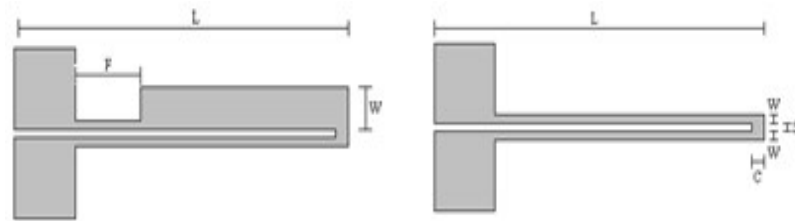


Fig. 5. Parámetros en la geometría del actuador tipo hot-arm.

Sin embargo al aplicar la ecuación (6) para el cálculo de la expansión térmica, es necesario considerar el cambio en la geometría del brazo caliente del actuador (debido a su cambio de grosor en el extremo), de ahí que el análisis se vuelve más complejo. Es por ello que el presente artículo expone los resultados de simulaciones en el sistema computacional ANSYS al variar los parámetros L , F , W , C y S (Figura 5).

3.2. Restricciones

Se realizaron varias simulaciones del desempeño de un actuador MEMS tipo hot-arm con la finalidad de probar cuáles son las dimensiones más adecuadas para obtener una mayor deflexión cuando un flujo de calor constante es aplicado a una de las anclas del actuador, para ello fue necesario aplicar restricciones al brazo modelado.

El ancla correspondiente al brazo caliente se sometió a un flujo de calor de 10 W/cm^2 (Figura 6). Con el fin de generar un flujo térmico entre las anclas, la correspondiente al

brazo frío se determinó a una temperatura fija de 30 °C, que en la realidad es proporcionada por el sustrato (Figura 7).

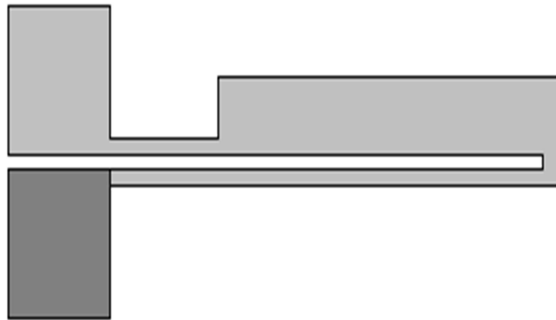


Fig. 6. Superficie en la que se aplicó un flujo de calor.

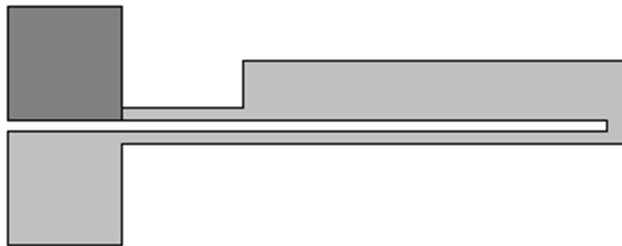


Fig. 7. Superficie en la que se aplicó una temperatura constante.

Ambas anclas en su parte inferior se encuentran fijadas al sustrato de tal forma que no es posible que sufran desplazamiento en ninguno de los ejes **X**, **Y** o **Z** (Figura 8).

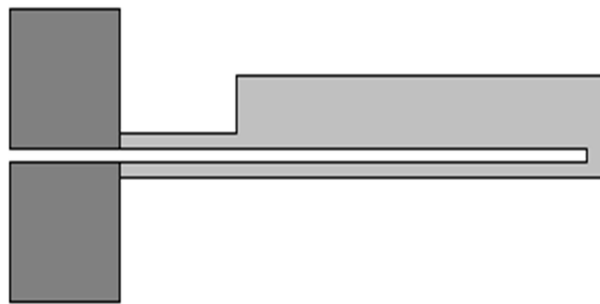


Fig. 8. Superficies que tienen restringido el movimiento en X, Y y Z.

3.3. Optimización de la longitud y el ancho del brazo frío

Los primeros parámetros a optimizar fueron **F** (longitud de la flexura) y **W** (ancho del brazo frío) (Figura 9).

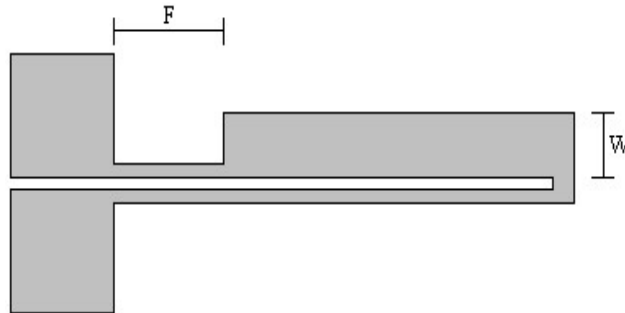


Fig. 9. Parámetros a variar en el brazo frío.

En la tabla 1 se pueden apreciar los resultados obtenidos en las simulaciones con los diferentes valores probados para el ancho del brazo frío. Las figuras 10 y 11 muestran los resultados en cuanto a las máximas temperaturas y las deflexiones obtenidas alcanzadas al variar el ancho del brazo frío. Se puede apreciar que al disminuir el ancho del brazo frío, la temperatura máxima se incrementa y la deflexión aumenta moderadamente, lo cual indica en este análisis preliminar que para los parámetros propuestos, es posible eliminar el brazo frío como tal, estableciendo la variable **W** como 2 μm .

Ancho W (μm)	Máxima Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	Máxima Deflexión y (μm)
20 μm	91.899	0.6972
15	87.966	0.5325
10	94.918	0.7031
5	101.388	0.6935
2	121.359	0.786

Tabla 1. Resultados al variar el ancho del brazo frío.

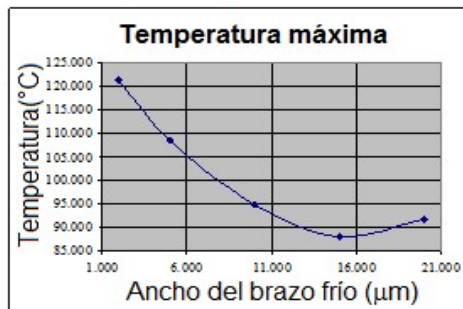


Fig. 10. Temperatura en relación con la variación del ancho del brazo frío.

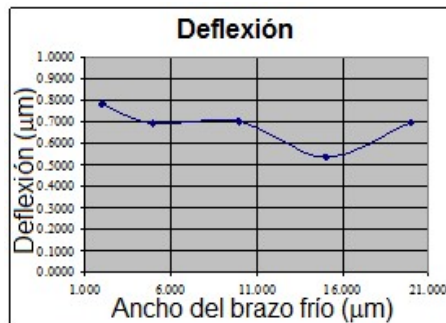


Fig. 11. Deflexión en relación con la variación del ancho del brazo frío.

A pesar de que en esta configuración ambos brazos (el brazo frío y el caliente) tienen el mismo ancho, uno de ellos se calienta más debido a la naturaleza de la conducción del calor, haciendo que dicho brazo sufra una mayor expansión térmica provocando así la deflexión.

Con la finalidad de determinar la necesidad de mantener la asimetría en el brazo frío, o bien de considerar un cambio en la geometría del actuador hot-arm original, es necesario analizar los resultados de variación en la longitud de la flexura del actuador MEMS tipo hot-arm (Tabla 2).

Longitud de la flexura (μm)	Temperatura Máxima ($^{\circ}\text{C}$)	Deflexión (μm)
20 μm	87.966 $^{\circ}\text{C}$	0.5325 μm
40 μm	96.593 $^{\circ}\text{C}$	0.7211 μm
60 μm	100.338 $^{\circ}\text{C}$	0.7325 μm
80 μm	104.081 $^{\circ}\text{C}$	0.7390 μm

Tabla 2. Resultados al variar la longitud de la flexura.

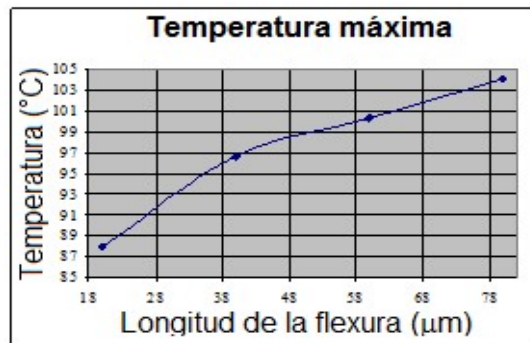


Fig. 12. Temperatura en relación con la variación de la longitud de la flexura.

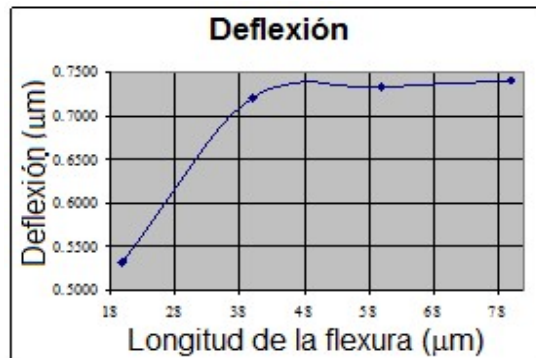


Fig. 13. Deflexión en relación con la variación de la longitud de la flexura.

Es posible apreciar que conforme la longitud de la flexura aumenta, la temperatura máxima alcanzada en el actuador se incrementa (Figura 12). De forma similar, al aumentar la longitud de la flexura, la deflexión también se incrementa (Figura 13). Si se continúa aumentando la longitud de la flexura, se llegará a un punto en el cual el brazofrío desaparece totalmente quedando una geometría igual a la empleada en las últimas simulaciones en las que se varió el ancho del brazo frío **W** hasta alcanzar un valor óptimo de 2 μm .

Al comparar la deflexión obtenida con el aumento de la longitud de la flexura hasta 80 μm (0.786 μm) con la deflexión obtenida al disminuir el ancho del brazo frío hasta 2 μm (0.7390 μm), es posible notar que para optimizar el desempeño del actuador es más conveniente eliminar totalmente el brazo frío y no solamente aumentar la longitud de la flexura, de ahí que el primer cambio geométrico realizado al actuador tipo hot-arm original, se muestra en la figura 14.

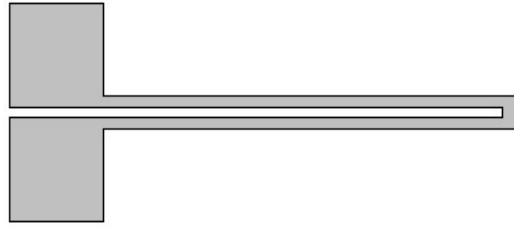


Fig. 14. Geometría optimizada propuesta para el nuevo actuador.

3.4. Optimización de la longitud del nuevo actuador

La figura 15 muestra el parámetro L a optimizar en esta sección.

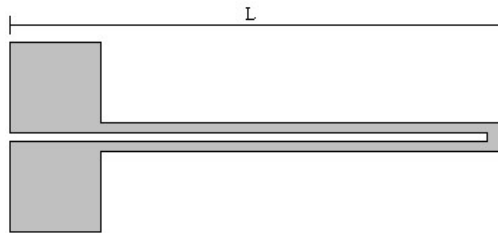


Fig. 15. Medida de la longitud del actuador optimizado.

En la tabla 3 se presentan los resultados numéricos al variar la longitud del actuador.

Longitud (μm)	Temperatura máxima ($^{\circ}\text{C}$)	Deflexión (μm)
286 μm	121.359 $^{\circ}\text{C}$	0.7860 μm
306 μm	130.017 $^{\circ}\text{C}$	1.0180 μm
326 μm	138.636 $^{\circ}\text{C}$	1.2940 μm
366 μm	155.927 $^{\circ}\text{C}$	1.9830 μm
446 μm	190.483 $^{\circ}\text{C}$	4.0190 μm
546 μm	233.686 $^{\circ}\text{C}$	8.0780 μm
746 μm	320.087 $^{\circ}\text{C}$	22.0980 μm
1046 μm	449.688 $^{\circ}\text{C}$	68.3910 μm
2046 μm	881.686 $^{\circ}\text{C}$	562.5360 μm

Tabla 3. Resultados al variar la longitud del actuador.

En las figuras 16 y 17 se muestran los resultados de temperatura máxima y deflexión en relación con la longitud del actuador tipo hot-arm.

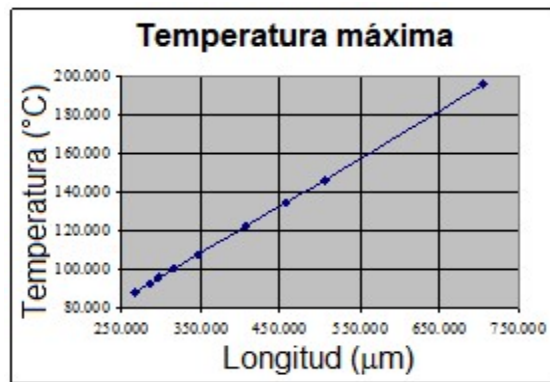


Fig. 16. Temperatura en relación con la variación de la longitud del hot-arm.

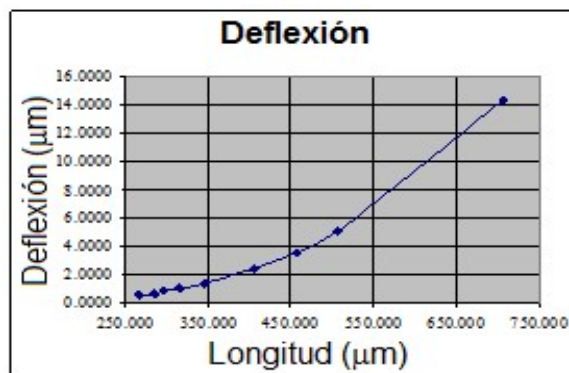


Fig. 17. Deflexión en relación con la variación de la longitud del hot-arm.

Analizando los resultados anteriores es fácil comprobar que, entre mayor sea la longitud del actuador tipo hot-arm, la temperatura máxima se incrementa, lo cual provoca también un incremento en la deflexión. Sin embargo, a pesar de que la deflexión aumenta, el torque que el brazo es capaz de producir disminuye en relación inversa a la longitud del hot-arm, es por ello que se decidió mantener la longitud del brazo en 286 μm , no obstante, dependiendo de la aplicación concreta que se le dé al actuador, será posible variar este parámetro.

3.5. Optimación de la separación entra las vigas del nuevo actuador

El siguiente parámetro analizado fue la separación entre las vigas **S** (figura 18), el valor típico para dicho parámetro es de 2 μm .

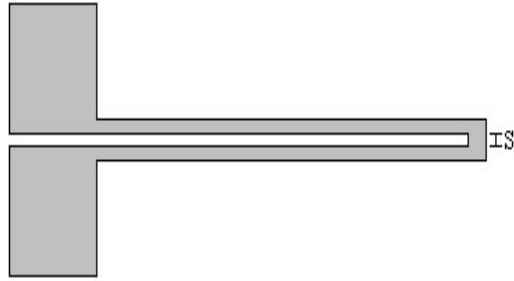


Fig. 18. Medida de la separación entre brazos del actuador.

En la tabla 4 se muestran los resultados numéricos al variar la separación entre las vigas del actuador. En la figura 19 se observa que, a pesar de los cambios en la separación, la variación en la temperatura máxima alcanzada es muy pequeña, sin embargo los cambios en la deflexión obtenida son notorios, tal como puede observarse en la figura 20.

Separación S (μm)	Temperatura maxima ($^{\circ}\text{C}$)	Deflexión (μm)
1 μm	121.27 $^{\circ}\text{C}$	0.9852 μm
2 μm	121.359 $^{\circ}\text{C}$	0.7860 μm
3 μm	121.479 $^{\circ}\text{C}$	0.6494 μm
5 μm	121.681 $^{\circ}\text{C}$	0.4789 μm
12 μm	122.292 $^{\circ}\text{C}$	0.2490 μm

Tabla 4. Resultados al variar la separación entre las vigas.

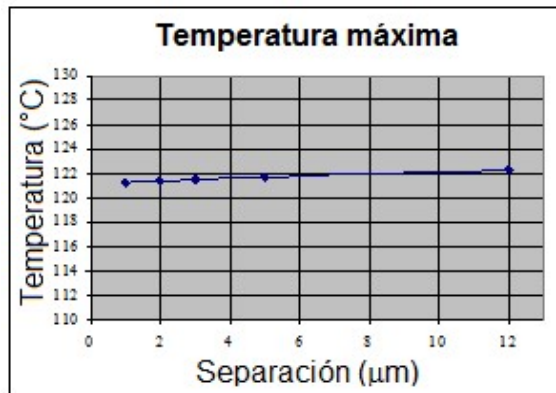


Fig. 19. Temperatura en relación con la variación de la separación de los brazos del hot-arm.

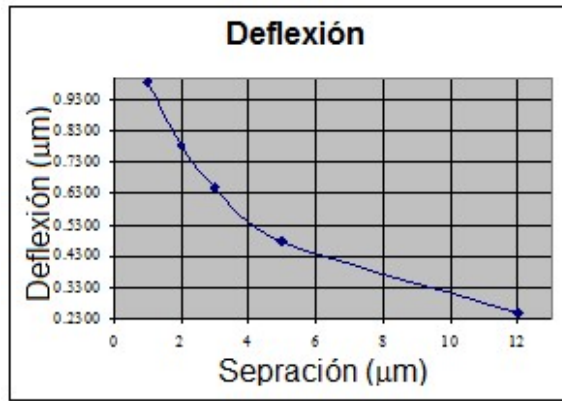


Fig. 20. Deflexión en relación con la variación de la separación de los brazos del hot-arm.

Analizando los resultados es posible observar que entre mayor sea la separación entre las vigas, el gradiente de temperatura entre la parte inferior y superior será mayor. En consecuencia la temperatura máxima alcanzada por el brazo caliente será menor que la que podría alcanzarse si la separación fuese más pequeña y hubiera una menor caída de temperatura en ese tramo. Cuanto más cercanas estén las vigas entre sí, la deflexión obtenida será mayor, por lo tanto los mejores resultados se obtienen cuando las vigas están tan cerca una de otra como sea posible, sin embargo, a pesar de que se obtienen mejores resultados utilizando una separación de $1\ \mu\text{m}$, esta precisión no puede lograrse en la realidad debido al proceso de manufactura empleado. Es por ello que la separación elegida entre las vigas será de $2\ \mu\text{m}$.

3.6. Optimación del ancho de los brazos del nuevo actuador

El siguiente parámetro a analizar fue el ancho de los brazos o vigas **W** (Figura 21).

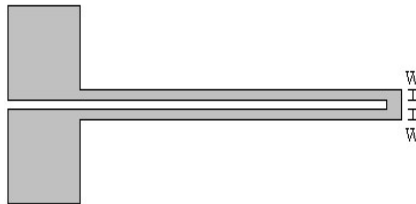


Fig. 21. Medida del ancho de los brazos del actuador optimizado.

En la tabla 5 se pueden observar los resultados obtenidos en las simulaciones al variar el ancho de los brazos del actuador. En la figura 22 y figura 23 se aprecian las variaciones de temperatura y deflexión en relación con el ancho de los brazos del actuador tipo hot-arm analizado.

Ancho de las vigas (μm)	Temperatura máxima ($^{\circ}\text{C}$)	Deflexión (μm)
1 μm	210.477 $^{\circ}\text{C}$	2.179 μm
2 μm	121.359 $^{\circ}\text{C}$	0.7860 μm
3 μm	91.595 $^{\circ}\text{C}$	0.4076 μm
4 μm	76.689 $^{\circ}\text{C}$	0.2502 μm
6 μm	61.724 $^{\circ}\text{C}$	0.1234 μm

Tabla 5. Resultados al variar el ancho de los brazos del actuador.

Puede notarse que entre menor sea el ancho de los brazos del actuador, el incremento de la temperatura será mayor y por lo tanto habrá también una mayor deflexión. La medida óptima sería 1 μm o menos, sin embargo, como ya se explicó con anterioridad, debido al proceso de fabricación, resulta imposible lograr un trabajo preciso con menos de 2 μm , de ahí la necesidad de conservar el espesor en 2 μm .

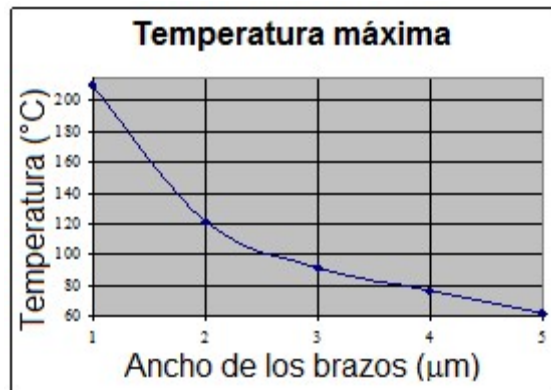


Fig. 22. Temperatura en relación con la variación del ancho de los brazos.

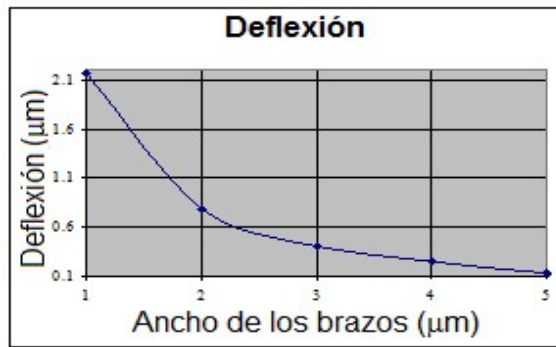


Fig. 23. Deflexión en relación con la variación del ancho de los brazos.

3.7. Optimación del ancho del conector del nuevo actuador

El último parámetro en ser analizado fue el ancho del conector en la punta del actuador, este parámetro puede observarse en la figura 24.

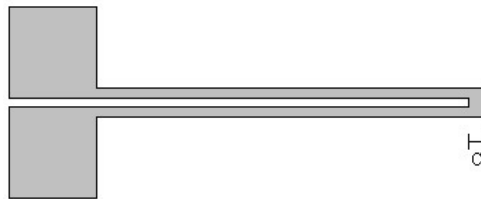


Fig. 24. Medida del ancho del conector en la punta del actuador optimizado.

En la tabla 6 se muestran los resultados numéricos obtenidos al variar el ancho del conector en la punta del nuevo actuador con valores desde 2 μm hasta 15 μm .

En las figuras 25 y 26 se presentan las gráficas de las temperaturas máximas alcanzadas y las deflexiones obtenidas en relación con los diferentes anchos en el conector de la punta del nuevo actuador, respectivamente.

Ancho del conector (μm)	Temperatura máxima ($^{\circ}\text{C}$)	Deflexión (μm)
2 μm	122.861 $^{\circ}\text{C}$	0.7978 μm
5 μm	121.359 $^{\circ}\text{C}$	0.7860 μm
8 μm	120.078 $^{\circ}\text{C}$	0.7756 μm
15 μm	117.032 $^{\circ}\text{C}$	0.7504 μm

Tabla 6. Resultados al variar el ancho del conector en la punta del actuador.

Observando estos resultados se puede notar que las deflexiones mayores se obtienen utilizando un ancho de conector en la punta del actuador con un valor tan pequeño como sea posible, se sabe que el mínimo valor que permite el proceso para fabricación de un MEMS es de $2\text{ }\mu\text{m}$, de ahí que se decidió utilizar dicho valor para **C**.

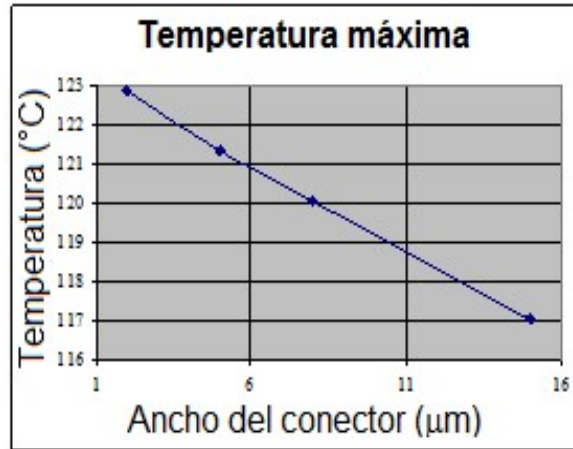


Fig. 25. Temperatura en relación con la variación del ancho del conector de la punta.

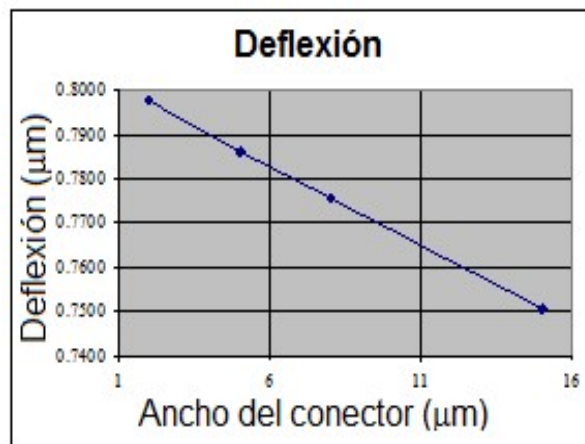


Fig. 26. Deflexión en relación con la variación del ancho del conector de la punta.

3.8 Geometría optimizada

Con base en todas las simulaciones realizadas se definió que la geometría optimizada para un actuador térmico tipo hot-arm es la que se muestra en la figura 27.

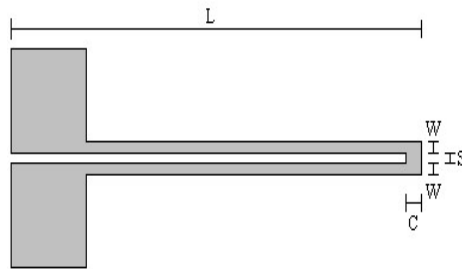


Fig. 27. Geometría optimizada para el nuevo actuador térmico.

Los mejores resultados se obtuvieron al utilizar las medidas: $L=286 \mu\text{m}$, $W=2 \mu\text{m}$, $S=2 \mu\text{m}$ y $C=2 \mu\text{m}$ [10].

4. Discusión

Para probar que la geometría optimizada experimentalmente presentará mejores resultados que la geometría de un actuador MEMS tipo hot-arm tradicional al someterlo un flujo de calor, se aplicó un flujo de 15 W/cm^2 a ambos actuadores. El actuador tipo hot-arm tradicional alcanzó una temperatura máxima de $123 \text{ }^{\circ}\text{C}$ y una deflexión de $0.99 \mu\text{m}$ (figura 28). Por su parte el actuador con la geometría optimizada alcanzó una temperatura de $167 \text{ }^{\circ}\text{C}$ y una deflexión de $1.18 \mu\text{m}$ (figura 29). Puede apreciarse que la deflexión obtenida con el actuador optimizado es 19% mayor que la deflexión obtenida en el actuador tipo hot-arm sin optimizar.

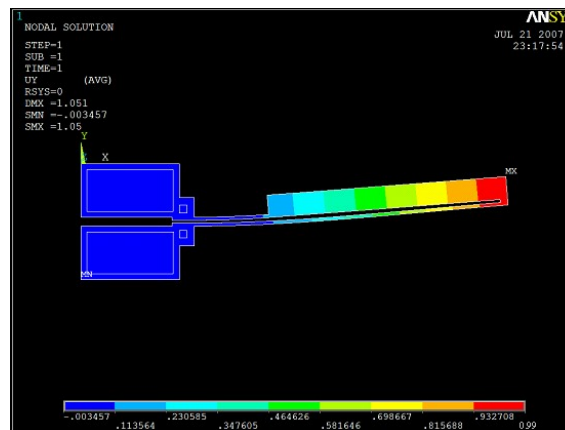


Fig. 28. Deflexión del hot-arm tradicional al activarlo mediante un flujo de calor.

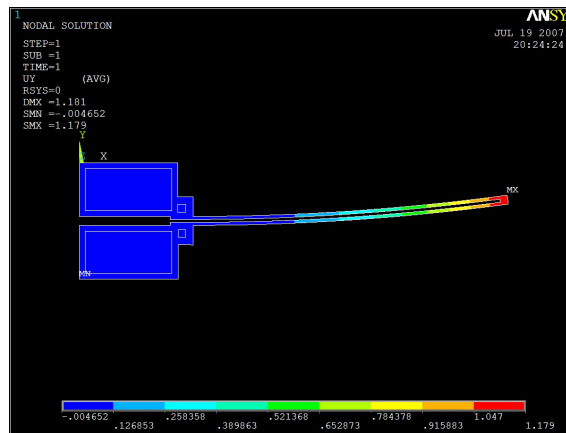


Fig. 29. Deflexión del actuador optimizado al activarlo mediante un flujo de calor.

5. Conclusiones

Se ha demostrado que a partir del análisis de simulaciones de elemento finito, es posible optimizar la geometría de un actuador MEMS para obtener un desplazamiento mecánico útil al excitarlo mediante una fuente de calor externa. Este método de optimización puede aplicarse tanto para geometrías existentes como para el desarrollo de nuevos dispositivos micrométricos.

El actuador desarrollado presenta aplicaciones potenciales en cualquier medio en el que se cuente con un gradiente de temperatura aun cuando no se cuente con una fuente de energía eléctrica convencional.

Los resultados en ANSYS son lo suficientemente alentadores como para justificar la fabricación de los prototipos de manera que puedan realizarse pruebas reales. Mediante la fabricación del actuador descrito en la presente investigación sería posible corroborar la precisión de las simulaciones y analizar las discrepancias que se presenten, puesto que en el campo de MEMS es común que los resultados varíen significativamente (más del 50%) respecto a los resultados obtenidos en simulaciones, por lo que para obtener un prototipo final, completamente funcional, se requiere de un proceso iterativo de diseño y fabricación.

6. Referencias

- [1] W. Chuang, H. Lee, P. Chang, Y. Hu, "Review on the modeling of electrostatic MEMS". *Sensors*. Vol. 10. 2010. 6149-6171 pp.
- [2] J. Getpreecharsawas, I. Puchades, B. Hournbuckle, L. Fuller, An electromagnetic MEMS actuator for micropumps, *Proc. of International Conference on Perspective Technologies and Methods in MEMS Design*. 2006. 11-14 pp.
- [3] S. Tadigadapa, K. Mateti, "Piezoelectric MEMS sensors: state-of-the-art and perspectives". *Measurement Science and Technology*. Vol. 20. No. 9. 2009.
- [4] R. Velázquez, M. Hafez, E. Pissaloux, J. Szewczyk, "A computational-experimental thermomechanical study of shape memory alloy microcoils and its application to the design of actuators, *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*". Vol. 3. No. 4. 2006. 538-550 pp.
- [5] R. Kornbluh, R. Pelrine, H. Prahla, R. Heydt, Electroactive polymers: An emerging technology for MEMS, In: *MEMS/MOEMS Components and their Applications*. 2004. S. W. Janson Ed. *Proceedings of Spie*. 13-27.
- [6] N. Vandelli, D. Wroblewski, M. Velonis, T. Bifano, "Development of a MEMS microvalve array for fluid flow control", *Journal of Microelectromechanical Systems*. Vol. 7. No. 4. 2002. 395-403 pp.
- [7] H. Guckel, J. Klein, T. Christenson, K. Skrobis, M. Laudon, E. Lovell, Thermo-magnetic metal flexure actuators. *Solid State Sensors and Actuators Workshop*. 1992. 73-75 pp.
- [8] K. Petersen, "Silicon as a mechanical material". *Proc. of the IEEE*. Vol. 70. No. 5. 1992. 420-457 pp.
- [9] E. Kolesar, T. Htun, B. Least, J. Tippey, "Design and performance comparison of single- and double-hot arm polysilicon surface micromachined electrothermal

actuators and arrays applied to realize a microengine". 8th IEEE Conference on Nanotechnology. 2008. 444-447 pp.

- [10] M. T. Orvañanos, Diseño y optimización geométrica de un actuador térmico MEMS. 2008. Tesis de Maestría en Ciencias, Universidad Panamericana.

7. Autores

MC. María Teresa Orvañanos Guerrero es Ingeniera en Electrónica y Sistemas Digitales con especialidad en Robótica por la Universidad Panamericana, campus Bonaterra. Estudió su maestría en Ciencias en esta misma universidad realizando investigaciones en MEMS. Actualmente estudia su doctorado en esta misma universidad, en donde a su vez es jefa de la carrera de Ingeniería en Electrónica y Sistemas Digitales y se desempeña como profesora/investigadora.

Dr. Jorge Varona Salazar es Ingeniero en Electrónica y Sistemas Digitales por la Universidad Panamericana campus Bonaterra, Maestro en Ciencias por la Universidad de Toronto en el 2002 y Doctor en Ingeniería por la Universidad Autónoma del Estado de Morelos (UAEM) en el 2009. Actualmente es director del Centro de Diseño México de Semtech y profesor adjunto de la Universidad Panamericana. También es miembro del Consejo Asesor del Consorcio Mexicano de Microsistemas (CMM), miembro grado "Senior" del IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) y miembro del Sistema Nacional de Investigadores (Nivel 1).

Dr. Ramiro Velázquez Guerrero es Ingeniero en Electrónica y Sistemas Digitales por la Universidad Panamericana campus Bonaterra, Maestro en Ciencias por el INSA de Lyon (Francia) y Doctor en Robótica por la Universidad Pierre et Marie Curie (Francia). Actualmente es profesor/investigador y Director de la Facultad de Ingeniería en la Universidad Panamericana Campus Bonaterra. Es miembro del Sistema Nacional de Investigadores (Nivel 1).

Virtualización tridimensional interactiva de un parque eólico con fines didácticos

Karla del Rosario Trujillo González

Universidad del Istmo, Bo. Sta. Cruz Tagolaba, Tehuantepec, Oaxaca, México, Teléfono: 9715224050
karla.trugon@gmail.com

Guadalupe Toledo Toledo

Universidad del Istmo, Bo. Sta. Cruz Tagolaba, Tehuantepec, Oaxaca, México, Teléfono: 9715224050
gtoledo@sandunga.unistmo.edu.mx

J. Jesús Arellano Pimentel

Universidad del Istmo, Bo. Sta. Cruz Tagolaba, Tehuantepec, Oaxaca, México, Teléfono: 9715224050
jjap@sandunga.unistmo.edu.mx

Miguel Ángel Hernández López

Universidad del Istmo, Bo. Sta. Cruz Tagolaba, Tehuantepec, Oaxaca, México, Teléfono: 9715224050
mahl@sandunga.unistmo.edu.mx

Resumen

Constantemente se buscan nuevas formas de crear herramientas de apoyo en diferentes sectores. Al ir en crecimiento la industria eólica en México, instituciones educativas de nivel superior como la Universidad del Istmo, decidieron formar parte del Centro Mexicano de Innovación en Energía Eólica. Dicha universidad tiene la autorización al Proyecto P08 del CEMIE-Eólico, en donde se desarrolla un software en Realidad Virtual que permita conocer un parque eólico dentro de un ambiente controlado.

Este trabajo expone los primeros resultados de la virtualización tridimensional interactiva de un parque eólico con fines didácticos, donde se propone el uso del modelo incremental de desarrollo de software aunado al modelo ASSURE de Diseño

Instruccional, con el fin de motivar y estimular al estudiante a realizar las actividades que le permitan conocer el parque eólico. Asimismo, se implementa un patrón Modelo-Vista-Controlador con el motor de videojuegos Unity 3D y diferentes herramientas de modelado 3D. Los resultados preliminares del SRV desarrollado son prometedores, lo cual propicia trabajos a futuro.

Palabra(s) Clave(s): diseño instruccional, modelo ASSURE, modelo incremental, parque eólico, realidad virtual.

1. Introducción

Actualmente en México, la industria eólica ha ido en crecimiento, contando ya con 31 parques eólicos operando a lo largo del país según lo indica la Asociación Mexicana de Energía Eólica en [1], teniendo ubicado el principal recurso eólico en el Istmo de Tehuantepec, Oaxaca. Este crecimiento ha logrado que instituciones educativas de nivel superior ofrezcan programas de estudios a nivel licenciatura y maestría en Energías Renovables.

A modo de expandir y fortalecer las capacidades de investigación científica y tecnológica, además de fomentar la formación de recursos humanos especializados, en el año 2013 el Fondo CONACYT-SENER-Sustentabilidad Energética (FSE) publicó la convocatoria para conformar el Centro Mexicano de Innovación en Energía Eólica (CEMIE-Eólico) [2]. Como resultado de esta convocatoria, el Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE) en consorcio con 32 instituciones obtienen recursos y apoyo para desarrollar 13 de 23 proyectos estratégicos. Uno de los proyectos autorizados, el Proyecto P08 del CEMIE-Eólico, es propuesto por la Universidad del Istmo (UNISTMO), ubicada en la región del Istmo en el estado de Oaxaca, siendo una Institución Pública de Educación Superior e Investigación Científica del Gobierno del Estado de Oaxaca, con apoyo y reconocimiento del Gobierno Federal [3]; titulado “Diseño y construcción de un aerogenerador experimental con capacidad de 5 kW y desarrollo de software de simulación en realidad virtual, con fines didácticos”. Este proyecto propone diseñar y construir un aerogenerador experimental a escala reducida, el cual cuente con todas las características, instalaciones, infraestructura y

equipos de un aerogenerador de alta potencia y contar así con un simulador cercano a la realidad [4]. Además, propone el desarrollo de software en Realidad Virtual (RV) que simule las instalaciones, equipos, infraestructura, funcionamiento y operación de un parque eólico, con el fin de brindar una opción para conocer un parque eólico sin necesidad de transportarse hasta las instalaciones físicas.

En México se ha estudiado el desarrollo de Sistemas de Realidad Virtual (SRV) debido a que su aplicación se ha concentrado principalmente en áreas de capacitación y entrenamiento, tal como se describe en [5]. En términos generales, se puede mencionar el trabajo de [6], en donde se da una explicación de los elementos que caracterizan a un SRV, entre ellos el uso de bibliotecas de software libre que intervienen en su desarrollo. Por otra parte, en el trabajo de [7] se explora el uso de la Realidad Virtual Inmersiva (RVI) en la revisión y evaluación del diseño de nuevos productos, donde al integrar la RV a la fase de diseño, se identifica la información y las actividades para asistir al proceso de diseño con CAD/CAE. El proyecto fue dividido en dos etapas, la primera etapa toma como referencia los recursos disponibles del Observatorio de Visualización *iXtli* para entender la aplicación de las técnicas de visualización de RVI en la fase de diseño de productos, así como las ventajas y limitaciones; la segunda etapa establece un proceso sistémico del uso de la RVI en el ciclo de vida de un producto.

Además, en [8] presentan el esquema de desarrollo de la herramienta de software Virtual World Creator (VWC), contemplando la creación, edición e interacción con los mundos virtuales inmersivos. VWC permite crear escenas 3D complejas, además de modelar comportamientos para los objetos virtuales. Esta herramienta integra un conjunto de dispositivos ya comunes en la RV (guante de datos, rastreador, casco) definiendo el conjunto de funcionalidades propias a ellos. Para su desarrollo se aplicó la metodología de Ingeniería de software orientado a objetos obteniendo una herramienta, con módulos reutilizables que pueden ser extendidos para adaptarla a áreas de aplicación específicas.

Considerando lo anterior, el presente trabajo se enfoca en la etapa de análisis, diseño y desarrollo de un SRV siguiendo un modelo de ingeniería de software y diseño instruccional (DI), utilizando software de modelado 3D y un motor de videojuegos 3D; con la finalidad de ser un recurso didáctico en la comprensión de un parque eólico similar a los parques eólicos instalados en la región del Istmo de Oaxaca. En este SRV, el usuario a través de un periférico (joystick) podrá controlar sus movimientos, permitiéndole desplazarse por todo el parque eólico para realizar las actividades que el mismo sistema dicte sin infringir el secreto industrial característico en dichos parques.

2. Desarrollo

El SRV propuesto parte del patrón Modelo-Vista-Controlador (MVC) al proporcionar un mecanismo de configuración para componentes complejos [8] y ser empleado en el desarrollo de diferentes juegos; siguiendo una metodología incremental de desarrollo de software e integrando el modelo de DI llamado ASSURE ya que se adapta fácilmente para el diseño de la instrucción en la enseñanza-aprendizaje, al ser flexible, fácil de diseñar y útil en cualquier ambiente de aprendizaje [9]. El patrón MVC se comporta de la siguiente manera: interpreta la señal de entrada del usuario, enviando la acción al modelo para generar la vista pertinente, permitiendo establecer la comunicación entre cada capa conforme las iteraciones que el usuario realice. Dicha comunicación se establece con facilidad dentro del motor Unity 3D, que es una plataforma de desarrollo flexible para crear experiencias interactivas 3D y 2D multiplataforma [10].



Fig. 1. Patrón MVC para el SRV propuesto.

Las tres capas del MVC para el SRV propuesto, se muestran en la Fig. 1 y se explican a continuación:

- **Modelo:** En esta capa se presentan los objetos modelados en 3D, tales como aerogeneradores, edificios, muebles, transporte y componentes de la subestación, entre otros. Estos objetos tienen propiedades individuales en Unity 3D para integrar el modelo.
- **Vista:** En esta capa se realiza el renderizado de las diferentes escenas que componen el parque eólico, reaccionando a las peticiones del usuario accediendo al modelo sin poderlo modificar. Cada escena está conformada por *prefabs*, los cuales son una colección de *GameObjects* predefinidos y *Components* que son re-utilizables a lo largo del sistema.

- Controlador: Esta capa contiene el bucle principal y el controlador de entrada, dicho controlador procesa la entrada del usuario para realizar las diferentes acciones, creando para cada acción un modelo pertinente.

Ya que el modelo incremental de desarrollo de software combina elementos del modelo en cascada aplicado de forma iterativa, conforme avanza el tiempo total de desarrollo, cada incremento se enfoca en la entrega de un producto operacional, que en el SRV se denomina escena. Cada escena se enfoca en virtualizar una sección del parque eólico y contiene una o varias actividades para que el usuario conozca las diferentes secciones. Las actividades son desarrolladas como instrucciones siguiendo el modelo ASSURE que proporciona el DI, el cual fomenta la participación activa y comprometida del usuario por medio de seis fases. Las fases del modelo incremental y el modelo ASSURE se muestran en la Fig. 2, donde se empatan para trabajar conjuntamente por cada incremento.

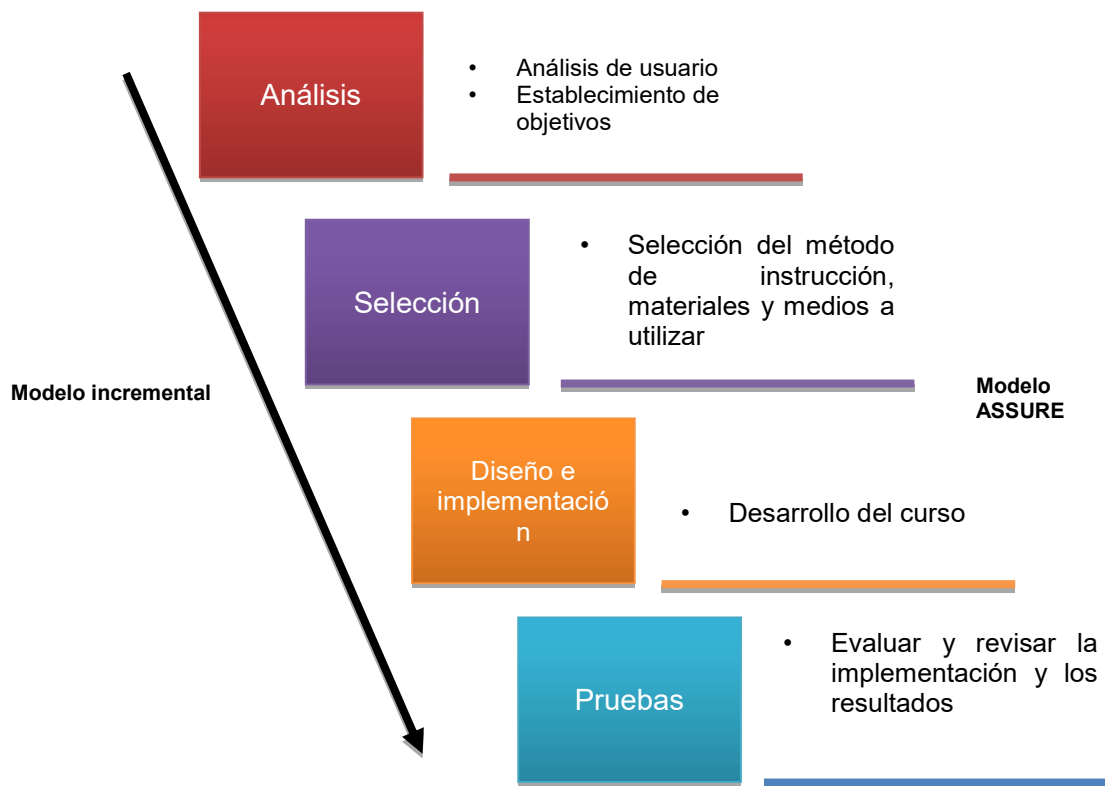


Fig. 2. Fases por incremento de los modelos utilizados.

El SRV se compone de múltiples escenas, de las cuales las siguientes seis son secciones principales (ver apartado 2.2), además de las escenas de menús que permitirán el acceso al usuario para realizar una visita. En la Fig. 3 se muestra el diagrama general de caso de uso general del SRV, en el que intervienen tres tipos de actores usuarios: alumno, profesor e invitado, los cuales tienen diferentes permisos para acceder al sistema.

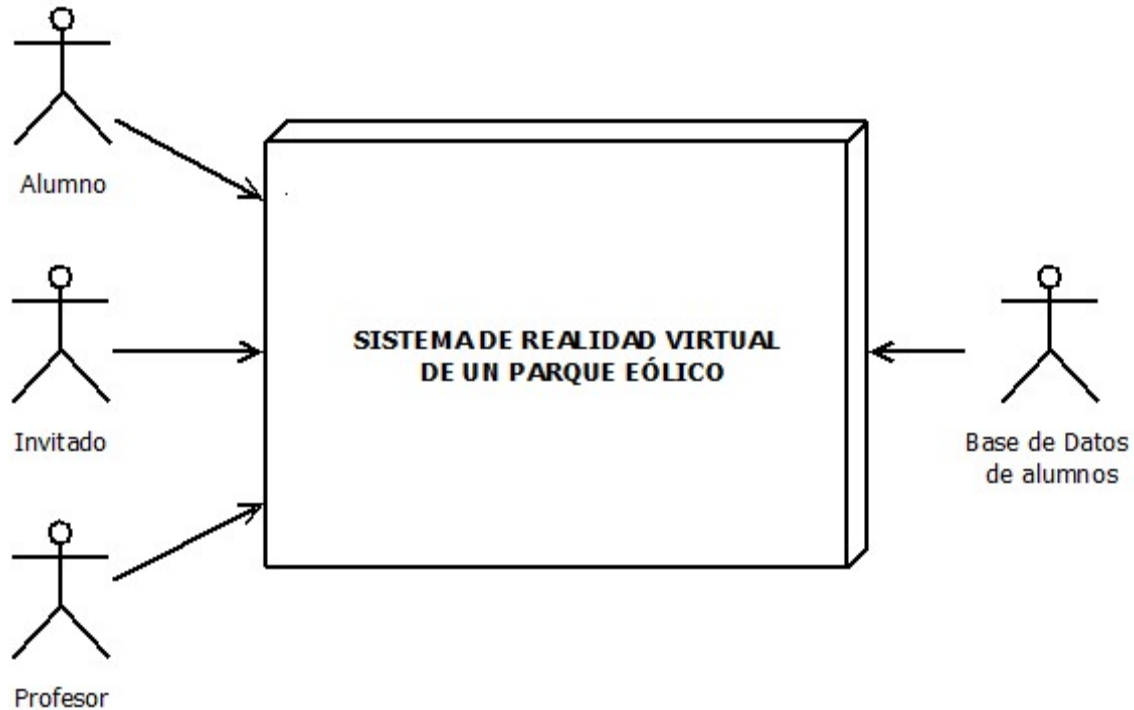


Fig. 3. Diagrama general de caso de uso general del SRV.

El usuario tipo visitante solo podrá configurar el audio del sistema y realizar la visita al parque eólico sin actividades como guía. Por otra parte los usuarios tipo alumno cuentan con el acceso para iniciar sesión, configurar el audio del sistema, realizar la visita al parque eólico con actividades como guía, pausar la visita, guardar el avance de su visita y salir del sistema; mientras que los usuarios tipo profesor pueden acceder para iniciar sesión, registrar a sus alumnos para que tengan acceso, configurar el audio del sistema, realizar la visita al parque eólico con y sin actividades como guía, pausar la visita, revisar el progreso de sus alumnos y salir del sistema. Los tres tipos de usuario

pueden salir del sistema en el momento que lo deseen. Cabe destacar que los datos del registro de progreso del alumno, así como las cuentas que permitirán el acceso al sistema y su configuración, estarán almacenados en una base de datos de alumnos.

La secuencia de actividades de la visita se basará en el análisis y diseño de las instrucciones que guiarán al usuario a conocer las instalaciones según los tópicos de las materias que se imparten en la Maestría en Energía Eólica de la Universidad del Istmo, como caso de estudio. La implementación de estas y la integración de los objetos modelados en 3D para su funcionamiento específico será mediante scripts en lenguaje de programación C#.

2.1. Elementos del parque eólico

En la Fig.4 se muestra el plano arquitectónico correspondiente a las áreas que componen los edificios que forman parte del parque eólico a virtualizar: almacén, centro de mando, centro de control, subestación eléctrica y área para personal. Estas áreas se encuentran ubicadas en un terreno de 950m x 582m, además del área de aerogeneradores tomando en consideración los diferentes obstáculos.

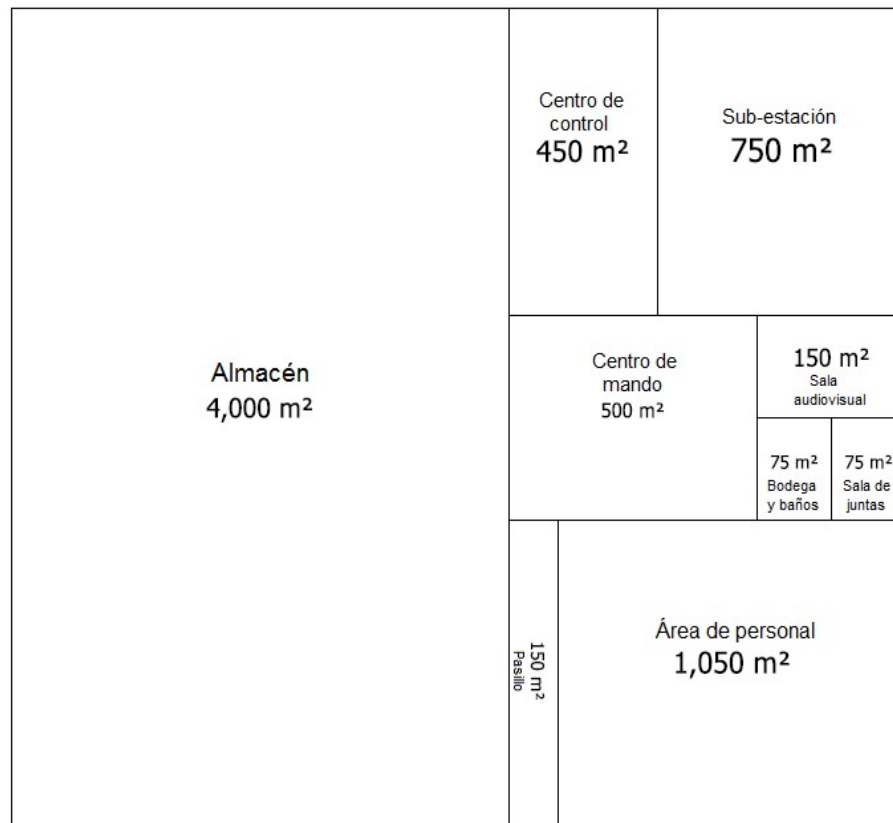


Fig. 4. Plano de edificios del parque eólico.

Las medidas mencionadas para esta propuesta han sido determinadas en base al criterio de un experto en montaje de parques eólicos, tomando como referencia la visitas a los parques Eurús, La venta II y Oaxaca II.

2.2. Pasos de desarrollo

El desarrollo del SRV se divide en dos partes que se complementan, ya que una parte se enfoca en la selección del software idóneo a utilizar y otra parte en el método de desarrollo, este proceso se describe a continuación de una manera muy general.

La investigación de los motores de videojuegos, fue el primer paso a realizar. La revisión de artículos que abordan el tema de los SRV como medio de enseñanza como [11, 12], indican que las características de Unity 3D son esenciales para el desarrollo

del sistema. En base a esto, se procedió a: adquirir los conocimientos básicos del motor de videojuegos mencionado, investigar sobre su funcionamiento y el formato soportado que proporcionan las herramientas para modelado 3D. Teniendo los conocimientos básicos sobre Unity 3D, se plantearon una serie de ideas a desarrollar que podrían conformar el SRV, esto llevo a la selección del modelo incremental de desarrollo y el modelo de DI, permitiendo definir el tipo de usuario y el diseño de las instrucciones que ayudarán a la compresión del parque eólico. Además, se comenzó el diseño del sistema con base en información que brindan los profesores de la Maestría en Energía Eólica impartida en la Universidad del Istmo, referente a parques eólicos.

Al conocer los formatos soportados por el motor de videojuegos, se seleccionaron diferentes herramientas de modelado 3D, de las cuales se realizaron pruebas con objetos simples (cubos), estos fueron importados al entorno de desarrollo de Unity 3D y comparados en cuestión de dimensión y texturas, los resultados permitieron seleccionar Sketchup como herramienta base en modelado 3D para las primeras iteraciones del SRV, así como las dimensiones para la correcta visualización de todos los objetos en el sistema.

Para la primera versión del SRV, se realizaron diferentes pruebas con las herramientas de modelado 3D Sketchup y Catia, importando al entorno Unity 3D. En la Tabla 1 se muestra la comparativa de las herramientas consideradas, en las cuales se destaca Sketchup frente a Catia V5 principalmente por la diferencia en costos monetarios.

	Catia V5	Sweet Home 3D	Sketchup	Blender
Licencia	Pago	Libre	Trial/Pago	Libre
Costo	Mayor a 20,000 USD	Sin costo	Trial: Gratis Licencia PRO: 590 USD	Sin costo
Formatos para exportar	*.stl	*.obj	*.obj, *.dae	*.obj, *.dae, *.stl

Tabla 1. Comparativa de herramientas de modelado 3D.

Otro aspecto importante a señalar, es que se consideraron diferentes escalas para la correcta visualización de los objetos en escenas con espacios de trabajo grandes, debido a que las dimensiones que se utilizaron en el diseño son a escala real. Ejemplo de esto se tiene a la escena que integra el parque eólico, en la cual se trabajó 1 unidad en Unity como 1 metro real. No obstante, se debe mencionar que los objetos que se crearon y modificaron en Sketchup, se redimensionaron a una escala del 24.5% de su tamaño real para que empatara con las unidades manejadas en Unity 3D y así agilizar el procesamiento de los mismos.

El siguiente paso fue diseñar las escenas para definir los componentes necesarios y así crear desde cero algunos de los objetos a visualizar en el SRV, además de recopilar otros objetos del amplio repositorio que proporciona Sketchup. Esto permitió complementar las diferentes escenas dentro del entorno de desarrollo de Unity 3D y unir las haciendo uso de la programación de scripts en lenguaje C#, lo cual permite una navegación sencilla entre las diferentes escenas.

3. Resultados

Se realizaron objetos de prueba con las herramientas Catia , Blender, Sweet Home 3D y Sketchup, donde se generaron: archivos con extensión *.stl* para Catia, **.obj* para el caso de Sweet Home 3D, y **.dae* en el caso de Blender y Sketchup. Al exportar los archivos **.obj* y **.dae* a Unity 3D solo se tuvieron dificultades al cargar las texturas que se habían asignado previamente, sin embargo los archivos **.stl* no se pueden importar directamente por lo que se necesita de una herramienta extra para poder convertir el archivo a algún formato soportado por Unity. Por otra parte, Blender a pesar de requerir más tiempo de aprendizaje para un uso correcto, no ha sido descartado, ya que sus características brindan facilidad en animar los objetos para iteraciones futuras.

Como resultados de las primeras iteraciones de desarrollo se tiene un sistema conformado por seis escenas con navegación entre ellas mediante el uso de un joystick. En la Fig. 6 se muestra una vista parcial de los aerogeneradores del parque eólico mientras que en la Fig. 7 se visualiza una perspectiva más completa de SRV del parque eólico, incluyendo tanto los aerogeneradores como los edificios. En la Fig. 8 se tiene una vista del interior del edificio principal.



Fig. 6. Vista parcial de los aerogeneradores del parque eólico en el SRV.



Fig. 7. Impresión de pantalla de la sección principal para la visita en el SRV.

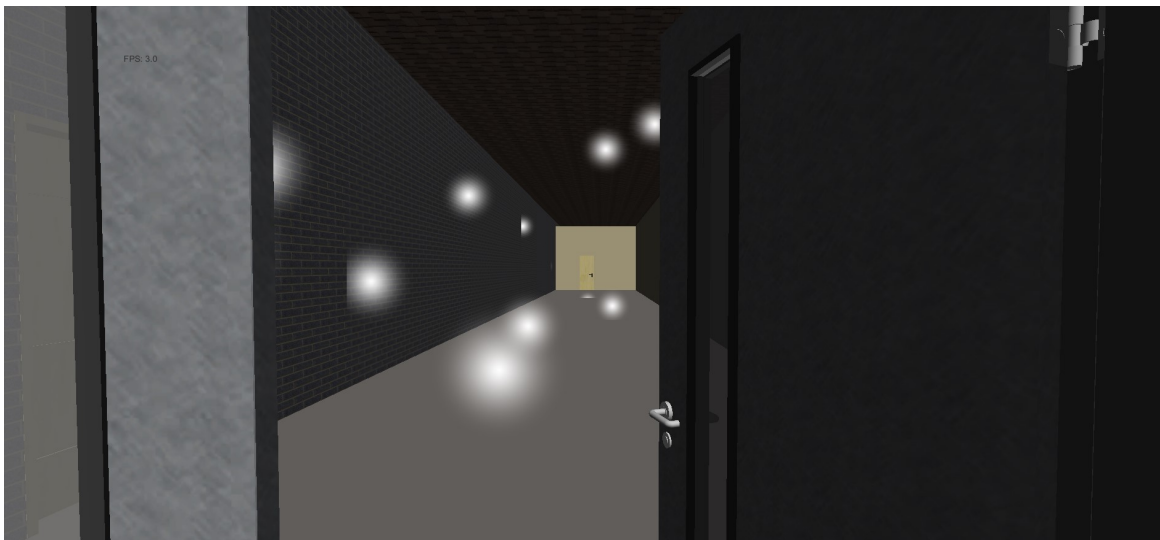


Fig. 8. Sección interior del edificio en el SRV.

En la Tabla 2 se muestran las características de los equipos de cómputo utilizados en el desarrollo, mismos en los que se realizaron pruebas de rendimiento del SRV, donde se tomó en consideración no solo a la Unidad de Procesamiento Gráfico (GPU) en cada equipo de cómputo, sino también la calidad de gráficos que brinda Unity 3D en su versión 4.6.1.

En la Tabla 3 se muestran los resultados obtenidos con la herramienta TechPowerUp GPU-Z [13] al ejecutar el archivo generado por Unity 4.6.1, donde se seleccionó una resolución de 1280 x 768 px. En dichos resultados se muestra un decremento en cantidad de frames por segundos (FPS) conforme se mejora la calidad de los gráficos. Además, en los modos *good*, *beautiful* y *fantastic* se visualizaron con mayor detalle los efectos en iluminación.

	DellPT7910	Laptop
Modelo	Precision Tower 7910	Inspiron 15
Procesador	Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2623 v3 @ 3.00 GHz, 3001 MHz, 4 procesadores principales	Intel(R) Core(TM) i3-3227U CPU @ 1.90GHz (4 CPUs)
Memoria física instalada (RAM)	16.0 GB	4.0 GB
Memoria virtual total	31.8 GB	7.25 GB
Tarjeta de video	NVIDIA QUADRO K2200	Intel® HD Graphics 4000
Disco Duro	1 TB	500 GB
Tipo de sistema	PC basado en x64	PC basado en x64
Sistema operativo	Microsoft Windows 7 Professional	Microsoft Windows 8.1 Single Language

Tabla 2. Características de equipo de cómputo utilizado.

Calidad de gráficos	Equipo DellPT7910	Laptop
Fastest	Temp. GPU: 55° Carga GPU: 51% FPS: 782.4	Temp. GPU: 71° Carga GPU: 36% FPS: 184.8
Fast	Temp. GPU: 61° Carga GPU: 54% FPS: 757	Temp. GPU: 70° Carga GPU: 76% FPS: 177.5
Simple	Temp. GPU: 65° Carga GPU: 72% FPS: 661	Temp. GPU: 77° Carga GPU: 70% FPS: 93
Good	Temp. GPU: 48° Carga GPU: 52% FPS: 67.2	Temp. GPU: 52° Carga GPU: 62% FPS: 68.8
Beautiful	Temp. GPU: 61° Carga GPU: 50% FPS: 81	Temp. GPU: 70° Carga GPU: 74% FPS: 47.2
Fantastic	Temp. GPU: 54° Carga GPU: 36% FPS: 81	Temp. GPU: 69° Carga GPU: 77% FPS: 52.5

Tabla 3. Resultados de rendimiento del SRV.

4. Discusión

En general el resultado de las primeras iteraciones ha sido prometedor gracias al motor de videojuegos seleccionado, ya que a pesar de existir varios motores de videojuegos empleados en el desarrollo de Sistemas de Realidad Virtual tales como Unreal Engine, Cryengine, Frostbyte, Game Engine Blender y MT Framework; Unity 3D presenta como ventaja el trabajo por módulos, además del elevado volumen de información y

documentación que existe tanto en formato electrónico como impresos, permitiendo su rápida comprensión para un uso adecuado. Unity se percibe como un entorno que se maneja bajo la estructura del MVC, considerando que provee al usuario de una vista generada a partir del modelado de objetos, controlados por codificación. Esto permite el uso de diferentes herramientas de modelado dentro de su entorno.

Con la finalidad de ir mejorando el nivel de detalle de los elementos del SRV se plantea el uso del modelo incremental de desarrollo, ya que cada iteración permite la retroalimentación que proporcionan las pruebas para así realizar los ajustes pertinentes al sistema. Por otra parte, el DI provee diferentes modelos de los cuales ASSURE es recomendado en [9] por ser adaptable para diseñar un curso o una lección, y cuenta con las etapas de una adecuada planeación. Se considera que este modelo al tener etapas similares al modelo incremental de desarrollo, asiste en el diseño, desarrollo y mejora de ambientes de aprendizaje.

5. Conclusiones

El trabajo expuesto a lo largo de este documento, es el resultado de las primeras iteraciones de los modelos seguidos, observando que el mayor tiempo invertido no solo se centra en la investigación de herramientas para el diseño y modelado de los componentes del SRV, sino en realizar el modelado de los propios objetos utilizando la versión gratuita que proporciona Sketchup, cuidando el nivel de detalle en las texturas e iluminaciones que los componen, ya que uno de los objetivos es ofrecer al usuario una experiencia cercana a la realidad.

Atendiendo a las consideraciones anteriores se encuentra la RV, siendo parte esencial del SRV propuesto, que se enfoca en ser una herramienta didáctica que motive y estimule al estudiante a realizar las actividades para conocer un parque eólico en un ambiente controlado, similar al caso de [12].

De acuerdo al avance expuesto, como trabajo a futuro para las siguientes iteraciones, se plantea la integración de las instrucciones siguiendo el modelo ASSURE de DI que

definirá la fluidez del recorrido por el parque eólico para facilitar su comprensión. Si bien es cierto que se está implementando dicho modelo, también se considera realizar evaluaciones VARK [14] con el propósito de conocer las preferencias del usuario para trabajar con la información. Además de integrar hardware que permita la inmersión del usuario en el sistema, como los cascos de RV, en particular se pretende utilizar el Oculus Rift.

6. Referencias

- [1] AMDEE | El viento en números. <http://www.amdee.org/viento-en-numeros>. Octubre 2014.
- [2] CEMIE-Eólico | Acerca de nosotros. <http://evaluarer.iiie.org.mx:8080/cemie/Consortio/Acerca-de-nosotros>. Octubre 2014.
- [3] UNISTMO | ¿Qué es la UNISTMO? http://www.unistmo.edu.mx/nuestrauniversidad.html#que_es. Octubre 2014.
- [4] Proyecto número P08. <http://evaluarer.iiie.org.mx:8080/cemie/Proyectos/Proyecto-P08>. Noviembre 2014.
- [5] M. Pérez Ramírez, E. Zabre Borgaro, E. Islas Pérez, "Realidad virtual: un panorama general". Boletín IEE. Abr-Jun 2004. 6 pp.
- [6] M. Ramos, J. Larios, D. Cervantes, R. Leriche, "Creación de ambientes virtuales inmersivos con software libre". Revista Digital Universitaria. Vol. 8. No. 6. 2007.
- [7] M. A Cruz, A. Morales, Á. Ayala, "Diseño de productos asistidos por realidad virtual inmersiva". Ingeniería mecánica tecnología y desarrollo. Vol. 2. No. 3. 2006. 93-100 pp.
- [8] LPS: Patrón Modelo-Vista-Controlador. <http://web.fdi.ucm.es/profesor/fpeinado/courses/oop/LPS-14ModeloVistaControlador.pdf>. Enero 2015.

- [9] El modelo de diseño instruccional ASSURE aplicado a la educación en distancia. www.eumed.net/rev/tlatemoani/01/mgbl.htm. Octubre 2014.
- [10] Unity – Game engine, tolos and multiplatform. <http://unity3d.com/es/unity>. Enero 2015.
- [11] S. Hernández Mendoza, D. Peña Rojas, “Realidad Virtual como herramienta para interactuar en línea”. *Revista Iberoamericana de las Ciencias Computacionales e Informática*. Vol. 3. No. 5. Ene-Jun 2014. 18 pp.
- [12] A. L. González Aspera, G. Chávez Hernández, “La Realidad Virtual Inmersiva en ambientes inteligentes de aprendizaje”. *Revista ICONO* 14. Vol. 2. Julio 2011. 122/137 pp.
- [13] TechPowerUp GPU-Z. <http://www.techpowerup.com/gpuz/>. Enero 2015.
- [14] El cuestionario VARK. <http://vark-learn.com/el-cuestionario-vark/>. Febrero 2015.

7. Autores

Karla del Rosario Trujillo González es tesista colaboradora del Proyecto P08 del Centro Mexicano de Innovación en Energía Eólica (CEMIE-Eólico) titulado “Diseño y construcción de un aerogenerador experimental con capacidad de 5 kW y desarrollo de software de simulación en realidad virtual, con fines didácticos”, además de ser colaboradora del CA de Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo, campus Tehuantepec. Actualmente está por concluir su proyecto de tesis para obtener el título de Ingeniero en Computación.

M. C. A. Guadalupe Toledo Toledo obtuvo su título de Maestría en Computación Aplicada por el Laboratorio Nacional de Informática Avanzada (LANIA) en 2013. Actualmente se desempeña como Profesora-Investigadora adscrita a la carrera de Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo, campus Tehuantepec y colaboradora del Proyecto P08 del CEMIE-Eólico.

M. en C. J. Jesús Arellano Pimentel obtuvo su título de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con especialidad en Sistemas Computacionales por la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo en 2005. Actualmente se desempeña como Profesor-Investigador adscrito a la carrera de Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo, campus Tehuantepec. Además es miembro activo del CA de

Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo y colaborador del Proyecto P08 del CEMIE-Eólico.

Dr. Miguel Ángel Hernández López obtuvo los grados de Doctor y Maestro en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de control automático en los años 2004 y 2008 respectivamente por la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM). Tiene la Licenciatura en Ingeniería en computación por la Facultad de Ingeniería de UNAM. Actualmente se desempeña como Profesor-Investigador adscrito a la División de Estudios de posgrado de la Universidad del Istmo, campus Tehuantepec. Es responsable técnico del Proyecto P08 del CEMIE-Eólico. Además es Director del Instituto de Estudios de la Energía de la Universidad del Istmo.

Desarrollando competencias digitales en los docentes

María de los Ángeles Alonso Lavernia

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería, Carretera Pachuca-Tulancingo Km. 4.5, Ciudad del Conocimiento, Colonia Carboneras, Mineral de la Reforma, C.P. 42184, Hidalgo, México, Teléfono: 771-7172000 ext. 2244
marial@uaeh.edu.mx

Verónica Martínez Lazcano

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería, Carretera Pachuca-Tulancingo Km. 4.5, Ciudad del Conocimiento, Colonia Carboneras, Mineral de la Reforma, C.P. 42184, Hidalgo, México, Teléfono: 771-7172000 ext. 2244
vlazcano@uaeh.edu.mx

Iliana Castillo Pérez

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería, Carretera Pachuca-Tulancingo Km. 4.5, Ciudad del Conocimiento, Colonia Carboneras, Mineral de la Reforma, C.P. 42184, Hidalgo, México, Teléfono: 771-7172000 ext. 2244
ilianac@uaeh.edu.mx

Yira Muñoz Sánchez

Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, Escuela Superior de Ciudad Sahagún, Carretera Cd. Sahagún-Otumba S/N, C.P. 43998, Zona Industrial, Ciudad Sahagún, Hidalgo, México, Teléfono: 771-7172000 ext. 5300
yira@uaeh.edu.mx

Resumen

En el presente trabajo se expone un modelo que proporciona dos estrategias para el desarrollo de competencias digitales en los docentes, de manera tal que en dependencia del tiempo que estos le puedan dedicar a tales actividades, podrán

seleccionar entre capacitarse en corto tiempo para desarrollar un recurso didáctico digital en forma de objeto de aprendizaje o bien formarse durante dos años en el uso de múltiples herramientas tecnológicas, obteniendo el grado de Maestro(a) en Tecnologías de la Información para la Educación. Para ambos casos, se cuenta con la infraestructura del Centro de Innovación para el Desarrollo y la Capacitación en Materiales Educativos de la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, así como con las bases teóricas y prácticas que facilitan la adquisición de conocimientos y habilidades para el desarrollo de competencias digitales en favor del proceso educativo. Los resultados alcanzados hasta el momento permiten demostrar la pertinencia de este proyecto pues se han capacitado a 25 docentes y se tienen tres generaciones del programa de posgrado con 25 profesores de diversas áreas. Los docentes capacitados en ambas modalidades han desarrollado habilidades en la creación de materiales didácticos digitales, algunos de los cuales se publican en el repositorio del centro.

Palabra(s) Clave(s): capacitación y formación en tecnologías educativas, competencias digitales, objetos de aprendizaje, recursos didácticos, tecnologías educativas.

1. Introducción

En esta nueva era del conocimiento, el uso de las Tecnologías de la Información y Comunicaciones (TIC) en los procesos de enseñanza y aprendizaje ha originado cambios estratégicos en la educación, fomentando la existencia de modelos educativos que empleen o involucren su uso para favorecer el aprendizaje de los estudiantes a través de materiales educativos dentro de nuevos escenarios, que además, permiten a los estudiantes un aprendizaje personalizado sin límites geográficos y de tiempo. Ello ha obligado a que cada día más los docentes requieran competencias que les permitan interactuar con los alumnos dentro de los procesos de formación, encontrando así nuevas formas para transmitir los diferentes saberes a éstos [18, 15].

Dada esta necesidad, se han trabajado en diversas propuestas destinadas al desarrollo de competencias digitales en los docentes a nivel mundial, las cuales han sido promovidas por organismos e instituciones educativas nacionales e internacionales,

mediante la creación de proyectos y redes académicas que muestran al docente la forma de modificar sus prácticas de enseñanza y aprendizaje haciendo uso de las TIC.

En este artículo se describe la experiencia de la aplicación de un proyecto que se creó para el desarrollo y la capacitación en competencias digitales destinado principalmente a docentes pero donde también participaron los alumnos. Este proyecto se denominó Centro de Innovación para el Desarrollo y la Capacitación en Materiales Educativos (CIDECAME), llevado a cabo por iniciativa del grupo de investigación de Computación Educativa del Área Académica de Computación y Electrónica del Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería de la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo (UAEH) y apoyado por CONACyT a través de los Fondos Mixtos del Estado de Hidalgo, en el cual se incorpora el uso de las TIC en la práctica docente.

2. Desarrollo

2.1. Esfuerzos en el desarrollo de competencias digitales

Las propuestas para el desarrollo de competencias digitales han trascendido los muros institucionales y se han convertido en focos de atención a nivel internacional. La Organización de las Naciones Unidas para la Educación, la Ciencia y la Cultura (UNESCO), es el órgano mundial más avanzado que promueve el uso de las TIC en la Educación, aludiendo su contribución al acceso universal a la formación, igualdad de instrucción, ejercicio de la enseñanza y el aprendizaje de calidad, además del desarrollo profesional docente y la administración eficiente de los sistemas educativos [26].

También se reconocen esfuerzos en países como Estados Unidos, Francia e Inglaterra que son líderes en estudios y propuestas sobre estándares en competencias de las TIC [21]. En América Latina se desarrollan programas tales como: Enlaces en Chile, donde a los docentes de diversos niveles educativos, se les capacita para la creación de recursos educativos digitales con herramientas como ATENEX-CONSTRUCTOR, JCLIC, PREZI, además del uso de software para edición de videos y creación de líneas de tiempo, mapas conceptuales y diagramas [11]; el Proyecto Huascarán en Perú ha

capacitado a sus docentes en el uso de hojas electrónicas, bases de datos, editores de páginas web, editores de presentaciones, así como en el software para generación de multimedios y enciclopedias electrónicas [19]; el Programa Computadores para Educar en Colombia le ha dado a sus docentes, desde educación básica hasta educación media, la posibilidad de capacitarse en el uso de tutoriales, simuladores, páginas web, software, libros digitales o juegos que permitan apoyar su función pedagógica [16] y el Programa integral Conéctate en El Salvador ofrece una certificación tecnológica gratuita a su población para el desarrollo de habilidades y competencias en el manejo básico de tecnologías informáticas [24], entre otros, los cuales están orientados a equipar, capacitar e incorporar las TIC dentro de las instituciones educativas.

Además, las instituciones educativas internacionales han tenido que brindar a sus comunidades las posibilidades de desarrollar destrezas en aras de mejorar el desempeño que los nuevos modelos educativos exigen, encontrando la forma de incidir en la reducción de la brecha digital a través del desarrollo de competencias digitales en sus docentes [3, 9]. Esta alfabetización digital posibilita a los educadores el desarrollo de este tipo de competencias que les permiten utilizar las tecnologías para favorecer aprendizajes significativos [14, 6, 22].

A nivel nacional, diversas universidades han emprendido proyectos para transformar sus prácticas educativas incorporando el uso de las TIC en el quehacer docente a través de la conformación de redes académicas como la red CLARISE. En esta red participan 10 instituciones mexicanas entre las que se encuentra el Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Monterrey [4], así como el Proyecto Aula de la Universidad Veracruzana [15].

Si bien ya son numerosas las instituciones que han iniciado este proceso de formación de sus docentes en competencias digitales, aún la brecha que existe requiere de atención, no sólo por parte de organizaciones internacionales y organismos gubernamentales, sino por las mismas instituciones educativas.

2.2. Plataformas educativas para la gestión del aprendizaje

Los modelos educativos actuales conjugan diversas características pedagógicas, y tecnológicas para poder aplicar las estrategias de enseñanza y aprendizaje que le permitan al estudiante desarrollar destrezas en su quehacer cotidiano logrando con ello, además de obtener nuevos conocimientos, alcanzar competencias diferenciadas.

Un ejemplo de estas estrategias lo es el uso de sistemas de gestión del aprendizaje (en inglés Learning Management Systems o LMS) que surgen para facilitar la interacción entre profesores y estudiantes posibilitando un uso más amplio de las TIC en el proceso educativo. Existen diversas plataformas educativas gratuitas o de licencia entre las que destacan: Dokeos, Schoology, Edmodo, Moodle y Blackboard. Estos sistemas permiten la gestión de contenidos académicos, el seguimiento y la valoración de los estudiantes, facilitando con ello la implementación del nuevo modelo donde prevalecen las actividades extra salón de clase.

Utilizar un escenario virtual, además de enriquecer las estrategias didácticas a emplear, favorece en tiempo y espacio la adquisición de saberes, desarrolla habilidades en el uso de la tecnología y actitudes como la responsabilidad y la honestidad, considerando además que se brinda un ambiente de trabajo innato de las nuevas generaciones.

No obstante, para modelar una asignatura bajo este modelo y aprovechar las posibilidades que brindan estos administradores del aprendizaje es imprescindible el buen desempeño del docente como diseñador y guía del proceso de formación.

Cuando se trabaja con un escenario virtual es necesario conocer el manejo de las opciones y la creación de todo tipo de actividad que brinda la plataforma, se deben incorporar materiales didácticos en formato estándar y las técnicas de evaluación más adecuadas, además de explotar los servicios que ofrece este ambiente. Todas estas habilidades se adquieren de forma rápida por aquellos conocedores de la tecnología, lo cual representa un porcentaje ínfimo de los profesionales dedicados a la docencia.

Luego, bajo este modelo educativo surge la interrogante: ¿Podrán los docentes lograr un alto desempeño de sus estudiantes al utilizar una plataforma educativa? Desafortunadamente, la respuesta es negativa pues cuando se usan estos medios tecnológicos sin los conocimientos y habilidades necesarios, su explotación es mínima, se emplean las opciones básicas y por consiguiente, el estudiante de igual manera, se desempeña a nivel básico. De ahí, la necesidad de incorporar esta temática como un asignatura dentro del programa de maestría, no solamente para el manejo de la misma durante la formación, si no para la implementación y administración de los cursos que sus estudiantes imparten en las instituciones educativas donde laboran. La plataforma educativa que se consideró con mayor pertinencia para este fin fue MOODLE, por ser gratuita y fácil de utilizar.

2.3. Proyecto para el desarrollo de competencias digitales

Siendo la problemática primordial, el desarrollo de competencias en los docentes en el uso de la tecnología, ha sido una permanente preocupación del grupo de investigación el definir estrategias que favorezcan el alcance de un buen desempeño por parte del profesor. De ahí, que se hayan propuesto diversos proyectos que incorporan al docente en el desarrollo de materiales didácticos digitales en forma de escenarios virtuales de aprendizaje, páginas Web, objetos de aprendizajes y libros digitales, entre otros [4].

En el año 2010 se propone una solución integral para el uso de las TIC, que extiende el desarrollo de materiales educativos a servicios como la capacitación, la formación a nivel de posgrado y la investigación para la incorporación de la tecnología en la educación, resultando de esta propuesta el Centro de Innovación para el Desarrollo y la Capacitación en Materiales Educativos (CIDECAME).

El CIDECAME es un espacio diseñado para brindar servicios de desarrollo, capacitación, formación e investigación, todos basados en el uso de las TIC, donde se favorece la colaboración entre docentes, entre estudiantes y entre docentes y estudiantes interesados en dar soluciones a la problemática del ámbito educativo.

Posee la infraestructura arquitectónica y tecnológica que garantiza sus servicios, contando con los recursos materiales y humanos necesarios para cumplir sus objetivos.

Los servicios de capacitación y formación están enfocados primordialmente al desarrollo de competencias digitales desde un enfoque práctico-metodológico, pues basado en la problemática de una materia, desarrollan una solución tecnológica respondiendo a situaciones didácticas para abordar un contenido, presentar casos similares, incluir actividades de investigación y proveer diversos tipos de evaluaciones.

A continuación se describen con ejemplos los servicios de desarrollo, capacitación y formación que brinda el CIDECAME.

2.3.1. Desarrollo

Siendo el CIDECAME un medio donde se benefician los procesos de formación, uno de sus objetivos primordiales es precisamente la creación de herramientas y aplicaciones genéricas o específicas que impactan en la calidad del proceso educativo. Por ello, es una actividad permanente en este espacio el desarrollo de sistemas basados en la computadora, no limitándose a los materiales educativos como se denomina en el nombre de dicho centro, sino traspasando esta frontera para construir sistemas predictivos, de control y seguimiento del aprendizaje, de evaluación, metodología, repositorio, apuntes digitales, generadores de funciones específicas, almacenes de información y muchos otros que pudieran apoyar de alguna forma la educación y algunos de los cuales se encuentran publicados en la página del CIDECAME [4].

2.3.2. Capacitación

Otro objetivo de este centro es la capacitación en tareas específicas, misma que permite desarrollar habilidades en una labor en particular y que se hace imprescindible cuando se lleva el rol de docente con el que constantemente se necesita estarse actualizando y desempeñándose con la capacidad requerida.

Es conveniente señalar que, aunque dirigida al docente, la capacitación se puede brindar también a estudiantes que trabajan directamente con un profesor y desarrollan recursos tecnológicos que benefician de alguna forma la actividad educativa.

2.3.3. Formación

En este ámbito se favorece la formación de docentes a través de un programa de posgrado denominado Maestría en Tecnologías de la Información para la Educación (MTIE), enfocado a desarrollar habilidades en el uso de plataformas de gestión de aprendizaje, creación de materiales educativos y técnicas alternativas de evaluación. Ello sin descartar la formación de estudiantes de diversos programas educativos en el uso de las TIC, resultando de cada proyecto un producto que apoya la educación en algún sentido. Los programas atendidos pueden ser internos o externos a la UAEH, siendo los últimos originados por un convenio con alguna institución educativa.

Los estudiantes a través de la formación que se brinda en el CIDECAE obtienen su título de técnico o profesional, o bien el grado científico de maestro o doctor, otorgados por los programas educativos que se apoyan en este centro. Es de resaltar que los productos obtenidos como resultado de su titulación, en la mayoría de las ocasiones, permiten mejorar los servicios que se ofrecen en este centro.

2.3.4. Investigación

Esta tarea resulta ser tan importante como el resto de las funciones que desempeña el CIDECAE puesto que las antes mencionadas, frecuentemente resultan de la actividad de investigación que se lleva a cabo en el marco de proyectos, trabajos de tesis o bien del quehacer del grupo de investigación.

La actividad científica no sólo desarrolla las competencias de los recursos humanos que intervienen en ella sino que fortalece las bases teóricas sobre las que se levanta el CIDECAE, manifestándose en modelos, metodologías, herramientas y aplicaciones que apoyan sus servicios en particular y al proceso educativo en general [4].

2.4 Desarrollo de competencias en el CIDECAME

Siendo la planta docente un elemento esencial, un agente de cambio y un factor determinante en la calidad de las instituciones educativas, dentro del proyecto CIDECAME se ofrece un curso de capacitación y un posgrado a nivel de maestría, con la intención de desarrollar competencias en los docentes dirigidas a integrar las nuevas tecnologías en los procesos educativos actuales.

Además, uno de los proyectos indicativos que plantea la UAEH en su plan de desarrollo 2011 – 2017 es la capacitación y actualización de su planta docente en TIC, siendo el curso de capacitación y el posgrado dos opciones que ofrece el CIDECAME, por las que los profesores pueden optar para contribuir al compromiso institucional logrando una excelencia en la docencia. La decisión de tomar alguno de ellos depende de los intereses de cada docente de acuerdo a su práctica actual.

2.4.1. Curso de capacitación

En respuesta al problema detectado en el desarrollo de materiales educativos, se crea un curso de capacitación a docentes denominado *Desarrollo de Objetos de Aprendizaje*. Este curso está enfocado a que los docentes adquieran las competencias necesarias en el desarrollo de este tipo de materiales y está integrado por cinco módulos, los cuales se describen a continuación:

1. Metodología para el desarrollo de objetos de aprendizaje (MEDOA). En este módulo los docentes conocen las etapas y las actividades específicas de la metodología, la cual fue creada dentro del proyecto CIDECAME [4].
2. Edición de imágenes. Los docentes aprenden a editar imágenes existentes con el objetivo de mejorar su calidad, cambiar su apariencia o generar nuevas imágenes a partir de varias mediante el software Photoshop [20].
3. Edición de animaciones digitales. Al término de este módulo los docentes cuentan con los conocimientos y habilidades para crear o editar videos y animaciones utilizando la herramienta tecnológica SWiSH [23].

4. Herramientas para evaluación. Este módulo genera en los docentes las habilidades para que ellos construyan evaluaciones dinámicas e interactivas que se incorporan al objeto, a través de tres software; Articulate [2], Ardora [1] o Hot Potatoes [17].
5. Implementación de objetos de aprendizaje con eXeLearning. Es aquí donde los docentes generan la estructura del objeto [10], incluyendo los elementos que fueron creados en los módulos anteriores, mediante la herramienta eXeLearning.

Cabe destacar que el curso fue impartido a docentes con o sin experiencia en el uso y manejo de herramientas informáticas y los resultados obtenidos fueron satisfactorios alcanzando las expectativas que se tuvieron al diseñar dicho curso. Este curso ha sido reconocido por la UAEH siendo incluido en el Programa de la Dirección de Superación Académica de esta institución educativa.

2.4.2. Maestría en tecnologías de la información para la educación

La MTIE surge como respuesta a las necesidades estatales, nacionales e internacionales por incorporar el uso de las TIC en la práctica docente. Una de sus características principales es que tiene carácter profesionalizante, lo cual permite a los docentes que se encuentran activos en diferentes instituciones educativas, puedan continuar actualizándose. El programa está integrado por 12 asignaturas, que se encuentran distribuidas en tres áreas de formación: Diseño de materiales educativos, Innovación tecnológica y Metodológica [25].

Entre las características de este programa de posgrado se tienen las siguientes:

1. Se imparte los fines de semana permitiendo que se continúe con la labor docente durante la formación y que se puedan validar algunos de los proyectos desarrollados en el programa en el escenario real.
2. Está diseñado por módulos, trabajando en una sola materia por módulo, para enfocar todo el esfuerzo requerido a un proyecto específico.

3. Desde el primer semestre están trabajando sobre su proyecto terminal, cuyo tema debe ser congruente con las Líneas de Generación y Aplicación Innovadora del Conocimiento (LGAIC) que soportan el posgrado, y se les asigna un tutor para que, entre otros aspectos, funja de guía metodológica y disciplinar en dicho proyecto.
4. Cada materia termina con un proyecto práctico que tributa al proyecto terminal.
5. Al finalizar cada semestre presentan sus avances ante un tribunal compuesto por el tutor, un especialista en Computación y un especialista en Educación, asegurando la calidad tanto de los aspectos tecnológicos como los didácticos-pedagógicos.
6. Cada semestre tiene definido los requisitos de avances así como el instrumento de evaluación donde se definen criterios a considerar y calificaciones correspondientes.

Todos estos aspectos constituyen un modelo de formación y seguimiento que pretenden asegurar la calidad del programa y su alta eficiencia terminal.

A un año de haber dado inicio al programa, ya son dos las generaciones (16 estudiantes) que cuentan con un historial de avances del proyecto terminal, que aunque requieren de un ardua labor del núcleo básico y sus asociados, ha permitido motivar y enriquecer el trabajo de los docentes que se forman y ello se puede corroborar en los resultados alcanzados en cuanto a materiales desarrollados y la documentación que soporta las estrategias didácticas basadas en las Tecnologías de la Información.

2.5. Recursos empleados

El CIDECAE con sus servicios de capacitación, desarrollo y formación ha procurado un conjunto de recursos tecnológicos que han permitido apoyar el desarrollo de competencias digitales en los docentes. Estos recursos se manifiestan en diversas herramientas tecnológicas, un libro como apoyo práctico-metodológico en la producción de materiales didácticos y un Repositorio Federado de Objetos de Aprendizaje (RFOA)

para compartir y explotar los recursos tecnológicos educativos generados [5]. Todos ellos se explican a detalle en las siguientes secciones.

2.5.1. Herramientas de desarrollo

Es importante mencionar que las herramientas que se han contemplado como las más adecuadas para el desarrollo de los materiales digitales, en este caso los denominados Objetos de Aprendizaje (OA), han sido seleccionadas cuidadosamente considerando tres aspectos primordiales, el primero referido a que no se requiera de conocimientos técnicos avanzados, es decir, que los docentes de cualquier área del conocimiento puedan elaborar sus propios OA sin importar si son expertos en el uso de las TIC. El segundo, enfocado a que dichos materiales soporten el estándar SCORM (por sus siglas en inglés Sharable Content Object Reference Model) para ser importados desde los LMS y RFOA que se utilicen en el CIDECAE, pudiendo ser compartidos y vistos desde cualquier plataforma y lograr que se puedan explotar las características de estos materiales, tales como, reusabilidad, accesibilidad, portabilidad y adaptabilidad [13]. El tercero, concerniente al uso de dichas herramientas tecnológicas logrando que en su mayoría fueran gratuitas, de lo contrario, se adquirieran las licencias correspondientes.

La herramienta principal seleccionada para elaborar los OA es eXeLearning [13], la cual es muy intuitiva, exporta como SCORM y es gratuita. De igual forma, las herramientas que se utilizan para la creación de evaluaciones son: Articulate Quizmaker [2], Hot Potatoes [17] y Ardora [1], la cuales gozan de las dos primeras características mencionadas en eXeLearning.

Con la aplicación de Articulate Quizmaker se pueden elaborar evaluaciones con diferentes tipos de preguntas, entre las que destacan: falso/verdadero, opción múltiple y rellenar espacios en blanco, entre otros. El software de Hot Potatoes permite crear ejercicios educativos de diferentes opciones, tales como: respuesta corta, selección múltiple, rellenar huecos, crucigramas, emparejamiento o mixtos. Y finalmente, con la herramienta Ardora se pueden realizar más de 45 tipos de actividades diversas, tales como: crucigramas, sopas de letras y completar, entre otros. Las evaluaciones creadas

con estas aplicaciones pueden ser insertadas fácilmente en la herramienta eXeLearning, brindando versatilidad e interactividad a los materiales desarrollados y pudiendo ser visualizados desde cualquier navegador sin perder sus características.

Por otra parte, considerando la existencia de diferentes estilos de aprendizaje como son el visual, auditivo y kinestésico [12], surge la necesidad de generar materiales educativos que favorezcan dichos estilos, haciendo uso de software multimedia para la creación de videos, audios y diseños creativos que impacten y sean llamativos para el usuario, de tal manera que facilite su aprendizaje. Por lo que se incorporan también como recursos tecnológicos, aplicaciones como Photoshop [20] y SWiSH [23]. Photoshop se emplea para la edición y retoque de fotografías, pinturas y gráficos, mientras que SWiSH para crear animaciones interactivas, efectos con imágenes, textos, formas y gráficos.

2.5.2. Libro sobre desarrollo de objetos de aprendizaje

Un recurso generado como parte del proyecto CIDECAE, enfocado al apoyo del desarrollo de competencias digitales es el libro titulado *Objetos de Aprendizaje: una guía práctica para su desarrollo*, basado en casos prácticos que ejemplifican todo el proceso de construcción. En éste se brinda un soporte metodológico en el proceso de desarrollo de OA, a través de la descripción a detalle de las características y componentes que estos materiales deben incluir como son el contenido bajo una estructura secuencial, complementado por una serie de ejemplos, que además se reafirma a través de actividades académicas y se valora por medio de evaluaciones.

El libro, dirigido principalmente a docentes con conocimientos básicos de computación y redactado en un lenguaje coloquial, contiene la metodología MEDOA que identifica una serie de fases para dicho proceso y detalla los pasos a seguir en cada una de ellas; los requerimientos organizacionales, técnicos y pedagógicos que se consideran para presentar el contenido de los materiales y que se deben cumplir para homogenizarlos; la generación de materiales didácticos bajo un modelo estandarizado de desarrollo que incluye a los actores del proceso, indicando en cada momento qué paso de la

metodología se va a aplicar, quiénes van a colaborar y los resultados que se deben obtener; la descripción y uso de las herramientas tecnológicas de apoyo para el desarrollo de los OA y finalmente, se incluye una sección en la que se describe brevemente el proceso para crear los metadatos, a través de los cuales se obtiene un detalle exhaustivo de los recursos electrónicos al momento de recuperar la información desde la Internet, además de ayudar a accederlos de una manera rápida y fácil.

Este recurso forma parte de los fundamentos teóricos de la asignatura denominada Objetos de Aprendizaje y Repositorios de Objetos, la cual está incluida en el mapa curricular de la Maestría en Tecnologías de la Información para la Educación descrita anteriormente, no obstante, su uso no es exclusivo a ella ya que puede ser utilizado por cualquier persona interesada en el desarrollo de este tipo de materiales educativos.

2.5.3. Repositorio de objetos de aprendizaje

Para brindar la posibilidad de utilizar los recursos didácticos desarrollados en el CIDECAE, se ha creado un Repositorio Federado de Objetos de Aprendizaje (RFOA) que facilita el almacenamiento, la búsqueda y la recuperación de OA, haciéndolos accesibles a los usuarios de los servicios que se ofrecen en dicho centro [5]. Esto último, posibilitado por las opciones de distribución e interoperabilidad entre diferentes repositorios que permite el estándar SCORM, los cuales son implementados en la plataforma DSpace, aplicación que fue diseñada para la creación de repositorios [7].

El RFOA del CIDECAE posee las siguientes opciones:

- Listado de recursos por identificadores y/o por repositorio.
- Visualización de los Objetos de Aprendizaje.
- Descarga de los OA.
- Búsqueda federada de OA a través de palabras claves o identificadores como son: título, autor, lenguaje, tipo de aprendizaje, nivel educativo u otro que se haya incluido en el metadato de este recurso didáctico.

Para materializar estas operaciones, la aplicación que administra el repositorio envía las consultas realizadas por los usuarios a todos los repositorios de la red federada, reuniendo todos los resultados obtenidos y presentando los mismos al usuario en el portal web diseñado para tal fin.

En el repositorio serán almacenados los OA que han sido desarrollados en el CIDECAE, mismos que ascienden a una cantidad de 70 materiales, clasificados según el nivel educativo y área del conocimiento hacia el cual están enfocados.

3. Resultados

En este artículo se han presentado las diversas estrategias que ha implementado el grupo de investigación para desarrollar competencias digitales en los docentes.

Durante 2013 se llevó a cabo el curso de capacitación donde participaron 10 profesores del área de computación y electrónica y 15 del de ciencias económicas administrativas, con el objetivo de desarrollar en ellos las habilidades para la creación de objetos de aprendizaje. A pesar de las diferencias de formación entre los profesores de dichas áreas, el contenido y tiempo dedicado a la enseñanza de los temas que contenía el curso fueron similares y el desempeño mostrado también. Algunos de los OA desarrollados durante el curso se han publicado en el repositorio del CIDECAE [5].

Por su parte, el programa de maestría en los últimos tres semestres (2014 B, 2015 A y 2015 B) ha incorporado la formación de 25 docentes de diversas áreas del conocimiento, en algunas de las cuales el uso de la tecnología no resulta tan natural tales como: Trabajo Social, Pedagogía, Educación, Enseñanza de la Lengua Inglesa, Contaduría y Psicología, entre otros.

Los estudiantes del tercer semestre han desarrollado habilidades para administrar cursos en la plataforma MOODLE, práctica que se ha visto materializada al implementar la estrategia didáctica basada en las Tecnologías de la Información, misma que forma parte de su proyecto terminal, con el cual se titularán en este programa de posgrado.

Es de resaltar que, todos los resultados obtenidos producto de la capacitación y formación de recursos humanos son donados al CIDECAE para el beneficio de la sociedad educativa. Este requisito está explícitamente publicado en la convocatoria de capacitación y formación del CIDECAE. No obstante, los usuarios conservan su autoría en el desarrollo y bajo su nombre queda publicado en los créditos.

Actualmente los docentes, gracias a los conocimientos y habilidades obtenidos en esta capacitación, han podido asesorar a estudiantes que desarrollan este tipo de recursos, así como también forman parte de tribunales que evalúan estos proyectos.

4. Discusión

Los profesores que se han capacitado tanto en materia de objetos de aprendizaje como aquellos que se forman en el programa de maestría han demostrado el haber alcanzado el desarrollo de habilidades independientemente de su perfil profesional, de la edad y experiencia en la docencia, lo cual manifiesta que estas competencias pueden ser desarrolladas por aquellos docentes que demuestran interés en mejorar sus estrategias de enseñanza haciendo uso de las Tecnologías de la Información.

En el marco de la capacitación es de destacar que docentes del área económica-administrativa, profesores con 30 o 35 años de trabajo y con conocimientos mínimos de computación, fueron capacitados en el uso de diversas herramientas para la creación de OA, desarrollando dichas habilidades de igual forma que docentes más jóvenes y con mayor habilidad en el uso de tecnología.

Por otro lado en la MTIE, sus estudiantes han asimilado herramientas novedosas y de mayor complejidad tales como: *HTML5* para el desarrollo de páginas web, *3D Studio Max*, *VRML* y *X3D*, y *Blender 4.0*, para la creación de escenarios virtuales, *MOODLE* y *CoursesSites* para el manejo y administración de cursos, *Webinar* para implementar seminarios en línea, *Google Site* y *DropBox* para almacenar y compartir información, y otras como *PREZI*, *Evernote*, *Remind*, *Any Do* y *Homework* para desempeñar tareas rutinarias dentro de su actividad docente.

El uso de estas herramientas tecnológicas han sido puestas en práctica en sus proyectos con un alto nivel de desempeño y con gran impacto para el proceso educativo, lo que demuestra la validez y pertinencia de su formación, que redundará en sus estudiantes, un aprendizaje significativo y en las instituciones de procedencia, un centro educativo reconocido por la calidad de sus egresados.

5. Conclusiones

Los resultados que emanar de este proyecto, tales como: la metodología para la creación de los materiales didácticos, la capacitación a los docentes, los recursos empleados para el desarrollo de dichos materiales educativos, la creación de un libro sobre el desarrollo de OA, así como el RFOA, hace que los logros alcanzados después de una trayectoria de nueve años de investigación rigurosa, tengan relevancia, de tal manera que rebasan el contexto inicial por el cual este fue desarrollado. Además, sientan las bases para trabajar un modelo de capacitación y formación de recursos humanos en el uso de las TIC con elementos que facilitan el proceso de aprendizaje de sus educandos, haciendo que se alcance uno de los objetivos fundamentales del CIDECAE, que es el desarrollo de competencias digitales en los docentes.

6. Referencias

- [1] Ardora. http://webardora.net/index_cas.htm. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [2] Articulate. <https://www.articulate.com/products/quizmaker.php>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [3] B. Fainholc, H. Nervi, R. Romero, C. Halal, “La formación del profesorado y el uso pedagógico de las TIC”. RED: Revista de Educación a Distancia. No. 38. 15 de julio de 2013.

- [4] CIDECAE. Centro de Innovación para el Desarrollo y la Capacitación en Materiales Educativos. <http://cidecame.uaeh.edu.mx>. Recuperado el 4 de julio de 2014.
- [5] CIDECAE. Repositorio Federado de Objetos de Aprendizaje. <http://cidecame.uaeh.edu.mx/repositorio/>. Recuperado el 14 de agosto de 2015.
- [6] Didáctica del proceso de formación de los profesionales asistido por las tecnologías de la información y la comunicación. Universidad de Oriente. Centro de Estudios de Educación Superior “Manuel F. Gran”: <http://cvi.mes.edu.cu/peduniv/index.php/peduniv/article/viewFile/335/325>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [7] DuraSpace. Fedora. <http://fedora-commons.org/>. Recuperado el 9 de abril de 2014.
- [8] E. E. Hernández, S. I. Romero, S., M. S. Ramírez, “Desarrollo de competencias digitales didácticas en un seminario MOOC. Track MEAPEB”. Tecnologías y Aprendizaje, Avances en Iberoamérica. Cátedra de Innovación en Tecnología y Educación del ITESM. 2013. 359-364 oo.
- [9] E. Navarro Ruben, S. Barrios Velázquez, “Las competencias digitales en la educación superior”. EduDoc: Centro de Documentación sobre Educación. ITESO. Junio 2010. quijote.biblio.iteso.mx/catia/edudocdc/cat.aspx. Recuperado el 19 de agosto de 2015.
- [10] e-Learning. Guía práctica para la elaboración de contenidos de e-learning en base a estándares tecnológicos y pedagógicos. <http://www.descartesmultimedia.es/estandares/privado/pdfs/EstandarADL.pdf>. Recuperado el 15 de agosto de 2014.
- [11] Enlaces: Centro de Educación y Tecnología. <http://www.enlaces.cl/index.php?t=44&i=2&cc=1883&tm=2>. Recuperado el 8 de agosto de 2014.

- [12] Estilos de Aprendizaje: Generalidades. <http://www.rmm.cl/usuarios/15388292/doc/201401210440050.PAUTAS%20PARA%20EVALUAR%20ESTILOS%20D%20APRENDIZAJE.doc>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [13] eXeLearning.net, 2.0. <http://exelearning.net/>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [14] F. Imbernón, P. Silva, C. Guzmán, “Competencias en los procesos de enseñanza-aprendizaje virtual y semipresencial”. *Journal: Comunicar. Revista Científica de Educomunicación*. Vol. XVIII. No. 36. 1 de marzo 2011. 107-114 pp.
- [15] G. Aguirre Aguilar, M. Ruiz Méndez, “Competencias Digitales y docencia: una experiencia desde la práctica universitaria”. *Revista Innovación Educativa*. Vol. 12. No. 59. Mayo – agosto, 2012. 121-141 pp.
- [16] Gobierno de la República de Colombia. Computadores para educar: Un camino hacia el conocimiento. <http://www.computadoresparaeducar>. Recuperado el 10 de agosto de 2014.
- [17] Hot Potatoes. Half-Baked Software Inc. <https://hotpot.uvic.ca/>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [18] M. J. Gallego Arrufat, V. Gámiz Sánchez, E. Gutiérrez Santiuste, “El futuro docente ante las competencias en el uso de las tecnologías de la información y comunicación para enseñar”. *EDUTEC, Revista Electrónica de Tecnología Educativa*. No. 34. Diciembre 2010. 1-18 pp.
- [19] Ministerio de Educación Perú. Proyecto Huascarán. <http://www.minedu.gob.pe/normatividad/reglamentos/ROFHuascarán.php>. Recuperado el 8 de agosto de 2014.
- [20] Photoshop.com. Adobe Systems Incorporated. <http://www.photoshop.com/tools>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.

- [21] R. O. Páez, S. Di Carlo, “Aproximación Docimológica a la Evaluación de Competencias Digitales y Didácticas de Profesores Universitarios”. *Revista Iberoamericana de Evaluación Educativa*. Vol. 5. No. 1e. 2012. 282-288 pp.
- [22] S. Barrera Rodríguez, C. Robledo Rodríguez, “Entornos personales de aprendizaje en la asignatura Informática Básica”. *Revista Iberoamericana para la Investigación y el Desarrollo Educativo*. No. 9. Julio – diciembre, 2012.
- [23] SWiSHzone.com. <http://www.swishzone.com/index.php>. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [24] TICS en el Salvador: Proyecto Conéctate. <http://webcache.googleusercontent.com/search?q=cache:qS18mDXf6IJ:ticselsalvador.blogspot.com/2013/03/proyecto-conectate.html+&cd=2&hl=es&ct=clnk&gl=mx>. Recuperado el 12 de agosto de 2014.
- [25] UAEH. Maestría en Tecnologías de la Información para la Educación. http://www.uaeh.edu.mx/campus/icbi/oferta/maestrias/icbicimaestria_en_tec_de_la_info_para_la_educacion.html. Recuperado el 19 de agosto de 2014.
- [26] UNESCO ICT in Education. United Nations Educational, Scientific and Cultural Organization. <https://en.unesco.org/themes/ict-education>. Recuperado el 5 de agosto de 2014.

7. Autores

Dra. María de los Ángeles Alonso Lavernia obtuvo su título de Doctora en Ciencias de la Computación con especialidad en Inteligencia Artificial en el Centro de Investigación en Computación del Instituto Politécnico Nacional, en México
M.C.C.

Verónica Martínez Lazcano obtuvo su título de Maestra en Ciencias de la Computación en el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey.
M.C.C.

Iliana Castillo Pérez obtuvo su título de Maestra en Ciencias Computacionales en la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo.
M.C.C.

Yira Muñoz Sánchez obtuvo su título de Maestra en Ciencias Computacionales en la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo.

Diseño y desarrollo de una red social de aprendizaje colaborativo para dispositivos móviles

María Lucía Barrón Estrada

Instituto Tecnológico de Culiacán

lbarron@itculiacan.edu.mx

Ramón Zatarain Cabada

Instituto Tecnológico de Culiacán

rzatarain@itculiacan.edu.mx

Rodrigo Beltrán Lugo

Instituto Tecnológico de Culiacán

rbeltran@itculiacan.edu.mx

Resumen

Este artículo presenta el diseño e implementación de una Red Social de Aprendizaje Colaborativo (RSAC) enfocada a compartir y construir conocimiento entre los estudiantes, la cual fue desarrollada para ser usada en dispositivos móviles y cuenta con una interfaz amigable y de fácil uso. La RSAC provee diferentes herramientas por medio de las cuales los usuarios interactúan, entre estas se encuentran: Wiki, Foro, Comunidades, Chat y Mensajes. Estas herramientas se usan para asignar actividades colaborativas a los estudiantes, las cuales se ejecutan dentro de la plataforma para que los estudiantes realicen aportaciones y colaboren en la construcción del conocimiento de todos los usuarios. La red permite tener información de las aportaciones realizadas por cada estudiante durante la actividad.

Palabra(s) Clave(s): redes sociales, aprendizaje colaborativo, dispositivos móviles.

1. Introducción

El desarrollo de las Tecnologías de Información y Comunicación (TICs) ha detonado el uso de recursos tecnológicos dentro de la educación en actividades que tienen que ver con el fomento del aprendizaje colaborativo, donde es indispensable compartir experiencias, conocimientos y tener una meta grupal definida [1].

Por lo general, las instituciones educativas utilizan diferentes enfoques educativos dentro de sus aulas y laboratorios, como es el aprendizaje colaborativo. Las actividades pueden efectuarse cara a cara, pero también pueden ser asistidas por Redes Sociales de Aprendizaje (RSA), las cuales ofrecen a los estudiantes diferentes herramientas para apoyar el trabajo colaborativo, como son foros de discusión, wikis y comunidades [2].

En la actualidad el uso de los dispositivos móviles ha pasado a ser una herramienta indispensable en la vida diaria de las personas. Los avances en las tecnologías inalámbricas y su integración en los dispositivos móviles ayudan a la interacción de usuario a usuario en tiempo real, haciendo cualquier lugar un escenario potencial para el aprendizaje colaborativo [3]. A este enfoque educativo se le conoce como aprendizaje móvil (M-learning), un método para la educación a distancia mediante las TICs, que ofrece educación y aprendizaje a través de dispositivos de mano inalámbricos como PDAs, Tablets y teléfonos inteligentes [4].

Una de las ventajas al trabajar con dispositivos móviles es que el Aprendizaje Colaborativo Asistido por Computadora (CSCL por sus siglas en inglés), puede ser analizando de forma individual o grupal [5], permitiendo así medir el aprendizaje adquirido por el estudiante o el grupo en general.

Margain Fuentes y otros [6] afirman que el uso de objetos de aprendizaje en las instituciones educativas se ha convertido en una actividad relevante para el fomento del aprendizaje colaborativo. Un objeto de aprendizaje puede ser representado por diversos

elementos como son: un archivo multimedia, un documento de texto, una presentación, un hipertexto, etc. [7].

Los Cursos Masivos de Aprendizaje en Línea (MOOCs por sus siglas en inglés) se presentan como una alternativa para la educación abierta y disponible para todos los interesados en cualquier lugar del mundo. xMOOCs y cMOOCs son dos variantes de cursos con aproximaciones conductista (transmitir información de alta calidad con interacción limitada entre profesor y estudiantes) y conectivista (enfatan en la contribución de contenido que realiza la red de participantes) respectivamente [8].

Un Ambiente Inteligente de Aprendizaje (ILE por sus siglas en inglés) es un sistema computacional inteligente que combina diversas características de los ambientes de aprendizaje electrónico y los sistemas tutores inteligentes para ofrecer al estudiante un sistema personalizado de acuerdo a sus gustos y preferencias [9].

Una Red Social de Aprendizaje permite relacionar electrónicamente a un grupo de personas con un interés común por aprender sobre algún tema en particular. Kear [10] menciona que el aprendizaje basado en redes sociales tiene varias ventajas, entre las que destaca que los estudiantes comparten ideas y se dan soporte unos a los otros; los maestros están más en contacto con sus estudiantes dándoles un seguimiento a las necesidades y progreso de cada alumno, así como la posibilidad de agruparse como comunidad.

En este trabajo se presenta una Red Social de Aprendizaje Colaborativo (RSAC), la cual es una herramienta tecnológica desarrollada para promover el aprendizaje colaborativo permitiendo que los estudiantes, a través de dispositivos móviles, compartan sus conocimientos y colaboren en la resolución de problemas a través de las diferentes herramientas como son la Wiki para crear glosarios de conceptos, la Comunidad para compartir información acerca de trabajos grupales, el Foro de discusión para compartir y discutir ideas y puntos de vista para la solución de problemas, siendo posible compartir objetos de aprendizaje en las diferentes herramientas, además de evaluar las aportaciones de los compañeros de la red.

El artículo se encuentra dividido de la siguiente manera: en la sección 2 se presenta el desarrollo de la plataforma donde se muestran los materiales y métodos utilizados. La sección 3, presenta la funcionalidad de la RSAC y el desarrollo de pruebas. La sección 4 presenta un análisis comparativo de diversas redes sociales de aprendizaje. Las conclusiones y trabajos futuros para la RSAC se presentan en la sección 5 y finalmente, las referencias usadas en este trabajo se presentan en la sección 6.

2. Desarrollo

El desarrollo de un producto de software requiere la definición clara y precisa del funcionamiento así como los atributos de calidad que se esperan en el producto. A través de los años, diversas metodologías de desarrollo han sido adoptadas por la comunidad y estas han evolucionado para arrojar los avances tecnológicos. Hoy en día, los procesos ágiles y el desarrollo incremental son frecuentemente utilizados para obtener versiones del producto en poco tiempo.

2.1. Proceso de desarrollo.

El proceso iterativo incremental fue usado en el desarrollo de la RSAC, esto permitió realizar liberación de versiones durante las diferentes iteraciones del ciclo de vida del proyecto. RUP utiliza cuatro fases: Concepción, Elaboración, Construcción y Transición [11]. En cada una de estas, se desarrollan diferentes artefactos que permiten obtener versiones del producto a través de las iteraciones de las cuatro fases desde la definición del alcance del proyecto hasta su puesta en operación.

Después de realizar una investigación acerca de Redes Sociales de Aprendizaje (RSA) y la utilización de redes sociales para el aprendizaje, se inició el desarrollo de la Red Social de Aprendizaje Colaborativo (RSAC). En la fase inicial llamada *Concepción*, se estableció el objetivo general y los posibles componentes candidatos a integrar la RSAC. Se continuó con la fase de *Elaboración* realizando el proceso de educación de requisitos funcionales y de calidad y el diseño de la arquitectura del sistema, se definieron los componentes, el estilo arquitectónico, lenguajes y tecnologías necesarios

para la implementación del sistema. En la fase de *Construcción* se utilizaron los artefactos generados en la fase previa y se implementaron los componentes, realizando las pruebas con base en casos de pruebas, los cuales fueron definidos por medio de los casos de uso. Finalmente, en la etapa de *Transición* se puso en operación el producto generado las pruebas finales de aceptación. A continuación se detalla un poco más algunos de los procesos de desarrollo.

2.2. Análisis

Esta etapa consistió en la definición y clasificación de requisitos funcionales y de calidad, la identificación de actores y la creación de casos de uso para los diferentes escenarios. A continuación se define cada uno de ellos.

2.2.1. Actores

Los actores identificados en la RSAC son: estudiante, profesor, padre de familia o administrador, los cuales son especializaciones del actor *usuario* (ver Fig. 1).

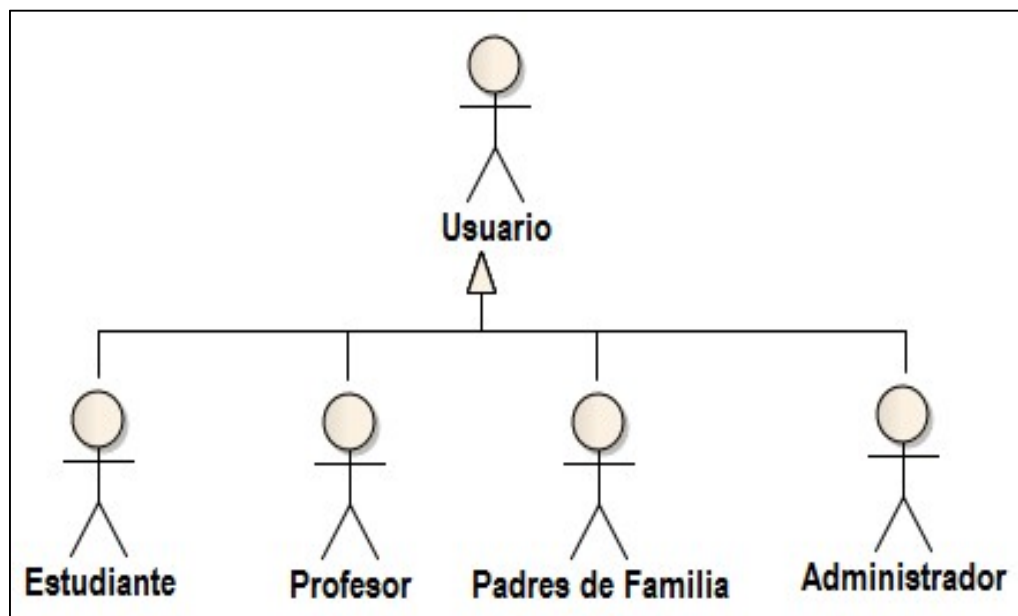


Fig. 1. Actores dentro de la RSAC.

El *estudiante* tiene acceso a todo el material que contiene la plataforma. El *profesor* es administrador de contenido dentro de la RSAC, donde puede compartir y administrar los cursos que puede acceder cada estudiante. Los *padres de familia* fungen como invitados (supervisores) en la plataforma, con el fin de acceder a la información académica del estudiante y a los avances de cada materia. El *administrador* modifica de manera global la plataforma.

2.2.2. Requisitos

Se analizó la necesidad del usuario de contar con una plataforma que apoye al proceso de enseñanza – aprendizaje colaborativo; de esta manera, los requisitos de usuario constituyen la necesidad de una plataforma tecnológica con un enfoque educativo, definiendo así la RSA con la capacidad de colaborar entre los usuarios.

Los requisitos de usuario se clasificaron en funcionales y de calidad, los cuales se presentan a continuación.

- **Requisitos funcionales.**

Los requisitos funcionales fueron analizados para clasificarlos de acuerdo a la prioridad que tienen dentro de la RSAC (ver Tabla 1). Se realizaron tres iteraciones en el proceso, integrando en cada una, los requisitos de prioridad alta, media y baja respectivamente.

No.	Descripción	Prioridad
RQF001	La Red Social de Aprendizaje debe de tener un registro de usuarios, donde se capturaran los siguientes datos: usuario, contraseña.	Alta
RQF002	Debe de contar con un perfil personal de usuario.	Alta
RQF003	Debe de contar con un perfil académico de usuario.	Alta
RQF004	Debe de contar una opción para la recuperación de contraseñas.	Baja
RQF005	Debe de contar con una sección para mostrar noticia.	Media
RQF006	Debe de tener un gestor de comunicación instantánea.	Media
RQF007	El sitio debe de contar con gestor para amigos.	Alta
RQF008	La RSA debe de contar con un gestor de cursos.	Alta
RQF009	El sitio debe de contar con un gestor de comunidades de conocimiento. En las cuales los estudiantes puedan crear comunidades para compartir material que ayuden al proceso de enseñanza – aprendizaje.	Media
RQF010	El sitio grabara todas las acciones que realice el usuario.	Media

Tabla 1. Requisitos funcionales más importantes.

- **Requisitos de calidad.**

Entre los requisitos de calidad más importantes para la RSAC se encuentran usabilidad, seguridad, mantenibilidad y portabilidad. *Usabilidad*, debe ser de fácil navegación para el usuario. *Seguridad* en el manejo de información personal y académica que se almacena dentro de la RSAC. *Mantenibilidad*, permitir la extensión, para poder agregar más herramientas dentro de la RSAC. *Portabilidad*, capacidad para acceder desde cualquier dispositivo móvil con acceso a internet, sin importar el navegador. Todos los requisitos de calidad tienen prioridad alta y se consideraron durante todo el ciclo de vida del proyecto (ver Tabla 2).

ID	Requisito	Atributo	Prioridad
RQC01	Acceder a cualquier opción en 3 pasos o menos.	Usabilidad	Alta
RQC02	Proporcionar ayuda al usuario en cada herramienta.	Usabilidad	Alta
RQC03	Aceptar cambios y agregación de herramientas.	Mantenimiento	Alta
RQC04	Acceder desde cualquier dispositivo móvil conectado a internet.	Portabilidad	Alta
RQC05	Restringir el acceso a la información de los usuarios.	Seguridad	Alta

Tabla 2. Requisitos de calidad.

2.2.3 Casos de uso.

Para los requisitos funcionales de mayor prioridad se desarrollaron casos de uso para describir detalladamente el proceso que deben resolver. Posteriormente se elaboró una matriz de trazabilidad para verificar que todos los requisitos funcionales fueran cubiertos.

Los casos de uso fueron clasificados de acuerdo al tipo de función que realizan, obteniendo tres grupos: navegación, comunicación y colaboración (ver Fig. 2).

Navegación contiene los casos de uso principales para la navegación dentro de la plataforma, *Comunicación* son los casos de uso que proveen la comunicación instantánea entre los usuarios y *Colaboración* contiene los casos de uso para las actividades de colaboración entre los estudiantes dentro de la RSAC.

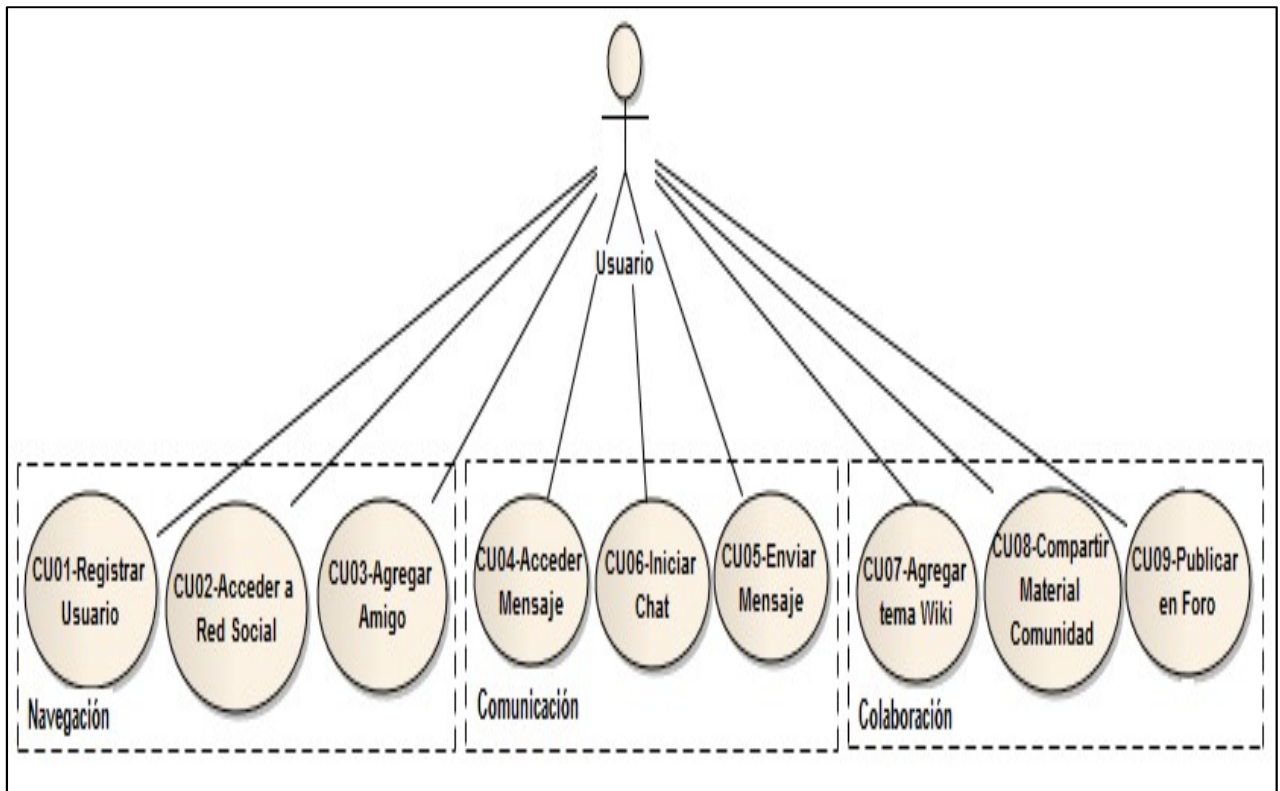


Fig. 2. Diagrama de Casos de Uso

2.3. Arquitectura

Los usuarios pueden acceder a la RSAC por medio de dispositivos móviles que cuenten con conexión a internet. Estos podrán estar enviando y recibiendo peticiones al servidor de aplicaciones a través de la web siendo este un modelo cliente – servidor (ver Fig. 3). Al ser una plataforma web, este modelo es el más adecuado para la implementación física de la RSAC.

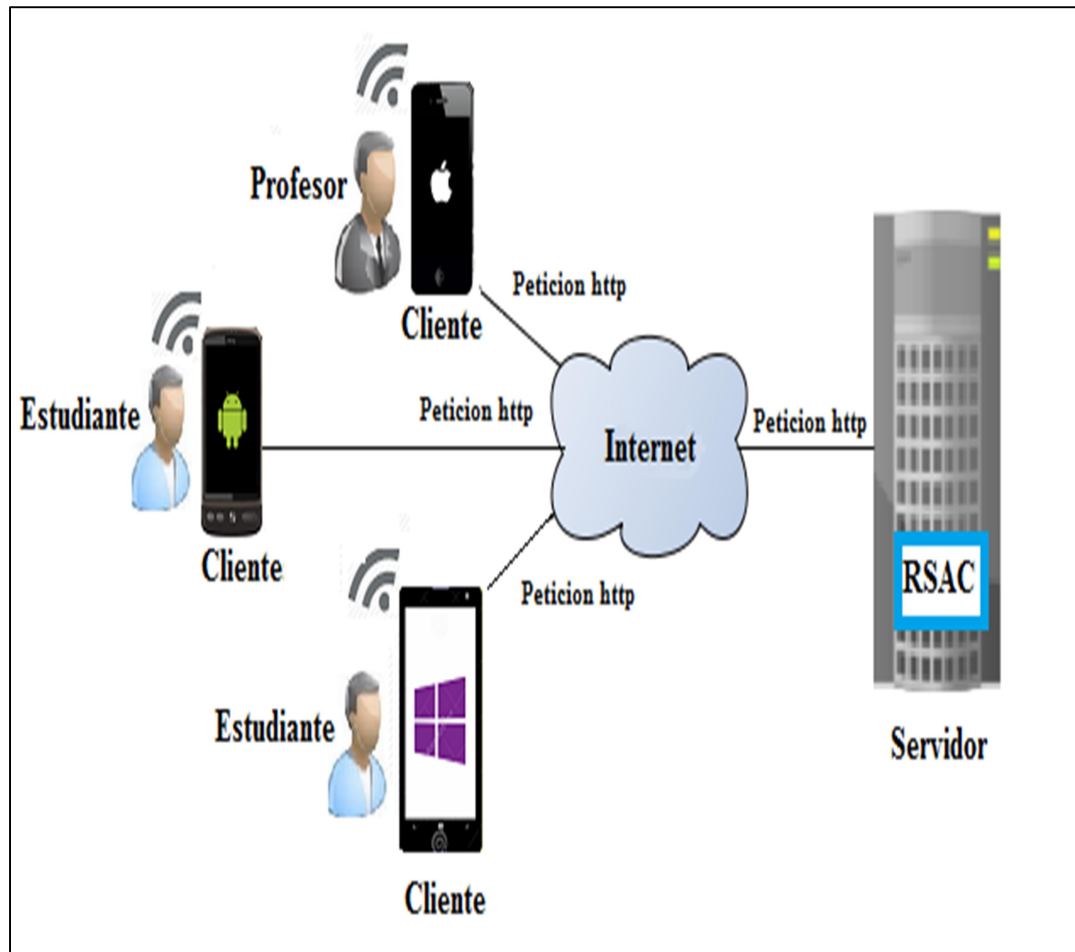


Fig. 3. Arquitectura Cliente – Servidor.

El diseño arquitectónico en capas se tomó como base para la vista lógica de la RSAC. Este diseño permite abstraer los componentes del sistema en diferentes niveles y desarrollar de forma independiente cada uno de ellos. Las capas sólo pueden interactuar con sus capas adyacentes, lo que permite la consistencia en los datos y los cambios realizados en una capa no afectan a las otras. La arquitectura de la RSAC contiene tres capas que son: presentación, dominio y datos (ver Fig. 4).

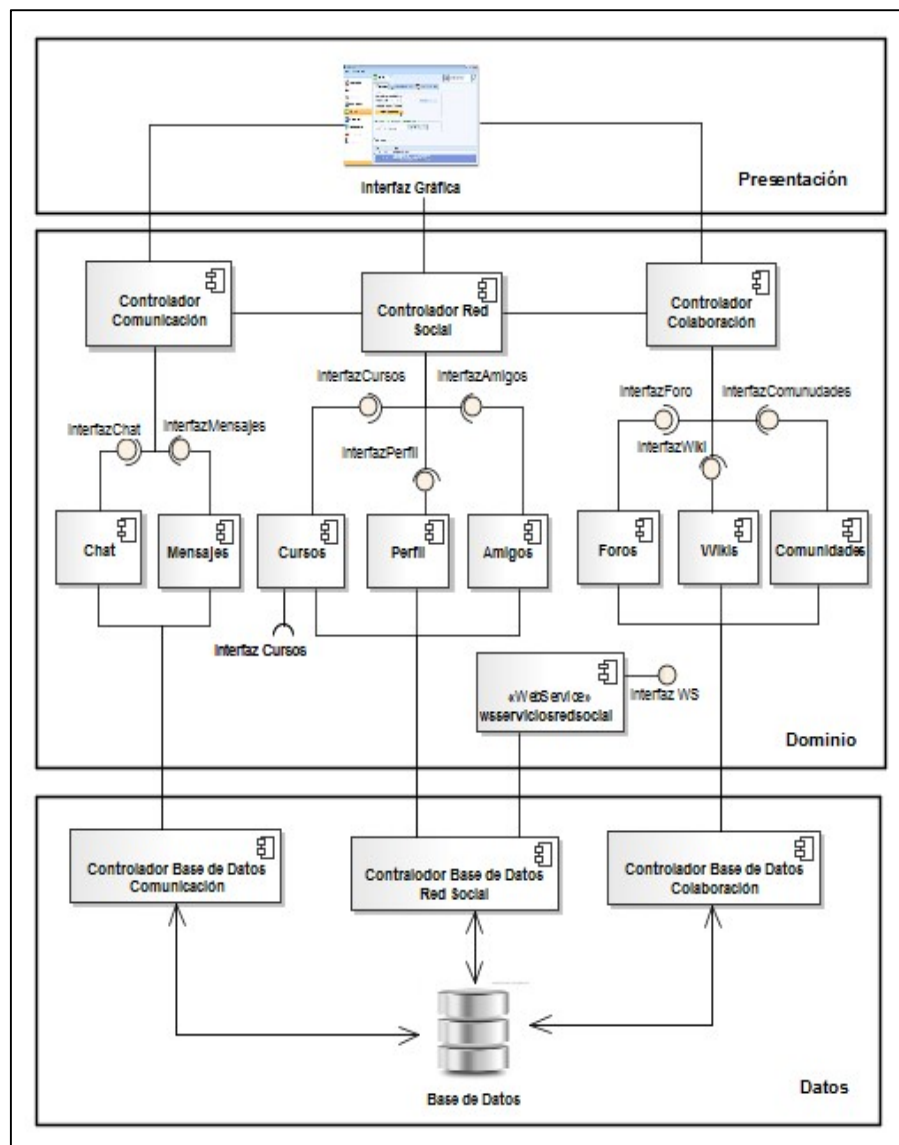


Fig. 4. Modelo arquitectónico en tres capas de la RSAC.

2.3.1. Capa de presentación.

La capa de presentación, llamada también interfaz de usuario, contiene un componente que agrupa un conjunto de interfaces gráficas especializadas para dispositivos móviles. Las interfaces mantienen conexiones para el envío y recepción de peticiones con los controladores de la capa de dominio.

2.3.2. Capa de dominio.

La capa de dominio contiene los diferentes componentes con los que cuenta la RSAC administrados por medio de tres componentes controladores: *Controlador Comunicación*, *Controlador Red Social* y *Controlador Comunicación*. Estos controladores mantienen la comunicación entre el usuario y las aplicaciones. Cada componente controlador se encarga de recibir las peticiones que son generadas para las herramientas que administra, por ejemplo, el *Controlador Colaboración* gestiona todas las actividades relacionadas con las herramientas *Wiki*, *Foro* y *Comunidades*. Además, exhiben conexiones entre sí para compartir información de los componentes que administra cada uno.

Además de los componentes controladores existen componentes especializados para cada una de las herramientas, estos son: *Chat*, *Mensajes*, *Cursos*, *Perfil*, *Amigos*, *Foros*, *Wikis* y *Comunidades*. Cada uno de estos componentes contiene interfaces para la comunicación entre los controladores y clases para llevar a cabo las peticiones que envían los usuarios. El componente *Cursos* presenta una interfaz para la conexión de componentes externos, del tipo Ambientes de Aprendizaje Inteligentes (ILE por sus siglas en inglés).

La capa de dominio cuenta con un servicio web, que a través de una interfaz, sirve para la comunicación de herramientas externas que requieran de alguna información que almacene la RSAC, como puede ser algún contenido de la wiki.

2.3.3. Capa de datos.

La arquitectura de capas presenta una mayor seguridad en la capa de datos, ya que para poder acceder a ellos desde la capa de presentación se tiene que mandar una petición a la capa de dominio, la cual se encarga de procesar la petición. Dentro de la capa de datos se presentan tres componentes controladores: *Controlador Base De Datos Comunicación*, *Controlador Base De Datos Red Social* y *Controlador Base De*

Datos Colaboración. Cada uno administra las peticiones que se generan a la base de datos de los componentes de la capa de dominio.

2.4. Implementación.

La RSAC se desarrolló para dispositivos móviles que funcionan en un entorno web, por lo que se utilizaron herramientas que permiten a la interfaz de usuario poder adaptarse a las características de estos dispositivos con el fin de aprovechar al máximo los beneficios que ofrecen.

Para la implementación se utilizaron diversos lenguajes de programación como son: PHP¹, JavaScript y HTML5, además de hojas de estilos (CSS). El framework JQuery Mobile² se utilizó para el desarrollo de las interfaces de usuario. Apache³, motor PHP y MySQL⁴ son tecnologías que se usaron para que RSAC funcione en etapa de producción en conjunto con los componentes desarrollados.

En PHP se desarrollaron los scripts que se ejecutan en el servidor de aplicaciones para permitir que se pueda llevar a cabo la comunicación con el sistema manejador de base de datos. JavaScript funge como intermediario entre la interfaz de usuario y las operaciones que se ejecutan en el servidor de base de datos. HTML5 y CSS en conjunto con el framework JQuery Mobile se usaron para desarrollar un entorno para dispositivos móviles en un ambiente web. La comunicación entre los dispositivos se establece por medio del protocolo HTTP y envío de mensajes JSON.

2.5. Pruebas

La realización de pruebas para la RSA está basada en casos de prueba, los cuales se definieron a partir de un conjunto de casos de uso. Cada caso de uso contiene especificado el pre-requisito para la ejecución y el resultado que debe de presentar al momento de terminar la prueba (ver Tabla 3).

¹ Copyright © 2001-2015 The PHP Group.

² Copyright © 2015 The jQuery Foundation. jQuery License.

³ Copyright © 2015 The Apache Software Foundation, Licensed under the Apache.

⁴ Copyright © 2015, Oracle Corporation and/or its affiliates.

ID	Caso de Prueba	Componente	Pre – Requisito	Resultado esperado
CP01	Registro de usuario	Perfil	Usuario no registrado.	Usuario registrado.
CP02	Iniciar sesión	Perfil	Usuario registrado.	Acceso a la RSAC.
CP03	Agregar amigo	Amigos	Amigo registrado.	Invitación de amistad enviada
CP04	Agregar tema Wiki	Wikis	Tema no existe en Wiki.	Tema creado en la Wiki.
CP05	Crear comunidad	Comunidades	Comunidad no existente.	Comunidad creada.
CP06	Compartir material	Comunidades	Comunidad existente.	Compartir y mostrar el material en la comunidad.
CP07	Publicar foro	Foros	Foro iniciado.	Tópico mostrado en Foro.

Tabla 3. Principales Casos de prueba.

2.6 Plan de liberación

En esta etapa se analizó el impacto e importancia de cada componente dentro de la RSAC. Se agruparon los componentes de manera que la primera versión que se liberó fuera funcional, de tal forma que contuviera los elementos necesarios para iniciar con las pruebas de la RSAC. Las versiones posteriores contienen componentes que se fueron anexando al sistema principal de la RSAC (ver Tabla 4). Cada versión es una iteración dentro del proceso de desarrollo.

Versión	Componentes	Descripción
1	Perfil, Amigos y Cursos	Componentes principales en la Red Social de Aprendizaje.
2	Comunidades, Foros y Wikis	Componentes principales para realizar actividades colaborativas.
3	Chat y Mensajes	Componentes principales para la comunicación

Tabla 4. Plan de liberación.

3. Resultados

En esta sección se presenta el resultado del desarrollo de la RSAC. Para ello se muestran las diferentes páginas de navegación que contiene la plataforma (ver Fig. 5).

Posteriormente se presenta el desarrollo de un caso de prueba usando el caso de uso llamado *CU07- Agregar tema Wiki*.

3.1. Interfaz de la RSAC

En esta sección se describen las diversas herramientas con las que cuenta la RSAC.

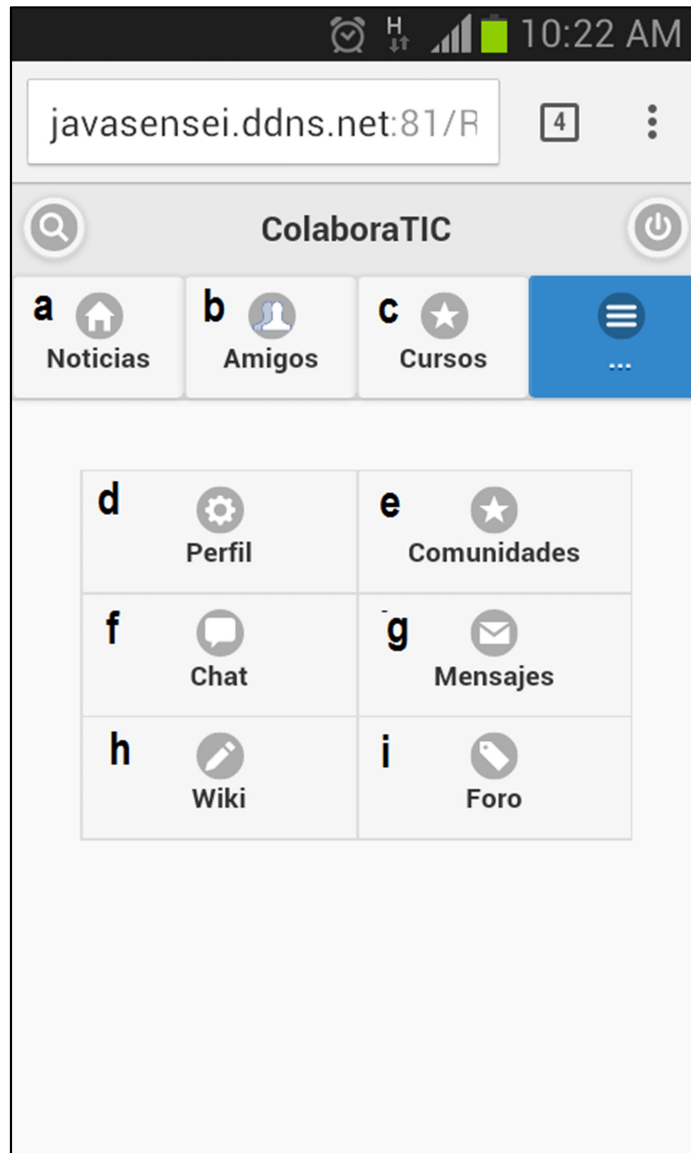


Fig. 5. Interfaz principal de RSAC.

- a) Noticias. Muestra las noticias relevantes que comparten los estudiantes dentro de la RSAC, como son inicio de amistades, actividades que tienen que realizar dentro de la plataforma, publicaciones en foro, creación o unión de alguna comunidad.
- b) Amigos. En esta sección se encuentra la gestión de amistades, se muestra la lista de amigos con los cuenta el estudiante y contiene una opción que despliega las solicitudes de amistad pendientes por dar respuesta.
- c) Cursos. Esta sección presenta el conjunto de cursos que ha agregado el estudiante a su perfil. En esta sección los usuarios de la RSAC pueden agregar más cursos al repositorio general de la RSAC.
- d) Perfil. Dentro de esta sección el usuario puede administrar su perfil. La primera opción es cambiar foto de perfil, donde el usuario puede seleccionar una foto almacenada desde el dispositivo. La segunda opción contiene la información personal del alumno, como es el correo electrónico. La tercera opción contiene los intereses académicos del usuario. La última opción tiene como objetivo que el usuario pueda cambiar la contraseña con la que accede a la RSAC.
- e) Comunidades. Se divide en dos secciones. La primera sección administra las comunidades del usuario, donde se da de alta una nueva comunidad. La segunda sección presenta la página principal de la comunidad, donde se muestra el tema principal de la comunidad, descripción, fecha de creación, una figura emblemática y por último el contenido que se comparte dentro de ella.
- f) Chat. Se presenta el conjunto de amigos con los que tiene amistad el usuario, además si se encuentran en línea. Al seleccionar un amigo se inicia la sala de chat.
- g) Mensajes. Se divide en tres secciones, la primera sección muestra los mensajes que ha recibido el usuario y la segunda los que ha enviado. La última sección contiene la pantalla de mensaje nuevo, donde el usuario captura un mensaje para ser enviado a otro usuario.
- h) Wiki. Se divide en tres secciones, la primera sección permite dar de alta un nuevo tema dentro de la wiki. La segunda sección presenta una pantalla para la

modificación de información de tema. Por último, una sección de consulta donde se muestra la información que se ha construido de un tema.

- i) Foro. Se divide en dos secciones. La primera sección presenta una opción para publicar un nuevo tema de discusión. La segunda sección contiene la página principal del tema, donde se responde a las dudas o comentarios que se plasman en el tema de discusión.

3.2. Caso de prueba

Se presenta la prueba realizada al caso de prueba *CP04-Agregar tema Wiki* donde se utilizó el caso de uso *CU- Agregar tema Wiki* para su verificación. La prueba consistió en seguir el flujo básico del caso de uso seleccionado, y tener los pre-requisitos establecidos para su ejecución (Ver Fig 6). Iniciando en la pantalla principal de la Wiki donde el estudiante seleccionó agregar nuevo tema. En el siguiente paso el estudiante selecciono una imagen alusiva al tema y captura el concepto, en el siguiente paso el usuario capturo la descripción, referencias y conceptos relacionados. Por último, el estudiante da clic al botón compartir grabando el nuevo tema en la Wiki. El sistema finaliza enviando un mensaje de éxito.

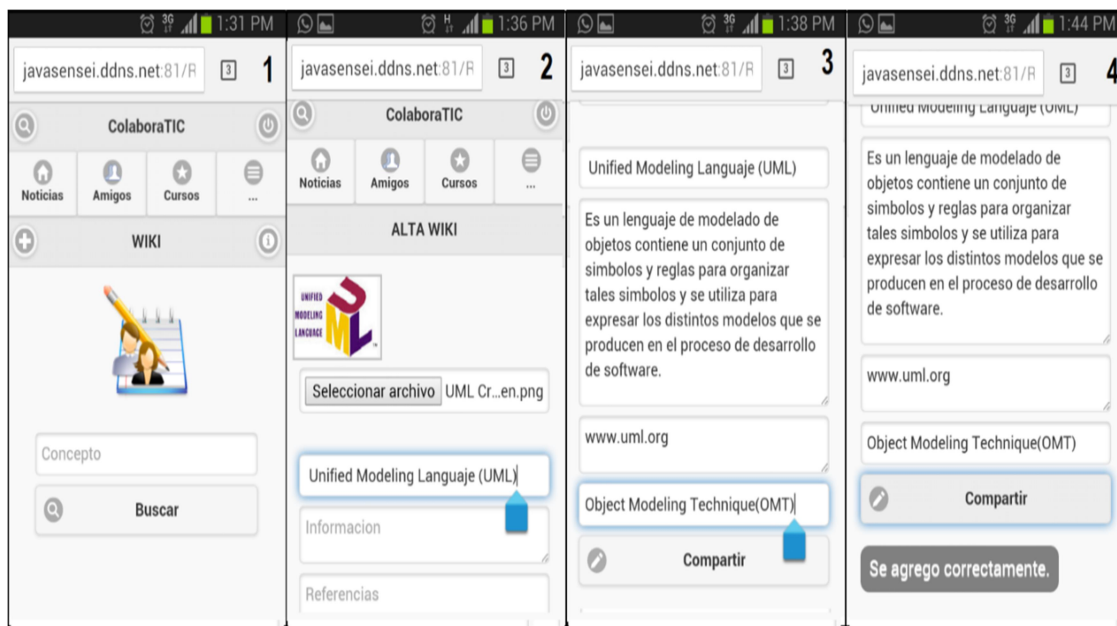


Fig. 6. Ejecución de Caso de Prueba.

4. Discusión

Los estudiantes hoy en día cuentan con gran variedad de alternativas para aprender utilizando recursos tradicionales o tecnológicos, además la interacción entre ellos ha cambiado considerablemente con el uso de los dispositivos móviles.

Las RSA se distinguen por tener componentes comunes para compartir información, definir cosas en conjunto y trabajar en equipo. Sin embargo ninguna RSA tienen todos los componentes necesarios para realizar las actividades propias del aprendizaje colaborativo, como son el desarrollo de competencias [12]. La RSAC propuesta contiene los componentes necesarios para desarrollo de las actividades grupales y de competencia mediante el uso de la Wiki, Foros y Comunidades.

4.1. Redes sociales de aprendizaje (RSA)

Esta sección presenta un conjunto de RSA y muestra las herramientas que ofrecen a los usuarios. Dentro del análisis se encuentra Edmodo [13] la cual es una red social para profesores y estudiantes donde pueden interactuar de forma virtual para compartir contenidos y actividades educativas. Por otra parte, Sophia permite compartir y adquirir conocimiento a través de lecciones, creación de grupos privados y tutorías en línea [14]. Otra plataforma que brinda a los usuarios herramientas para la educación es Classroom 2.0, la cual proporciona talleres y videoconferencias sobre el uso de las aplicaciones web 2.0 en el aula, así como información acerca de herramientas digitales útiles en la educación como son podcast, blogs, mapas mentales, webcast, entre otros [15]. Por ultimo edWeb la cual es una Red Social de Aprendizaje que facilita a la comunidad educativa poder conectarse. Dentro de la plataforma los usuarios pueden compartir información, mejores prácticas y difundir ideas innovadoras.

La mayoría de las RSA analizadas, sirven para compartir conocimiento sin tener una retroalimentación que facilite y potencie las actitudes cognitivas de los estudiantes, lo cual es esencial en un ambiente de aprendizaje colaborativo. EdModo⁵ además de

⁵ [http:// www.edmodo.com](http://www.edmodo.com)

contar con herramientas como son blogs, comunidades, tutoriales y mensajes, contiene aulas virtuales para compartir contenidos y actividades educativas, pero no contiene herramienta para discusiones como lo es un Foro. Classroom 2.0⁶ cuenta con la mayoría de las herramientas para un ambiente de aprendizaje colaborativo, mas no con un gestor donde se puedan crear comunidades para compartir conocimiento de cierto tema. Sophia⁷ es una plataforma que se enfoca en proporcionar cursos a los usuarios y poder construir tus propios objetos de aprendizaje, pero no cuenta con la mayoría de las herramientas que fomentan el aprendizaje colaborativo.

4.2. Componentes seleccionados para el diseño e implementación de la RSAC

Para lograr el aprendizaje colaborativo entre los estudiantes es necesario tener herramientas en las que puedan compartir experiencias, conocimiento y se establezca un objetivo común. Después de haber efectuado el análisis de las RSA se seleccionaron las herramientas que se requieren para la comunicación y la colaboración, como son la wiki, foros, comunidades, chat y mensajes (ver Tabla 5) y con las cuales es posible recolectar información de las actividades de los usuarios para procesarla a nivel personal y grupal.

Función	RSA Herramienta	Edmodo	Sophia	Classroom 2.0	EdWeb	RSAC propuesta
Socialización	Calendario	x	x	x		
	Eventos	x		x	x	
	Multimedia	x	x	x	x	x
Educación	Cursos		x			x
	Tests		x			x
	Tutoriales	x	x			x
Comunicación	Mensajes	x			x	x
	Chat			x		x
Colaboración	Comunidades	x			x	x
	Foros			x	x	x
	Grupos	x	x	x		x
	Wiki			x		x
	Blogs	x			x	

Tabla 5. Análisis de herramientas en RSA.

⁶ <http://www.classroom20.com/>

⁷ <https://www.sophia.org/>

5. Conclusiones

Este artículo presenta el proceso de desarrollo de una red social de aprendizaje colaborativo. La RSAC es una herramienta portable disponible para su acceso desde cualquier dispositivo móvil sin sufrir cambios en su rendimiento. La arquitectura del sistema de software fue diseñada para facilitar el mantenimiento de la plataforma. La persistencia de datos permite un análisis de todas las actividades que realiza el usuario dentro de la RSAC, con el objetivo de medir el aprendizaje y la colaboración grupal e individual.

Los experimentos diseñados para demostrar la eficacia de la red para soportar el aprendizaje colaborativo se encuentran en desarrollo y aún no se obtienen resultados concluyentes.

Como trabajo futuro se considera el diseño e implementación de un componente que controle una sala de chat colaborativa, donde se les asigne a un grupo de usuarios una actividad con una meta específica y la resuelvan en forma colaborativa dentro de la sala de chat. Además, se contempla la construcción de un sistema de recomendaciones para proponer nuevos amigos a los usuarios, tomando como base los intereses del estudiante.

6. Referencias

- [1] R. M. Galindo González, L. Galindo González, N. Martínez de la Cruz, M. G. Ley Fuentes, E. I. Ruiz Aguirre, E. Valenzuela González, “Acercamiento epistemológico a la teoría del aprendizaje colaborativo”. *Revista Apertura*. Vol. 4. No. 2. 2013.
- [2] I. Liccardi, A. Ounnas, R. Pau, E. Massey, P. Kinnunen, S. Lewthwaite, C. Sarkar, “The role of social networks in students' learning experiences”. In *ACM SIGCSE Bulletin*. Vol. 39. No. 4. 2007, December. 224-237 pp.

- [3] A. I. Molina, W. J. Giraldo, F. Jurado, M. A. Redondo, M. Ortega, "Model-based evolution of an E-learning environment based on desktop computer to mobile computing". In *Computational Science and Its Applications–ICCSA*. Springer Berlin Heidelberg. 2008. 322-334 pp.
- [4] S. I. Wains, W. Mahmood, "Integrating m-learning with e-learning". In *Proceedings of the 9th ACM SIGITE conference on Information technology education*. ACM. 2008, October. 31-38 pp.
- [5] S. Puntambekar, G. Erkens, C. Hmelo-Silver, "Analyzing interactions in CSCL: Methods, approaches and issues". Springer Science & Business Media. Vol. 12. 2011.
- [6] M. L. Y. Margain Fuentes, J. Muñoz Arteaga, F. J. Álvarez Rodríguez, "Metodología de Aprendizaje Colaborativo fundamentada en patrones para la producción y uso de Objetos de Aprendizaje". *Investigación y Ciencia*. Vol. 17. No. 44. 2009. 22-28 pp.
- [7] C. Mencar, C. Castiello, A. M. Fanelli, "A Profile Modelling Approach for E-Learning Systems". In *Computational Science and Its Applications–ICCSA*. Springer Berlin Heidelberg. 2008. 275-290 pp.
- [8] Tony Bates. (2014) Comparing xMOOCs and cMOOCs: philosophy and practice. En línea en: <http://www.tonybates.ca/2014/10/13/comparing-xmoocs-and-cmoocs-philosophy-and-practice/>. Consultado 30 de junio 2015.
- [9] P. Brusilovsky, L. Pesin, M. Zyranov, "Towards an Adaptative Hypermedia Component for an Intelligent Learning Environment". Paper presented at the Third International Conference, EWHCI '93. Moscow, Russia. 1993.
- [10] K. Kera, "Online and Social Networking Communities". A Best Practice Guide for Educators. New York: Routledge. 2011.

- [11] IBM Staff, 2003 Rational unified process: Best practices for software development teams. En línea en: https://www.ibm.com/developerworks/rational/library/content/03July/1000/1251/1251_bestpractices_TP026B.pdf. Consultado 20 de mayo 2015
- [12] L. Margain, J. Muñoz, F. Álvarez, Diseño de aprendizaje colaborativo basado en Patrones. Universidad Politécnica de Aguascalientes. Universidad Autónoma de Aguascalientes. TatOAje. 2006.
- [13] E. Kaldoudi, et Al., "Information organization on the internet based on heterogeneous social networks". Proceedings of the 29th ACM international conference on Design of communication. Pisa, Italy. No. ACM: 107-114. 2011.
- [14] N. G. Canbek, J. Hargis, "Is learning effective with social networks? Let's investigate!". International Journal on New Trends in Education & their Implications (IJONTE). Vol. 6 No. 3. 2015.
- [15] J. P. Gee, M. H. Levine, "Welcome to our virtual worlds. Educational Leadership". Vol. 66. No. 6. 2009. 48-52 pp.

7. Autores

Dra. María Lucía Barrón Estrada es Profesor Investigador Titular C de la Maestría en Ciencias de la Computación del Instituto Tecnológico de Culiacán. Sus principales líneas de investigación son la computación afectiva en la educación y el aprendizaje móvil, basado en la web e híbrido. También trabaja en la implementación de herramientas de autor para sistemas tutoriales inteligentes y en Lenguajes de Programación.

Dr. Ramón Zatarain Cabada es Profesor Investigador Titular C de la Maestría en Ciencias de la Computación del Instituto Tecnológico de Culiacán. Sus principales líneas de investigación son la computación afectiva, inteligencia artificial y el aprendizaje electrónico en sus modalidades móvil, basado en la web e híbrido. También trabaja en la implementación de herramientas de autor para sistemas tutoriales inteligentes y de compiladores.

Lic. Rodrigo Beltrán Lugo es estudiante de la Maestría en Ciencias de la Computación del Instituto Tecnológico de Culiacán. Sus áreas de interés son la ingeniería de software y el diseño e implementación de aplicaciones web para dispositivos móviles.

Videojuego didáctico empleando el kinect para la manipulación virtual de un aerogenerador

Martín Hernández Reyna

Universidad del Istmo, Ciudad Universitaria, Bo. Santa Cruz, Tehuantepec, Oax., México,

Teléfono: (971)552 40 50

mar00403.h@gmail.com

Miguel Ángel Hernández López

Universidad del Istmo, Ciudad Universitaria, Bo. Santa Cruz, Tehuantepec, Oax., México,

Teléfono: (971)552 40 50

mahl@sandunga.edu.mx

J. Jesús Arellano Pimentel

Universidad del Istmo, Ciudad Universitaria, Bo. Santa Cruz, Tehuantepec, Oax., México,

Teléfono: (971)552 40 50

jjap@sandunga.unistmo.edu.mx

A. Guadalupe Toledo Toledo

Universidad del Istmo, Ciudad Universitaria, Bo. Santa Cruz, Tehuantepec, Oax., México,

Teléfono: (971)552 40 50

gtoledo@sandunga.unistmo.edu.mx

Resumen

Con la llegada de la realidad virtual se abrieron un sinnúmero de posibilidades en cuestiones de aprendizaje, una de estas posibilidades son los ambientes virtuales, los cuales simulan un escenario de la vida real omitiendo los peligros que se corren en estos entornos.

Este impacto ha llegado también a los videojuegos, los cuales han mostrado un gran potencial didáctico gracias a las acciones lúdicas. El usuario al tener contacto con aplicaciones de este tipo debe sentirse cómodo, además de entender fácilmente la

forma de interacción con la aplicación. Aquí es donde se utiliza la interacción natural, que enfocado a las interfaces se conocen como interface naturales de usuario, siendo el Kinect de Microsoft uno de los elementos más importantes y con un enorme potencial relacionado a este tema. En el presente artículo se retoman estos conceptos para realizar un videojuego didáctico para el sector eólico, mediante ambientes virtuales e interfaces naturales de usuario. Los resultados obtenidos indican que los usuarios aprenden mediante los ejercicios lúdicos planteados en el videojuego, además de interactuar de manera natural con los escenarios planteados sin los riesgos que se corren en la vida real.

Palabra(s) Clave(s): aerogenerador, energía eólica, Kinect, realidad virtual, videojuegos didácticos.

1. Introducción

El aumento de la demanda energética en los últimos años y la necesidad de desarrollar nuevas formas de producción energética no contaminante, genera como consecuencia la exploración de alternativas limpias. Una de las opciones es la instalación de parques eólicos. Ante este suceso, es necesario contar con personal capacitado para la operación de la tecnología en este sector. Los aerogeneradores son la tecnología fundamental en los parques eólicos, por consiguiente, la capacitación al personal recae en el conocimiento, uso y mantenimiento correcto de estas máquinas, este conocimiento con el que debe contar el recurso humano, ya sean estudiantes o trabajadores, se puede tornar difícil de adquirir.

La dificultad radica en los riesgos y en las medidas de seguridad que se deben tomar en cuenta al momento de acceder a los parques eólicos y en específico a los aerogeneradores, los riesgos implican principalmente las cuestiones eléctricas, el

* El artículo fue desarrollado con apoyo del proyecto CEMIE-Eólico-P08 del Fondo de Sustentabilidad Energética SENER-CONACYT,

personal debe contar con la capacitación necesaria para moverse por los aerogeneradores sin el peligro de sufrir una descarga eléctrica.

Tomando en consideración los riesgos que se corren al trabajar dentro o cerca de los aerogeneradores, resulta conveniente incurrir en ambientes de aprendizaje seguros para el personal de interés. Los ambientes virtuales permiten a los usuarios desenvolverse como en el mundo real sin los peligros que éste incluye. Las aplicaciones software que existen actualmente para el conocimiento de aerogeneradores se limitan a mostrar el funcionamiento general de éstos, y las simulaciones se basan en perspectivas fijas con poca interacción.

Referente al sector eólico, existen trabajos como la Plataforma de laboratorio para ensayos de simulación de aerogeneradores [1], esta plataforma es utilizada para realizar ensayos sobre los sistemas de accionamiento electrónico de las turbinas eólicas, permitiendo la mejora de su diseño sin la necesidad de realizar costosas pruebas fuera del laboratorio. Por otra parte, trabajos como las herramientas de simulación de Lab-Volt [2] donde se representan aerogeneradores sin el parque eólico completo, permiten a los usuarios operar cada aerogenerador de forma individual, por lo que éstos pueden percibir la diferencia ante los parámetros que han configurado.

En lo que respecta al Kinect se han realizado trabajos como K-IMAGEN Conceptos [3] el cual presenta una imagen bidimensional de una asignatura específica y el usuario debe arrastrar a través de "gestos" las etiquetas de texto a su posición correspondiente. De manera similar funciona *Investigate the Digestive System* [4], mostrando a los usuarios las partes del sistema digestivo y permitiéndoles que las relacionen con su respectivo nombre, arrastrando las etiquetas de texto. Por otra parte, Aprender jugando con tejidos precolombinos mediante rompecabezas virtuales [5] propone el uso de rompecabezas virtuales como medio de interacción didáctico y entretenido a través del cual el usuario aprende sobre los tejidos precolombinos sin necesidad de acudir al museo. Mientras que el trabajo denominado Interacción de aulas virtuales por movimientos corporales [6] muestra un ambiente virtual al usuario para manipular objetos 3D mediante sus manos y pies, además permite navegar por la escena con

ligeros movimientos de la cabeza, estas escenas están desarrolladas con el motor de videojuegos Unity 3D. Otro trabajo similar al anterior, Desarrollo de interfaces de usuario naturales con Kinect [7] permite al usuario manipular mediante el Kinect objetos 3D, en este caso dichos objetos son piezas de un rompecabezas que deberán ser armadas en una escena 3D desarrollada en Blender. Desde otra perspectiva y bajo el mismo concepto, Mundo virtual de una cocina para niños con capacidades diferentes [8] presenta una escena desarrollada en Unity 3D que facilita el uso del Kinect para manipular objetos 3D, permitiendo a los niños activar su sistema motriz.

Además, el trabajo *Virtual experiment system for electrician training based on Kinect and Unity3D* [10] presenta un sistema de experimentación virtual para la formación de un electricista, las conclusiones del trabajo demuestran que los métodos son útiles para completar tareas experimentales virtuales y mejoran la experiencia del usuario. Por último, el trabajo *Mixed reality game prototypes for upper body exercise and rehabilitation* [9] implementa un juego basado en realidad virtual para la rehabilitación del hombro de personas con lesiones de la médula espinal. Cabe mencionar que estos trabajos fueron desarrollados con el motor de videojuegos Unity 3D y el sensor Kinect.

Retomando las ideas sobre ambientes virtuales, rompecabezas como uso didáctico, el Kinect como medio de interacción natural entre el usuario y los sistemas, se propone un videojuego didáctico empleando el Kinect abordando los temas del sector eólico, ya que son pocos los trabajos relacionados con este sector y como se menciona en párrafos anteriores se basan solo en la simulación de los componentes de los parques. Es necesario que los recursos humanos conozcan y aprendan como punto principal las partes y el acoplamiento de los aerogeneradores. Ante esta situación es preciso diseñar nuevos escenarios y acciones educativas para la Realidad Virtual como entorno demandante [10]. Una opción a este dilema es el diseño de videojuegos, los cuales han tomado gran relevancia gracias a su potencial didáctico, un videojuego es una aplicación interactiva orientada al entretenimiento que, a través de ciertos mandos o controles, permite simular experiencias [11]. Proporcionar a las personas la oportunidad de realizar ejercicios prácticos dentro de un juego de simulación digital motiva

potencialmente al usuario a interactuar con el entorno [12]. Esta interacción con el ambiente propuesto es favorable si se hace uso de la interacción natural, ya que esta busca técnicas mediante las cuales el usuario manipule el entorno de un nivel principiante a experto con una mínima e incluso nula información [13].

La interacción natural es un método que propone el uso de gestos, expresiones, movimientos, comando de voz, tacto y visión, de esta manera el usuario aprende instintivamente mediante la manipulación, observación, prueba y error [13], las interfaces que incluyen este tipo de interacción se conocen como interfaces naturales de usuario, las cuales tienen como ventaja el bajo esfuerzo de aprendizaje al usar y controlar el sistema, el usuario aprende al realizar alguna actividad asegurando una interacción directa [14]. El desarrollo de los videojuegos es una rama muy importante, la compañía Unity se hizo popular gracias a que su plataforma para desarrollo de videojuegos 2D y 3D fue elegida por muchos desarrolladores en la creación de sus proyectos [15]. Algunas de las ventajas que Unity 3D ofrece son: Independencia de plataforma, tiene un editor gráfico que permite integrar objetos y modelos 3D de forma rápida al proyecto, la versión gratuita es muy completa satisface en gran parte las necesidades de los desarrolladores, permite incorporar nuevas características mediante la incorporación de plugins específicos, cuenta con un *Asset Store* donde fácilmente pueden obtenerse recursos para utilizar en los proyectos además cuenta con amplia documentación en foros de la comunidad de Unity.

Con la llegada de las interfaces naturales de usuario surgieron dispositivos como el Kinect de Microsoft. Este dispositivo surgió principalmente como un mecanismo que permitía a los usuarios interactuar con el Xbox 360 sin necesidad de controles. Sin embargo, el uso del Kinect no fue exclusivo de la consola de videojuegos, como se menciona en [14], el Kinect también permite el control y la interacción con una computadora a través de una interfaz natural de usuario. Además, el Kinect de Microsoft se ha utilizado para demostrar cómo se pueden utilizar las cámaras de detección de profundidad con la computadora fuera de la plataforma de juegos y aplicaciones personalizadas, así como también utilizar dicho sensor dentro de un motor

de videojuegos tal como Unity. La información que proporciona el Kinect en Unity es útil para los avatares virtuales, desencadenan eventos o permiten al usuario interactuar con un entorno virtual [12]. A continuación se describe el desarrollo de un videojuego didáctico que hace uso del Kinect de Microsoft para la manipulación virtual tipo rompecabezas de los principales componentes de un aerogenerador.

2. Desarrollo

2.1. Planeación de la estrategia didáctica

Como se menciona en [16] un juego didáctico debe contar con un formato y una serie de objetivos, los cuales permitirán establecer las metas que se desean lograr con los alumnos. El formato mencionado, adaptado al videojuego propuesto, es el siguiente:

Título del juego: Videojuego didáctico empleando el Kinect para la manipulación virtual de un aerogenerador.

Área del conocimiento: Sector eólico.

Objetivos:

- **El objetivo didáctico.** Se propone que el usuario conozca y aprenda cuales son las partes principales de un aerogenerador, además de conocer la forma correcta de acoplamiento de cada una de ellas y de esta manera entender cómo están constituidos los aerogeneradores.
- **Las acciones lúdicas.** En este objetivo se hace uso del Kinect como dispositivo en la interfaz natural de usuario, permitiéndole al jugador interactuar con la aplicación mediante su propio cuerpo. Deberá localizar la pieza correcta dentro de la escena, seleccionarla y colocarla en el orden y posición correctos, el sistema retroalimentará esta acción mediante un mensaje auditivo y visual.
- **Las reglas del Juego.** El aerogenerador aparece en escena completamente armado, de manera que en primera instancia el usuario mediante un gesto

deberá desarmarlo, posteriormente deberá elegir la pieza correspondiente al orden de ensamble y soltarla en un rango mínimo dentro de su posición original.

Contenidos: Inicialmente se muestra el aerogenerador completamente armado, para que posteriormente el jugador coloque una a una sus partes hasta formarlo nuevamente. El usuario identificará cada parte, la forma y el ensamble de los siguientes componentes: cimiento, torre, conexión eléctrica, sistema de orientación, góndola, buje y las palas (Ver Fig. 1).



Fig. 1. Partes de un aerogenerador.

Nombre de la estructura adaptada para el diseño del juego: El diseño está basado en un juego didáctico tipo rompecabezas.

Audiencia a la cual va dirigido: La intención inicial es dirigirlo a alumnos de las carreras relacionadas al sector eólico y algún otro personal de interés afín, sin embargo dado que se usa una interfaz natural de usuario, prácticamente el juego puede ser utilizado por el público en general.

Número de jugadores: 1 jugador.

Duración: En esta versión del juego no hay un tiempo límite, el objetivo se alcanza al armar completamente el aerogenerador.

Materiales utilizados: En la construcción del videojuego se utilizaron las siguientes herramientas: el motor de videojuegos Unity, el *asset* “Kinect with MS-SDK”, el lenguaje de programación C#. Para la ejecución e interacción con el videojuego se utilizó el Kinect conectado a la PC.

Instrucciones: Al inicio el jugador deberá colocarse frente al Kinect para ser detectado y posteriormente realizar un gesto tipo *swipe* (movimiento horizontal de la mano) para desarmar el aerogenerador, posteriormente deberá pulsar sobre una pieza y colocar una a una en su posición correspondiente y en estricto orden. De acuerdo a la clasificación por el número de jugadores, se tendría un juego individual cuyo esquema de funcionamiento se describe a continuación.

2.2. Esquema general de funcionamiento del videojuego

En esta sección se muestra el esquema general de funcionamiento del videojuego propuesto (Ver Fig. 2), mismo que se describe en seguida.

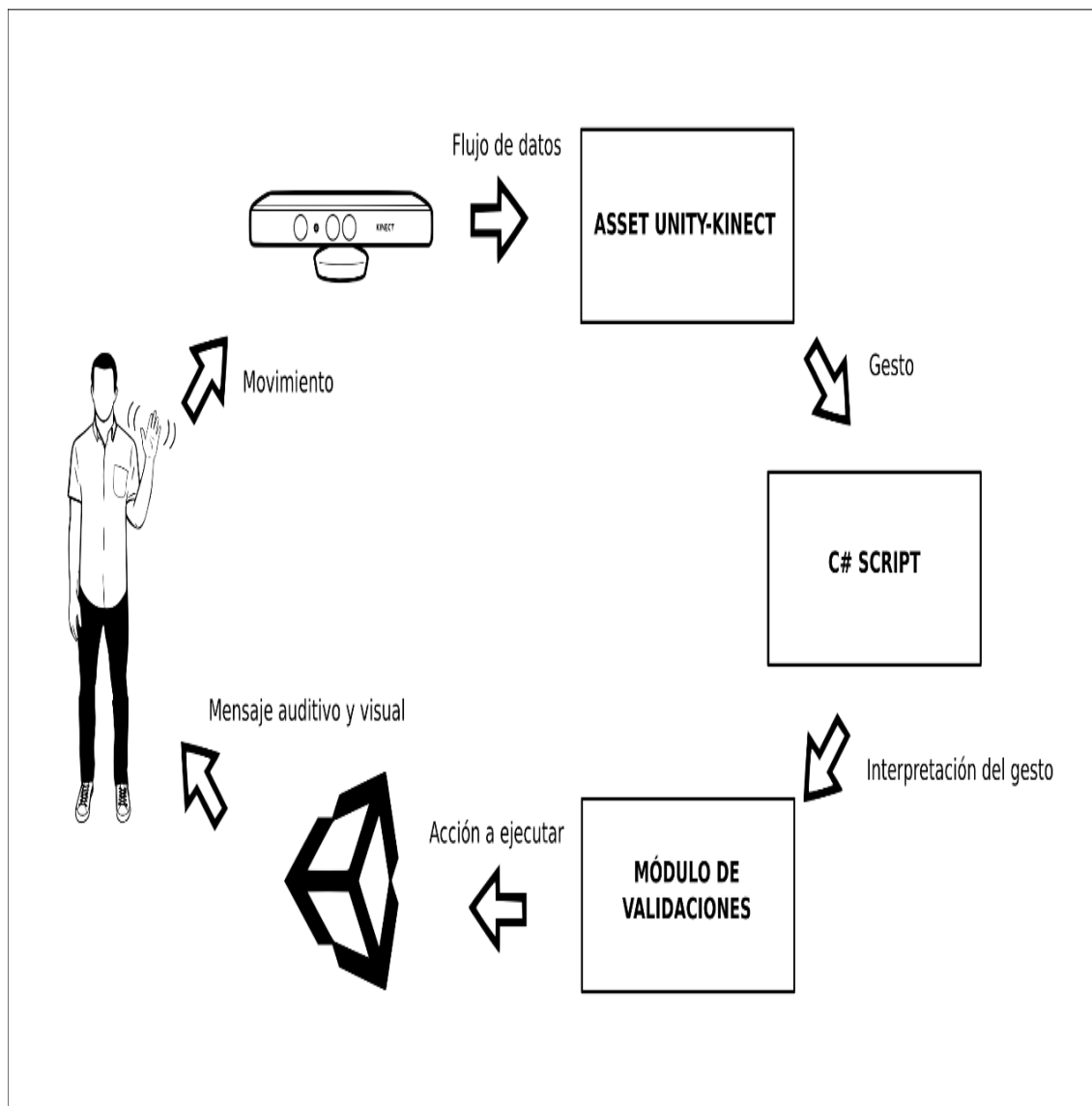


Fig. 2. Esquema general de funcionamiento del videojuego.

El usuario debe situarse frente al Kinect en un rango de 1.2m a 3.5m (ver Fig. 3) esto con la finalidad de tener una experiencia de interacción óptima, posteriormente realizará algún movimiento con sus manos para que sean capturados por el Kinect.

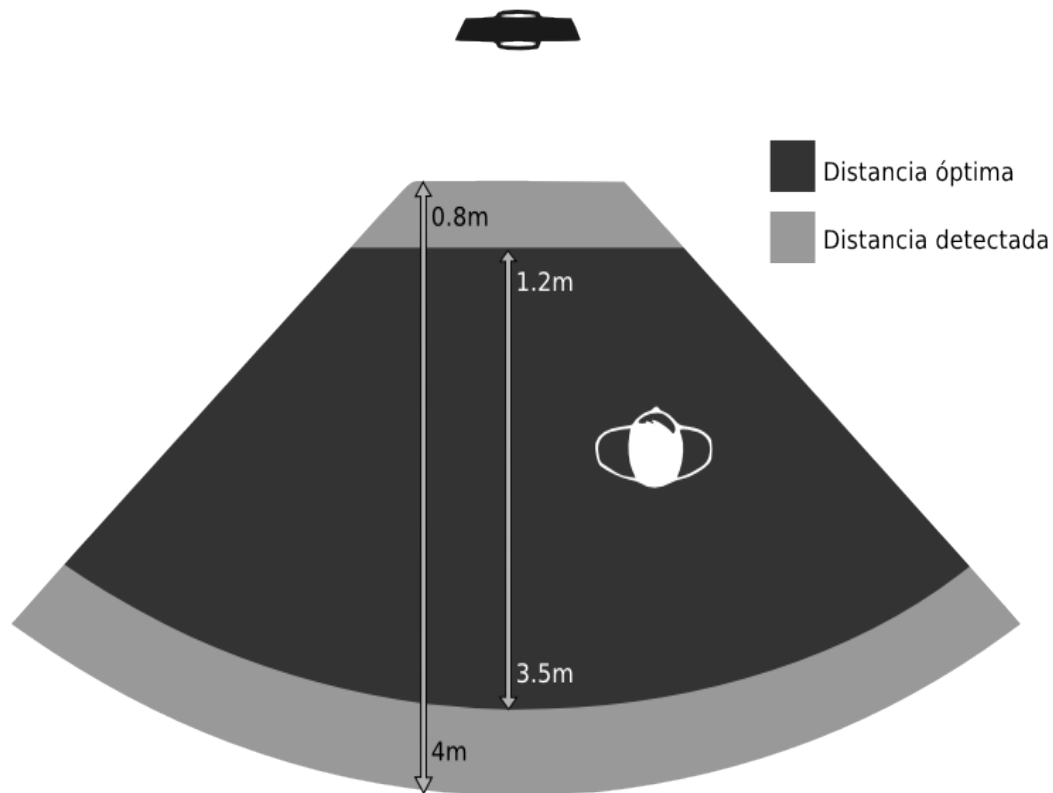


Fig. 3. Área de detección del Kinect.

El Kinect está programado para capturar específicamente el movimiento de las manos del usuario y al mismo tiempo enviar ese flujo de datos al *asset* que realiza el vínculo con Unity. El *asset* establece la conexión entre el Unity y el Kinect, detecta los gestos gracias al flujo de datos que recibe del Kinect. Para este videojuego se utilizan los gestos *swipe* y *push* (movimiento hacia enfrente de la mano). El script desarrollado en C# se encarga de realizar lo que corresponda a cada gesto en caso de ser detectado. Este script luego de recibir el gesto que se ha efectuado, lo interpreta para definir la actividad que se está realizando y posteriormente la envía al módulo de validaciones. El módulo de validaciones se rige por las reglas del juego antes mencionadas y consta de 8 estados (ver Fig. 4).

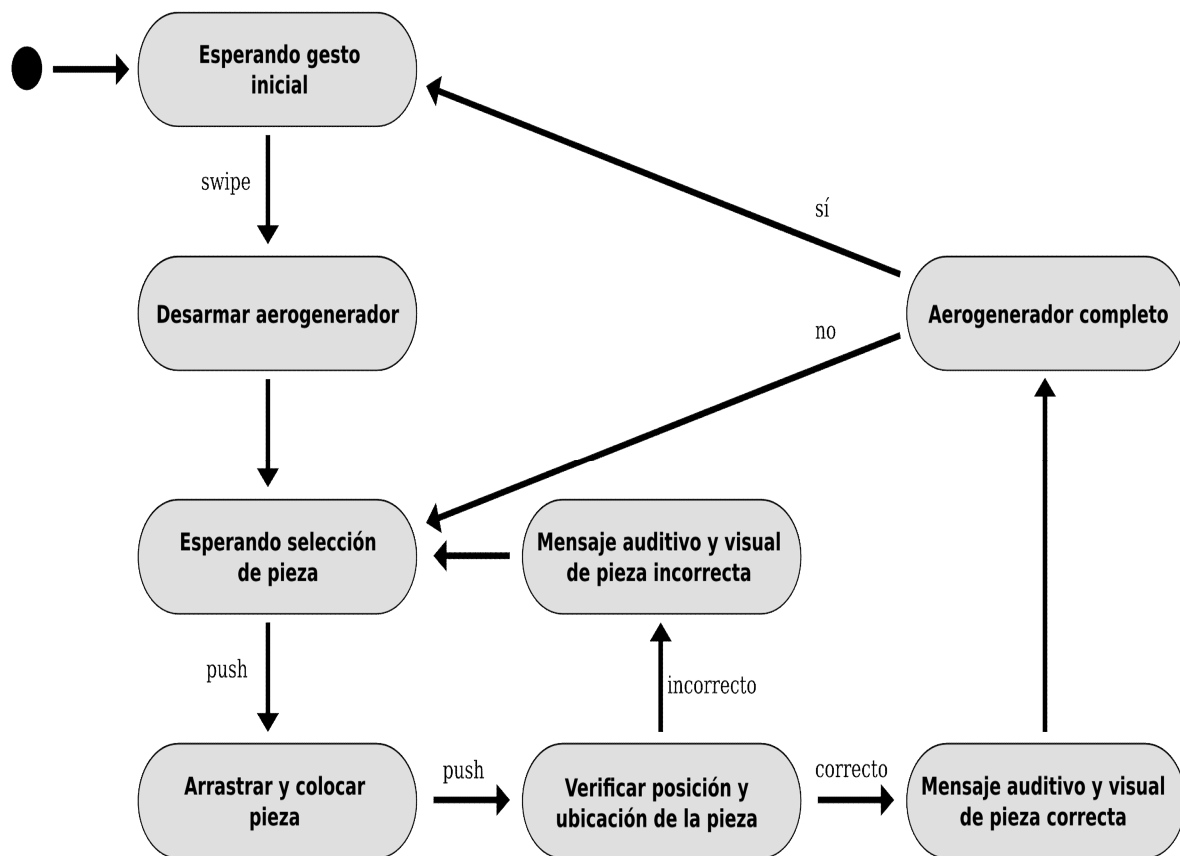


Fig. 4. Diagrama de estados del módulo de validaciones.

El aerogenerador aparece en la escena armado completamente, para iniciar el usuario debe realizar el gesto *swipe*, lo cual hará que las piezas se separen tomando cada una de ellas una posición aleatoria. Con las piezas dispersas por la escena el usuario deberá elegir la que crea correspondiente y seleccionarla. El usuario deberá colocar el cursor que controla con las manos y efectuar un gesto *push* sobre la pieza que desee para poder moverla, y la soltará con otro gesto *push*. Una vez soltada la pieza se verificará que sea la pieza correspondiente al ensamble y se haya colocado en la posición adecuada. Si la pieza no es la adecuada o se ha colocado incorrectamente se enviará al usuario un mensaje auditivo y visual indicándole lo que ha hecho de forma incorrecta y nuevamente se esperará a que el usuario seleccione una pieza. Por el contrario si ha colocado la pieza correctamente se le enviará un mensaje auditivo y visual indicando que se ha realizado el ensamble de manera satisfactoria.

Posteriormente se verificará si el rompecabezas ha sido armado por completo, si ya se tiene el aerogenerador armado totalmente, se regresa al estado de inicio, en otro caso el videojuego se queda en espera de la selección de una nueva pieza.

Cada estado indicará la acción a ejecutar por Unity, según la acción de cada estado del módulo de validaciones, mediante mensajes auditivos y visuales se enviará al usuario la retroalimentación de lo que está haciendo, es decir, notificarle si está colocando bien o mal una pieza, o inclusive si ya ha terminado de armar el aerogenerador. Para realizar el videojuego bajo el esquema de funcionamiento mencionado en este apartado se realizó una selección de diversas herramientas, para obtener las que mejor se adaptaran al proyecto. Estas herramientas seleccionadas se explican enseguida.

2.3. Herramientas empleadas

Se utilizó el motor de videojuegos Unity para crear el ambiente tridimensional, respecto a la interacción con el ambiente mencionado se usó el Kinect de Microsoft como dispositivo de interacción natural, posteriormente al combinar ambas tecnologías fue necesario el uso de un *asset* que permitiera este vínculo. Se realizaron pruebas con el *asset* gratuito de Unity "*Kinect with MS-SDK*" y la versión de prueba del *asset* de Zigfu "ZDK", resultando el primero de estos como el de mayor número de ventajas, las cuales se mencionarán a detalle en el apartado de resultados. Para la codificación de los scripts se utilizó el lenguaje C#, estas herramientas en conjunto permitieron el desarrollo del videojuego y la implementación se muestra en el siguiente apartado.

2.4. Implementación

Para establecer el vínculo entre el Kinect y Unity es necesario descargar e instalar el *asset* "*Kinect with MS-SDK*", posteriormente modificar una escena del *asset* o crear una nueva para desarrollar el videojuego. A continuación se asignan los gestos del *asset* que servirán al usuario para interactuar con el sistema, en este caso los gestos *swipe* y *push*. Como siguiente paso se crea el script con la codificación correspondiente y se agrega al proyecto. El rompecabezas con las piezas del aerogenerador en esta versión

se formó en base a cubos, a los cuales se les asignaron en la cara principal una imagen en formato *png* de cada una de las partes del aerogenerador, en las versiones siguientes se pretende reemplazar los cubos por modelos tridimensionales de cada pieza del aerogenerador. Se utilizaron también archivos de audio en formato mp3, estos indicaban al usuario el resultado de la acción que había realizado, es decir, notificarle mediante un mensaje de audio que debe comenzar a armar el aerogenerador, otro mensaje si ha colocado bien la pieza, uno más indicando que la acción fue incorrecta, y uno final indicando que ha armado satisfactoriamente el aerogenerador. Por último se agregó un visor del propio usuario ya que no se cuenta con un avatar como tal. Los resultados obtenidos de esta implementación se mencionan a continuación.

3. Resultados

La escena de prueba realizada para elegir si se utilizaría el *asset "Kinect with MS-SDK"* o el "ZDK" de Zigfu reveló lo siguiente: como principal inconveniente del segundo *asset* mencionado es el costo en su versión completa, por el contrario el MS-SDK es gratuito y está disponible en el *Asset Store* de Unity. La escena de prueba consistía en tener tres cubos apilados, a los cuales a través de un gesto habría que separarlos, posteriormente colocar uno por uno en orden para tenerlos apilados nuevamente. (Ver Fig. 5 y Fig. 6).

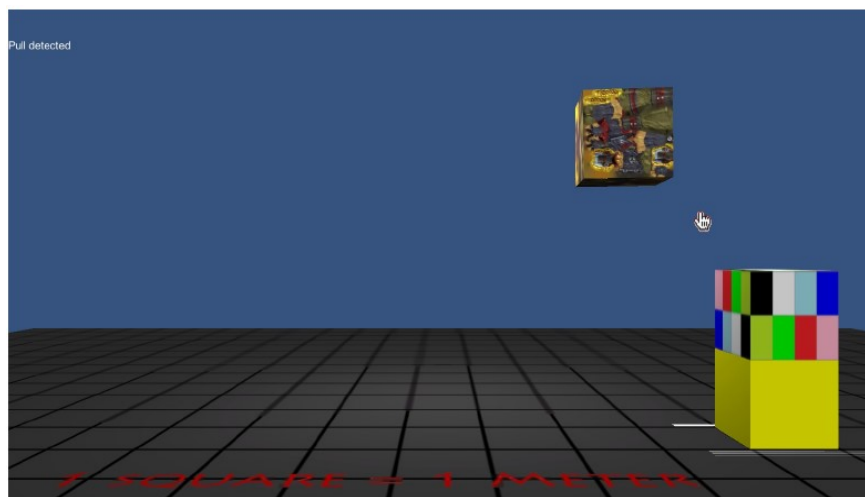


Fig. 5. Escena de prueba con "Kinect with MS-SDK".

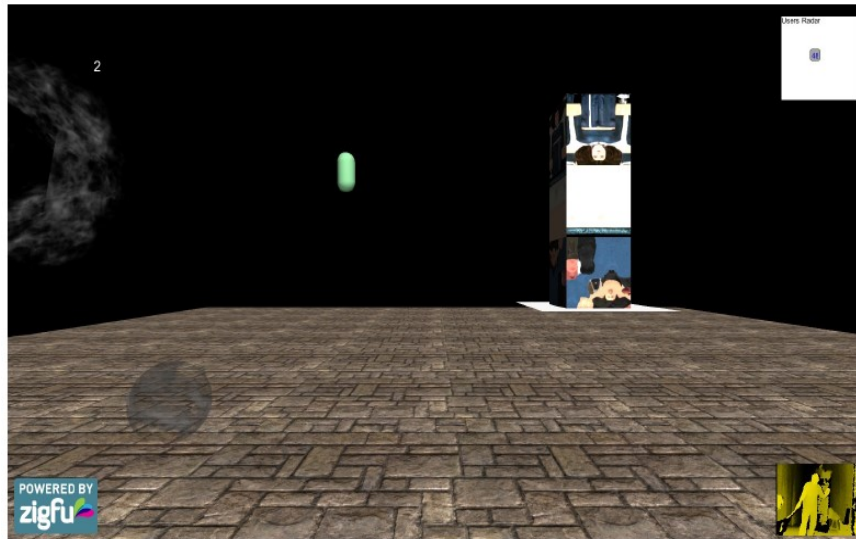


Fig. 6. Escena de prueba con "ZDK" de Zigfu.

La primera comparación entre las dos versiones fue el tamaño del ejecutable para Windows (.exe), resultando el ejecutable del MS-SDK alrededor de 9MB menos pesado que el ejecutable del ZDK, posteriormente durante la ejecución individual de cada escena se midió la temperatura del GPU con ayuda del *gadget* GPU Monitor [17], mostrando durante la ejecución del MS-SDK 42° en el GPU, mientras que durante la ejecución del ZDK mostraba 50° en el GPU, de esta manera se aprecia que el ejecutable del ZDK exige mayor procesamiento al GPU. Cabe mencionar que las características de la laptop utilizada fueron las siguientes: sistema operativo Windows 7 Professional de 64 bits, procesador Intel(R) Core(TM) i7-3610QM, 4 procesadores principales, 8 procesadores lógicos y una tarjeta NVIDIA Quadro K1000M.

Además, en cuestiones de desarrollo el MS-SDK presenta cierto grado de flexibilidad en el código, permitiendo realizar sin problemas modificaciones a los scripts, inclusive dentro del *asset* incluye la documentación correspondiente al mismo. Por su parte el *asset* del ZDK presenta muchas dependencias entre los componentes impidiendo manipularlos libremente, y no cuenta con la documentación necesaria. Por estas razones se utilizó el *asset* "Kinectwith MS-SDK" para realizar la conexión entre el Kinect

y el ambiente creado en Unity dando como resultado el videojuego didáctico tipo rompecabezas mostrado a continuación (ver Fig. 7, Fig. 8 y Fig. 9).

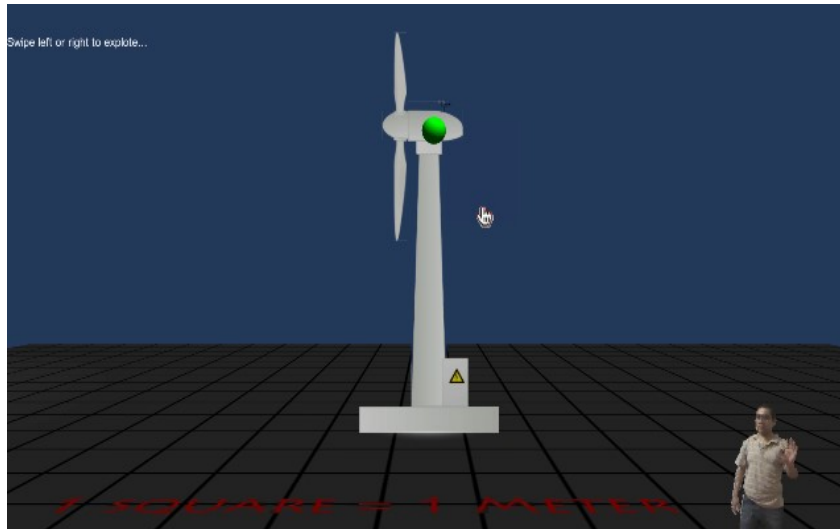


Fig. 7. Videojuego en espera del gesto inicial.

Al iniciar el videojuego una vez que el usuario esté situado correctamente frente al Kinect, éste podrá visualizarse en la esquina inferior derecha, de igual forma tendrá el control del cursor con su mano derecha.

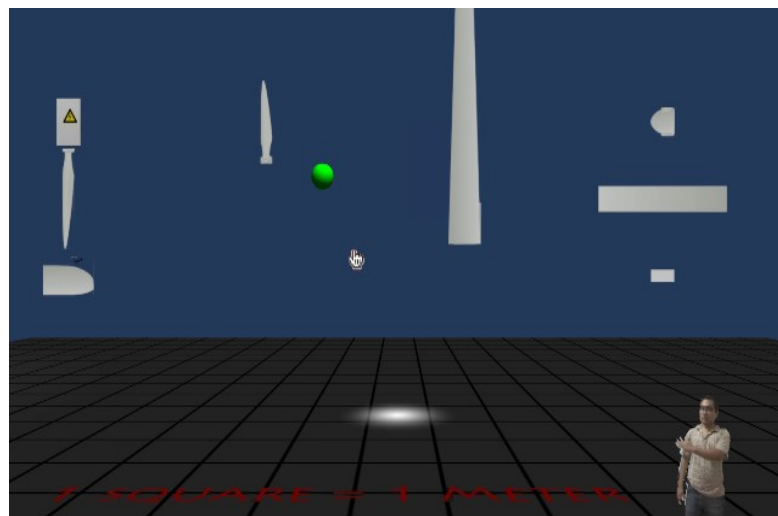


Fig. 8. Videojuego en espera de selección de una pieza.

El cursor está representado en la escena como una esfera de color verde. El usuario deberá realizar un gesto *swipe* para separar aleatoriamente las piezas del

aerogenerador. Este gesto se consigue al hacer un movimiento horizontal de derecha a izquierda, una vez realizado el gesto tendrá que elegir una a una las piezas y colocarlas en su lugar correspondiente.

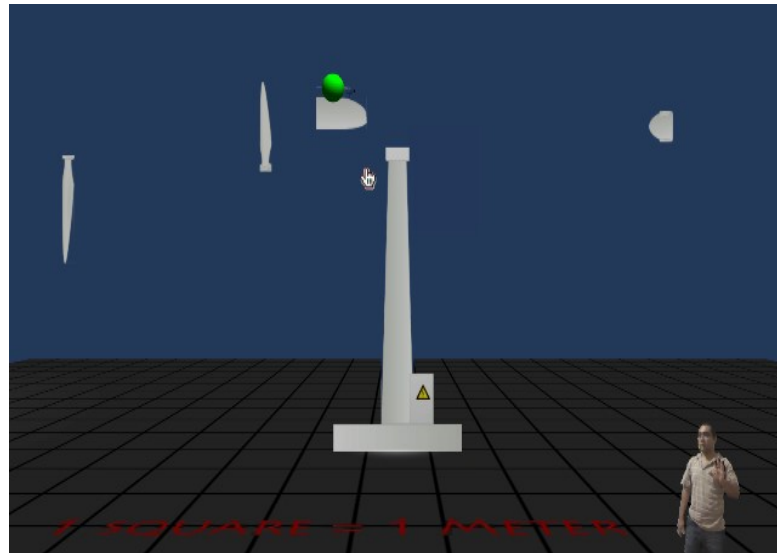


Fig. 9. Videojuego en estado de arrastrar y colocar la pieza.

Para seleccionar una pieza basta con posicionar el cursor sobre la misma y realizar un gesto *push*, de esta manera arrastrar la pieza al lugar correcto para luego soltarla mediante otro gesto *push*. Este gesto se consigue al mover la mano hacia adelante como si se pulsara un botón. Se realizaron pruebas al sistema con 6 usuarios distintos incluyendo profesores, alumnos de maestría de energía eólica y de servicio social. Durante las pruebas se observó la motivación de los usuarios por cumplir el objetivo del juego, se divertían y al mismo tiempo alcanzaban un grado de tensión al no realizar de manera correcta alguna acción.

De igual forma competían por tener el rompecabezas armado en el menor tiempo posible y de manera inconsciente estaban aprendiendo acerca de los aerogeneradores y sus partes.

4. Discusión

Con el proyecto desarrollado se obtiene un videojuego didáctico en una primera versión, posteriormente se pretende agregar nuevas escenas que involucren otras acciones lúdicas para el usuario, además de nuevas actividades de aprendizaje dentro del área de los parques eólicos. Los resultados preliminares del videojuego propuesto en este artículo presentan una serie de características que coadyuvan a la adquisición de conocimientos a los usuarios, ya que a decir de [16] se contemplan las características de todo juego didáctico:

- **Intención didáctica:** La intención didáctica del videojuego se ha descrito a lo largo de cada sección, que los usuarios adquieran conocimientos del sector eólico, en particular sobre los principales componentes de un aerogenerador.
- **Objetivo didáctico:** En esta primera versión el objetivo es armar por completo el rompecabezas del aerogenerador, seleccionando y colocando una a una las piezas que lo integran.
- **Reglas, limitaciones y condiciones:** Las reglas del videojuego son: colocar en estricto orden una a una las piezas, soltándolas en un rango de distancia mínima al punto de ensamble. Si una pieza no se coloca de manera correcta, ésta regresará a su ubicación al momento del desarme inicial.
- **Un número de jugadores:** Como se menciona anteriormente este es un videojuego individual, de modo que en escena solo aparece un jugador
- **Una edad específica:** Aunque el videojuego está enfocado para alumnos del sector eólico a nivel superior y posgrado, sin problema alguno cualquier otro tipo de usuario podría hacer uso del videojuego
- **Diversión:** Las pruebas preliminares mostraron que los usuarios se divertían al intentar seleccionar y colocar cada pieza del aerogenerador.
- **Tensión:** De igual forma los usuarios presentan cierto nivel de tensión al no colocar de manera correcta o en orden cada pieza durante la ejecución del videojuego, lo cual los motiva a seguir intentando superar el reto.

- **Trabajo en equipo:** Para fines del videojuego y de esta versión en particular, este punto no aplica.
- **Competición:** Los usuarios competían contra sí mismos y observando el desempeño de los otros jugadores por armar el rompecabezas en el menor tiempo posible.

Para realizar las pruebas se seleccionaron a 6 jugadores, 2 profesores de Ingeniería en Computación, 2 personas que realizan servicio social en laboratorio de simulación, y 2 alumnos de maestría en energía eólica todos de la Universidad del Istmo campus Tehuantepec. Con todo lo descrito en este y en los apartados anteriores se obtuvieron las conclusiones que se muestran a continuación.

5. Conclusiones

El videojuego didáctico propuesto en este artículo permite a los usuarios aprender de una forma entretenida, mediante acciones lúdicas, además, se utilizan los conceptos de realidad virtual para mostrar ambientes virtuales seguros. De igual forma se utiliza el Kinect para brindarle al usuario una interacción natural con el videojuego. Las pruebas preliminares mostraron que los usuarios aprendían mientras se divertían al intentar armar el aerogenerador, cada grupo de jugadores (profesores, servicio social, y alumnos de maestría) tenía cierta ventaja sobre los otros grupos, los profesores al ser del área de Computación contaban con conocimientos en relación a cómo realizar los gestos frente al Kinect, por su parte, los del servicio social tenían conocimientos superficiales sobre el aerogenerador, mientras que los alumnos de maestría tenían un conocimiento más sólido sobre este, lo cual les otorgaba cierta ventaja sobre el resto de los jugadores que desconocían donde colocar cada pieza del aerogenerador. Aunque después de jugar en varias ocasiones estas ventajas desaparecieron, dado que los alumnos de maestría hallaban la forma correcta de hacer los gestos, los de servicio social reforzaban sus conocimientos mientras que los profesores los adquirían como nuevos. Estas pruebas fueron realizadas de manera informal, pero se pretende a futuro utilizar métricas y aspectos de usabilidad para conocer qué tan factible sería el uso del

videojuego para los alumnos de interés. Por otra parte se pretende también agregar nuevas escenas con distintas acciones lúdicas y modelos tridimensionales de las piezas del aerogenerador.

6. Referencias

- [1] Plataforma de ensayo para la simulación de aerogeneradores. Recuperado de <http://www.vascat.es/es/2012/12/>. En Mayo de 2015.
- [2] Simulador parque eólico modelo 46128. Lab-Volt. México. 2012
- [3] G. Morales Chavira, G. J. Villalobos González, E. O. Bañuelos Lozoya, O. F. Alvarado Yáñez, "K-Imagen Conceptos: Aplicación educativa para colocar conceptos sobre una imagen utilizando el dispositivo Kinect". Congreso Internacional, Investigación Científica Multidisciplinaria. Memorias ICM 2013.
- [4] Digestive System - Kinect and Science. Recuperado de <https://raychambers.wordpress.com/2011/10/16/digestive-systemkinect-and-science/>. En Mayo de 2015.
- [5] D. Aracena Pizarro, Y. Paredes Orellana, J. Córdoca González, "Aprender jugando con tejidos precolombinos mediante rompecabezas virtuales". Ingeniare. Revista chilena de ingeniería. Vol.16. Np. 2. 2008. 318-325 pp.
- [6] M. A. Mora Lumbreras, A. E. Daza Solís, A. Portilla Flores, N. Sánchez Sánchez, C. R. Sánchez Pérez, "Interacción de aulas virtuales por movimientos corporales". Programación Matemática y Software. 2014. 16-21 pp.
- [7] E. Trilles Andreo, "Desarrollo de interfaces de usuario naturales con Kinect". Universidad Politécnica de Valencia. 2012. 44 pp.
- [8] L. Pérez Sánchez, N. Sánchez Sánchez, M. A. Mora Lumbreras, "Mundo virtual de una cocina para niños con capacidades diferentes". Revista Iztatl Computación. Vol. 3. No.6. Julio-Diciembre 2014. 25-32 pp.

- [9] M. Gotsis, V. Lympouridis, D. Turpin, A. Tasse, I. C. Poulos, D. Tucker, M. Swider, A.G. Thin, M. Jordan-Marsh, "Mixed reality game prototypes for upper body exercise and rehabilitation". IEEE Virtual Reality Short Papers and Posters (VRW). 2012. 181-182 pp.
- [10] H. Liao , Z. Qu, "Virtual experiment system for electrician training based on Kinect and Unity3D". IEEE Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC), Proceedings 2013 International Conference. 2013. 2659-2662 pp.
- [11] A. L. González Aspera, G. Chávez Hernández, "La realidad virtual inmersiva en ambientes inteligentes de aprendizaje, un caso en la educación superior". Revista Icono 14. Vol. 2. No. 9. 2011. 122-137 pp.
- [12] Definición de videojuego. Recuperado de <http://definicion.de/videojuego/>. En Mayo de 2015.
- [13] S. Koenig, A. Ardanza, C. Cortes, A. De Mauro, B. Lange, "Introduction to low-cost motion-tracking for virtual rehabilitation". Emerging therapies in neurorehabilitation (Biosystems & Biorobotics). Madrid, Spain. 2013. 355 pp.
- [14] R. M. O Libardi, J. F. Rodrigues, A. J. M Traina, "Evaluating the Kinect device in the task of natural interaction in a visualization system". International Journal of Human Computer Interaction. Vol.4. 2014.
- [15] F. Kammergruber, A. Ebner, W. A. Günthner, "Navigation in virtual reality using Microsoft Kinect". 12th International Conference on Construction Application of Virtual Reality. November 2012.
- [16] A. Masís Vargas, J. Muñoz Barquero, "Unity 3D Dispositivos Móviles". Universidad de Costa Rica. Octubre 2012. 9 pp.
- [17] P. Chacón, "El juego didáctico como estrategia de enseñanza y aprendizaje". Revista Nueva Aula. Vol. 5. No.16. 2008.

[18] GPU Monitor. Recuperado de www.myfavoritegadgets.info.html#GPUMonitor. En Mayo de 2015.

7. Autores

Martín Hernández Reyna es egresado de la Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo (campus Tehuantepec) en 2014. Actualmente se encuentra realizando tesis dentro del proyecto “Diseño y construcción de un aerogenerador experimental con capacidad de 3kW y desarrollo de software de simulación en realidad virtual, con fines didácticos” denominado P08.

Dr. Miguel Ángel Hernández López es Doctor en ingeniería eléctrica por la Universidad Nacional Autónoma de México en 2008. Es profesor investigador de tiempo completo y director del Instituto de Energía de la Universidad del Istmo (campus Tehuantepec). Actualmente es responsable técnico del proyecto “Diseño y construcción de un aerogenerador experimental con capacidad de 3kW y desarrollo de software de simulación en realidad virtual, con fines didácticos” denominado P08.

M.C. J. Jesús Arellano Pimentel es Maestro en Ciencias en Ingeniería eléctrica con especialidad en Sistemas Computacionales por la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo en 2005. Es profesor investigador de tiempo completo y miembro activo del Cuerpo Académico de la carrera de Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo (campus Tehuantepec). Es colaborador del proyecto P08 del CEMIE - Eólico.

M.C.A. Guadalupe Toledo Toledo es Maestra en Computación Aplicada por el Laboratorio Nacional de Informática Avanzada en 2013. Es profesora investigadora de tiempo completo adscrita a la carrera de Ingeniería en Computación de la Universidad del Istmo (campus Tehuantepec). Es colaboradora del proyecto P08 del CEMIE - Eólico.

Metodología de diseño de osciladores LC con componentes discretos: una propuesta

Edgar Omar Lara Alemán

Cinvestav-Unidad Guadalajara, Av. del Bosque 1145, el Bajío, C.P. 45019, Zapopan,
Jalisco, México, Teléfono: (33) 3777-3600
eolara@gdl.cinvestav.mx

F. Sandoval Ibarra

Cinvestav-Unidad Guadalajara, Av. del Bosque 1145, el Bajío, C.P. 45019, Zapopan,
Jalisco, México, Teléfono: (33) 3777-3600
sandoval@gdl.cinvestav.mx

Resumen

Se presenta una metodología para el diseño de osciladores armónicos usando componentes discretos, y orientada a sintetizar osciladores *Colpitts*, *Clapp* y *Hartley*. Esta propuesta, orientada al ámbito de la Enseñanza, toma en consideración parámetros y principios físicos bajo el control del diseñador: polarización de la etapa de ganancia, establecimiento de la frecuencia de oscilación, diseño de la red de retroalimentación, y el cumplimiento de las condiciones de oscilación definidas por *Barkhausen*. Como aplicación práctica se usa el oscilador *Clapp* para medir la humedad relativa usando como principio básico de operación la variación capacitiva de un sensor de humedad; la medición de la variable física, luego de ser procesada digitalmente, se muestra en un LCD.

Palabra(s) Clave(s): enseñanza, frecuencímetro, humedad atmosférica, Instrumentación, osciladores LC.

1. Introducción

Un oscilador es un circuito electrónico que genera, por sí misma, una señal periódica. Los osciladores son utilizados en muchos equipos electrónicos, como radios, televisores, computadoras y equipos de comunicación, entre muchos más. Un oscilador está compuesto por dos bloques básicos: una etapa de amplificación y una red de retroalimentación positiva. En la práctica, la correcta polarización del amplificador determina el adecuado funcionamiento del oscilador y minimiza la distorsión armónica total. La etapa de retroalimentación, por otro lado, determina la frecuencia de oscilación y permite establecer las condiciones para que ocurra la oscilación.

Si se acude a la información disponible puede concluirse que no existe un método práctico para diseñar un oscilador. Aún más, es recurrente encontrar información matemática que describe las condiciones que deben satisfacerse para que un circuito oscile, mas no se dice cómo sintetiza esas condiciones y mucho menos cuál la correlación entre los distintos parámetros de desempeño y cuál la forma de onda que se genera. Por lo anterior, en esta contribución es de interés poner a consideración de la comunidad una metodología de diseño para sintetizar las condiciones de oscilación usando componentes discretos y corroborar su operación en laboratorio. En ese tenor es de interés compartir diversas recomendaciones prácticas que ayuden a cuantificar el desempeño del circuito oscilador, y más cuando su correcta operación dará certeza al funcionamiento del sistema donde suele incluirse un circuito oscilador; en esta contribución el sistema bajo desarrollo es el monitoreo de variables físicas ambientales, en particular la humedad relativa. El fin último de esta contribución es obtener retroalimentación constante de los lectores, de manera que al compartir su experiencia al poner en práctica la metodología propuesta enriquezca el diseño de osciladores de salida simple por cuanto es de interés tener control de la forma de onda, de una onda de alta pureza espectral. Como ejemplo de la puesta en práctica de la presente metodología, se diseña una etapa de amplificación usando tecnología bipolar y componentes pasivos de bajo costo.

2. Condición de oscilación de *Barkhausen*

Dícese que un circuito oscila si se cumplan las condiciones definidas para la magnitud (de la señal a generar) y de la fase (o retardo de la señal), descritas por *Barkhausen* [1]. La primera de ellas establece que la ganancia –a lazo cerrado– debe ser igual a 1 para mantener la oscilación constante, y mayor a 1 para que la oscilación aumente con el transcurrir del tiempo. Matemáticamente hablando, son las siguientes:

$$|T| = |A\beta| = 1 \quad (1)$$

$$|T| = |A\beta| > 1 \quad (2)$$

donde T y A son la ganancia a lazo cerrado y de lazo abierto del amplificador, respectivamente, y β es la función de transferencia de una red incluida en el lazo de retroalimentación. La ecuación (1) es la condición para que el circuito opere en estado transitorio, mientras que (2) es la condición para el estado estacionario. Ahora bien, si la magnitud de $A\beta$ es menor la unidad, el circuito oscilador deja de oscilar. En la práctica, se recomienda que el oscilador se diseñe con un valor $|A\beta|$ ligeramente mayor a la unidad, por ejemplo 5% más en la frecuencia de oscilación como se recomienda en [2]. Téngase presente que cuanto mayor sea el valor de $|A\beta|$ mayor será la amplitud de la señal y su distorsión también. Una práctica recurrente es incluir dispositivos limitadores (como diodos), sin embargo porque un interés añadido es minimizar el número de componentes se mostrará que puede omitirse el uso de esos dispositivos. Luego, la condición de fase establece que el cambio total en el retardo causado por el lazo cerrado debe ser igual a un múltiplo de 2π para mantener la oscilación:

$$\phi_T = \phi_A + \phi_B \quad (3)$$

$$\phi_T = 0,2\pi n \quad (4)$$

donde ϕ_A y ϕ_B son los corrimientos de fase del amplificador y del circuito de retroalimentación, respectivamente.

3. Análisis de oscilador colpitts

Un oscilador es un circuito con retro-alimentación positiva, y para cumplir la condición de la magnitud la ganancia del lazo debe ser cero:

$$1 - A\beta = 0 \quad (5)$$

Este modelo analítico es la ecuación característica del circuito. Por tanto, la condición para la oscilación se puede obtener a partir de la ecuación característica, sin tener que deducir las funciones de transferencia. Entonces, primero debe hacerse el análisis nodal al circuito para obtener el determinante. Éste último debe simplificarse e igualarse a cero la parte real de la ecuación; lo que permitirá obtener la frecuencia de oscilación del circuito. Luego, debe aplicarse la condición de fase, la que determina que el ángulo de fase debe ser igual a un múltiplo de 2π ; la parte imaginaria se iguala a cero y se substituye el valor de la frecuencia de oscilación, el resultado final es justamente la condición para mantener la oscilación. El oscilador a analizar se muestra en la Fig. 1.

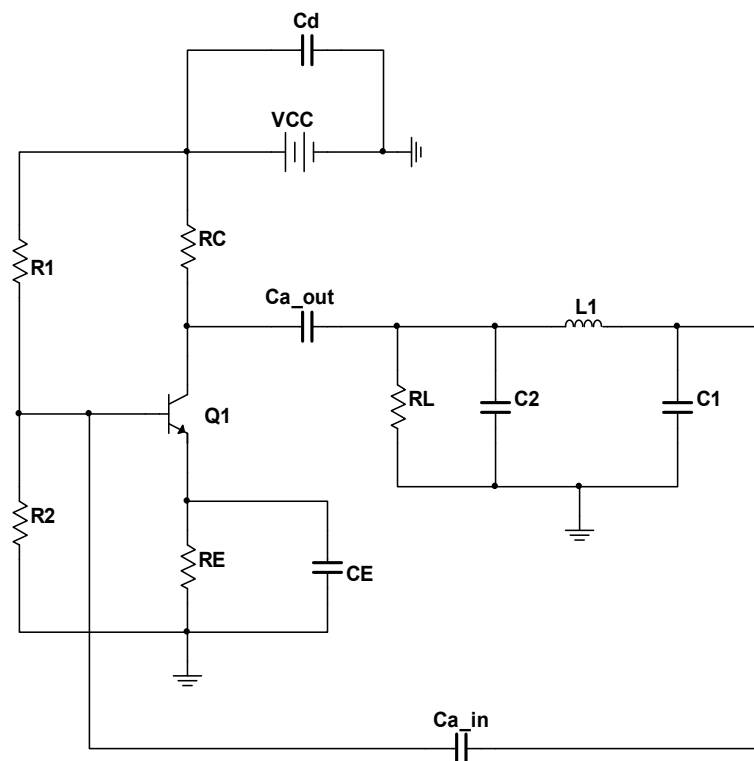


Fig. 1. Oscilador Colpitts con transistor BJT en configuración de emisor común.

Para obtener la ecuación característica del oscilador es necesario realizar un análisis en CA, de pequeña señal. Generalmente, tanto el capacitor C_E como el capacitor de desacople son impedancias de gran valor a la frecuencia de oscilación; el circuito equivalente en CA se muestra en la Fig. 2, donde se ha omitido el que corresponde al transistor bipolar. La razón es simple, existen varios modelos que representan al transistor en pequeña señal, sin embargo el modelo híbrido- π es adecuado en este ejemplo porque modela al transistor como una fuente de corriente controlada por voltaje, tal como se muestra en la Fig. 3a [3]. En la Fig. 3b, por otro lado, se muestra el circuito eléctrico equivalente de pequeña señal.

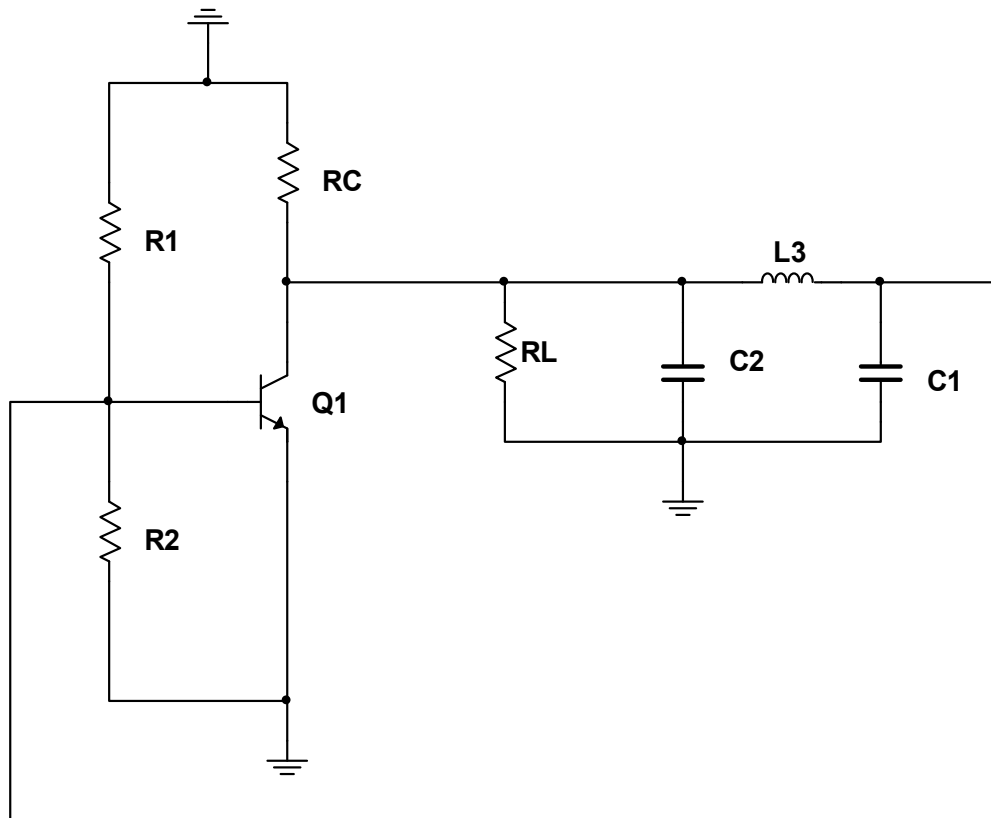
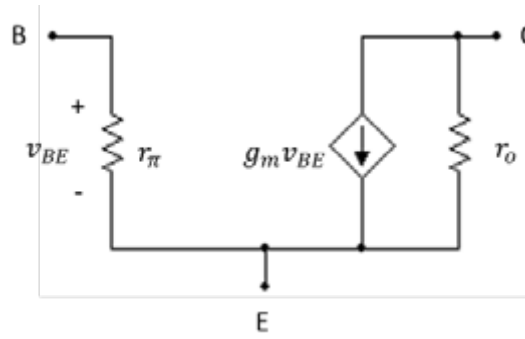
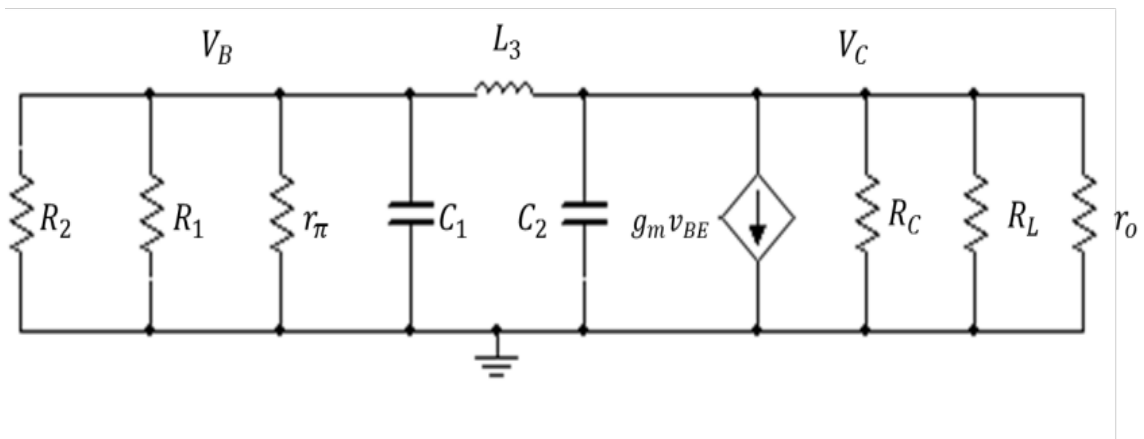


Fig. 2. Circuito CA equivalente.



(a)



(b)

Fig. 3. Modelo híbrido- π (a), y circuito equivalente en pequeña señal (b).

A partir del análisis de nodos se obtienen las siguientes expresiones:

$$V_B \left[\frac{1}{R_{in}} - \omega C_1 j + \frac{j}{L_3 \omega} \right] + V_C \left[-\frac{j}{L_3 \omega} \right] = 0 \quad (6)$$

$$V_B \left[g_m + \frac{j}{L_3 \omega} \right] + V_C \left[\frac{1}{R_{out}} + C_2 \omega j - \frac{j}{L_3 \omega} \right] = 0 \quad (7)$$

donde V_B es el voltaje en la terminal de base, V_C es el voltaje en el colector, R_{in} es la resistencia equivalente del paralelo formado por R_1 , R_2 y r_π ; ω es la frecuencia de

oscilación (en rad/s), g_m es la transconductancia (en S) y R_{out} es la resistencia equivalente del paralelo debido a R_C , R_L y r_o . El determinante que se obtiene de (6) y (7) es

$$C_1 C_2 \omega^2 + \frac{1}{R_{in} R_{out}} - \frac{C_1}{L_3} - \frac{C_2}{L_3} + \left[\frac{C_2}{R_{in}} \omega + \frac{1}{L_3 R_{out} \omega} + \frac{g_m}{L_3 \omega} - \frac{1}{R_{in} L_3 \omega} - \frac{\omega C_1}{R_{out}} \right] j \quad (8)$$

Igualando la parte real a cero se obtiene la frecuencia del oscilador Colpitts:

$$\omega = \left[\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_3} + \frac{1}{C_1 C_2 R_{in} R_{out}} \right]^{1/2} \quad (9)$$

donde C_2 y C_1 son los capacitores a la salida y a la entrada del transistor, respectivamente; L_3 es el inductor de retroalimentación. Luego, suponiendo que R_o es de gran valor, se cumple que $R_{in} R_{out} > 1/(C_1 C_2)$ y en consecuencia puede simplificarse el modelo analítico de la frecuencia de oscilación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L_3} \right]^{1/2} \quad (10)$$

donde f_0 es la frecuencia de oscilación (en Hz). Por otro lado, la condición de oscilación se obtiene igualando a cero la parte imaginaria del determinante, y sustituyendo el valor de la frecuencia de oscilación. El resultado está dado por

$$g_m R_{in} = \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1 R_{in}}{C_2 R_{out}} + \frac{L_3}{C_2 R_{out}^2} + \frac{L_3}{C_1 R_{in} R_{out}} \quad (11)$$

Sin embargo, porque R_{out} es de gran valor la condición de oscilación se simplifica:

$$g_{m,\min} = \frac{C_2}{R_{in} C_i} \quad (12)$$

Este resultado proporciona el valor mínimo de g_m que se requiere para sostener la oscilación con una amplitud constante. Ahora bien, si g_m es menor a ese valor, la

oscilación decae exponencialmente a cero. Pero, si g_m es mayor que ese valor, la amplitud crecerá exponencialmente hasta que la no linealidad del transistor limite la amplitud. Por lo tanto, para asegurar la oscilación, el valor de g_m debe ser mayor que el valor mínimo definido por (12).

4. Metodología de diseño

El primer paso en el diseño de un oscilador LC es seleccionar el circuito amplificador, luego definir la topología de la red de retro-alimentación, finalmente establecer qué frecuencia de oscilación se desea. Dos son los aspectos esenciales en el diseño del oscilador: la polarización correcta del circuito [3], y el cumplimiento de las condiciones de oscilación. Para la síntesis, el oscilador a diseñar incluye un BJT como dispositivo activo, el cual se configura para operar en emisor común (ver Fig.4). En la Fig. 5 se muestran las diferentes topologías de la red de retroalimentación.

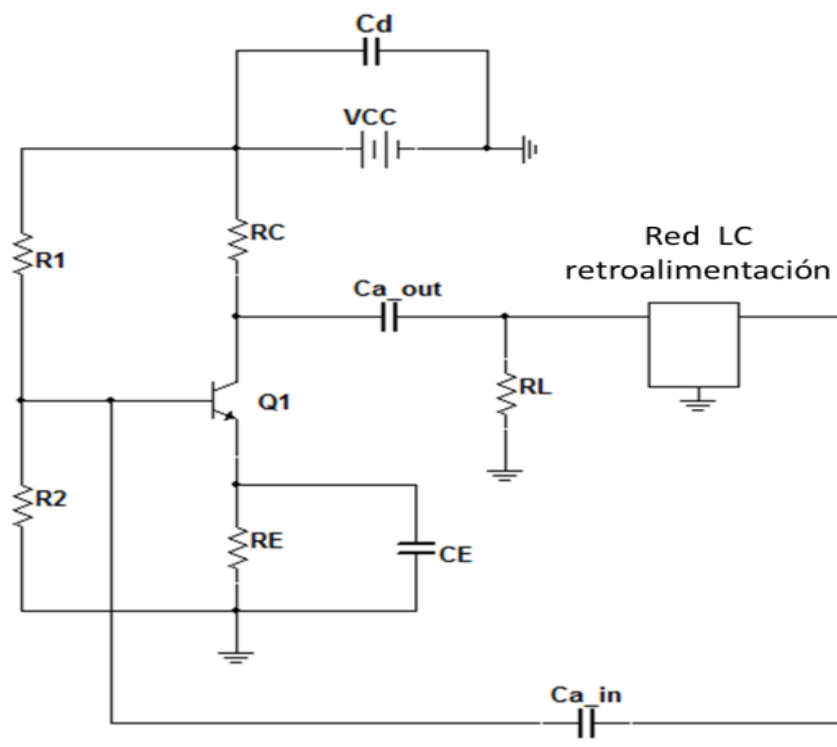


Fig. 4. Oscilador LC.

La metodología que se propone para diseñar un oscilador LC, es como se describe a continuación:

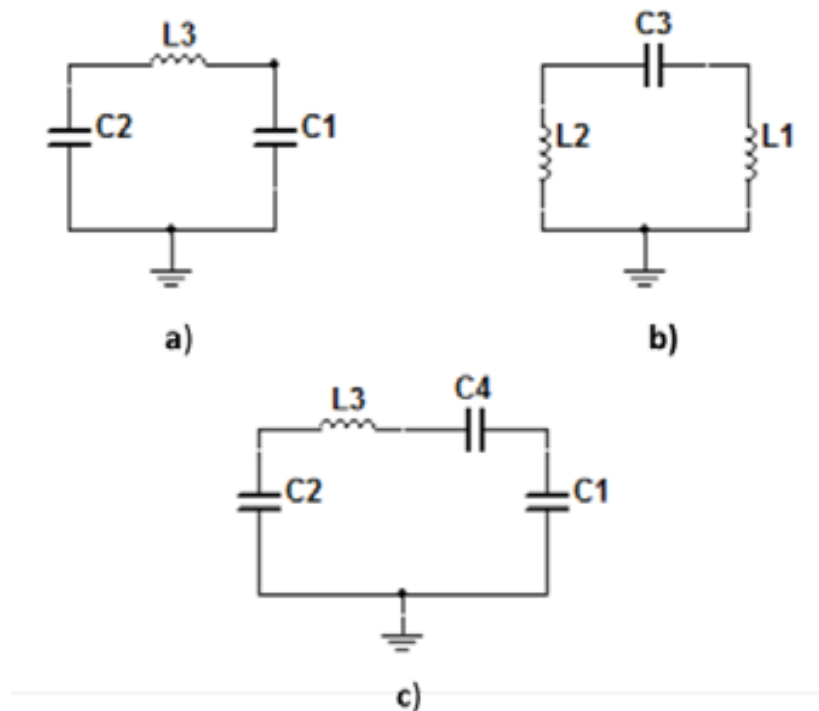


Fig. 5. Bloques de retro-alimentación: a) Oscilador Colpitts, b) Oscilador Hartley, c) Oscilador Clapp.

1. Definir la corriente I_{CE} del transistor. Entre menor corriente menor potencia disipará el transistor y mayor será el ahorro de energía. Los valores típicos de corriente van de 0.5 mA a 10 mA; si no se requiere un gran manejo de corriente no se recomienda establecer una corriente de gran valor. Sin embargo, tampoco se recomiendan valores mínimos de corriente (p.e. algunos μA) porque la oscilación incluye alto contenido de ruido térmico. No obstante, entre mayor manejo de corriente menor es la distorsión armónica de la señal generada. Por ejemplo, selecciónese $I_{CE} = 10 \text{ mA}$.

2. Definir el voltaje de alimentación del circuito (V_{CC}). Valores típicos van de 5V a 12V. Se sugiere ese rango para polarizar al oscilador pero, si bien es posible usar valores de

alimentación menor, debe darse certeza de que el transistor opere en la región activa de amplificación. El valor de la alimentación también dependerá en gran medida de la magnitud de la señal que se desea obtener, entre mayor voltaje de alimentación mayor será la magnitud de la oscilación. Por ejemplo, úsese $V_{CC} = 12V$.

3. Obtener el voltaje entre colector y emisor (V_{CE}). Con la finalidad de obtener una polarización simétrica se define al voltaje V_{CE} como el 25% del valor de V_{CC} :

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{4} \quad (13)$$

Por ejemplo $V_{CE} = 3 V$ si se considera el valor definido para V_{CC} .

4. Obtener el voltaje en el colector (V_C). Se recomienda establecerlo al 50% del valor de V_{CC} debido a que la magnitud de la oscilación será mayor; así se garantiza que al amplificar la señal ésta no se distorsionará.

$$V_C = \frac{V_{CC}}{2} \quad (14)$$

Por ejemplo $V_C = 6 V$ si $V_{CC} = 12V$.

5. Obtener R_C y R_E . El valor de esas resistencias se obtienen con la ley de Ohm:

$$R_C = \frac{V_{CC}}{2I_{CE}} \quad (15)$$

$$R_E = \frac{R_C}{2} \quad (16)$$

Por ejemplo, $R_C = 600\Omega$ y $R_E = 300\Omega$ utilizando los valores de V_{CC} e I_{CE} ya definidos.

6. Obtener el voltaje para polarizar la base del transistor (V_B). El voltaje V_B se obtiene con ayuda de la ley de Ohm:

$$V_B = 0.6 + I_{CE} R_E \quad (17)$$

Por ejemplo, $V_B = 3.6$ V empleando los valores asignados a R_E e I_{CE} .

7. Definir la ganancia en corriente (β_{DC}). Esta ganancia es función de la corriente del transistor I_{CE} y del voltaje V_{CC} . Usando el transistor 2N2222 la ganancia está dada por

$$\beta_{DC} \approx 200 \quad (18)$$

8. Obtener I_B . Esta corriente se obtiene de la característica básica del transistor:

$$I_B \approx \frac{I_{CE}}{\beta_{DC}} \quad (19)$$

Por ejemplo, $I_B = 50$ μ A utilizando $I_{CE} = 10$ mA y $\beta_{DC} = 200$.

9. Definir R_2 y obtener el valor de R_1 . Se propone un valor para el resistor R_2 ; se recomienda emplear valores en el rango de k Ω , por ejemplo $R_2 = 10$ k Ω . Entonces R_1 se obtiene con la siguiente ecuación:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B + V_B/R_2} \quad (20)$$

Por ejemplo, $R_1 = 20.48$ k Ω si $R_2 = 10$ k Ω .

10. Obtener I_1 . Es la corriente que fluye por el resistor R_1 y se obtiene con ayuda de la ley de Ohm:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1} \quad (21)$$

Sustituyendo valores propuestos, $I_1 = 410.15$ μ A.

11. Definir la topología del oscilador. Fundamentalmente debe seleccionarse la red de retroalimentación para un oscilador Colpitts, Hartley o Clapp. La selección depende de la aplicación específica. Por ejemplo, selecciónese un oscilador Clapp.

12. Establecer la frecuencia de oscilación (f_o), en Hz.

El circuito oscilador que se propone cuenta con limitaciones en frecuencia. El rango de frecuencias aplicable es de 2.25 kHz a 22.5 MHz; fuera de ese rango la metodología no asegura la correcta oscilación del circuito. Entonces, sea $f_o = 200$ kHz.

13. Establecer la relación (n) entre las capacitancias de entrada y salida. Para los osciladores Colpitts y Clapp la relación está dada por

$$n = \frac{C_1}{C_2} \quad (22)$$

Para el oscilador Hartley la relación es entre las inductancias de salida y entrada:

$$n = \frac{L_2}{L_1} \quad (23)$$

El valor típico de n es 1, sin embargo es posible emplear otros valores. En particular $n=4$ tiene la ventaja de disminuir la distorsión armónica de la oscilación, sin embargo su desventaja es que reduce el voltaje pico a pico de la señal generada. Para continuar con la metodología, considérese que $n = 1$.

14. Definir la reactancia de retro-alimentación (X_3). Para el oscilador Colpitts y Clapp se propone un valor para la inductancia de retroalimentación (L_3), mientras que para el oscilador Hartley el valor del capacitor de retro-alimentación (C_3) está bajo el control del diseñador. Por ejemplo, para el oscilador Clapp se propone un valor $L_3 = 1$ mH.

15. Obtener las reactancias de entrada y salida (X_1 y X_2 , respectivamente). Éstas dependen de la topología seleccionada para implementar el oscilador. Por ejemplo:

a) Oscilador Colpitts

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_3} \left(\frac{n+1}{n} \right) \quad (24)$$

$$C_1 = nC_2 \quad (25)$$

b) Oscilador Hartley

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_3} \left(\frac{1}{1+n} \right) \quad (26)$$

$$L_2 = nL_1 \quad (27)$$

c) Oscilador Clapp. Se propone el valor de C_2 y se calcula C_3 con el siguiente modelo:

$$C_3 = \frac{C_2}{4\pi^2 f_0^2 L_3 C_2 + (1/n) - 1} \quad (28)$$

Por ejemplo, para un oscilador Clapp sea $C_2=10\text{nF}$, entonces $C_3=633.25\text{ pF}$ y $C_1=10\text{nF}$. Ahora bien, para trabajar en el rango de MHz se recomiendan inductores en el rango de $1\mu\text{H}$ a $500\mu\text{H}$ y capacitores de 100 pF a 100 nF ; para el rango de kHz es conveniente usar inductores en el rango de 0.5 mH a 100 mH y capacitores de 10 nF a 100 nF .

16. Determinar la condición de oscilación. Con ésta se define el valor de transconductancia mínima necesaria para mantener oscilaciones estables. Entonces, a) para el oscilador Colpitts y Clapp la condición es

$$g_{m,\min} = \frac{C_2}{R_{in} C_1} \quad (29)$$

donde g_m es la transconductancia del transistor, C_2 y C_1 son capacitores de salida y entrada del BJT, respectivamente, y R_{in} es la impedancia a la entrada del transistor formada por el paralelo de R_1 , R_2 y R_{pi} . b) Para el oscilador Hartley la condición es

$$g_{m,\min} = \frac{L_1}{R_{in} L_2} \quad (30)$$

donde L_2 y L_1 son los inductores de salida y entrada del transistor, respectivamente. Considerando que R_{pi} es muy grande en comparación con R_1 y R_2 , R_{in} se aproxima solo al paralelo de R_1 y R_2 . Por ejemplo, $R_{in} = 6.71\text{ k}\Omega$ utilizando $R_1 = 20.48\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, por lo tanto la condición de oscilación debe satisfacer $g_m \geq 0.148\text{ mS}$.

17. Determinar valores para las capacitancias de acoplamiento (C_{a_in} y C_{a_out}). En la práctica se requieren capacitancias, denominadas *de acople*, para aislar la corriente directa de la corriente alterna entre el bloque de amplificación y la red de retroalimentación. Existe un valor de capacitancia mínima para acoplar de manera adecuada dos circuitos a una frecuencia de oscilación específica. La capacitancia de acople mínima está dada por

$$C_{a_in,min} = \frac{1}{2\pi f_o R_{in}} \quad (31)$$

$$C_{a_out,min} = \frac{1}{2\pi f_o R_{out}} \quad (32)$$

Por ejemplo, $C_{a_in,min}=118.5\text{pF}$ si $R_{in}=6.71\text{k}\Omega$ y $f_o=200\text{kHz}$. Por otro lado $C_{a_out,min}=1.32\text{nF}$ si se considera que R_L y r_o son muy grandes en comparación con R_C .

5. Diseño del oscilador clapp

Este oscilador se usó para medir la humedad atmosférica relativa. Para el diseño se siguió la metodología propuesta, donde $V_{CC}=12\text{V}$ e $I_C=10\text{mA}$. El oscilador y sus valores finales se muestra en la Fig. 6. Es de notar que el capacitor C_3 es un transductor capacitivo para cuantificar la humedad; el principio de operación es tal que varía la capacitancia conforme varía la humedad atmosférica, lo que resulta en una variación en la frecuencia de oscilación; esta variación es procesada digitalmente para mostrar el valor medido en un LCD. El desempeño en DC del oscilador se resume en la Tabla 1.

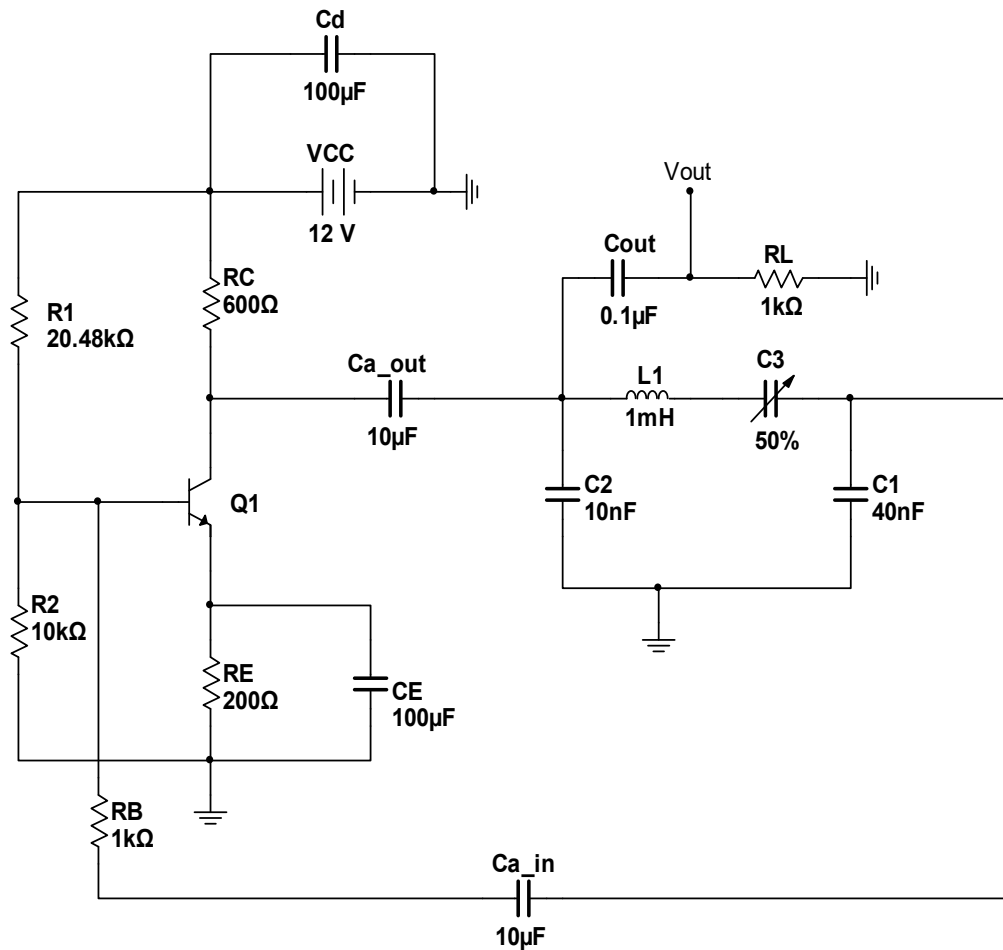


Fig. 6. Oscilador Clapp diseñado.

DC	
V_C	4.8 V
V_B	2.97 V
V_E	2.29 V
I_C	10.58 mA

Tabla 1. Comportamiento en DC del oscilador Clapp.

Obsérvese que la corriente que maneja la rama de salida del oscilador es mayor a la corriente de diseño en 0.58 mA, obteniendo así un error absoluto del 5.8 % en relación a la I_{CE} propuesta. En la Fig.7 se muestra el ensamble experimental del oscilador Clapp.



Fig. 7. Desarrollo del oscilador Clapp en PCB.

La estabilidad en frecuencia del oscilador es de suma importancia para disminuir el error en la medición de la humedad; existe una figura de mérito para obtener una menor distorsión armónica y por tanto una mayor estabilidad [5]:

$$C_2/C_1 = 4 \quad (29)$$

donde C_2 y C_1 son las capacitancias de salida y entrada, respectivamente. En la práctica, la mayoría de los transductores de humedad presentan valores capacitivos del orden de pF y un rango de variación alrededor de 40 pF, lo cual representa un rango de variación de aproximadamente 15 kHz. Para aumentar ese rango de variación se puede usar un par de transductores en paralelo, tal como se muestra en la Fig. 8; esa opción de diseño incrementa la sensibilidad del circuito a la variación en la humedad y disminuye el efecto del error provocado por el ruido de fase. Entonces, en esta aplicación la frecuencia de oscilación queda determinada en mayor medida por el valor capacitivo de ambos transductores de humedad, y por ello es conveniente que la frecuencia de oscilación no sea mayor a 500 KHz; ello facilitar el procesamiento de la señal y se reducirá el efecto de las fuentes de error durante la medición. Por lo tanto, y de manera ilustrativa, se estableció la frecuencia de oscilación en 290 kHz al 55% de humedad relativa. En la Fig. 9 se muestran los resultados obtenidos experimentalmente

del oscilador Clapp con una capacitancia $C_3=355\text{pF}$. La captura experimental se hizo con un osciloscopio Agilent DSO-X 3034A.

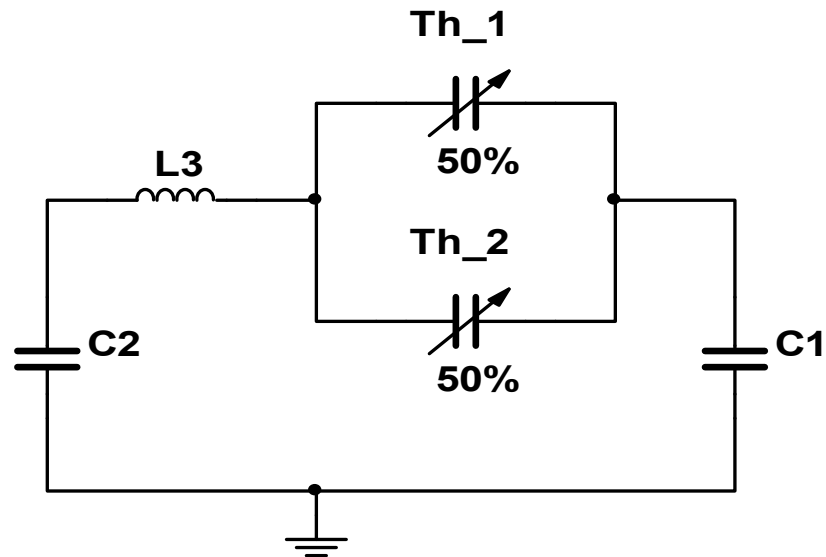


Fig. 8. Configuración Clapp con dos transductores de humedad.

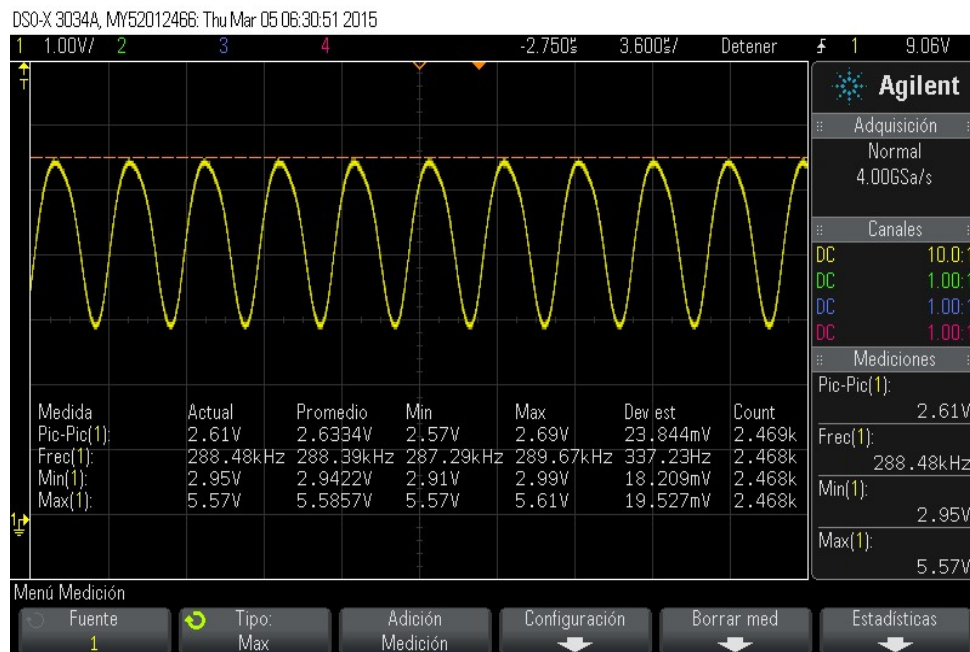


Fig. 9. Resultados experimentales del Oscilador Clapp.

6. Selección del transductor de humedad

Los transductores de humedad convierten la magnitud de la humedad en otra variable física medible. Por ejemplo, cuando la humedad causa una variación en capacitancia, ésta es susceptible de medirse como una señal en corriente o voltaje. Esta señal puede ser “leída” y procesada por un controlador. Los transductores de humedad capacitivos tienen la ventaja del bajo costo, rápida respuesta y alta confiabilidad; sus principales desventajas son sus valores pequeños de capacitancia (en el rango de pF) y un rango de variación en el orden de 40 pF. En la Tabla 2 se muestran las características técnicas de tres transductores capacitivos comerciales [6, 7, 8]. Es de notar que el transductor HPP801A031-ND presenta mejores características, e incluye un mayor rango de frecuencia de trabajo y mide todo el rango de humedad relativa. En la tabla 3, por otro lado, se muestra el desempeño de la capacitancia en función de la humedad relativa, para el transductor HPP801A031-ND, a una temperatura de 25° C y a una frecuencia de trabajo de 10kHz.

	BC2325-ND	HPP801A031-ND	HS1101
Capacitancia	122 pF @43 % RH @ 100 kHz	180 pF @55 % RH @ 10 kHz	180 pF @55 % RH @10 kHz
RH	10 - 90 %	0 – 100 %	0 – 100 %
Rango de Capacitancia	112 – 143 pF	161.6 – 193.6 pF	162.2 – 199.6 pF
Frecuencia de Operación	1 – 1000 kHz	5 kHz -300 kHz	5kHz – 100 kHz

Tabla 2. Comparación entre transductores de humedad comerciales.

%RH	Ca (pF)	%RH	Ca (pF)
0	161.6	50	178.5
5	163.6	55	180.0
10	165.4	60	181.4
15	167.2	65	182.9
20	169.0	70	184.3
25	170.7	75	185.7
30	172.3	80	187.2
35	173.9	85	188.6
40	175.5	90	190.1
45	177.0	95	191.6
50	178.5	100	193.1

Tabla 3. Comportamiento del HPP801A031-ND.

La función que ajusta aproxima la variación capacitiva del sensor HPP801A031-ND es

$$C = 7 \times 10^{-6} (RH)^3 - 0.0015 (RH)^2 + 0.3938 (RH) + 161.64 \quad (30)$$

donde C es la capacitancia (en pF) y RH es la humedad relativa (en %). Esta aproximación de tercer orden no es fácil de implementar en hardware, por lo cual el desempeño puede aproximarse a una función lineal:

$$C = 0.3088 (RH) + 162.64 \quad (31)$$

La función anterior es simple, fácil de implementar en hardware, y el error máximo de ajuste –respecto a (30)– es 0.6%.

7. Convertidor de señal senoidal a cuadrada

Para medir las variaciones en la frecuencia de oscilación es necesario convertir la señal senoidal a una señal cuadrada; el circuito que hace esa función es un comparador de voltaje. En la Fig. 10, se muestra el circuito seleccionado. Este comparador (LM311) se seleccionó porque su tiempo de respuesta es de 200ns, lo cual permite trabajar en frecuencias del rango de kHz.

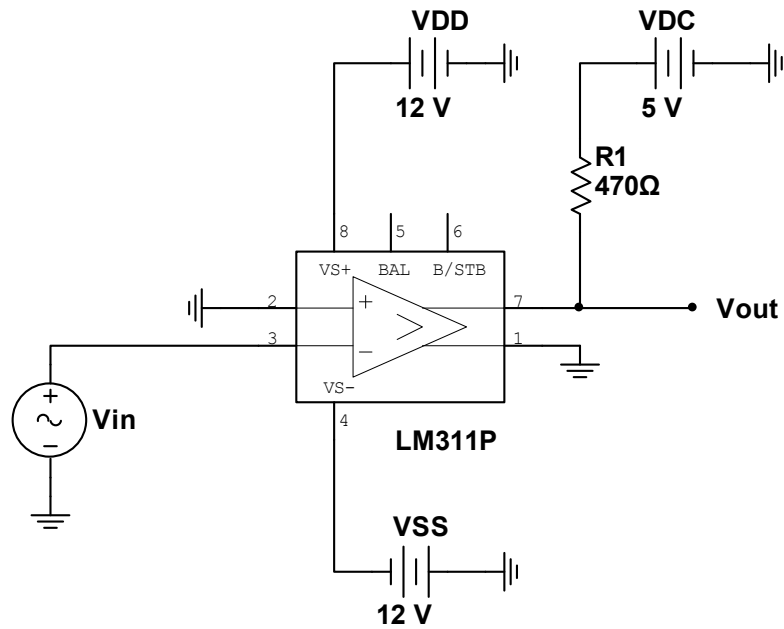


Fig. 10. Circuito convertidor.

En la Fig. 11 se muestra la respuesta, en voltaje, del convertidor cuando la señal de entrada es senoidal de 200kHz. La configuración propuesta es capaz de convertir señales senoidales de una frecuencia máxima de 5.0MHz a señales cuadradas de 5V de amplitud.

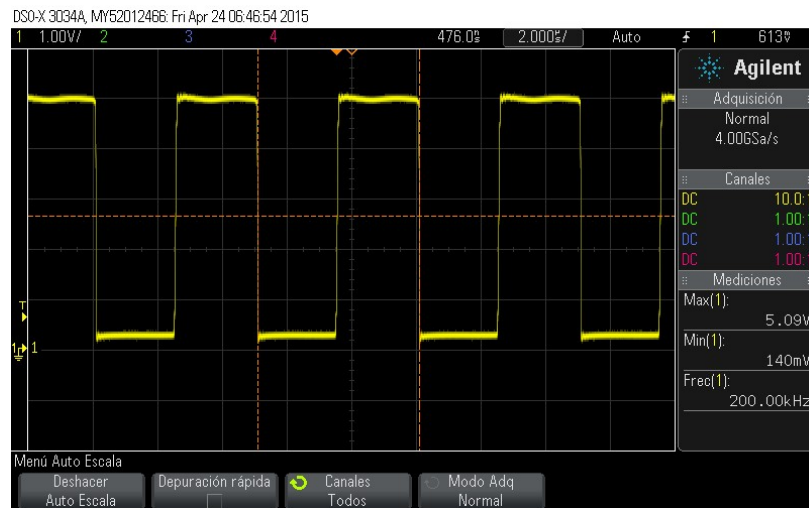


Fig. 11. Voltaje de salida del circuito convertidor.

8. Frecuencímetro

Para propósitos ilustrativos se usó la tarjeta uno de Arduino para implementar un frecuencímetro, y medir la frecuencia de oscilación de una señal cuadrada de 5V de amplitud [9]. Se usó esta tarjeta debido a su facilidad de programación y porque cuenta con una gran cantidad de puertos analógicos y digitales. Se usaron dos librerías para implementar el frecuencímetro: FreqCounter [10] y LiquidCrystal. La primera opera con interrupciones y permite obtener la frecuencia de oscilación de una señal cuadrada (la frecuencia máxima que la librería es capaz de medir es de 8 MHz), mientras que la segunda librería permite controlar un LCD. En la Fig. 12, se muestra el código del programa implementado en Arduino.

```
#include <FreqCounter.h>
#include <LiquidCrystal.h>
LiquidCrystal lcd(12, 11, 3, 2, 1, 0);

float frq;

void setup() {
  lcd.begin(16, 2);
  lcd.print("Frecuencia (kHz)");
}
void loop() {

  FreqCounter::f_comp=10;
  FreqCounter::start(100);
  while (FreqCounter::f_ready == 0)
  frq=(FreqCounter::f_freq)/100.0;
  lcd.setCursor(5, 1);
  lcd.print(frq);
  delay(20);
}
```

Fig. 12. Código del Frecuencímetro.

En la Fig. 13, se muestra la simulación del frecuencímetro cuando se aplica una señal cuadrada de 200.5kHz; la simulación se realizó en Proteus [11]. En cuanto a la implementación física, se obtuvieron mediciones desde 1 Hz hasta 8 MHz con una sensibilidad de 100 Hz; la mínima variación que medió el frecuencímetro fue de 100Hz.

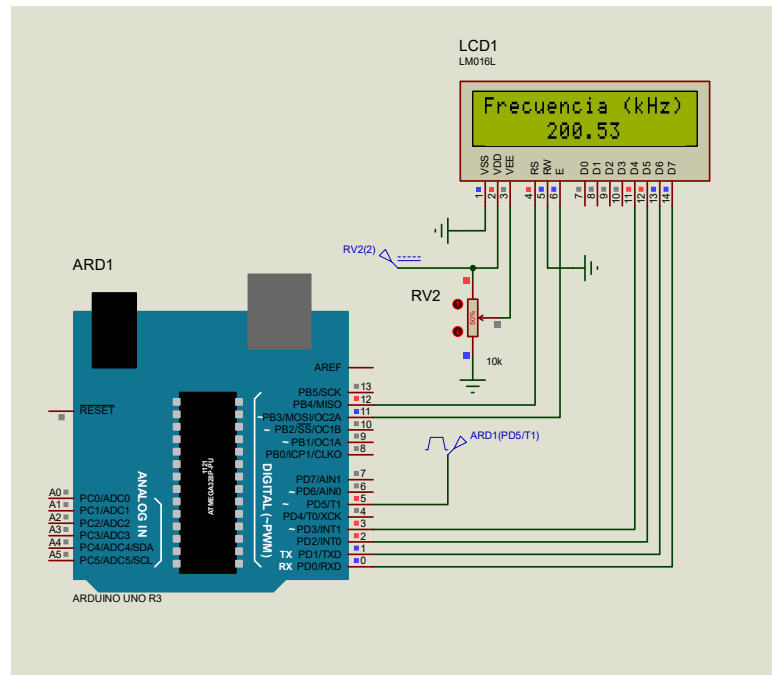


Fig. 13. Arquitectura, a nivel de bloques, para simulación del Frecuencímetro.

9. Discusión

La metodología tradicional para el diseño de osciladores está basada en la teoría para la polarización de un amplificador BJT en configuración emisor común, lo que se constata en las referencias [2]–[4]. Sin embargo, esas referencias carecen de un procedimiento práctico de diseño, y presentan sólo las ecuaciones que describen el desempeño del transistor. La metodología propuesta en esta contribución se basa en definir el valor de la fuente de alimentación y el establecimiento de la corriente que manejará el transistor, y de ahí determinar los valores de resistencias y capacitancias del circuito. Esta propuesta también define como base el diseño el circuito tanque, definir la frecuencia de oscilación, satisfacer las condiciones de Barkhausen y se resalta la utilidad de la relación capacitiva C_2/C_1 propuesta en [5]. Como aplicación del

oscilador, se propuso implementar un medidor de humedad a partir del diseño de un oscilador Clapp; el medidor es fácil de implementar y aprovecha la medición de una variable física a partir de variaciones capacitivas. La aportación última, es que todo diseño debe tener una aplicación inmediata, pues ésta define los alcances de las condiciones de operación, y permite incorporar otro tipo de circuitos fundamentalmente cuando se monitorean señales físicas y más cuando la lectura –al usuario- es en el ámbito digital. El desarrollo de proyectos implica cubrir todas las etapas de diseño hasta la verificación funcional del desempeño en laboratorio.

10. Conclusiones

Son varias las consideraciones en el diseño de osciladores: Una de ellas es la correcta polarización del bloque que define la ganancia, la selección del dispositivo activo y la de la topología del bloque de retro-alimentación. Si además se requiere un diseño en bajo ruido de fase es importante incrementar la corriente y maximizar el factor de calidad del circuito tanque (Q_{tank}). En esta contribución se ofrece una metodología para el diseño de osciladores LC con componente comerciales. Este trabajo también muestra el diseño e implementación de los bloques principales que forman al medidor de humedad. Aún falta incorporar toda la circuitería en un PCB, su puesta a punto y prueba en campo.

Finalmente es importante resaltar dos aspectos. Uno es el interés en conocer los fundamentos de los circuitos osciladores, definir las variables que están bajo el control del diseñador, y verificar el alcance de los modelos analíticos de diseño con componentes comerciales; todo ello englobado en lo que los autores denominan “Verificación de conceptos”. El interés en el diseño de osciladores es desarrollar de un método de diseño de salida diferencial, y su posterior integración en silicio; los primeros resultados ya han sido reportados [12]. Por otro lado, no se justifica presentar la síntesis de un circuito oscilador cuando la aplicación última es convertirla a una onda cuadrada. Hay muchos circuitos que generan una onda cuadrada y esas opciones son adecuadas para el diseño del frecuencímetro. En esta contribución se usó el convertidor solo para ilustrar cómo medir la humedad relativa usando la variación en frecuencia de un circuito

oscilador. El fin último, en esta área de aplicación, es desarrollar un sistema de comunicación inalámbrico en el que los datos a transmitir sea la medición de varias variables físicas, siendo la humedad solo una de ellas. Es importante resaltar, que en lo que al diseño del oscilador se refiere, los autores están interesados en recibir de los lectores (potenciales diseñadores) su experiencia y fundamentalmente su opinión en cuánto a qué tan útil es el método propuesto y/o qué mejoras deben incorporarse. A manera de ejemplo, en una futura participación, es de interés transmitir a la comunidad el alcance de los circuitos osciladores cuando usan un transistor NMOS como dispositivos activo.

11. Agradecimientos

Uno de los autores (EOLA) agradece al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), el apoyo económico para realizar estudios de Maestría. Este trabajo es apoyado económicamente por el CONACyT, Proyecto 169660.

12. Referencias

- [1] Andrei Grebennikov, RF and Microwave Transistor Oscillator Design. 2007. Wiley. Inglaterra. 29-35 pp.
- [2] Muhammad Rashid, Circuitos Microelectrónicos análisis y diseño. 2000. Thomson. México. 541-563 pp.
- [3] I. J. Nagrath, Electronic Devices and Circuits. 2007. Prentice-Hall. India. 135-136 pp.
- [4] Amplificador con emisor común, HyperPhysics, Departamento de Física y Astronomía, Universidad de Georgia. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/electronic/npnce.html#c2>. Noviembre de 2014.
- [5] V. V. Ulansky, H. M. Elsherif, A New Method of Designing UHF FET Colpitts Oscillator. International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology. IEEE. 2014. 388-392 pp.

- [6] Hoja de especificaciones del componente BC2325-ND. <http://www.vishay.com/docs/29001/23226919.pdf>. Abril 2015.
- [7] Hoja de especificaciones del componente HPP801A031-ND. <http://www.meas-spec.com/downloads/HS1101LF.pdf>. Abril 2015.
- [8] Hoja de especificaciones del componente HS1101. <https://www.parallax.com/sites/default/files/downloads/27920-Humidity-Sensor-Datasheet.pdf>. Abril 2015.
- [9] ARDUINO 1.6.4, Software de código abierto. <http://www.arduino.cc/en/Main/Software>.
- [10] Counter Library, Laboratory for Experimental Computer Science at the Academy of Media Arts Cologne. Köln, Alemania. 2015. <http://interface.khm.de/index.php/lab/interfaces-advanced/arduino-frequency-counter-library/>. Marzo 2015.
- [11] Proteus, ISIS Schematic Capture, Versión 7.7, Labcenter electronics. <http://www.labcenter.com/index.cfm>
- [12] E. B. Ortega-Rosales, F. Sandoval-Ibarra, and E. Becerra-Alvarez, "A Silicon-based 2.4GHz Fully-Differential LC-VCO: A Design Methodology Proposal". Proc. of the International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design. September 2015. 1-4 pp.

13. Autores

M.C. Edgar Omar Lara Alemán es Ingeniero en Mecatrónica por el instituto Tecnológico de Celaya, con especialidad en Robótica. En la Unidad Guadalajara, de Cinvestav, concluyó estudios de Maestría en agosto de 2015. En septiembre del presente inició estudios de doctorado en Ingeniería Eléctrica con especialidad en Diseño Electrónico.

Dr. Federico Sandoval-Ibarra. Nació en 1964 en la ciudad de San Luis Potosí, México. Recibió el grado de Licenciado en Electrónica-Física por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, S.L.P., en 1988, y el grado de Doctor en Ciencias con especialidad en Electrónica por el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE), Puebla, en 1988. De 1991 a 1996 laboró como investigador en el Laboratorio de

Microelectrónica (INAOE), desarrollando técnicas de grabado húmedo en silicio y diseñando circuitería CMOS para microsensors compatibles con tecnología CMOS. En 1997, estuvo en el Instituto de Microelectrónica de Barcelona (CNM-CSIC), Bellaterra, España, como investigador visitante, donde desarrolló técnicas de micrograbado superficial para el diseño de un micrófono completamente integrado en silicio. Durante 1998 fue profesor titular en el Instituto Tecnológico de Puebla (ITP), en la ciudad de Puebla, y en 1999 se incorporó como investigador-profesor a la Unidad Guadalajara de CINVESTAV, donde inició su participación en el diseño de circuitos integrados de señal mixta en tecnologías CMOS. De 2002 a 2004 fue responsable de los programas especiales de maestría para Siemens y Solectron (Guadalajara), participó en la puesta en marcha del programa especial de maestría para Mabe (Querétaro), y en 2011 participó como instructor en dos cursos de Diseño Analógico del programa de maestría para Continental. El Dr. Sandoval fue responsable de la organización del Workshop Internacional Iberchip 2002 (www.iberchip.org), con sede en Guadalajara, Jalisco. De 2002 a 2006, fue coordinador del Grupo de Diseño Electrónico de la Unidad Guadalajara de CINVESTAV. En el año 2004 inició el trabajo de colaboración con el Instituto de Microelectrónica de Sevilla (CNM CSIC), Sevilla, España, para el desarrollo de circuitos de comunicación inalámbrica en tecnologías CMOS nanométricas. En 2007 inició su participación como profesor de asignatura en la escuela de ingeniería Mecatrónica, Universidad Panamericana-Campus Guadalajara. Sus temas de interés es el diseño de VCOs integrados en silicio, diseño de circuitos analógicos en tecnología CMOS para el desarrollo de moduladores sigma-delta.

Diseño e implementación de Applets como material didáctico de apoyo para cursos de estructuras de datos

Betzabet García-Mendoza

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa,
Av. Vasco de Quiroga 4871, Col. Santa Fe Cuajimalpa, C.P. 05348, México, D.F., Teléfono: 5814-6500
209363465@alumnos.cua.uam.mx

Pablo A. Ruíz-Mendoza

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa,
Av. Vasco de Quiroga 4871, Col. Santa Fe Cuajimalpa, C.P. 05348, México, D.F., Teléfono: 5814-6500
209363000@alumnos.cua.uam.mx

Gerardo Real-Flores

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa,
Av. Vasco de Quiroga 4871, Col. Santa Fe Cuajimalpa, C.P. 05348, México, D.F., Teléfono: 5814-6500
209363111@alumnos.cua.uam.mx

Carlos R. Jaimez-González

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa,
Av. Vasco de Quiroga 4871, Col. Santa Fe Cuajimalpa, C.P. 05348, México, D.F., Teléfono: 5814-6500
cjaimez@correo.cua.uam.mx

Esaú Villatoro-Tello

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa,
Av. Vasco de Quiroga 4871, Col. Santa Fe Cuajimalpa, C.P. 05348, México, D.F., Teléfono: 5814-6500
evillatoro@correo.cua.uam.mx

Resumen

En este artículo se presentan tres *applets* desarrollados en el lenguaje de programación Java, los cuales se utilizan como material didáctico para apoyar los cursos de estructuras de datos de licenciatura. Los *applets* demuestran de una manera dinámica, atractiva, y con ejemplos de la vida cotidiana, el funcionamiento de los tipos de datos abstractos pila, cola y cola circular, en los cuales el estudiante interactúa mediante la creación de instancias de cada uno de los tipos de datos abstractos, y ejecutando el conjunto de operaciones definido para cada uno.

Palabras Clave: applets, estructuras de datos, lenguaje Java, material didáctico, tipo de dato abstracto.

1. Introducción

En los cursos de programación se emplea de manera regular el concepto de tipos de datos simples, mismos que se refieren a valores de tipo simple, como los números enteros, reales o caracteres. Sin embargo, en muchas situaciones se necesita procesar colecciones de valores que están relacionados entre sí, tales como listas de calificaciones, series de temperaturas medidas a lo largo de un periodo de tiempo, etc. El procesamiento de tales conjuntos de datos utilizando tipos de datos simples puede ser complicado, es por ello que la mayoría de los lenguajes de programación incluyen estructuras de datos, tales como los arreglos, los cuales pueden ser utilizados para representar vectores y matrices.

Este tipo de estructuras básicas se denominan también estructuras estáticas, debido a que las variables son direcciones simbólicas de posiciones de memoria, mismas que representan una relación estática que se establece por la declaración de las variables de una unidad de programa y que además se concibe durante la ejecución de esa unidad. Para muchos problemas de la vida real es difícil conocer cuánta memoria sería requerida para resolverlos o representarlos, por lo que es necesario contar con métodos que permitan adquirir posiciones adicionales de memoria cuando éstas sean requeridas

durante la ejecución del programa y, de igual forma liberarlas cuando éstas ya se hayan desocupado. A estas posiciones adicionales de memoria que se crean y están disponibles durante la ejecución de un programa se les conoce como variables dinámicas, las cuales son representadas con un tipo de dato conocido como apuntador (o referencia en el lenguaje de programación Java). Las variables dinámicas se utilizan para crear estructuras de datos dinámicas que se pueden ampliar y reducir a medida que se requiera durante la ejecución de un programa. Las estructuras de datos dinámicas se clasifican en lineales y no lineales.

En este artículo se describe la metodología de desarrollo que se siguió para el diseño e implementación de un conjunto de *applets* que son utilizados como material didáctico de apoyo para la enseñanza de algunos temas del curso de Estructuras de Datos de la Licenciatura en Tecnologías y Sistemas de Información de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Los *applets* desarrollados específicamente apoyan la enseñanza de estructuras de datos no lineales, también denominadas como tipos de datos abstractos (TDA), los cuales son: pilas, colas y colas circulares.

Un TDA es un modelo compuesto por un conjunto de operaciones definidas sobre un conjunto de datos [1], [2]. Una pila (*stack*) es un TDA que almacena elementos que solamente pueden ser añadidos o extraídos por su parte superior; una pila es considerada una estructura de tipo *LIFO* (*Last In, First Out*), ya que el último elemento en entrar a la pila es el primero en salir, tal como ocurre en una pila de platos o en una pila de libros, en donde el último plato o libro colocado es el primero que se extrae. Una cola (*queue*) es también un TDA que almacena elementos y permite acceder a ellos por uno de sus extremos; un elemento se inserta en la cola por su parte final y se extrae por su parte frontal; una cola es considerada una estructura de tipo *FIFO* (*First In, First Out*), ya que el primer elemento en entrar a la cola es el primero en salir, tal como sucede en una ventanilla de atención a clientes en una tienda o supermercado, en donde el primer cliente que entra es el primero que se atiende. Una cola circular es también un TDA similar a una cola, pero en esta estructura se permite que la totalidad

de sus posiciones se utilicen para almacenar elementos sin necesidad de desplazar elementos, de modo que se una el extremo final con el extremo frontal de la cola.

El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. La sección 2 presenta una revisión del estado del arte. En la sección 3 se describe el levantamiento de requerimientos que se realizó. La identificación y redacción de casos de uso se presentan en la sección 4. En la sección 5 se describen algunos otros diagramas y artefactos que fueron desarrollados en este trabajo, tales como el diagrama del modelo de dominio y los diagramas de secuencia. La implementación de los *applets* se presenta en la sección 6, donde se muestra la interfaz y funcionamiento de cada uno. Los controles de prueba se abordan en la sección 7. Finalmente, en la sección 8 se proporcionan las conclusiones y el trabajo futuro.

2. Estado del arte

En esta sección se presenta una descripción de algunas herramientas y aplicaciones que se analizaron como parte del estado del arte.

Tutorial interactivo de estructuras de datos

Este tutorial [3] fue realizado en la ciudad de La Paz, Bolivia, y tuvo como objetivo principal exponer los contenidos de avance de la materia de Estructura de Datos de la Universidad Católica Boliviana San Pablo en el año 2011, mostrando sus aplicaciones con los principales algoritmos, a través de *applets*. El tutorial cuenta con los siguientes temas: Estructuras estáticas, Listas Simples, Listas Circulares, Listas Dobles, Listas Dobles Circulares, Pilas y Colas, y Árboles. Cada tema se compone de una explicación textual, algunas imágenes y un *applet*.

Los temas de Pilas y Colas proporcionan una explicación de su funcionamiento y las operaciones que se pueden realizar en cada una de ellas. Los *applets* están basados en rectángulos que representan espacios de memoria, en los cuales se pueden almacenar únicamente números mediante la operación *Apilar/Encolar*, y borrar la información mediante la operación de *Desapilar/Desencolar*. También se tiene la opción

de *Buscar*, la cual permite buscar un número dentro de la pila o cola, según sea el caso; el *applet* muestra una ventana para solicitar el número a buscar y en la misma ventana muestra el resultado, encontrado o no encontrado.

Herramienta para estudio de estructuras de datos

Esta herramienta [4] para el estudio de estructuras de datos y algoritmos fue realizada por alumnos de la Universidad Complutense de Madrid; está implementada en Java y fue diseñada de manera modular. Al iniciar la aplicación se debe seleccionar un área de dos posibles: estructuras de datos o esquemas algorítmicos; posteriormente se debe elegir la estructura o esquema concreto que se desea utilizar. Para el caso de las estructuras de datos, se tienen pilas, colas, árboles binarios de búsqueda, colas de prioridad, tablas ordenadas y tablas dispersas.

La herramienta cuenta con una interfaz interactiva, en la cual se tienen dos opciones para cada una de las estructuras de datos: ver una simulación, o ejecutar operaciones sobre la estructura de datos. Existen dos vistas en la herramienta: la vista de usuario, en la cual se visualiza el comportamiento de la estructura de manera independiente de la implementación; y la vista de implementación, en la cual se muestra cómo se almacenan de manera concreta los datos de la estructura.

La representación gráfica de los elementos de las pilas y colas, son recuadros que se unen unos con otros; algunos con flecha para representar los apuntadores o referencias. Los nodos de los árboles son representados con círculos que se unen por medio de líneas, para representar las conexiones entre ellos.

Software para la enseñanza de algoritmos

Esta aplicación [5] está implementada en el lenguaje de programación Java, por medio de *applets*. En dicho trabajo se encuentran dos animaciones que presentan el algoritmo *Mergesort* y el TDA Pila. Para acceder a las animaciones se tiene un sitio web donde mediante un tutorial se presenta una descripción del funcionamiento del TDA Pila, algunas imágenes para su explicación, y finalmente la animación.

Para ilustrar la animación del TDA Pila se utilizó el ejemplo de un palíndromo, palabra o expresión que es igual si se lee de izquierda a derecha que de derecha a izquierda. La animación cuenta con cinco opciones: *Iniciar*, *Detener*, *Pausar*, *Paso a Paso* y *Continuar*. El usuario debe proporcionar la palabra a evaluar; la animación corta la palabra en letras y las coloca en una pila; en la interfaz se observan dos arreglos, uno en el que se van sacando letras y otro en el que se van agregando, para así mostrar si la palabra se lee igual de izquierda a derecha que de derecha a izquierda.

3. Levantamiento de requerimientos

Para la realización de este material didáctico se tuvieron los siguientes requisitos:

1. Por cada TDA deberá realizarse un *applet*.
2. Los *applets* deberán estar basados en situaciones de la vida real, con las que cualquier persona estaría familiarizado; y deberán ilustrar cómo operan las estructuras propuestas.
3. Los *applets* deberán permitir la interacción con los alumnos. Cada *applet* tendrá las siguientes operaciones: *Crear*, operación que permitirá al estudiante indicar el tamaño de la estructura; *Agregar*, operación que permitirá al estudiante agregar elementos al TDA; *Quitar*, operación que permitirá al estudiante quitar elementos del TDA; *Reiniciar*, operación que permitirá al estudiante indicar al *applet* que vuelva a su estado inicial, dando la oportunidad de volver a operar el TDA.
4. Se requiere además, de una vista que ejemplifique cómo se vería el TDA en memoria. Deberá existir un apuntador que indique el tope, el frente, el siguiente y último elemento según corresponda a la estructura o TDA que se esté probando.

4. Identificación y redacción de casos de uso

En esta sección se muestran los casos de uso identificados al momento de hacer el análisis de requerimientos correspondiente. Para cada uno de los casos de uso se identifica al actor principal, precondiciones, postcondiciones, el flujo básico del caso de

uso y el flujo alternativo. Por cuestiones de espacio, solamente se mostrarán algunos de los casos de uso que fueron identificados para el TDA Pila. En la Tabla 1 se presenta el caso de uso *Crear Pila*; en la Tabla 2 se muestra el caso de uso *Operar Pila*; y finalmente, en la Tabla 3 se tiene el caso de uso *Reiniciar Pila*.

Caso de uso: Crear Pila	
Actor Principal	Estudiante.
Precondición	Haber ingresado al documento HTML.
Postcondición	Poder operar la pila.
Flujo Básico	
Paso 1	El estudiante ingresa el tamaño de la pila.
Paso 2	El estudiante da clic en el botón Crear.
Paso 3	El sistema muestra gráficamente la pila del tamaño indicado por el estudiante.
Flujo Alternativo	
Paso 3a	El sistema muestra un mensaje de error, indicando el tamaño máximo que puede elegir.

Tabla 1. Caso de Uso Crear Pila.

Caso de uso: Operar Pila	
Actor Principal	Estudiante.
Precondición	Haber creado una pila.
Postcondición	Posibilidad de reiniciar el applet.
Flujo Básico	
Paso 1	El estudiante da clic en el botón <i>Push</i> .
Paso 2	El sistema inserta un nuevo elemento al final de la pila.
Paso 3	El estudiante da clic en el botón <i>Pop</i> .
Paso 4	El sistema extrae el último elemento de la pila.
Paso 5	El sistema actualiza el <i>TOP</i> después de cada operación.
Flujo Alternativo	
Paso 2a	El sistema bloquea el botón <i>Push</i> dado que la pila está llena.
Paso 4a	El sistema bloquea el botón <i>Pop</i> dado que la pila está vacía.

Tabla 2. Caso de Uso: Operar Pila.

Caso de uso: Reiniciar Pila	
Actor Principal	Estudiante.
Precondición	Haber creado u operado pila.
Postcondición	Volver a operar pila.
Flujo Básico	
Paso 1	El estudiante da clic en el botón <i>Reiniciar</i> .
Paso 2	El sistema reinicia el applet.

Tabla 3. Caso de Uso: Reiniciar Pila.

Diagrama de casos de uso

En la Figura 1 se muestra de manera resumida los casos de uso descritos previamente, mediante un diagrama, en el cual se observa que el único actor es el estudiante, quien puede interactuar con los diferentes TDA en el sistema.

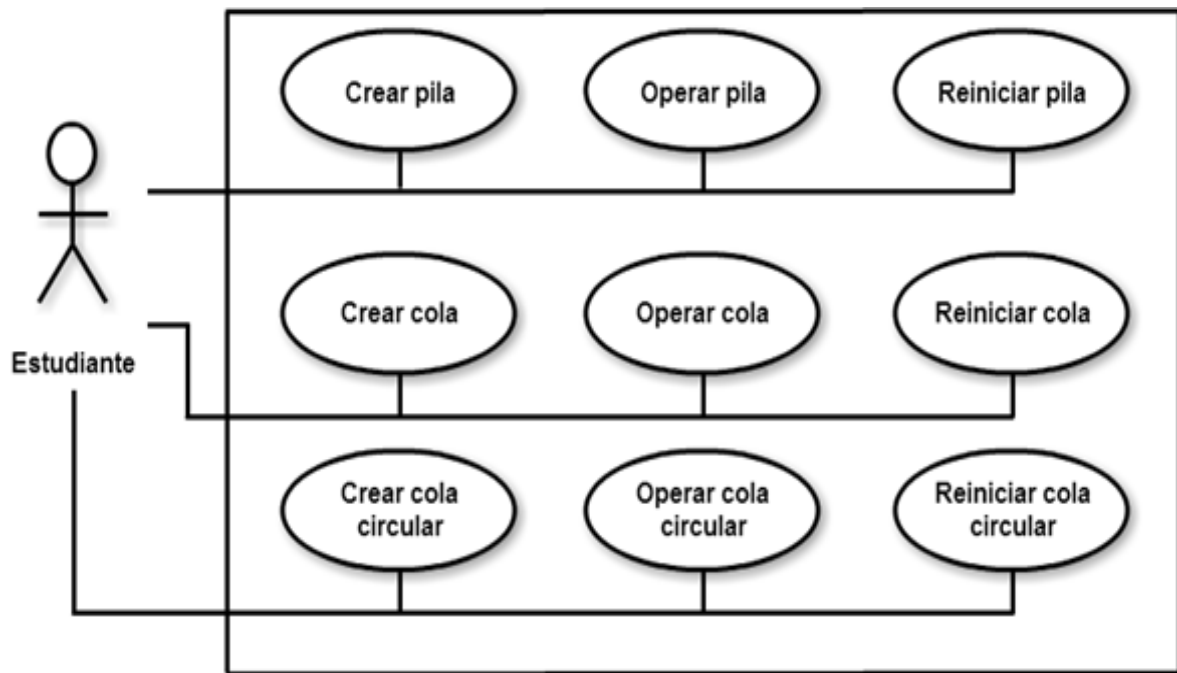


Fig. 1. Diagrama de Casos de Uso.

5. Diagramas y artefactos desarrollados

En esta sección se muestra de manera detallada algunos de los artefactos construidos durante el desarrollo de este material didáctico. Es conveniente recordar que la metodología del proceso unificado no es una metodología estricta en cuanto a la cantidad de documentación que se debe de generar durante el desarrollo de una aplicación [6]. Por el contrario, el proceso unificado sugiere utilizar sólo los documentos necesarios. Para este proyecto se realizó la siguiente documentación y artefactos: casos de uso, modelo del dominio, diagramas de secuencia, diagrama de clases, reportes de pruebas.

En la Figura 2 se muestra el Modelo de Dominio, donde se observan los tres TDA (pila, cola y cola circular), para los cuales se desarrollaron los *applets*.

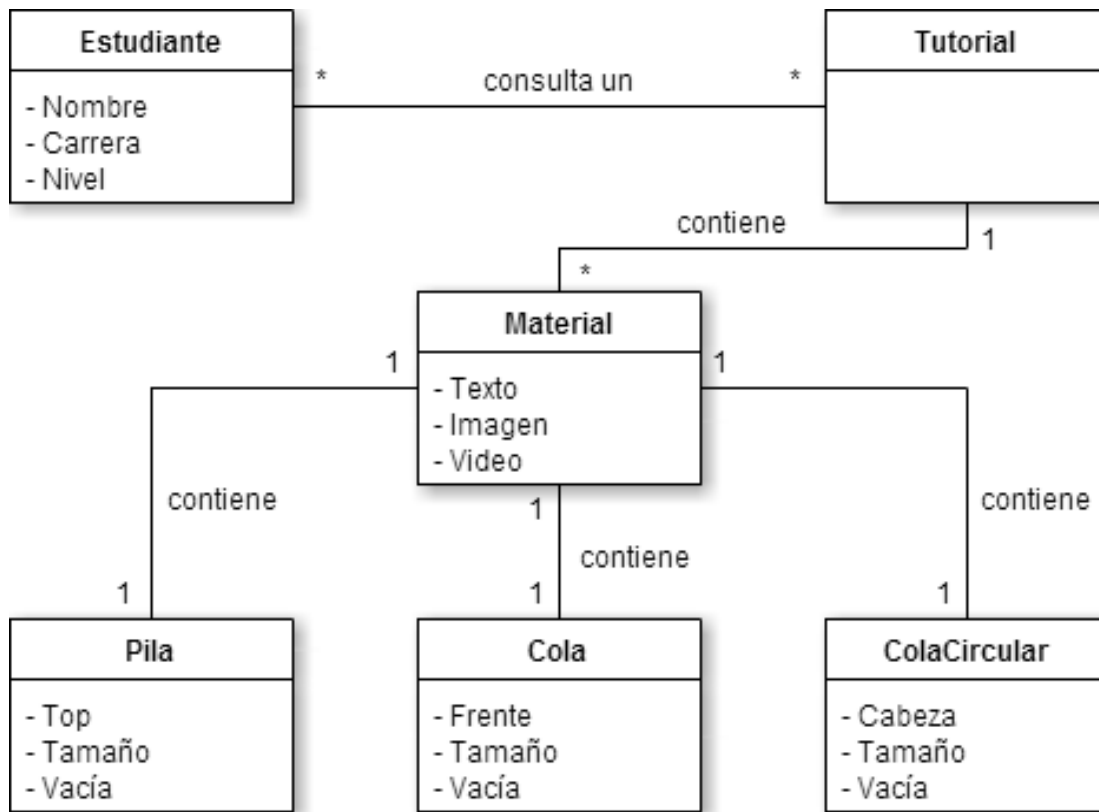


Fig. 2. Modelo de dominio.

Diagramas de secuencia

En esta sección se muestran los diagramas de secuencia, los cuales representan la interacción que existe entre los objetos o componentes del sistema; en este caso, muestran la ejecución de métodos entre los objetos que componen los *applets*. Cabe señalar, que solo se muestran algunos de los diagramas de secuencia del TDA Pila.

En la Figura 3 se muestra el diagrama de secuencia para crear una pila; en la Figura 4 se observa el diagrama de secuencia para insertar un elemento en una pila; en la Figura 5 se ilustra el diagrama de secuencia para extraer un elemento de una pila.

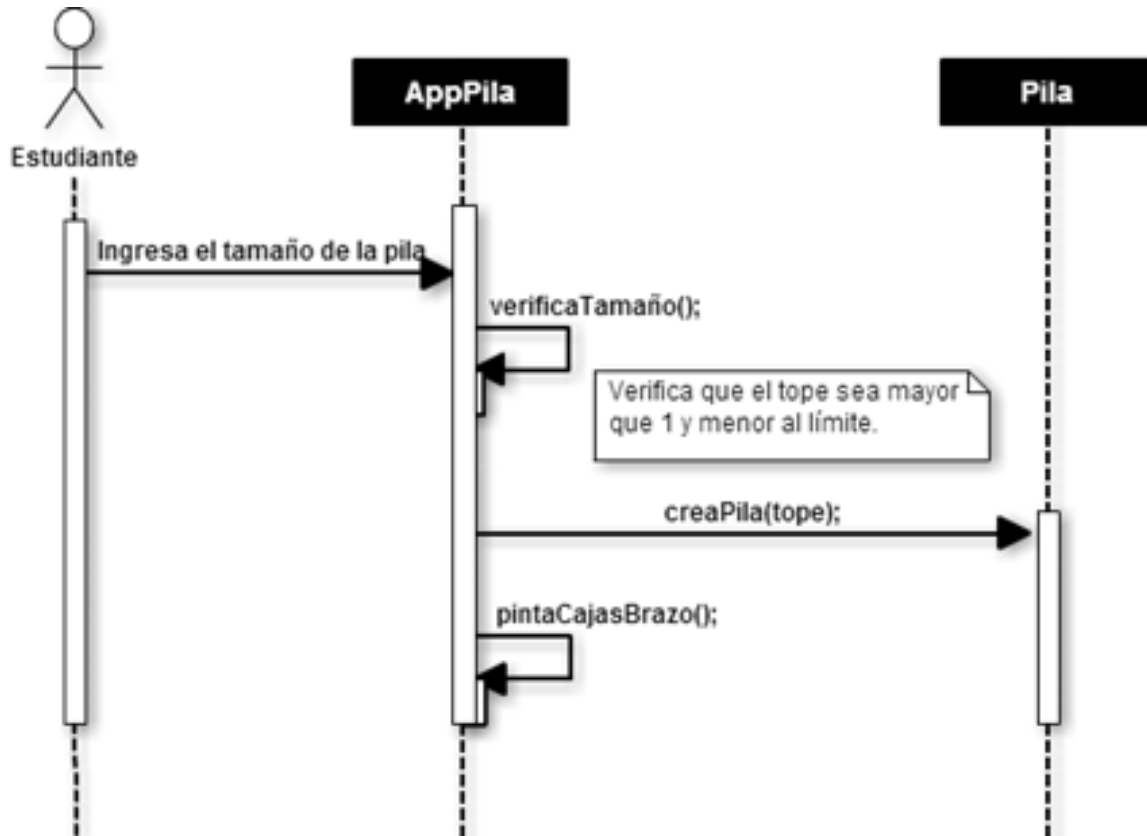


Fig. 3. Diagrama de secuencia para crear una pila.

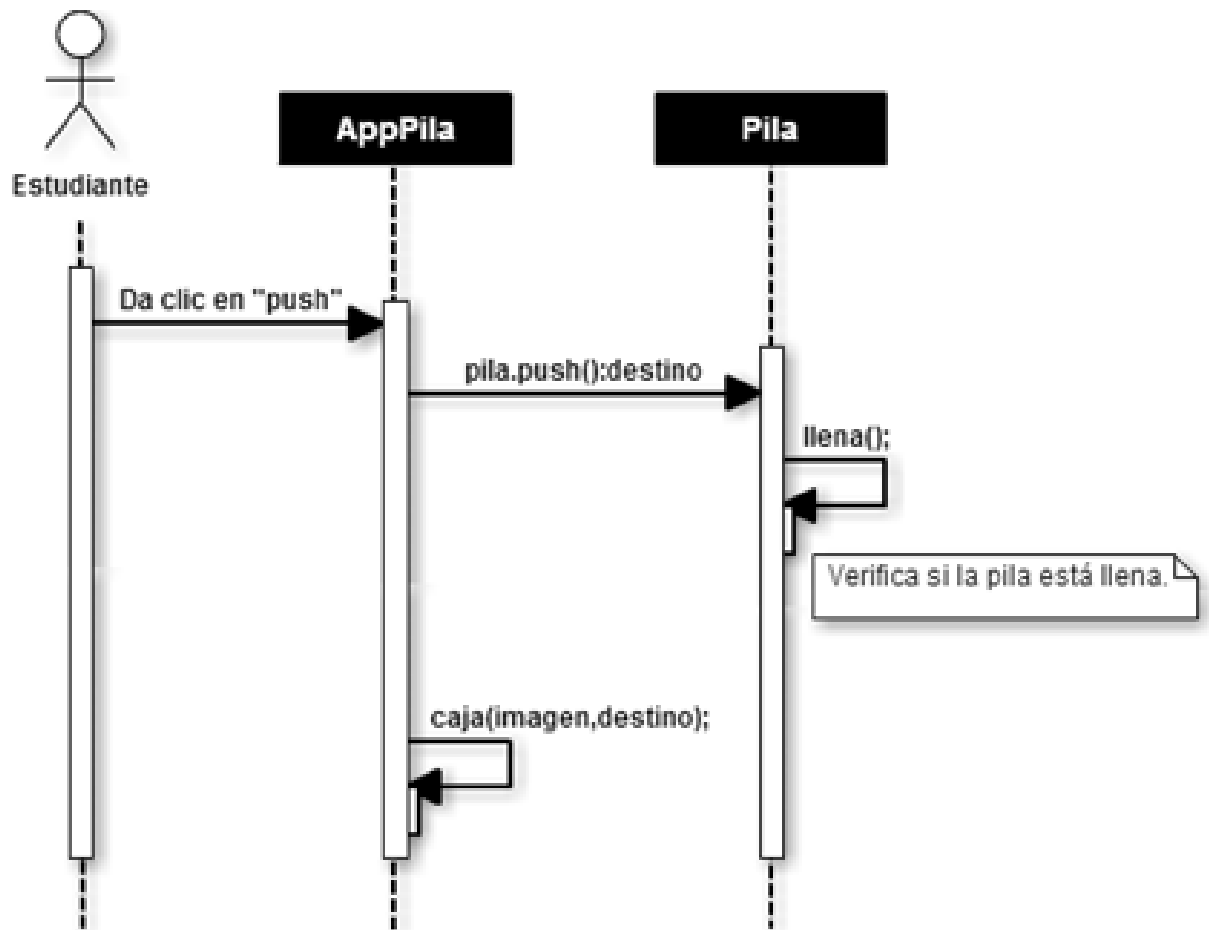


Fig. 4. Diagrama de secuencia para insertar un elemento en una pila.

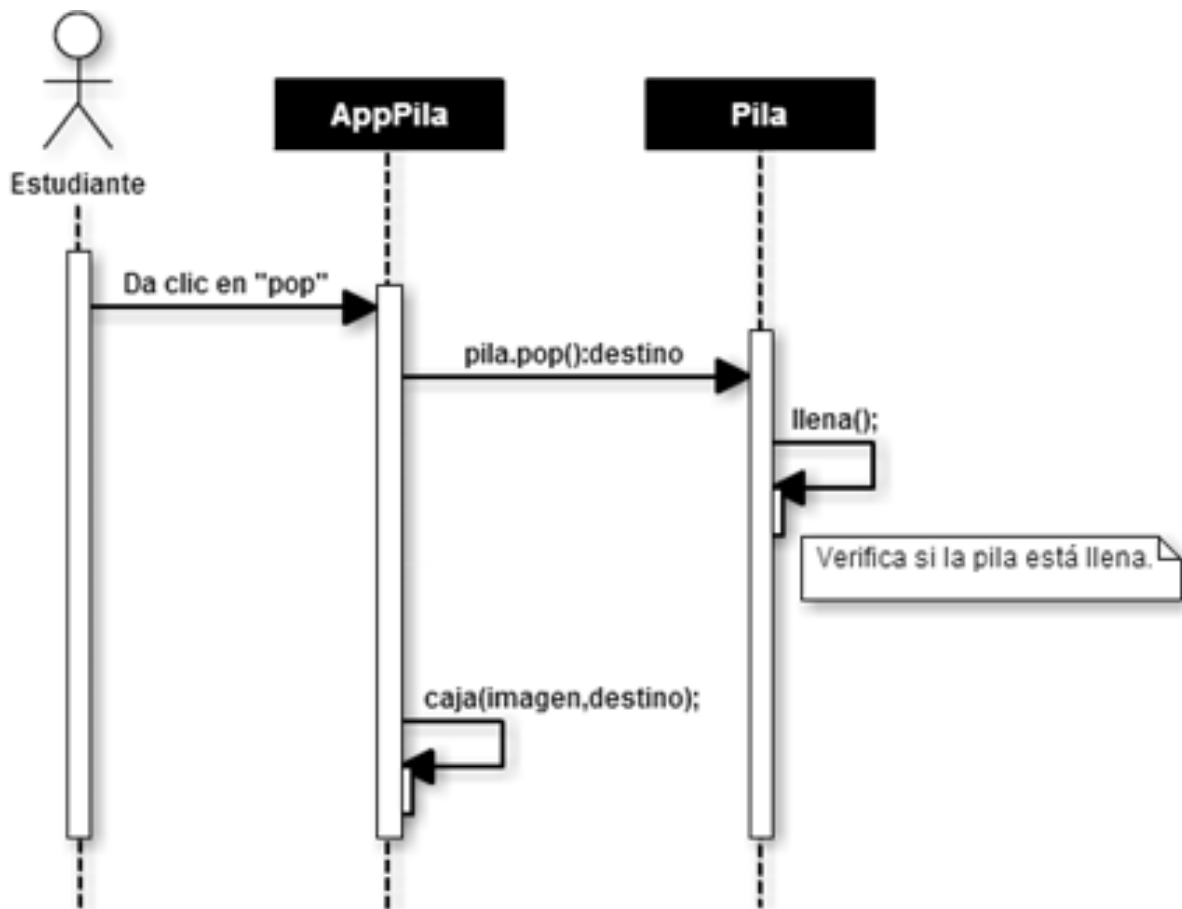


Fig. 5. Diagrama de secuencia para extraer un elemento de una pila.

6. Implementación de los applets

En esta sección se presenta la implementación de los tres *applets* descritos previamente: *applet* del TDA cola, *applet* del TDA cola circular, y *applet* del TDA pila. En las subsecciones siguientes se describen los escenarios utilizados para ilustrar cada uno de los TDA, así como su funcionamiento.

Applet del TDA cola

Para la implementación de este *applet* se diseñaron las imágenes mostradas en la Figura 6, las cuales representan lo siguiente: a) la caja de regalo vacía representa un espacio de memoria vacío en la cola; b) la caja de regalo llena representa un espacio de memoria lleno en la cola, es decir, un elemento que ha sido *encolado*; c) la caja de regalo abierta representa un espacio de memoria que ha sido desocupado en la cola, es decir, un elemento que ha sido *desencolado*; d) la persona caminando representa la ejecución de la operación que *encolará* o *desencolará* los elementos en la cola. Estas imágenes son utilizadas en conjunto con un escenario que también fue diseñado para ilustrar las operaciones de *encolamiento* y *desencolamiento* de elementos.



Fig. 6. Imágenes utilizadas en el applet del TDA cola.

La Figura 7 muestra el *applet* del TDA cola en ejecución, donde se observa una cola que ya ha sido creada con cuatro espacios en memoria, representados por las cajas de regalo, las cuales se encuentran inicialmente vacías cuando la cola ha sido creada. La mecánica de la animación de este *applet* se describe a continuación. El usuario del *applet* del TDA cola puede realizar las operaciones de *encolar* y *desencolar*, a través de los botones que se encuentran en la parte inferior.

La operación *encolar* pone en acción a la persona, la cual camina hasta el primer espacio de memoria disponible de la cola y *encola* el elemento, lo cual es representado

por el cambio de imagen de la caja de regalo vacía a la caja de regalo llena, simulando que la persona ha depositado un regalo en la caja. En este caso la operación *encolar* puede ser ejecutada únicamente cuatro veces, ya que en este ejemplo existen cuatro espacios de memoria disponibles. Cabe señalar que en una cola no es posible *encolar* elementos en espacios de memoria que ya han sido previamente ocupados (elementos que han sido *desencolados*).

La operación *desencolar* pone en acción a la persona, la cual camina hasta el primer espacio de memoria lleno de la cola y *desencola* ese elemento, lo cual es representado por el cambio de imagen de la caja de regalo llena a la caja de regalo abierta, simulando que la persona ha sacado el regalo de la caja.

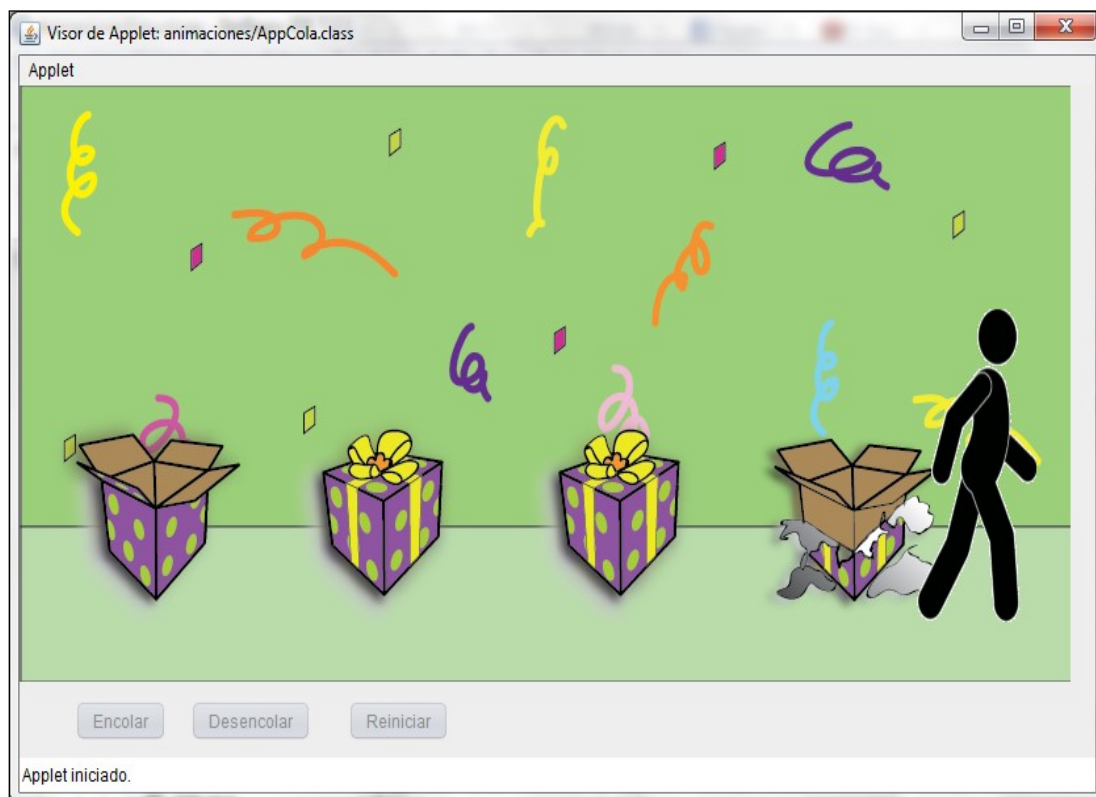


Fig. 7. Applet del TDA cola en ejecución.

En el caso específico de la Figura 7, el usuario *encoló* tres elementos en la cola, y *desencoló* un elemento, como se puede observar por las imágenes de las cajas de

regalo: el primer espacio de memoria ha sido *desencolado* (caja de regalo abierta), los dos siguientes espacios de memoria tienen elementos *encolados* (cajas de regalo llenas), y el último espacio de memoria está aún vacío (caja de regalo vacía). La animación termina cuando el usuario ha *encolado* y *desencolado* los cuatro elementos posibles en este ejemplo; o cuando se presiona el botón de reiniciar, con el cual se reinicia el *applet* y se puede crear una nueva cola con un número determinado de espacios de memoria (cajas de regalo vacías).

Applet del TDA cola circular

Para la implementación de este *applet* se diseñaron las imágenes mostradas en la Figura 8, las cuales representan lo siguiente: a) la silla vacía representa un espacio de memoria vacío en la cola circular; b) la persona sentada en la silla representa un espacio de memoria lleno en la cola circular, es decir, un elemento que ha sido *encolado*; c) la persona caminando representa la ejecución de la operación *encolar* si la persona se sentará en alguna silla, o *desencolar* si la persona se ha levantado de una silla en la que estaba sentada. Estas imágenes son utilizadas en conjunto con un escenario que también fue diseñado para ilustrar las operaciones de *encolamiento* y *desencolamiento* de elementos.

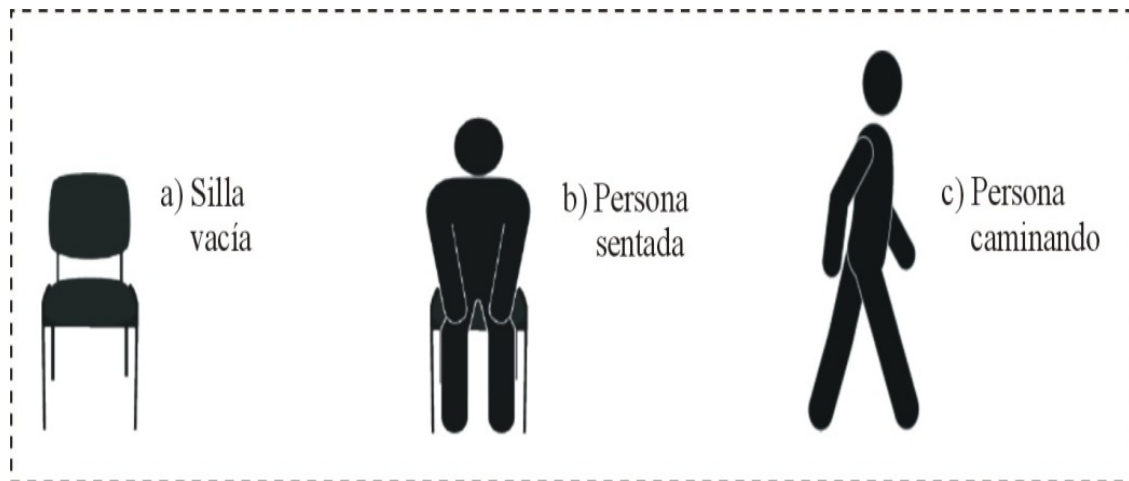


Fig. 8. Imágenes utilizadas en el applet del TDA cola circular.

La Figura 9 muestra el *applet* del TDA cola circular en ejecución, donde se observa una cola que ya ha sido creada con cinco espacios en memoria, representados por las sillas, las cuales se encuentran inicialmente vacías cuando la cola circular ha sido creada. La mecánica de la animación de este *applet* se describe a continuación. El usuario del *applet* del TDA cola circular puede realizar las operaciones de *encolar* y *desencolar*, a través de los botones que se encuentran en la parte inferior.

La operación *encolar* pone en acción a una persona, la cual camina hasta el primer espacio de memoria disponible de la cola y *encola* el elemento, lo cual es representado por el cambio de imagen de la silla vacía a la persona sentada en la silla, simulando que la persona ha ocupado la silla. En este caso la operación *encolar* puede ser ejecutada tantas veces como sillas vacías existan, ya que en una cola circular se pueden *encolar* elementos en espacios de memoria que ya han sido previamente ocupados (elementos que han sido *desencolados*).



Fig. 9. Applet del TDA cola circular en ejecución.

La operación *desencolar* pone en acción a la persona que se encuentra sentada en la silla al inicio de la cola circular, la cual se levanta de la silla y la deja libre, es decir, *desencola* el elemento de la cola circular, lo cual es representado por el cambio de imagen de la silla ocupada a la silla vacía, simulando que la silla queda libre al haberse levantado la persona de la silla.

En el caso específico de la Figura 9, el usuario *encoló* dos elementos en la cola, y *desencoló* un elemento, como se puede observar por las imágenes de las sillas: el primer espacio de memoria ha sido *desencolado*, ya que la persona se ha levantado de la silla; el siguiente espacio de memoria tiene un elemento *encolado* (silla ocupada por la persona sentada), y los últimos espacios de memoria están aún vacíos (sillas vacías). La animación termina cuando el usuario presiona el botón de reiniciar, con el cual se reinicia el *applet* y se puede crear una nueva cola con un número determinado de espacios de memoria (sillas vacías).

7. Pruebas

En esta sección se muestran algunas de las pruebas que se realizaron a cada uno de los *applets* desarrollados, las cuales consistieron en probar que los casos de uso correspondientes se llevaran a cabo de manera correcta. Solo se muestran dos pruebas realizadas sobre al *applet* del TDA pila. La Tabla 4 muestra el control de prueba para la operación de *Crear Pila*; y en la Tabla 5 para la operación *Push*.

Control de Prueba	
Nombre del módulo: AppPila	Nombre de prueba: Crear Pila
Versión de módulo: 03	Versión de prueba: 03
Detalle de Prueba	
Fecha de realización: 07/10/14	Realizado por: Betzabet García Mendoza
Objetivo:	Crear la estructura de una Pila, con el número de elementos deseados por el usuario.
Operación de prueba:	Se ingresa en el campo de texto el número 4. Se da clic en el botón Crear. El sistema muestra una grúa con cajas a su lado.
Resultado esperado:	El usuario indica el tamaño de la Pila y el sistema la crea del tamaño indicado.
Resultado obtenido:	¿Éxito? Sí (X) No () ¿Por qué?

Tabla 4. Control de prueba: crear pila.

Control de Prueba	
Nombre del módulo: AppPila	Nombre de prueba: Push
Versión de módulo: 03	Versión de prueba: 03
Detalle de Prueba	
Fecha de realización: 07/10/14	Realizado por: Betzabet García Mendoza
Objetivo:	Insertar un elemento en la Pila.
Operación de prueba:	Se da clic en el botón Push. El sistema muestra gráficamente como se inserta un elemento en la Pila.
Resultado esperado:	El sistema inserta un nuevo elemento en la Pila.
Resultado obtenido:	¿Éxito? Sí (X) No () ¿Por qué?

Tabla 5. Control de prueba: push.

8. Conclusiones

En este artículo se presentaron tres *applets* desarrollados en el lenguaje de programación Java, los cuales se utilizan como material didáctico para apoyar los cursos de estructuras de datos de licenciatura. Los *applets* demuestran de una manera dinámica, atractiva, y con ejemplos de la vida cotidiana, el funcionamiento de los tipos de datos abstractos pila, cola y cola circular, en los cuales el estudiante interactúa mediante la creación de instancias de cada uno de los tipos de datos abstractos, y ejecutando el conjunto de operaciones definido para cada uno.

Dentro del trabajo futuro se planea desarrollar más *applets* para representar otros tipos de datos abstractos. Adicionalmente, se planea realizar pruebas de funcionalidad y usabilidad con estudiantes, así como incorporar estos *applets* a una plataforma de tutoriales interactivos [7], [8], y manejarlos de manera independiente como un conjunto de objetos de aprendizaje [9].

9. Referencias

- [1] A. Aho, J. Hopcroft, J. Ullman, Estructuras de Datos y Algoritmos. Editorial Alhambra Mexicana. 1998. 438 pp.
- [2] L. Joyanes, Fundamentos de Programación. Algoritmos, Estructuras de Datos y Objetos. Cuarta Edición. 2008. Editorial McGraw Hill.
- [3] Tutorial Interactivo de Estructuras de Datos. Disponible en: http://osiris.ucb.edu.bo/~inf104/index_html/Colas%20y%20pilas.htm. Último acceso en septiembre de 2015.
- [4] Una Herramienta para el Estudio de Estructuras de Datos y Algoritmos. Disponible en: http://eprints.ucm.es/6281/1/Cap._2_.p_13-23.pdf. Último acceso en Septiembre 2015.
- [5] Software para la enseñanza de los Algoritmos, Departamento de Ingeniería Eléctrica. Disponible en: <http://148.206.53.84/tesiuami/UAMI10755.pdf>. Último acceso en Septiembre 2015.

- [6] C. Larman. UML y Patrones: Una Introducción al análisis y diseño orientado a Objetos y al proceso Unificado. 2a Edición. 2008. Prentice Hall.
- [7] C. Jaimez-González, C. Sánchez-Sánchez, S. Zepeda-Hernández, "A Web Platform for Creating and Administering Interactive Online Tutorials". Proceedings of the Canada International Conference on Education. Toronto, Canada. 4-7 Abril 2011. 88-92 pp.
- [8] C. Jaimez-González, C. Sánchez-Sánchez, S. Zepeda-Hernández, "Creating and Administering Interactive Online Tutorials and Performance Evaluation Tests Through a Novel Web Platform". International Journal for Cross-Disciplinary Subjects in Education (IJCDSE). Infonomics Society. Vol. 2. No. 3. Septiembre 2011. 447-455 pp.
- [9] C. Jaimez-González, W. Luna-Ramirez, "Supporting Structured Programming Courses Through a Set of Learning Objects". Proceedings of the IEEE International Conference on Information Society (i-Society). London, UK. 10-12 Noviembre 2014. 124-128 pp.

10. Autores

Betzabet García Mendoza es estudiante de la Licenciatura en Tecnologías y Sistemas de Información (LTSI), en la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa (UAM-C). Sus intereses se centran principalmente en el desarrollo de aplicaciones web dinámicas adaptables a diferentes dispositivos.

Pablo Ruíz Mendoza es estudiante de la LTSI en la UAM-C. Sus intereses se centran principalmente en el desarrollo de aplicaciones web dinámicas.

Gerardo Real Flores es estudiante de la LTSI en la UAM-C. Sus intereses se centran principalmente en el desarrollo de aplicaciones web dinámicas.

Carlos Roberto Jaimez González obtuvo el doctorado en Ciencias de la Computación y la maestría en Tecnologías para Comercio Electrónico, ambos por la Universidad de Essex, en el Reino Unido; es Licenciado en Computación por la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Iztapalapa. Actualmente es profesor investigador del

Departamento de Tecnologías de la Información, de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa; es miembro del Sistema Nacional de Investigadores. Dentro de sus intereses de investigación están las tecnologías y sistemas para apoyar la educación superior, interoperabilidad en sistemas distribuidos, objetos distribuidos y servicios web, XML y tecnologías relacionadas, aplicaciones web y móviles para comercio electrónico, así como sistemas multiagente.

Esaú Villatoro Tello es profesor investigador del Departamento de Tecnologías de la Información, de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Cuajimalpa. Dentro de sus intereses de investigación está el procesamiento de lenguaje natural.

Experiencia de didáctica lúdica para incentivar el aprendizaje

Sergio Zepeda-Hernández

Universidad Autónoma Metropolitana - Cuajimalpa, Av. Vasco de Quiroga 4871, Cuajimalpa Santa Fe,
C.P. 05348, México D.F., Teléfono: 5814-6500 ext. 6961
jzepeda@correo.cua.uam.mx

Rocío Abascal-Mena

Universidad Autónoma Metropolitana - Cuajimalpa, Av. Vasco de Quiroga 4871, Cuajimalpa Santa Fe,
C.P. 05348, México D.F., Teléfono: 5814-6500 ext. 6961
mabascal@correo.cua.uam.mx

Erick López-Ornelas

Universidad Autónoma Metropolitana - Cuajimalpa, Av. Vasco de Quiroga 4871, Cuajimalpa Santa Fe,
C.P. 05348, México D.F., Teléfono: 5814-6500 ext. 6961
elopez@correo.cua.uam.mx

Resumen

Uno de los grandes retos actuales en instituciones dedicadas a la educación, es encontrar nuevas alternativas que permitan incentivar el aprendizaje en los estudiantes. Actualmente existen diversos modelos y técnicas tratando de mejorar el proceso de enseñanza-aprendizaje, pero en muchos casos se sigue impartiendo clase a través del método tradicional. Este artículo muestra la experiencia obtenida al experimentar con una propuesta de cambio en la didáctica a nivel licenciatura para hacerla más activa y estimular el interés del estudiante por aprender. La propuesta involucra características de: Aprendizaje Activo, Ludificación y Contagio Emocional. La investigación realizada fue orientada a estudiar el grado de aceptación de la didáctica propuesta y monitorear como esta influía en el comportamiento de los estudiantes a lo largo del curso.

Palabra(s) Clave(s): aprendizaje activo, didáctica, investigación educativa, ludificación.

1. Introducción

Hoy día estamos ante un nuevo contexto y panorama docente que nos obliga a buscar nuevas alternativas en la didáctica de nuestras clases. Las aulas tienen estudiantes que se aburren rápidamente, están desmotivados, prestan poca atención y continuamente se distraen a través de su celular para consultar las redes sociales [1].

Diferentes técnicas de educación se pueden encontrar en la literatura científica como: Educación Basada en Competencias, Aprendizaje Invertido, Aprendizaje Basado en Problemas, entre otras [2, 3], pero en diversas ocasiones muchas de estas técnicas no son implementadas en el aula debido a problemas como: no son completamente entendidas, se dificulta su implementación, no se tiene la preparación docente, se tiene infraestructura y espacios deficientes, o simplemente el contexto no lo permite, por lo cual; de manera general sigue predominando el método tradicional donde el aprendizaje es centrado en el profesor y el alumno tiene un alto grado de pasividad [4].

En base a experiencias docentes anteriores, al inicio de la investigación nos planteamos la siguiente hipótesis: *“Una didáctica más activa y lúdica con cambios significativos, puede generar un impacto motivacional, incentivar el aprendizaje y provocar cambios positivos en la conducta de los estudiantes”*.

Buscando evidencia de nuestra hipótesis, se creó una propuesta didáctica basada en el uso de las diversas técnicas aprendizaje y educación, para tenerlas como recurso de aplicación de planteamiento de actividades y orientarlas en base al Método de Aprendizaje Activo [5]; a su vez, proveer un recurso Lúdico (Gamification) [6] y trabajar bajo un ambiente de Contagio Emocional (integración y socialización) [7].

A continuación se muestra los elementos utilizados, para implementar el enfoque de didáctica presentado en esta investigación.

2. Desarrollo

El proceso enseñanza aprendizaje se ha convertido actualmente en un problema cada vez más complejo de resolver de manera satisfactoria, debido a la influencia de diversos factores físicos como: infraestructura, mobiliario, contexto, espacios, aulas, y sin olvidar los factores humanos como: desmotivación, distracción por dispositivos, dependencia a redes sociales, baja autoestima, corto tiempo de atención, falta de integración, por sólo citar algunos.

Todo esto genera un ambiente hostil para los docentes, que a su vez tienen que preparar clases, crear ejercicios, revisar tareas, realizar y revisar exámenes, así como finalmente lidiar con un frustrante bajo rendimiento escolar, lo cual muchas veces genera también una desmotivación en los profesores. Con este panorama, los docentes tratan de reflexionar acerca de su práctica y buscan maneras de fortalecer sus procesos de enseñanza para adaptarse a los modelos institucionales y buscar innovar para fortalecer su labor académica. De esta manera, tratar de mejorar involucra varios componentes como: *Didáctica, Técnicas de Aprendizaje, Emociones, Modelos Educativos, Factores de Contexto, Factores Sociales*. En esta investigación sólo nos enfocamos en los tres primeros, los cuales describimos a continuación.

2.1. Didáctica

Al igual que muchos otros términos, la Didáctica tiene un sinnúmero de definiciones que la conciben como: ciencia, técnica, arte, norma, estudio, doctrina y procedimiento [15]. En nuestra investigación tomamos la definición dada por Nerici donde describe y define a la Didáctica como: *“Un conjunto de técnicas a través de las cuales se realiza la enseñanza: para ello reúne con sentido práctico todas las conclusiones que llegan a la ciencia de la educación”* [8, 9].

La didáctica es parte fundamental del proceso enseñanza-aprendizaje, y las fallas o aciertos realizados en este componente, afectan de manera sustancial el ambiente en el aula, así como el objetivo primordial que es el aprendizaje.

2.2. Técnicas de aprendizaje

Actualmente existen muchas propuestas de técnicas de aprendizaje y cada una tiene un enfoque específico. Después de realizar un estudio general de ellas, observamos que podíamos tomar varias e integrarlas en un método general que nos permitiera el uso de todas las técnicas estudiadas bajo un mismo esquema. Es así, como se consideró el Método de Aprendizaje Activo como el idóneo para este enfoque:

El método de Aprendizaje activo no tiene una definición única, ya que ha sido tema de muchas investigaciones, pero presentamos dos que consideramos más se acercan a nuestro propósito:

Aprendizaje Activo:

- Es un método de enseñanza el cual involucra a los estudiantes de manera activa en la clase [5].
- Alguna cosa que involucra a los estudiantes en hacer cosas y pensar sobre qué es lo que ellos están haciendo [10].

Bajo este método los estudiantes [5]:

- Son protagonistas y no sólo escuchas de la clase.
- Realizan trabajo en clase de manera grupal o individual.
- Reciben motivación de aprender y adaptarse al medio.
- Reciben rápida retroalimentación del profesor.
- Se involucran en órdenes de pensamiento (análisis, síntesis, evaluación).

Así, el propósito inicial de trabajar con esta técnica, es lograr que el estudiante pase de un estado pasivo a un estado muy activo en la clase, con miras a modificar hacía una actitud más positiva, debido a que ya no sólo asiste a una clase, ahora él es parte de la clase. Aunque esta concepción de aprendizaje no es nueva, muchas veces es muy difícil llevarla a la práctica, porque es necesaria una buena capacidad del docente para implementarla en base a las condiciones del contexto donde imparte su clase.

De manera general, el uso de este método de aprendizaje tiene como principal objetivo hacer protagonista al estudiante en la clase, trabajando en actividades individuales o grupales y recibir rápida retroalimentación al hacer cosas y aprender de ellas. Podemos observar que para trabajar bajo este esquema, es necesaria la creación de diversas actividades que permitan involucrar al estudiante.

Aquí encontramos una línea fina y delicada, debido a que si implementamos una sola mecánica de realizar las actividades, rápidamente se ingresa a la rutina y por consiguiente la desmotivación. Es por ello, que proponemos la inmersión de varias técnicas de aprendizaje dentro del Método de Aprendizaje Activo y estas actúen como mecánica para realizar actividades que mantengan involucrado al estudiante. Es decir, trabajar bajo el Método de Aprendizaje Activo y hacer uso de técnicas como: Aprendizaje Colaborativo (AC), Aprendizaje Basado en Problemas (ABP), Aula Invertida (AI), Aprendizaje Móvil (AM), Educación Basada en Competencias (EBC), etc. Así, el estudiante queda inmerso en actividades con mecánicas y estilos diferentes, lo cual produce variedad y novedad en cada clase, a su vez el profesor actúa como guía y provee retroalimentación constante al estudiante (ver Fig.1).

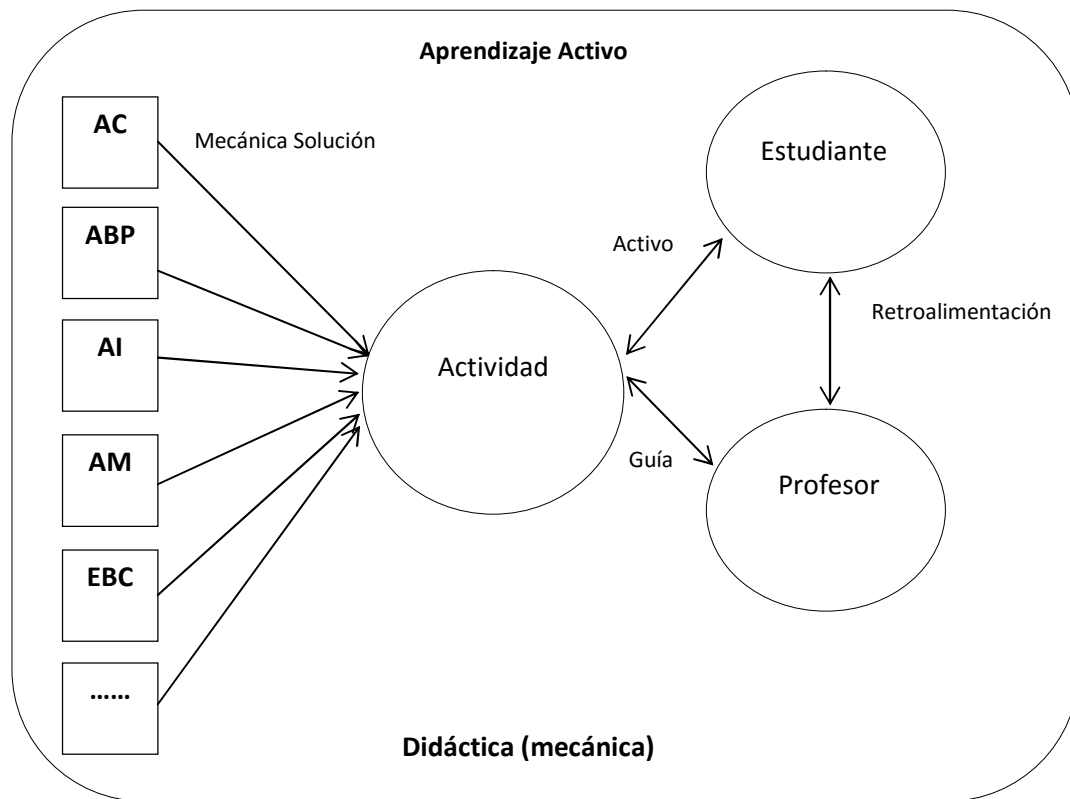


Fig. 1. Enfoque de didáctica basada en aprendizaje activo usando diversas técnicas de aprendizaje.

Ludificación

La ludificación es el proceso de usar la teoría de mecánica de juegos para enganchar a los usuarios y transformar una actividad rutinaria y poco atractiva, en una actividad dinámica y motivante. Al igual que otras técnicas no tiene una definición única, pero la definición que usamos en esta investigación es:

- Técnica que utiliza la mecánica del juego, la estética y el pensamiento del juego para involucrar a la gente, motivar la acción, promover el aprendizaje, y resolver problemas [11].

Alrededor del mundo existe un especial interés de investigación por integrar esta técnica en ambientes educativos, y lograr hacer las clases más recreativas, activas y elevar la Metacognición de los estudiantes, para lograr conocimiento significativo.

La Ludificación hace uso de distintos recursos y contexto de uso, desde los más sofisticados (video juegos educativos, actividades emulando juegos complejos), a los más simples (actividades sencillas e ingeniosas), que usan recursos gratuitos, baratos, sencillos que ayudan a recrear una actividad.

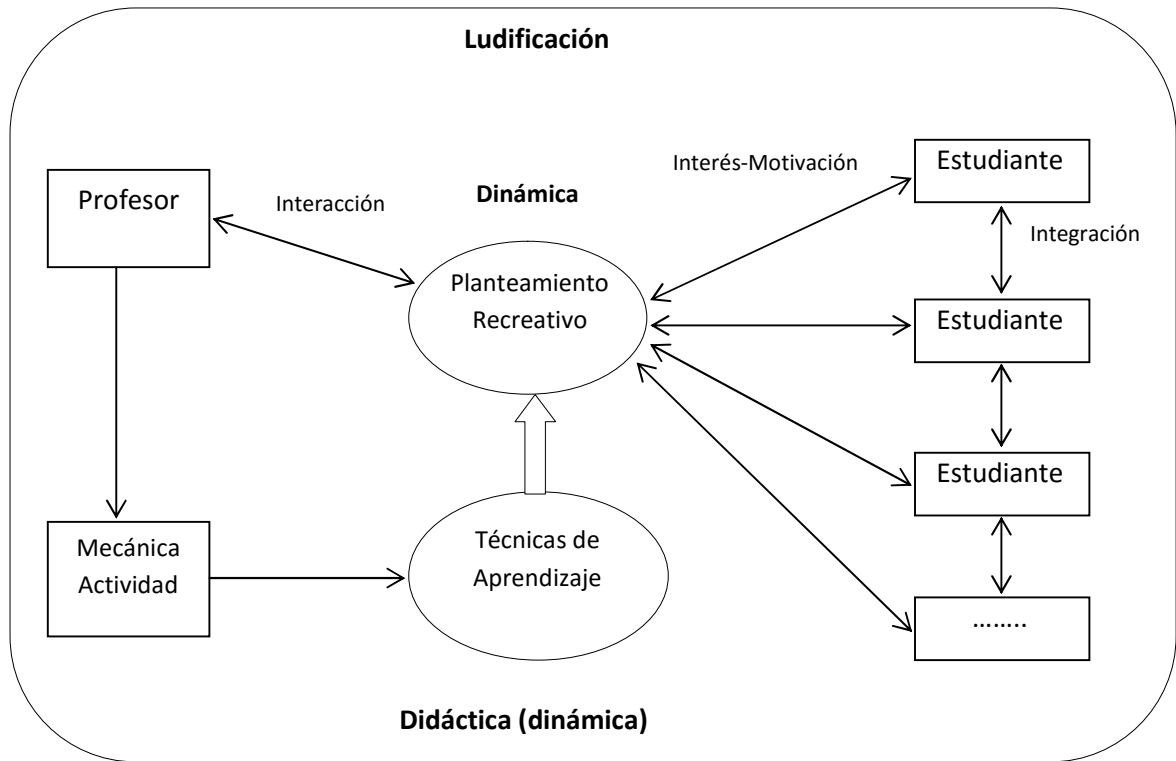


Fig. 2. Uso de Técnicas de Ludificación para motivar las actividades en clase.

En este estudio, la Ludificación es enfocada para usarse en el planteamiento de problemas o actividades, con el fin de causar interés y motivación por realizarlas. Así que el planteamiento de este estudio no es sólo usarla como una técnica de aprendizaje, si no como parte de la dinámica en la didáctica, que permita plantear de manera lúdica y recrear las actividades por realizar (ver Fig. 2).

Contagio Emocional

Las emociones son una parte fundamental en el comportamiento de los humanos, estar mal humor provoca que las acciones que se hacen al momento sean realizadas sin motivación, sin cuidado, sin ánimo y con errores. Este aspecto de interacción con emociones entre personas, no ha sido lo suficientemente considerado en diferentes modelos de educación y técnicas de aprendizaje, pero sabemos que es parte fundamental y pilar de la interacción entre profesor y alumnos; así como parte medular del comportamiento, motivación y una actitud positiva hacia el aprendizaje de nuevo conocimiento [12].

Biológicamente estamos constituidos para ser seres sociales como parte de un propósito adaptativo, por lo que estamos condicionados a imitar y adoptar el estado de ánimo de las personas que nos rodean o con las cuales tenemos contacto. A su vez, si podemos manejar nuestras emociones a actitudes positivas y contagiarlas, esto fomenta un estado de empatía, cohesión de grupo, sincronía de interacción e imitación [13].

El contagio emocional lo podemos definir como:

- La tendencia a imitar automáticamente y sincronizar expresiones, vocalización, posturas, y movimientos de otra persona y consecuentemente converger emocionalmente [7].

A través de diversos experimentos se ha demostrado que el contagio emocional ya sea positivo o negativo, puede contagiarse incluso sin estar cerca de la persona y ser trasladados por diferentes medios de comunicación, como se muestra en la reciente investigación sobre el contagio de emociones a través de mensajes negativos en redes sociales [14]. El contagio emocional no ha sido suficientemente explotado en pro de la educación, pero en esta propuesta fue incluido y le damos un valor intrínseco para crear un ambiente de recreación a la clase, como estímulo directo a la didáctica.

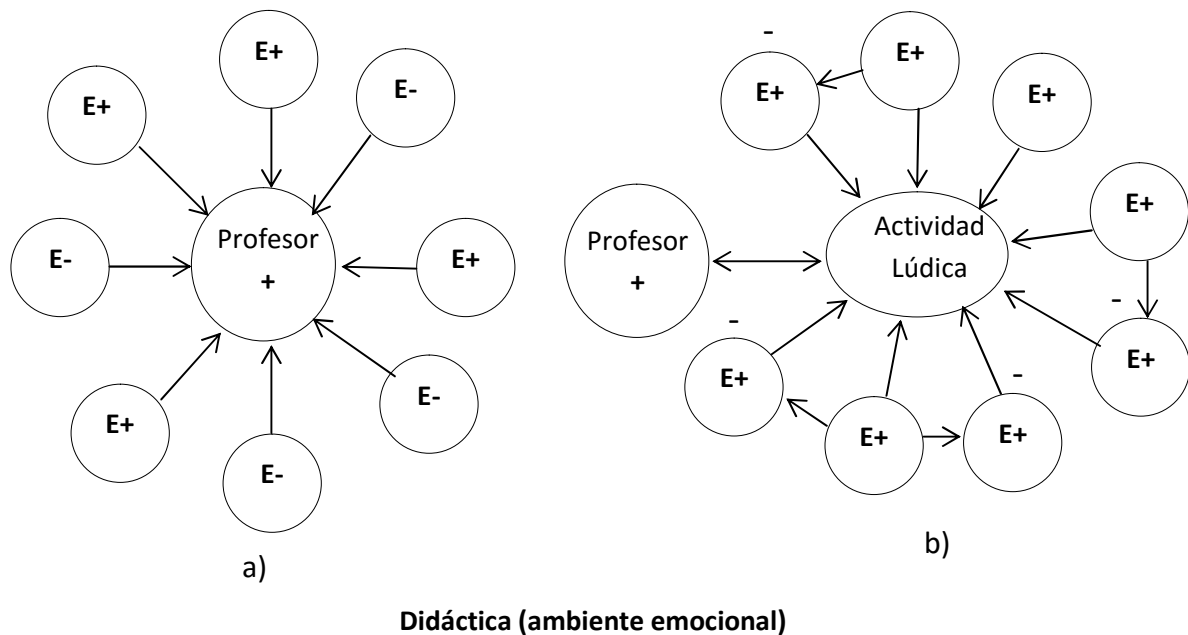


Fig. 3. Contagio Emocional a través de Actividad Lúdica.

Medir el contagio emocional en un aula no es algo tan tangible para ser medido, pero si puede ser observable desde el punto de generación de un ambiente emocional en la clase. Es decir, que no podemos tomar una medida del mismo, pero si se puede sentir como la actitud (positiva/negativa) de los estudiantes, cambia en diversos lapsos de tiempo.

La figura 3, trata de explicar cómo se concibe llevar este proceso de contagio emocional por medio de la didáctica lúdica propuesta; así en el inciso a), se observa que al inicio de la clase el profesor tiene de manera inicial una actitud positiva, pero los estudiantes mantienen una variedad y tienen actitudes positivas y negativas. Cuando se inicia la actividad lúdica (inciso b) los estudiantes con actitud positiva se manifiestan y muestran alegría por sus logros, el contagio sobreviene y la actitud de negatividad se convierte en una actitud positiva, dada la naturaleza biológica de imitación y de integración social.

3. Experiencia Didáctica

Por experiencias previas, nosotros hemos identificado algunas problemática que surgen en un aula, de lo cual seleccionamos únicamente nueve y planteamos una propuesta metodológica de solución, en base a nuestra experimentación en didáctica lúdica.

Problemática	Propuesta metodológica
1.- Falta de cultura de estudio.	Lanzamiento de retos o desafíos que obtendrían recompensa al iniciar la clase.
2.-Pasividad del alumno.	Actividades activas donde el alumno necesita trabajar de manera individual o colectiva para involucrarse en la clase.
3.- Dependencia de consulta a redes sociales a través del móvil.	Uso de aplicaciones móviles para interactuar en clase y actividades en base a tiempo.
4.-Tiempos menores de atención.	Ofrecer explicaciones breves y concretas sobre los temas. Crear actividades muy puntuales donde los alumnos trabajan para complementar su conocimiento.
5.-Baja Autoestima.	Uso de actividades simples basadas en recompensas y asignación de roles que permiten sentirse parte de la clase.
6.-Falta compañerismo e integración.	Diversas Actividades de trabajo en equipo creados de manera aleatoria cada vez.
7.-Falta colaboración mutua	Una vez entendido y finalizado su trabajo, ingresar a un sistema de incentivos por ayudar a comprender a sus compañeros.
8.-Falta de control de emociones	Trabajo en equipo y de competencia contra otros equipos Con el fin de lograr el contagio emocional.
9.-Evasión de entrega de trabajos	Otorgar puntos de manera inmediata en actividades realizadas en el salón.

Tabla 1. Problemáticas identificadas y propuesta de solución.

La tabla 1 nos muestra nueve problemáticas identificadas, y que consideramos podían tener parte de solución en la didáctica propuesta, aunque estas problemáticas no son el objetivo principal de la investigación, si podemos observar que sucede con ellas mientras experimentábamos a través de la puesta en marcha de la Didáctica Lúdica, Activa y Emocional; y así poder registrar mejoras o aumento de algunas de estas problemáticas para investigaciones subsecuentes.

Para obtener evidencia de que todo el planteamiento anterior puede tener resultados tangibles, se creó un proyecto piloto para aplicar este enfoque metodológico y el experimento didáctico fue realizado en dos grupos de estudiantes. Se tuvo un grupo G1 de 27 alumnos (en etapa inicial de estudios), y otro grupo G2 de 15 alumnos (en etapa final de estudios). Parte de nuestro interés estaba en observar como estudiantes de diferentes niveles (inicial y final), aceptaban o rechazaban este planteamiento didáctico y cómo el rendimiento escolar mejoraba o empeoraba y compararlo en base a rendimiento obtenido en experiencias anteriores de impartir el curso.

Las temáticas del Grupo 1 (G1) eran muy diferentes a las temáticas del Grupo 2 (G2), debido a que G1 tiene un nivel inicial de sus estudios y el G2 ya estaba por terminar sus estudios. Así que tuvimos que implementar actividades para cada grupo con diferente propósito y temática.

Los objetivos principales a observar en nuestra experimentación fueron:

- A. Modificar el estado de ánimo** de los estudiantes al llegar al aula, a través del contagio emocional y generar una empatía que permita modificar la conducta hacia el profesor, los compañeros de clase y producir interés y disposición de adquirir conocimientos.
- B. Modificar el atractivo de la clase** a través de generar actividades lúdicas, que permitan generar un ambiente de apropiamiento de espacio, que permita entretener a los estudiantes y dejar de lado situaciones externas que afecten su

rendimiento escolar, y de esta manera reducir la presión psicológica que significa tratar de estudiar sin poder concentrarse.

C. Modificar el estado pasivo de los estudiantes y volverlo activo a través de la técnica de aprendizaje activo, creando diversas actividades individuales y por equipo.

D. Observar un cambio general de actitud y comportamiento a lo largo del curso, generado por un cambio en la didáctica y verificar si los estudiantes aceptan o rechazan esta propuesta, y búsqueda de indicios sobre el impacto en el rendimiento escolar.

Al inicio de cada uno de los cursos G1 y G2, los estudiantes fueron informados de esta investigación y del proceso de querer innovar en el proceso de enseñanza aprendizaje. La información proporcionada tenía el principal propósito de crear conciencia, de que tenían que adaptarse y mentalizarse a una nueva forma de trabajo en el aula, muy distinta a la que habían recibido en otras materias.

De forma inicial, los dos grupos aceptaron de manera unánime experimentar con una didáctica nueva, a lo cual expresaron su entusiasmo y un poco de emoción a enfrentarse a algo diferente a lo tradicional. También se informó que parte de la experimentación con la didáctica incluía un cambio radical en la nomenclatura normalmente usada en cualquier clase tradicional; así las palabras: tarea, ejercicio, examen, entrega, fueron totalmente eliminadas del vocabulario usado en clase y fueron sustituidas por palabras cómo: retos, desafíos, misiones, premios, experimentos, competencias, concurso, entre otras. Este cambio radical de manera inicial generó un poco de desconcierto y de incertidumbre, lo cual de manera indirecta y beneficiosa provocó mayor atención de los alumnos cuando se explicaban las actividades a realizar.

Al iniciar el experimento planteamos encontrar resultados similares, aunque no iguales y esto pudo verificarse en los siguientes resultados:

A.- Modificación de estado de ánimo.

El grupo G1 tenía la característica de que era un grupo donde muchos de los estudiantes no se conocían, ya que eran de reciente ingreso a la universidad. De este grupo podemos decir, que la modificación de estado de ánimo ocurrió desde el primer día y facilitaron rápidamente el contagio emocional cuando se dieron las primeras recompensas por realizar actividades individuales y grupales.

En el grupo G2 todos los estudiantes ya se conocían previamente, y había un alto índice de apatía entre ellos, habían coincidido en cursos anteriores y tenían malas experiencias entre ellos cuando trabajaban en equipo. El estado de ánimo de este grupo fue creciendo de manera lenta y gradual, al inicio había escepticismo y un poco de desconcierto al ver modificado su esquema tradicional usado a lo largo de todos sus estudios. A la mitad del curso se logró obtener el estado del ánimo que el grupo G1 obtuvo desde el primer día.

B.- Modificar el atractivo de la clase

El grupo G1 se involucró rápidamente en la clase y se compenetraban con las actividades, se encontró que resolvían los ejercicios más rápidamente que con clases tradicionales. Olvidaban rápidamente situaciones externas y se concentraban en terminar correctamente la actividad asignada para obtener la correspondiente recompensa. Bajo este contexto la distracción por dispositivos móviles decreció en gran medida y tuvieron una apropiación del aula de trabajo.

El grupo G2 fue más lento en involucrarse en la clase y al inicio las actividades se realizaban en tiempos semejantes que con métodos tradicionales. La clase se volvió atractiva para ellos, pero se notaba una breve resistencia a trabajar por equipo con compañeros con los cuales habían tenido mala experiencia en otras materias (donde unos trabajan y otros no). Por lo que se sentaban en grupos separados y trataban de realizar las actividades con los compañeros de siempre con los cuales les gustaba trabajar.

C.-Modificar el Estado Pasivo a Activo

El grupo G1 pasó inmediatamente del estado pasivo al activo y se esmeraban mucho en cumplir sus entregas de desafíos o retos. Algunos de ellos solicitaban actividades adicionales para obtener al final una mayor calificación. De manera recurrente, surgió el fenómeno de que cuando terminaban sus actividades antes que otros, ofrecían ayuda a sus compañeros que tenían dificultades y cuando veían el fruto de la ayuda dada, existía una gran motivación que contagiaba a los demás, haciendo que el tiempo de clase pasará muy rápido (clase de 3 horas continuas). El grupo G2 tuvo un comportamiento más lento al pasar de un estado pasivo a uno activo, se observaba más timidez por el miedo a recibir críticas de sus ya conocidos compañeros. En cuanto a las actividades grupales o individuales que terminaban mostraban alegría, pero no eran tan entusiastas para ayudar a sus compañeros, aunque si se requería si colaboraban, pero no de manera espontánea. En este grupo se tuvieron dos actividades de competencia de conocimiento uno a uno, aquí sí se notó una alta emoción y adrenalina por querer ganar al compañero. En estas actividades el contagio emocional surtió gran efecto.

D.- Observar un cambio general de actitud

El grupo G1 logró desde el inicio crear un ambiente colaborativo y de respeto entre ellos. De manera general hubo una rápida adopción y aceptación de la propuesta didáctica, y el rendimiento de los estudiantes fue mucho mejor, estos obtuvieron mejores calificaciones que estudiantes de cursos previos. Al final del curso, muchos de ellos manifestaron haber aprendido bastante y resaltaban un interés por seguir involucrándose por la temática de la materia.

El grupo G2 mostró al final un cambio de actitud y se redujo la apatía que existía entre ellos mismos, el rendimiento fue mayor que en cursos previos de la misma materia, pero no fue tan alto como en el otro grupo. Los comentarios finales fueron en el sentido de que les hubiera gustado tener esta didáctica al iniciar sus estudios, además de mantener cierta timidez al inicio, debido a que la clase era diferente a todas las que

habían llevado anteriormente, se sentían más libres y menos presionados pero con reservas e incertidumbre ante las críticas de sus demás compañeros y cuál sería su calificación final.

4. Discusión

La propuesta aquí presentada fue orientada a modificar el ambiente en una clase, con el propósito intrínseco de incentivar el aprendizaje y la motivación en los estudiantes. La propuesta es elaborada a partir de tres componentes esenciales: el Aprendizaje Activo como medio de mecánica, la Ludificación como medio de dinámica y el Contagio Emocional como medio para obtener actitudes positivas y crear un buen ambiente de socialización en el aula.

La implementación de esta propuesta fue a través de un programa piloto, que permitió se pudieran descubrir algunas fortalezas y debilidades que necesitan seguir siendo investigadas. Se obtuvo evidencia de que incorporar esta didáctica al inicio de los estudios, puede tener mayor impacto en el rendimiento, socialización y motivación de los estudiantes. A su vez, el experimento mostró evidencia que llevarla a la práctica en cursos finales puede no ser tan eficaz como se espera.

En cuanto a nuestra hipótesis inicial donde nuestro interés era verificar:

- a) Impacto motivacional.- Fue notorio un cambio en el ánimo de los estudiantes en el grupo G1, desde el inicio de las clases los alumnos mostraban atención y entusiasmo por resolver las actividades, preguntar al docente sobre temas vistos en clase y atención a lo que se quería lograr con las actividades en la clase.
- b) Incentivar el aprendizaje.- Las actividades que se dejaban para realizar fuera de la clase (tarea), eran realizadas por los alumnos sin mayor problema, debido a que muchas de ellas eran usadas al inicio de la clase. Las actividades se procuró fueran puntuales, no pesadas y con un poco de reflexión que involuntariamente los hacía buscar más información de la solicitada.

c) Cambios de actitud.- Se obtuvieron buenos resultados generales sobre un cambio de actitud más positiva hacía el profesor y sus compañeros. Esto generó un ambiente ameno en cada clase, y cooperación por mejorar la misma.

A través de este programa piloto, obtuvimos fuertes indicios de que un cambio hacia una didáctica lúdica, puede mejorar sustancialmente la actitud y motivación de los estudiantes. Por otro lado, se verificó que no todas las actividades propuestas tuvieron el impacto que se esperaba, y algunas otras rebasaron la expectativa; por lo que es necesario hacer una revisión de que actividades necesitan ser mejoradas y ser más propensas a tener más éxito; así como verificar cuales pueden ser lo suficientemente flexibles para ser usadas en distintas temáticas y contextos.

Nuestra propuesta de Didáctica Lúdica necesita todavía más investigación y experimentación, que permita obtener más información y resultados, y ofrezcan evidencia más contundente sobre su eficacia en contextos de uso reales. De manera general, obtuvimos mucha información de importancia que necesita ser analizada y verificada desde diferentes perspectivas, y su vez ofrecer mejoras que permitan su adaptabilidad en diferentes cursos.

5. Conclusiones

Esta investigación presenta la experiencia obtenida, al planteamiento de una modificación en la Didáctica basada en tres componentes esenciales: El Aprendizaje Activo, Ludificación y Contagio de Emociones. Aunque por ahora deducimos que es una buena propuesta, es necesario realizar pruebas de implementación y obtener evidencias de su funcionamiento o falla al aplicarlo en contextos reales.

El artículo muestra un primer acercamiento de implementación de esta propuesta didáctica y muestra algunos datos interesantes que sirven como base para investigaciones futuras en diversas áreas de la investigación educativa.

6. Referencias

- [1] A. Huegun, P. Artamendi, "La Motivación de los Estudiantes de Educación Secundaria". Punto edu. 2009. 22-24 pp.
- [2] Reporte Edu Trends, "Educación Basada en Competencias". Observatorio de Innovación Educativa. Tecnológico de Monterrey. Febrero 2015. 1-37 pp.
- [3] Reporte Edu Trends, "Aprendizaje Invertido". Observatorio de Innovación Educativa. Tecnológico de Monterrey. Octubre 2014. 1-29 pp.
- [4] P. Gaítan, Y. Rico, G. Tepale, "Motivación en los Estudiantes de la Ibero". Didac. No. 59. 2011. 59-60 pp.
- [5] M. W. Keyser, "Active Learning and Cooperative Learning: Understanding the Difference and Using Both Styles Effectively". Research Strategies. Vol. 17. No. 1. Sep. 2000. 35-40 pp.
- [6] W. Hsin, D. Soman, "Gamification of Education". Research Report Series, Rotman School of Management. University of Toronto. December 2013. 1-29 pp.
- [7] E. Hatfiel, J. T. Cacioppo, "Emotional Contagion". American Psychological Society. Vol. 2. No. 3. June 1993. 96-99 pp.
- [8] I. Nerici, "Hacia una Didáctica General Dinámica". Buenos Aires, Kapelusz. 1970.
- [9] M. M. Carvajal, "La didáctica". La Didáctica en la Educación. 2009. 1-12 pp.
- [10] C. C. Bonwell, J. A. Eison, "Active Learning: Creating Excitement in the Classroom". Higher Education Report. No. 1. 1991. 1-121 pp.
- [11] K. Kapp, "The Gamification of Learning and Instruction: Game Based Methods and Strategies for Training and Education". San Francisco, Pfeiffer. May. 2012.

- [12] V. Martínez, "La Empatía en la Educación: Estudio de una Muestra de Alumnos Universitarios". *Revista Electrónica de Psicología*. Vol. 14. No. 4. Diciembre 2011. 174-190 pp.
- [13] N. A. Christakis, J. H. Fowler, "Conectados". 2ª. Edición. 2014. Taurus.
- [14] A. D. Kramer, J. Guillory, J. Hancock, "Experimental Evidence of Massive-Scale Emotional Contagion through Social Networks". *PNAS*. Vol. 111. No. 29. June 17. 2014. 8788-8790 pp.
- [15] T. Moreno, "Didáctica de la Educación Superior: Nuevos Desafíos en el Siglo XXI". *Perspectiva Educacional*. Vol. 50. No. 2. 2011. 26-54 pp.

7. Autores

El Dr. Sergio Zepeda-Hernández realizó su doctorado en el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional (México) en 2009. Actualmente es profesor-investigador del Departamento de Tecnologías de la Información de la Universidad Autónoma Metropolitana - Cuajimalpa. Sus intereses de investigación son: educación, análisis de redes Sociales, recuperación de información, Interacción Humano Computadora, usabilidad y diseño de interfaces.

La Dra. Rocío Abascal Mena es profesor-investigador en el Departamento de Tecnologías de la Información de la Universidad Autónoma Metropolitana – Cuajimalpa en la Ciudad de México. Realizó su doctorado en el Instituto Nacional de Ciencias Aplicadas (INSA) de Lyon, Francia, en el 2005. Sus intereses actuales de investigación incluyen: lingüística computacional, educación, recuperación y análisis de información, Interacción Humano Computadora, análisis de redes sociales.

El Dr. Erick López-Ornelas es profesor-investigador en el Departamento de Tecnologías de la Información de la Universidad Autónoma Metropolitana - Cuajimalpa en la Ciudad de Méx. Recibió su doctorado en Informática en la Universidad Paul Sabatier de Toulouse Francia, en el 2005. Sus intereses de investigación incluyen: análisis de redes sociales, educación, sistemas de información geográfica, visualización geográfica, percepción remota y geomática. También ha trabajado en aplicaciones de HCI y sistemas contextuales.

Programación de mini robots para el desarrollo de aprendizaje significativo

Margarita Elizabeth Gómez Mayorga

ESCOM-IPN, Av. Juan de Dios Bátiz esq. Av. Miguel Othón de Mendizábal, Col. Lindavista. Del. G.A.M.,
C.P. 07738, México D.F., Teléfono: 57296000
mgomezm@ipn.mx

Luz Noé Oliva Moreno

ESCOM-IPN, Av. Juan de Dios Bátiz esq. Av. Miguel Othón de Mendizábal, Col. Lindavista. Del. G.A.M.,
C.P. 07738, México D.F., Teléfono: 57296000
noetronix@hotmail.com

Resumen

Un docente debe adquirir o contar con estrategias de enseñanza para generar un aprendizaje significativo en el alumno. El alumno debe realizar un proceso de construcción en el que combine información previa con información nueva. Con un aprendizaje significativo el alumno enriquece su conocimiento y potencializa su crecimiento personal. El ensamblaje y/o programación de mini robots, con diseño propio o con kits para montarlos, involucra motivación, conocimiento procedimental, conceptual y actitudinal. La motivación es observable en el armado, posteriormente en la programación de determinado funcionamiento y continúa cuando se buscan estrategias para un mejor desempeño. Es por lo anterior que se muestran en este trabajo dos robots que tienen como función el uso y desarrollo de la tecnología, esperando que el alumno aprenda en el proceso.

Palabra(s) Clave(s): aprendizaje significativo, kits de robots, robótica educativa.

1. Introducción

Diversos autores afirman que es mediante aprendizaje significativo que el alumno construye significados que enriquecen su conocimiento social y físico, potencializando así su crecimiento personal [1].

El aprendizaje significativo es un proceso de aprender la información, aunque deben existir condiciones para que se logre y se lleve a cabo dicho aprendizaje como: uso de información con material y contenido sustancial, no confuso, que pueda ser relacionado con ideas claras que se puedan aprender, aunado a la disposición que se tenga para el aprendizaje y para la enseñanza y que durante el aprendizaje significativo el alumno relacione la nueva información con los conocimientos y experiencias previas de su estructura de conocimientos [1, 2, 3].

El aprendizaje procedimental es, como su nombre lo indica, la ejecución de procedimientos, estrategias, técnicas, habilidades, destrezas y métodos, es decir, de tipo práctico y se basa en acciones y operaciones. El aprendizaje actitudinal tiene un componente cognitivo, un componente afectivo y un componente conductual, las actitudes son experiencias cognitivas y se aprenden en el contexto social, lo que promueve el trabajo en equipo. El aprendizaje conceptual es la asimilación de conceptos relacionados con materias afines [4].

La robótica experimenta en la actualidad una actuación en muchos campos como: industrial, médico, educativo, ocio, entre muchos otros. En la robótica educativa intervienen: el diseño, la construcción y la programación de un robot e involucra varias áreas de conocimiento como: electrónica, informática, mecánica, matemáticas y física.

La robótica educativa también está siendo utilizada como herramienta de apoyo en el proceso enseñanza-aprendizaje en todos los niveles educativos, porque facilita y motiva el entendimiento de conceptos complejos y permite el desarrollo de competencias básicas [4, 5, 6].

Un robot puede ser complejo o sencillo, móvil o con articulaciones y puede constar de alguno de los siguientes elementos: estructura mecánica, transmisores, sistemas de accionamiento, sistema sensorial, sistema de control y terminales.

Con los kits de robots se puede dar un acercamiento al uso de microcontroladores, sensores, motores, temporizadores, y a la programación, entre otras muchas cosas. En el diseño de un robot se involucra tiempo e integración de conocimientos, se tiene la ventaja de buscar componentes específicos que con los avances tecnológicos pueden ser de bajo costo y de un consumo menor de potencia.

En la última década, se ha incrementado el uso de robots en las aulas, y como existe una gran variedad de kits, es factible su adquisición por los diferentes costos y funcionamientos, es así que al integrarlos en clase o buscarlos, armarlos y programarlos se promueve el interés y el desarrollo cognitivo de los estudiantes al tiempo que trabajan con ciencia y tecnología. Como existen concursos nacionales e internacionales con robots el interés y la participación de uso se incrementan [5].

A continuación se muestra la construcción de un kit de mini robot y la construcción de un mini robot de diseño propio y posterior a ello se especifica cómo con ambos se llega al mismo objetivo de desarrollar aprendizaje significativo.

2. Desarrollo

El kit de mini robot que se ha utilizado es el sistema PICAXE, que a través de proyectos introduce al usuario, estudiante o aficionado, en la electrónica y la programación de microcontroladores, tiene chips de 8, 14, 18, 20, 28 y 40 pines, y tiene un bajo costo; se puede programar con lenguaje básico o con diagramas de flujo, utiliza software libre e incluye un simulador para la comprobación de los programas antes de descargarlos; trabaja con protocolos de interfaz para RS232, infrarrojo e I2c; puede funcionar con 3V, 4.5V o 5V; es programable en sistemas Windows, Mac y Linux, lo que lo hace aún más accesible.

Al adquirir el Kit se procede a armarlo, ver en Fig. 1 el mini robot resultante, después se verifican los ejemplos y tutoriales de su funcionamiento como: encender y apagar un LED, activar una alarma, avanzar y detectar objetos, para posteriormente realizar proyectos propios.



Fig. 1. Mini robot PICAXE.

El conocimiento de los alcances y el entorno de desarrollo es el primer atractivo para el uso de un determinado kit, el sistema PICAXE cuenta con su página en línea donde se puede descargar el software para la programación, la simulación y revisar los tutoriales y ejemplos. Ver en Fig. 2 la interfaz gráfica del software, en la cual se selecciona la forma de programar al mini robot.

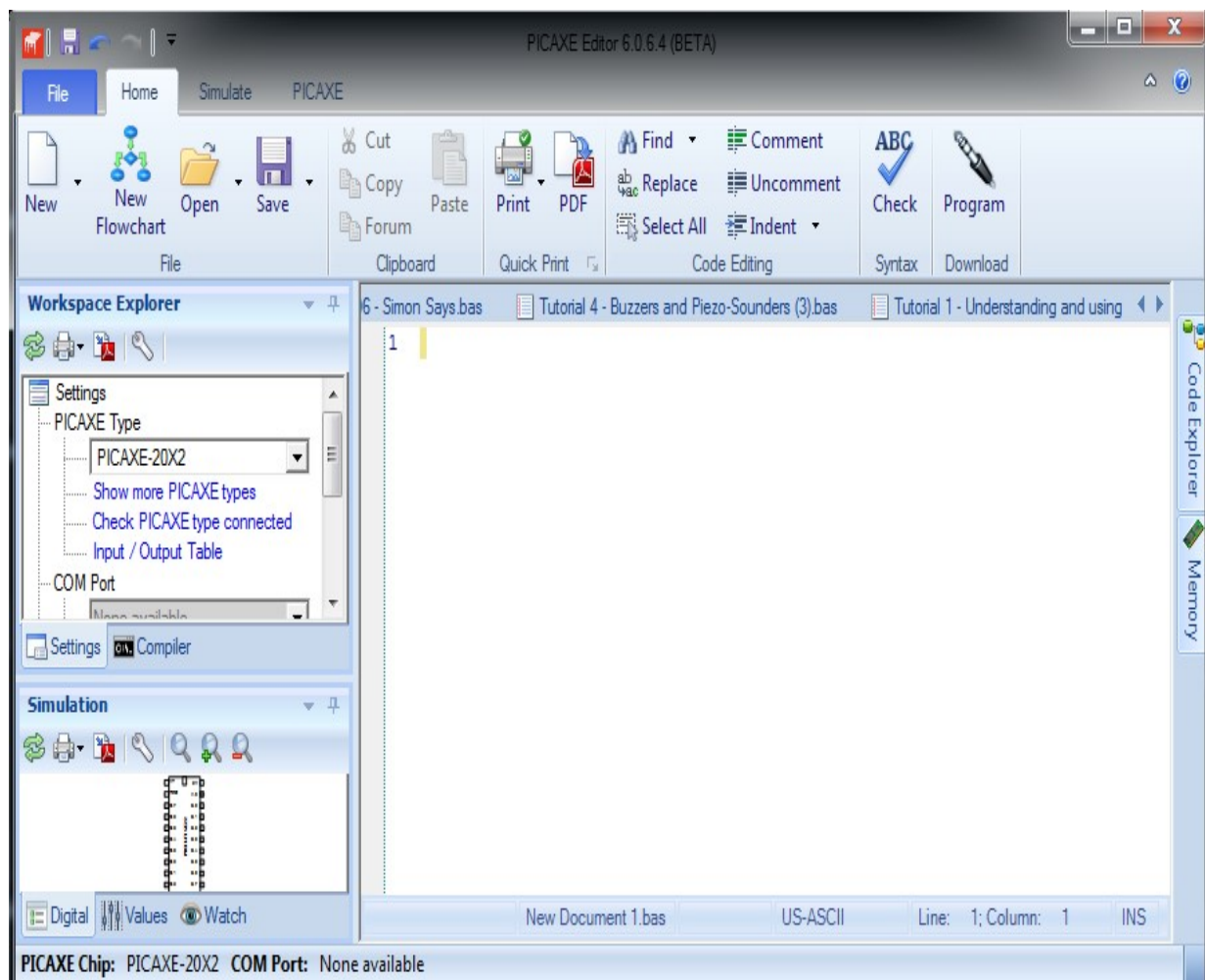


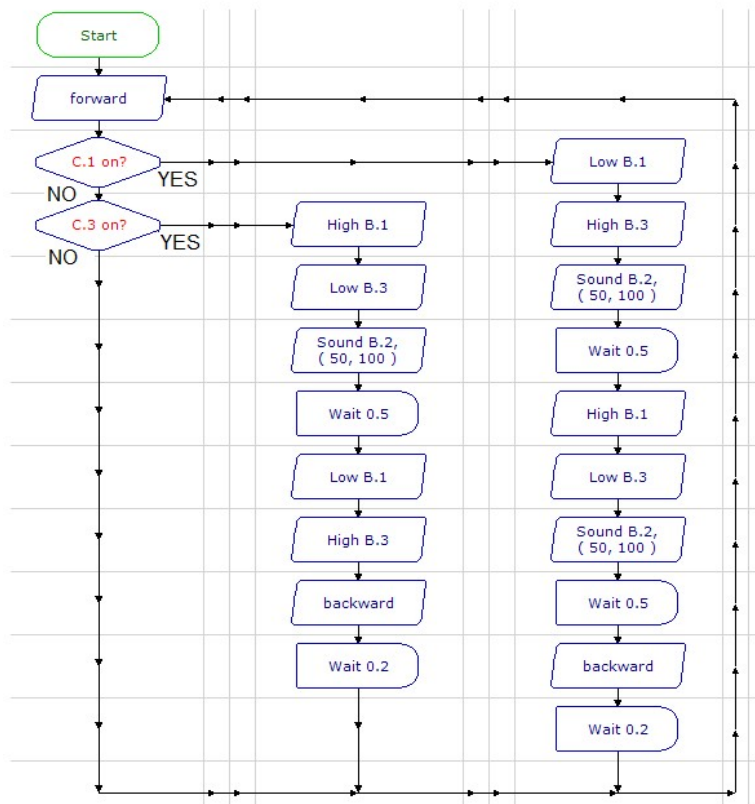
Fig. 2. Interfaz gráfica del sistema PICAXE.

El software permite la programación de un mismo funcionamiento en programación gráfica, como se muestra en Fig.3a y con diagrama de flujo como se muestra en Fig. 3b.

```

1  main:
2  forward A
3  if pinC.1 = 1 then
4  low B.1
5  high B.3
6  sound B.2, (50,100)
7  pause 500
8  high B.1
9  low B.3
10 sound B.2, (50,100)
11 pause 500
12 backward A
13 pause 200
14 forward A
15 else if pinC.3 = 1 then
16 high B.1
17 low B.3
18 sound B.2, (50,100)
19 pause 500
20 low B.1
21 high B.3
22 backward A
23 pause 200
24 forward A
25 end if
26 goto main

```



a)

b)

Fig. 3. Tipos de programación.

Los comandos en la programación básica son sencillos, al igual que los bloques en el diagrama de flujo, en ambos casos resultan intuitivas y no confusas las instrucciones.

El funcionamiento especificado en el programa es el siguiente: el mini robot avanzará hacia adelante y al encontrar un obstáculo por el lado izquierdo o por el lado derecho, encenderá un LED y emitirá un beep, entonces irá en reversa para después continuar su avance por el lado contrario de donde encontró un obstáculo. Al realizar el anterior funcionamiento se están activando: motores, sensores, LEDs, un piezoeléctrico y un microcontrolador, todo incluido en el kit.

Para el diseño propio se consideró un robot móvil, cuyos componentes son: un LED verde (3.4 V, 10mA), un LED infrarrojo (1.3 V, 20 mW), un motorreductor vertical 1:20 (3

- 12 V, 70 mA), tres sensores ultrasónicos con un ángulo efectivo de 15° con detección ajustable de 2 cm a 5 m (5 V, 15 mA, 40 KHz), un microcontrolador MSP 430 G2553 y baterías AA, además de componentes electrónicos básicos.

El software utilizado para la programación es el IDE Energía, funciona en Windows, Mac OS y Linux 32 y 64 bits, se descarga desde su página, donde también se proporciona una guía de instalación, licencia gratuita, tutoriales, ejemplos de código, videos y foros. La interfaz gráfica del software se muestra en Fig. 4.

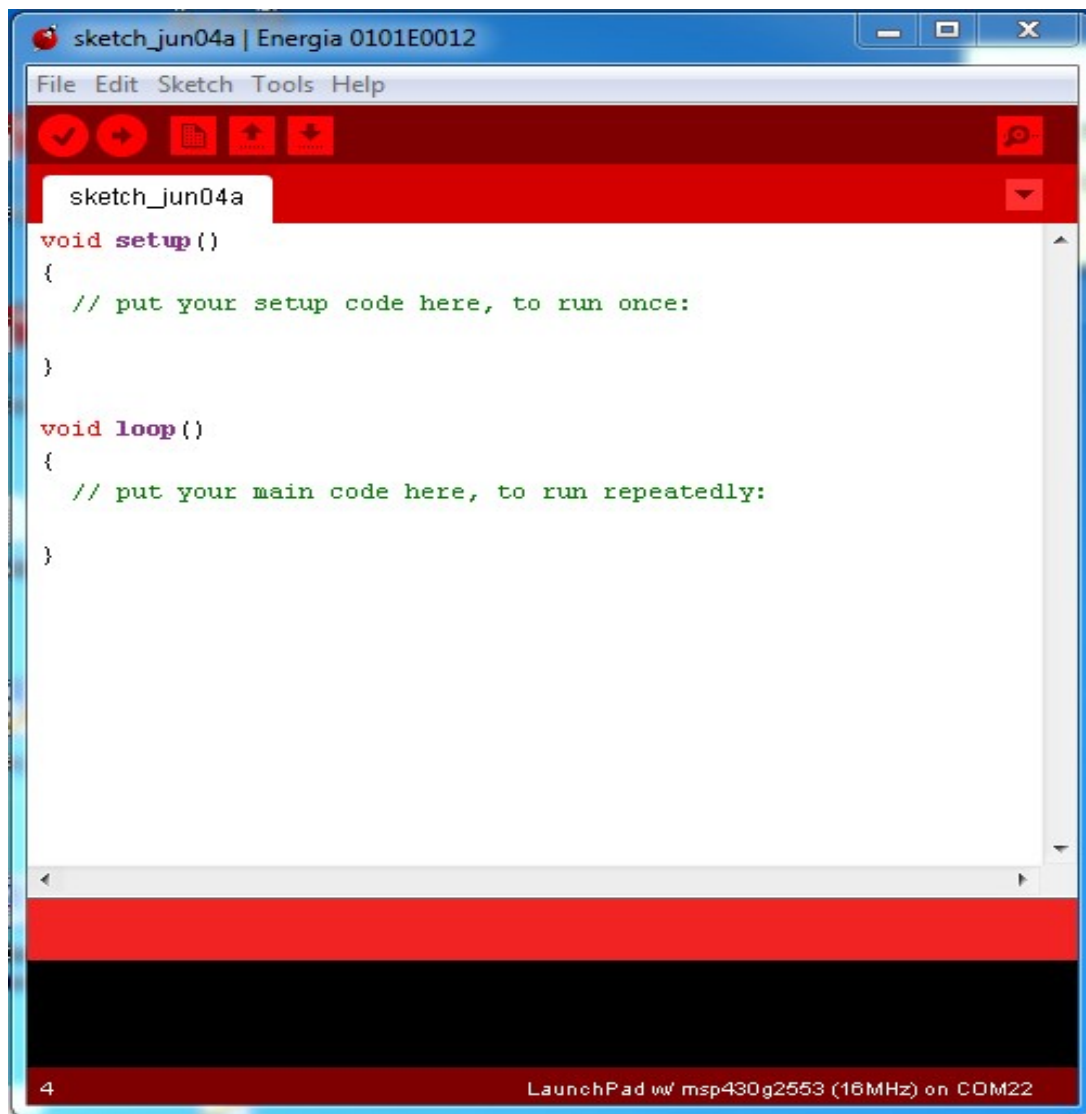


Fig. 4. Interfaz gráfica de Energía.

El software utilizado para el diseño del diagrama esquemático es CadSoft EAGLE PCB Design que es descargable desde su página y en donde se proporciona la licencia de manera gratuita, cuenta con manuales, tutoriales, videos, foros y chats. La interfaz gráfica del software se muestra en Fig. 5.

La placa de circuito impreso fue fabricada por Advanced Circuits, en dos capas con metalizado para la conexión entre capas por medio de Vías y Pads, con recubrimiento color verde de máscara antisoldante y terminado en platinado como se muestra en Fig. 6.

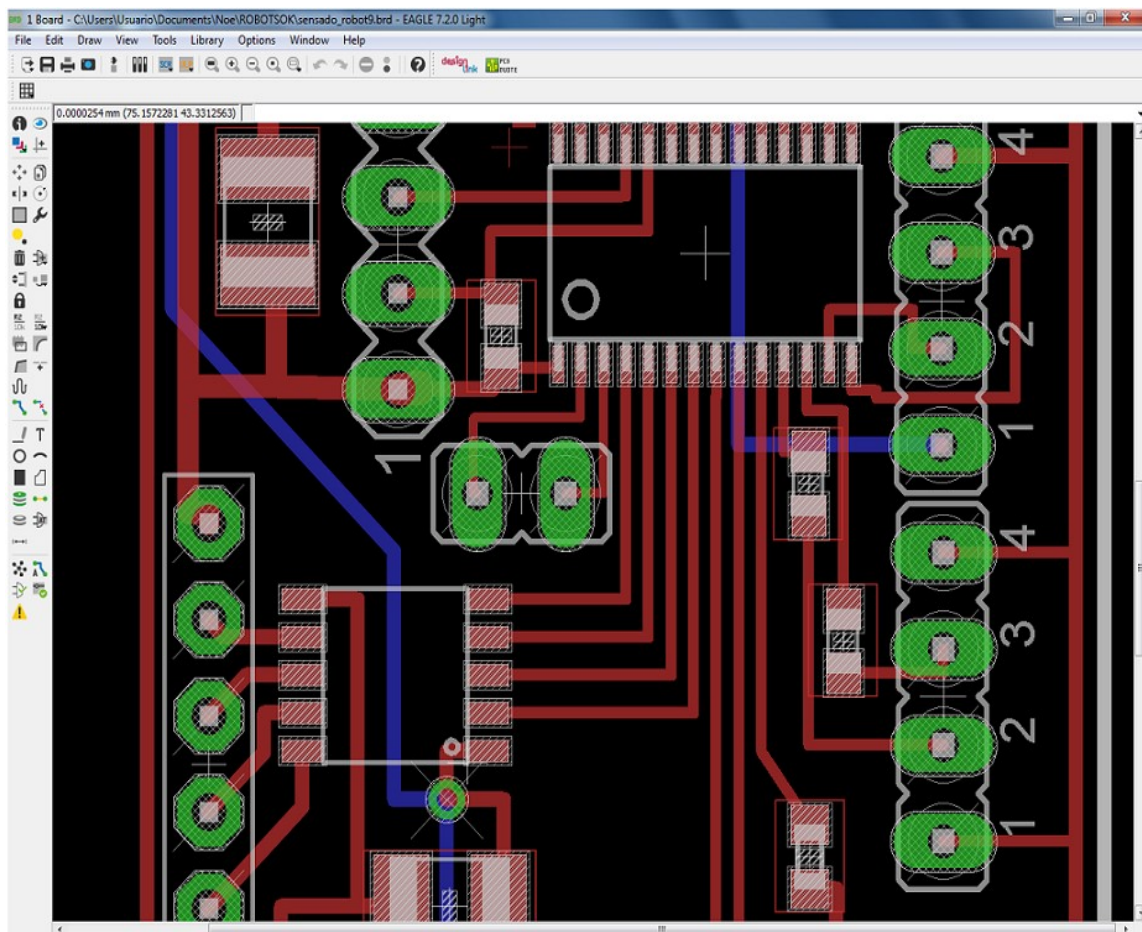


Fig. 5. Interfaz gráfica de EAGLE.

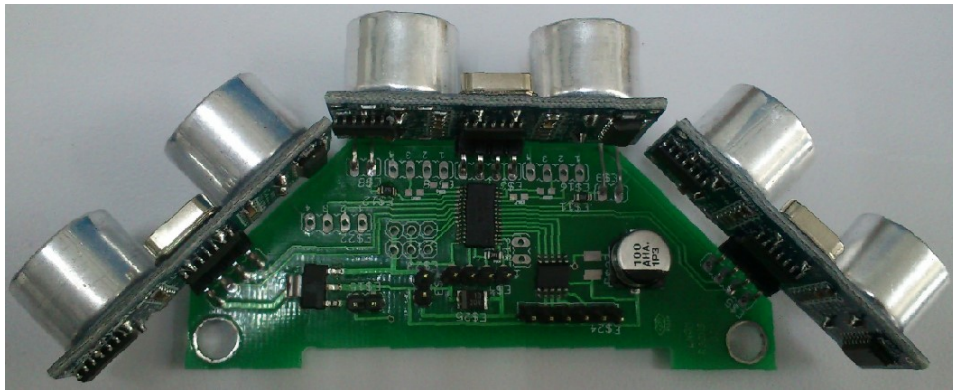


Fig. 6. Circuito impreso resultante.

Por último el circuito se montó en una base Magician Chassis y se le agregaron las baterías y el respectivo cableado como se muestra en Fig. 7. Y en Fig. 8 se muestra un diagrama de bloques de los elementos que conforman al circuito.

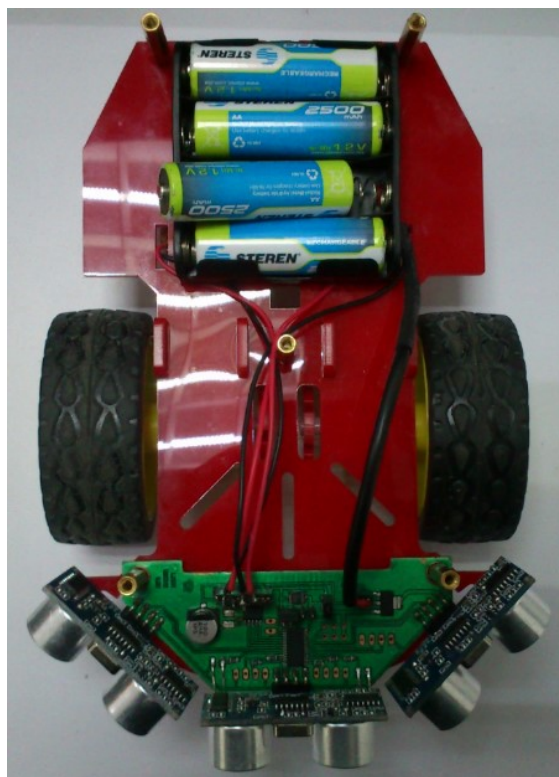


Fig. 7. Robot móvil.

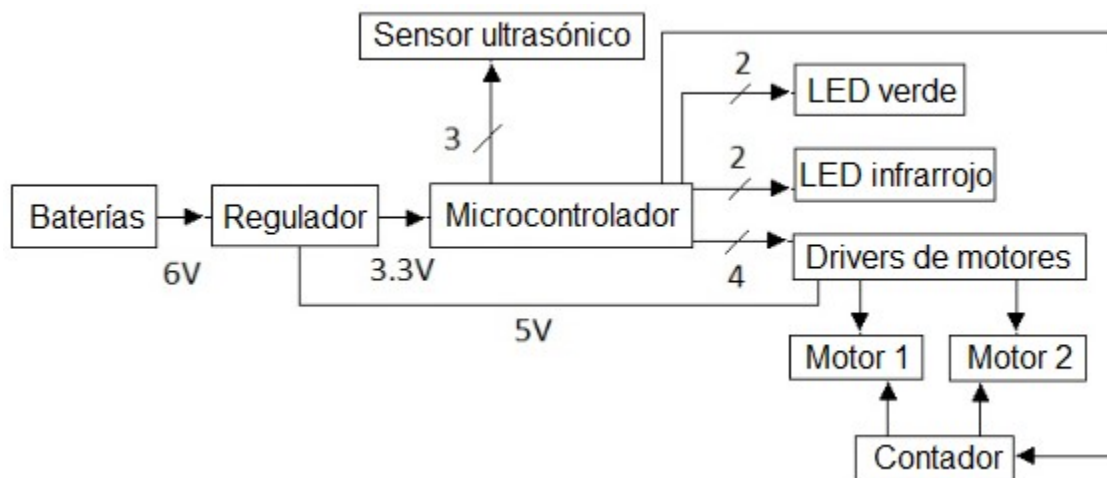


Fig. 8. Diagrama de bloques de componentes del circuito.

El funcionamiento del móvil es el siguiente: Se hicieron pruebas con dos algoritmos, el primero para detectar objetos y no chocar con ninguno de ellos, de tal manera que tiene un avance lento y giratorio, el segundo es para avanzar y al detectar un objeto girar siempre a la derecha y seguir adelante si no se tiene ningún objeto que obstruya su paso. Utiliza dos sensores ópticos (contadores) para determinar el número de giros de las ruedas y con mayor precisión sus movimientos. El LED infrarrojo se utiliza para enviar tramas y encender o apagar algún aparato que cuente con una interfaz infrarroja específica. Dicho móvil es reprogramable y con cada algoritmo se pueden estimar patrones de funcionamiento.

3. Conclusiones

De los mini robots utilizados podemos destacar que son autónomos, su composición incluye el mecanismo, movilidad, motores, fuente de energía, sensores, procesamiento de control y comunicación, se desplazan a velocidad razonable, son de bajo costo y de bajo consumo de potencia, tienen un funcionamiento sencillo, tienen una dimensión pequeña y compacta, por lo que son fáciles de manejar y transportar.

El sistema PICAXE tiene un costo accesible, viene con todo incluido, sólo se tiene que armar y programar para utilizar sus accesorios, tiene un diseño atractivo y es

reprogramable, lo que lo hace útil para atraer a los alumnos en la construcción, programación y funcionamiento de un robot con un microcontrolador.

El robot móvil tiene la posibilidad de reprogramarse utilizando uno o todos los dispositivos periféricos con los que cuenta para realizar una tarea específica, además se le pueden implementar más módulos. Su desarrollo es de bajo costo (500 MXN aprox.), tiene un consumo de potencia bajo y el microcontrolador cuenta con suficiente capacidad de memoria y velocidad que le permiten utilizar uno o varios módulos a la vez. Requiere más tiempo para su construcción porque intervienen varias etapas, en cada una de ellas los alumnos pueden participar, de esa forma es como van adquiriendo, entendiendo y manejando la información. Al ser reprogramable puede tener diversos funcionamientos pero también el alumno puede crear su propio robot móvil.

Es posible realizar experimentos diversos con el diseño y control de robots para una tarea específica, dicha tarea puede ser simple o compleja, además es posible construir o adquirir robots por sus bajos costos y consumo de potencia, ésta última garantiza más tiempo en funcionamiento. Por lo anterior resultan flexibles y permiten una gran variedad de aplicaciones [7, 8].

Para que exista aprendizaje significativo, se requiere la disposición del docente, conocimiento sobre el proceso que implica dicho aprendizaje, adaptar el método de aprendizaje orientándolo a la adquisición y asimilación de la información y observar los resultados durante y al final de un proyecto o curso para evaluar los resultados obtenidos.

Se está trabajando en una encuesta con alumnos que participan en el diseño e implementación de los mini robots para puntualizar la información en relación al aprendizaje significativo.

4. Referencias

- [1] F. Díaz Barriga Arceo, G. Hernández Rojas, Estrategias docentes para un aprendizaje significativo-Una interpretación constructivista. 1° edición. 1998. McGraw Hill Iberoamericana Editores, S. A. de C. V. México. 30 p.
- [2] A. Ballester, El Aprendizaje Significativo en la práctica: Cómo hacer el Aprendizaje Significativo en el Aula. Prácticas: Profesorado del seminario de aprendizaje significativo. 1° edición. 2002. España. 36-46 pp.
- [3] J. Lara Guerrero, L. Lara Rangel, Recursos para un aprendizaje significativo. Enseñanza. No. 22. 2004. 341-368 pp.
- [4] K. Pittí Patiño, B. Curto Diego, V. Moreno Rodilla, J. Rodríguez Conde, "Uso de la Robótica como herramienta de Aprendizaje en Iberoamérica y España". IEEE ES. Vol.2. No. 1. 2014. 41-48 pp.
- [5] O. Miglino, H. Hautop Lund, M. Cardaci, "La robótica como herramienta para la educación" Journal of Interactive Learning Research. 1998.
- [6] I. Moreno. L. Muñoz. J. R. Serracín, J. Quintero. K. Pittí Patiño, J. Quiel, "La Robótica Educativa, una herramienta para la enseñanza-aprendizaje de las ciencias y las tecnologías". Teoría de la Educación. Educación y Cultura en la Sociedad de la Información. Vol. 13. No. 2. 2012. 74-90 pp.
- [7] G. Caprari, P. Balmer, R. Piguet, R. Stegwart, "The Autonomous Micro Robot "Alice" a platform for scientific and commercial applications". IEEE Micromechatronics and Human Science. No. 6375722. 1998. 231-235 pp.
- [8] G. Caprari, R. Stegwart, "Mobile micro-robots ready to use: Alice". IEEE Intelligent Robots and Systems. No. 8750505. 2005. 3295-3300 pp.
- [9] Energía. <http://www.energia.nu/download>. Fecha de revisión: junio 2015.
- [10] CS EAGLE. <http://www.cadsoftusa.com>. Fecha de revisión: junio 2015.

[11] Advanced Circuits. <http://www.4pcb.com>_ Fecha de revisión: junio 2015.

5. Autores

M. en C. Margarita Elizabeth Gómez Mayorga obtuvo su título de Maestría en Tecnología Avanzada en la Unidad Profesional Interdisciplinaria en Ingeniería y Tecnologías Avanzadas (UPIITA-IPN).

D. en C. Luz Noé Oliva Moreno obtuvo su título de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados (Cinvestav-IPN).

Optimización de un prototipo de sistema fotovoltaico autónomo para iluminación de anuncios espectaculares

Pedro Manuel Rodrigo Cruz

Universidad Panamericana campus Aguascalientes, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, C.P. 20290,

Teléfono: 4499106200

prodrigo@up.edu.mx

José Sebastián Gutiérrez Calderón

Universidad Panamericana campus Aguascalientes, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, C.P. 20290,

Teléfono: 4499106200

jsgutierrez@up.edu.mx

Arturo de la Torre Infante

Universidad Panamericana campus Aguascalientes, Josemaría Escrivá de Balaguer 101, C.P. 20290,

Teléfono: 4499106200

adelatorre@voltaik.com.mx

Resumen

Los sistemas fotovoltaicos autónomos utilizan módulos fotovoltaicos, baterías y reguladores de carga con objeto de suministrar electricidad fuera de la red eléctrica a equipos de consumo, los cuales pueden operar en horarios donde no existe suficiente irradiancia solar, por ejemplo durante la noche. En el presente artículo se resume la optimización realizada a un prototipo de sistema fotovoltaico autónomo para iluminación de anuncios espectaculares. El prototipo se concibió para iluminar de manera autónoma un anuncio espectacular en Aguascalientes durante 4 horas cada día al ponerse el sol. El análisis energético del prototipo actual ha permitido detectar un desempeño insuficiente para las características de irradiación solar media en los meses de Julio y

Diciembre en Aguascalientes (meses más desfavorables de irradiación en esta ubicación para la inclinación del arreglo fotovoltaico del prototipo). Como resultado se ha propuesto un cambio en el diseño del arreglo fotovoltaico y se han realizado las predicciones del desempeño energético del nuevo diseño. Adicionalmente, se ha diseñado un sistema automático de encendido/apagado a partir de un sensor de iluminación y un controlador Arduino. Como resultado de la optimización, se obtiene un prototipo de mejores prestaciones y con un costo similar al prototipo actual.

Palabra(s) Clave(s): arduino, optimización, sistema fotovoltaico autónomo.

1. Introducción

Los sistemas fotovoltaicos transforman directamente la luz solar en electricidad. Los sistemas fotovoltaicos autónomos operan de manera aislada de la red eléctrica [1, 2]. La utilización de baterías permite asegurar el suministro eléctrico en horas donde no existe suficiente irradiancia solar. Los elementos principales de un sistema fotovoltaico autónomo son los módulos fotovoltaicos, las baterías, los reguladores de carga y los inversores (en el caso de que el consumo de los equipos sea en corriente alterna) [3].

México posee unas condiciones de irradiación solar muy favorables para el desarrollo de los sistemas fotovoltaicos autónomos [4]. Tradicionalmente, los sistemas fotovoltaicos autónomos se han utilizado en México para la electrificación de zonas rurales alejadas de la red eléctrica, siendo sus principales aplicaciones la electrificación de pequeñas viviendas y el bombeo y potabilización de agua. En la actualidad se abren paso otro tipo de aplicaciones en señalización, mobiliario urbano, telecomunicaciones, refrigeración, apoyo solar a vehículos, pequeños dispositivos portátiles, etc [5].

La aplicación analizada en el presente artículo es un prototipo de sistema fotovoltaico autónomo para iluminación de anuncios espectaculares en Aguascalientes. Este prototipo se justifica debido a dos razones: en primer lugar, los anuncios espectaculares pueden ubicarse en lugares de difícil acceso y sin conexión fácil a la red eléctrica; en

segundo lugar, el trámite ante CFE para lograr la interconexión a red del espectacular puede dilatarse en el tiempo y demorar la puesta en marcha del sistema.

El sistema fotovoltaico autónomo para anuncios espectaculares alimenta 4 lámparas de 50 W cada una en corriente alterna convencional (120 V, 60 Hz). Está concebido para proporcionar iluminación durante 4 horas diarias al ponerse el sol.

En este artículo se resume el análisis realizado al prototipo actual, se proponen dos acciones de mejora del prototipo y se predice el desempeño y costo del prototipo optimizado. Las dos acciones de mejora son las siguientes:

- 1) Diseño de un nuevo arreglo fotovoltaico para mejorar el desempeño energético del prototipo.
- 2) Diseño de un sistema automático de encendido/apagado basado en sensor de iluminación y controlador Arduino.

La primera acción de mejora se propone tras el análisis energético del prototipo actual, donde se detecta que el prototipo tiene un desempeño insuficiente en los meses de Julio y Diciembre (meses más desfavorables en cuanto a irradiación solar en Aguascalientes para el ángulo de inclinación del arreglo fotovoltaico). La segunda acción de mejora se propone porque el regulador de carga del prototipo actual solamente permite una programación horaria del encendido/apagado de la iluminación. Esto implica que, debido a los cambios en la hora de puesta de sol a lo largo del año y debido al cambio de uso horario invierno/verano, sería necesario reprogramar periódicamente el cronómetro, lo cual significa un inconveniente sobre todo si el espectacular se ubica en un lugar alejado o de difícil acceso.

El prototipo mejorado presenta un exceso en captación de energía del 0.74% en el mes más desfavorable (Julio) frente al déficit del 9.23% que tenía el prototipo antiguo. El costo del prototipo mejorado es prácticamente igual al del prototipo antiguo (891 USD frente a 890 USD).

Los cálculos energéticos realizados en el presente estudio están basados en las recomendaciones de la Agencia Internacional de la Energía (IEA), Photovoltaic Power Systems Program (PVPS), Task 3 (Use of Photovoltaic Power Systems in stand-alone and island applications) [6], así como en las recomendaciones del instituto estadounidense SANDIA [7].

2. Descripción del prototipo actual

El prototipo actual de sistema fotovoltaico autónomo para iluminación de anuncios espectaculares en Aguascalientes consta de un arreglo fotovoltaico, una batería, un regulador de carga y un inversor, que alimentan 4 lámparas AC de 50W cada una. La configuración del sistema se muestra en la Fig. 1.

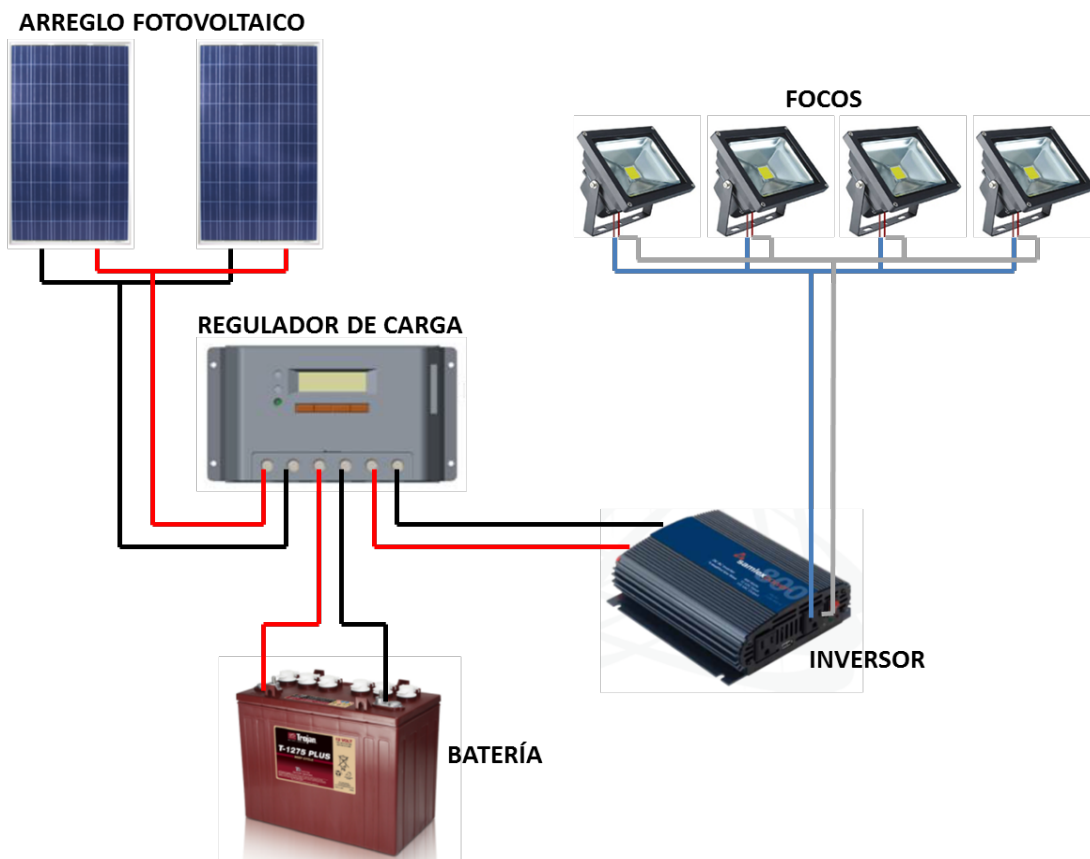


Fig. 1. Configuración del prototipo actual.

A continuación se describen brevemente las características tecnológicas de los elementos del sistema:

a) Arreglo fotovoltaico.

Compuesto por 2 módulos fotovoltaicos de 250 W nominales por módulo, de tecnología de silicio policristalino, interconectados en paralelo. Los módulos tienen una eficiencia estándar del 15.4% y sus principales características eléctricas son: 30.1 V y 37.4 V de voltaje en máxima potencia y en circuito abierto respectivamente; 8.31 A y 8.83 A de corriente en máxima potencia y en cortocircuito respectivamente (datos en condiciones estándar de $1,000 \text{ W/m}^2$ de irradiancia y 25°C de temperatura de celda). El arreglo fotovoltaico se encuentra instalado con orientación Sur y ángulo de inclinación respecto al plano horizontal de 23° (este ángulo coincide con el óptimo para Aguascalientes según NASA). La tecnología de módulos de silicio policristalino domina actualmente el mercado fotovoltaico mundial por mostrar un buen balance entre eficiencia, resistencia-durabilidad y costo [8].

b) Batería.

Se utiliza una batería de plomo-ácido con electrolito líquido aireada de 166 Ah (en régimen de descarga de 100 horas) y 12 V. Presenta una eficiencia de carga del 90% y una eficiencia de descarga del 85%. Incorpora electrodos de aleación de plomo-antimonio, muy adecuados para aplicaciones fotovoltaicas que requieren un ciclado profundo, permitiendo hasta un 80% de profundidad de descarga en cada ciclo. La tecnología de plomo-ácido domina actualmente el mercado de los sistemas fotovoltaicos autónomos por su menor costo respecto a otras tecnologías (como el Ni-Cd o el ion-Li), a pesar de sus inconvenientes (baja energía específica, sensibilidad al uso, a la temperatura y a la regulación, vida útil moderada, etc.) [9].

b) Regulador de carga.

Se trata de un regulador de carga de 12 V y 30 A con regulación *Pulse Width Modulator* (PWM). El mecanismo de regulación es en serie, de manera que el regulador hace operar el arreglo fotovoltaico alternativamente al voltaje de la batería (durante el ciclo de trabajo o *duty cycle*) y al voltaje de circuito abierto. De esta manera, controla en cada momento el régimen de carga de la batería.

c) Inversor.

Se utiliza un inversor de 800 W para transformar la corriente directa de 12 V en corriente alterna de 120V y 60 Hz. Es un inversor de onda sinusoidal modificada, más barato que los de onda sinusoidal pura y adecuado para una aplicación de iluminación.

3. Análisis energético del prototipo actual

El análisis energético del prototipo actual se ha dividido en tres subsecciones: en primer lugar se realiza el análisis de consumos del sistema; en segundo lugar, el análisis de la irradiación solar disponible en Aguascalientes; en tercer lugar, el análisis de la captación de energía del arreglo fotovoltaico.

A) Análisis de consumos.

Las lámparas tienen un consumo de potencia de 200W. El fabricante reporta una eficiencia del inversor del 90% al 50% de carga. Como el inversor es de 800W, esto significa que en la aplicación, el inversor opera al 25% de carga. Los inversores pierden eficiencia al ser operados con regímenes de carga bajos. Por esta razón, y al no disponer de información más detallada sobre la eficiencia del inversor, se ha considerado en el estudio energético una eficiencia del inversor del 85% como valor prudente. El requerimiento de potencia se puede calcular entonces como:

$$\text{Requerimiento de potencia} = \frac{\text{Consumo de potencia}}{\text{Eficiencia inversor}} \quad (1)$$

Se obtiene así un requerimiento de potencia de 235.3 W.

Para calcular el requerimiento de energía diario ha de tenerse en cuenta el número de horas de operación (4 hr) y la eficiencia de descarga de la batería reportada por el fabricante (85%). El requerimiento de energía diario puede calcularse mediante:

$$\text{Requerimiento energía diario} = \frac{\text{Requerimiento de potencia} \times \text{N}^\circ \text{ de horas}}{\text{Eficiencia descarga batería}} \quad (2)$$

Con lo que se obtiene un requerimiento de energía diario de 1,107 Wh.

B) Análisis de la irradiación solar disponible en Aguascalientes.

Con objeto de analizar la irradiación solar disponible en Aguascalientes (21.9°N, 102.3°W) es necesario recurrir a fuentes de datos de radiación solar. Lo ideal sería disponer de medidas de irradiancia global horizontal tomadas por un piranómetro durante un periodo de 10 años en la ciudad para elaborar los valores medios. Sin embargo, en la ciudad sólo existe una estación meteorológica automatizada perteneciente a la red de estaciones de Conagua [10], y dicha estación incorporó medida de la irradiancia solar muy recientemente, desde enero de 2014. Por lo tanto, no existen datos medidos de irradiancia solar en un intervalo de tiempo amplio en la ciudad de Aguascalientes.

Esto implica que es necesario recurrir a otras fuentes menos precisas. En este estudio se han utilizado bases de datos disponibles públicamente que recopilan información procedente del procesamiento de imágenes de satélite. Las dos bases de datos principales para México son la *Surface Meteorology and Solar Energy* de NASA [11] y la desarrollada por el laboratorio estadounidense *National Renewable Energy Laboratory*, NREL [12]. La Fig. 2 muestra los valores de

irradiación global horizontal diaria media mensual para la ciudad de Aguascalientes obtenidos de ambas bases de datos.

Como puede verse, existe cierta discrepancia en los datos debido a que ambos institutos han utilizado imágenes de satélite diferentes y modelos diferentes para procesar las imágenes. En el presente estudio se ha elegido utilizar los datos de NREL debido a la siguiente razón: la información de NASA es una base de datos mundial con resolución de 1° de latitud x 1° de longitud; sin embargo, la información de NREL sólo existe para algunos países y su resolución es mayor, en cuadrados de 40 x 40 km de superficie. Debido a esto, parece más adecuado utilizar los datos de NREL para una ubicación concreta, si estos datos están disponibles.

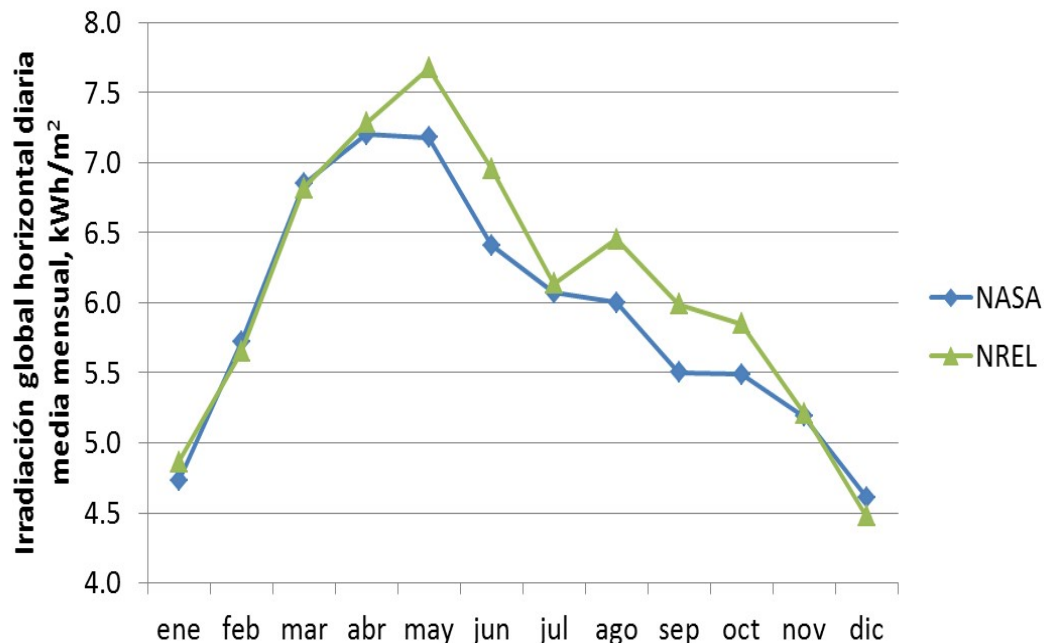


Fig. 2. Valores de irradiación global horizontal diaria media mensual para la ciudad de Aguascalientes según dos bases de datos con información elaborada a partir de imágenes de satélite (NASA y NREL).

Una vez que se dispone de los datos medios de irradiación horizontal diaria, es necesario utilizar un modelo de radiación para obtener los valores de irradiación sobre el plano del arreglo del prototipo (orientación Sur e inclinación de 23°). Estos valores indicarán la irradiación realmente disponible por el arreglo para ser transformada en electricidad.

En el presente análisis se ha utilizado un modelo desarrollado por la Universidad Panamericana. El procedimiento consiste en analizar 12 días del año (se tomaron los días 15 de cada mes). Para cada uno de estos días se calculan las componentes directa, difusa y de albedo de la irradiancia solar sobre el plano del arreglo en intervalos de 5 minutos. La irradiancia global en cada instante se calcula como la suma de esas tres componentes. Finalmente, se integran los valores de irradiancia global a lo largo de cada día analizado. El valor obtenido se considera representativo de la irradiación global sobre el plano del arreglo diaria media mensual, es decir, la irradiación realmente disponible para el arreglo fotovoltaico con orientación Sur e inclinación de 23°.

Las variables que se calculan en cada instante del día representativo de cada mes son las siguientes: declinación y excentricidad de la órbita terrestre, hora solar de salida y puesta de sol, ángulos de posición del sol (acimut y ángulo de elevación) e irradiancia extraterrestre horizontal [13]; irradiancia global horizontal a partir del valor de irradiación diario [14]; índice de claridad [15]; fracción de difusa e irradiancia difusa horizontal [16]; irradiancia directa horizontal restando las componentes global y difusa; ángulo de incidencia de los rayos del sol con respecto a la normal al plano del arreglo e irradiancia directa sobre el plano del arreglo [13]; irradiancia difusa y de albedo sobre el plano del arreglo [13] e irradiancia global sobre el plano del arreglo como suma de las componentes directa, difusa y albedo.

La aplicación de este procedimiento ha permitido estimar los valores medios de irradiación global diaria sobre el plano del arreglo para los 12 meses del año en Aguascalientes. La Fig. 3 presenta estos valores y los compara con los valores

de irradiación horizontal obtenidos de la bases de datos de NREL. Los 12 valores obtenidos pueden considerarse representativos de la irradiación diaria media disponible por el arreglo fotovoltaico del prototipo en cada mes del año.

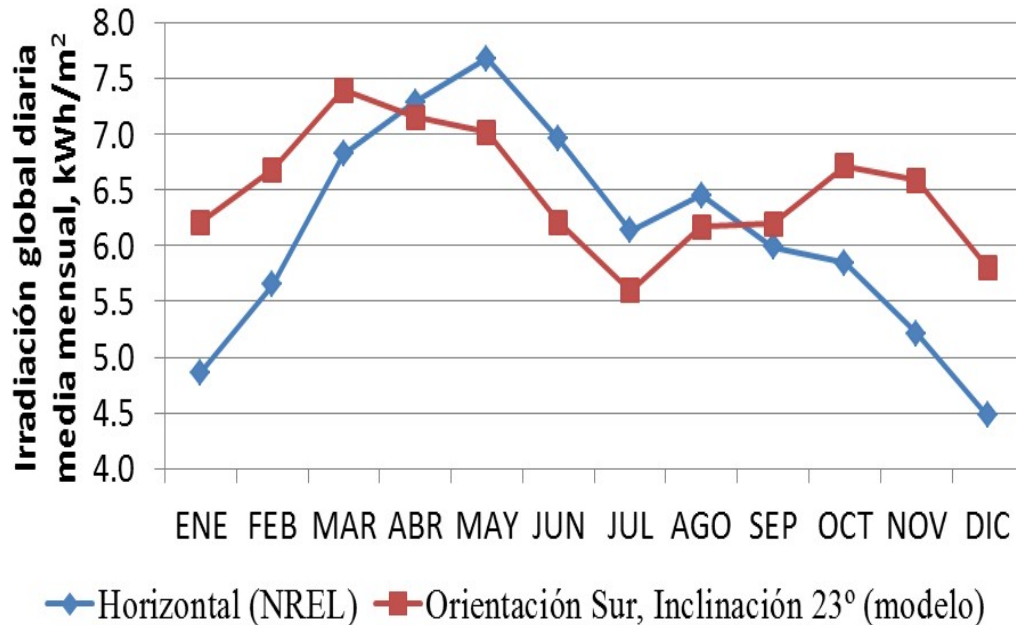


Fig. 3. Comparativa entre los valores de irradiación global diaria media mensual en la ciudad de Aguascalientes sobre plano horizontal (tomados de la base de datos de NREL) y sobre el plano del arreglo fotovoltaico del prototipo con orientación Sur e inclinación de 23° (obtenidos con el modelo de radiación desarrollado por la Universidad Panamericana).

C) Análisis de la captación de energía del arreglo fotovoltaico.

El regulador PWM hace operar al arreglo fotovoltaico alternativamente al voltaje de la batería y al voltaje de circuito abierto. Por lo tanto, la máxima potencia eléctrica que puede extraer del arreglo es la que se corresponde con un ciclo de trabajo del 100% (100% del tiempo operando al voltaje de la batería). Cuando el arreglo opera al voltaje de la batería, genera una corriente ligeramente superior a la corriente en el punto de máxima potencia, tal y como se observa en la Fig. 4. La figura muestra el punto de operación del arreglo fotovoltaico sobre la curva

voltaje-corriente, así como la potencia eléctrica extraída por el regulador (producto del voltaje de la batería por la corriente suministrada por el arreglo), cuando el arreglo opera en condiciones estándar ($1,000 \text{ W/m}^2$ de irradiancia y 25°C de temperatura de celda).

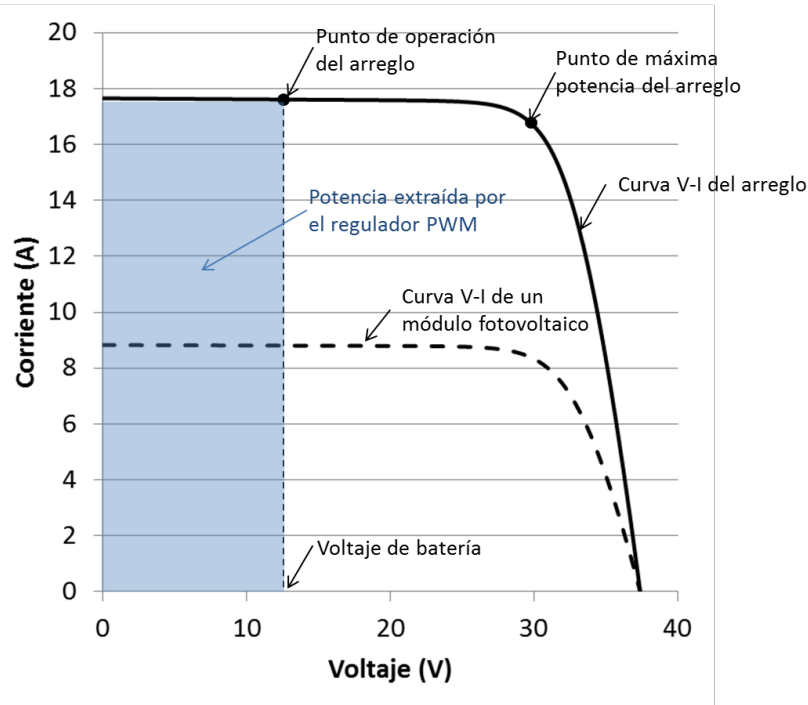


Fig. 4. Punto de operación del arreglo fotovoltaico durante el ciclo de trabajo del PWM sobre la curva voltaje-corriente del arreglo en condiciones estándar de operación ($1,000 \text{ W/m}^2$ de irradiancia y 25°C de temperatura de celda). El área sombreada se corresponde con la potencia extraída por el regulador.

La corriente suministrada por el arreglo fotovoltaico es aproximadamente proporcional a la irradiancia incidente. Esto implica que la máxima energía que puede acumular la batería a lo largo de un día, E_d , se puede expresar como:

$$E_d (\text{Wh}) = PR \cdot H_d \left(\frac{\text{kWh}}{\text{m}^2} \right) \cdot V_{bat} (\text{V}) \cdot I_{mpp,STC} (\text{A}) \cdot N_p \quad (3)$$

Siendo H_d la irradiación global diaria sobre el plano del arreglo, V_{bat} el voltaje de la batería, $I_{mpp,STC}$ la corriente en el punto de máxima potencia de un módulo

fotovoltaico en condiciones estándar y N_p el número de módulos fotovoltaicos interconectados en paralelo. El coeficiente PR (*Performance Ratio*) tiene en cuenta una serie de pérdidas que tienen lugar en el sistema, entre las cuales la principal viene reflejada por la eficiencia de carga de la batería. De ahí que en el presente estudio se utilice un valor de $PR=0.90$, equivalente a la eficiencia de carga de la batería reportada por el fabricante.

Utilizando esta expresión se puede comparar la energía disponible para carga de batería diaria media mensual con el requerimiento de energía diario del sistema calculado en el apartado A). Dicha comparativa se muestra en la Tabla 1.

Mes	Energía disponible para carga diaria media mensual (Wh)	Energía de descarga diaria (Wh)	Porcentaje de exceso de energía (%)
Ene	1,115	1,107	0.67
Feb	1,200	1,107	8.34
Mar	1,327	1,107	19.81
Abr	1,283	1,107	15.89
May	1,260	1,107	13.77
Jun	1,114	1,107	0.65
Jul	1,005	1,107	-9.23
Ago	1,107	1,107	0.02
Sep	1,112	1,107	0.46
Oct	1,205	1,107	8.80
Nov	1,183	1,107	6.82
Dic	1,042	1,107	-5.85

Tabla 1. Comparativa entre la energía disponible para carga de la batería diaria media mensual y la energía de descarga diaria del sistema para el prototipo actual.

Analizando estos datos, puede verse que el prototipo actual no cumple con los requisitos mínimos de desempeño energético durante los meses de Julio y Diciembre. En estos meses, la energía diaria media disponible para cargar la batería (obtenida a partir de los valores de irradiación global diaria media mensual en el plano del arreglo fotovoltaico) no es suficiente para realizar la recarga completa de la batería durante las horas de sol. Esto implica que la media de horas en que el espectacular estará iluminado durante estos meses será inferior a 4 hr, que es el objetivo que se esperaba para el prototipo diseñado.

4. Diseño del nuevo arreglo fotovoltaico

Analizando la Fig. 4, puede observarse que el arreglo fotovoltaico actual está operando lejos del punto de máxima potencia porque los módulos tienen un voltaje de circuito abierto (37.4 V) muy superior al voltaje de la batería (12 V). Esto implica que no se está aprovechando todo el potencial para generar electricidad del arreglo.

Por esta razón se ha diseñado un nuevo arreglo fotovoltaico que se acopla mejor a los 12 V de la batería. El nuevo arreglo está compuesto por 5 módulos fotovoltaicos de 70 W nominales por módulo, de tecnología de silicio policristalino, interconectados en paralelo. Con estos 5 módulos se instalará una potencia pico total de 350 W, menor que los 500 W del prototipo actual. Es decir, se utilizará una menor superficie de captación y se construirá un arreglo de menor costo. A pesar de ello, el mejor acople de los módulos al voltaje de la batería permitirá aprovechar mejor su capacidad y obtener un mejor desempeño energético, como se mostrará en la sección 6.

Los nuevos módulos fotovoltaicos tienen un 15.4 % de eficiencia estándar. Sus principales características eléctricas son: 18.3 V y 22.3 V de voltaje en máxima potencia y en circuito abierto respectivamente; 3.83 A y 4.17 A de corriente en máxima potencia y en cortocircuito respectivamente (datos en condiciones estándar de 1,000 W/m² de irradiancia y 25°C de temperatura de celda).

La Fig. 5 muestra el punto de operación del nuevo arreglo fotovoltaico sobre la curva voltaje-corriente así como la potencia eléctrica extraída por el regulador (producto del voltaje de la batería por la corriente suministrada por el arreglo). En esta figura, el arreglo opera en condiciones estándar ($1,000 \text{ W/m}^2$ de irradiancia y 25°C de temperatura de celda).

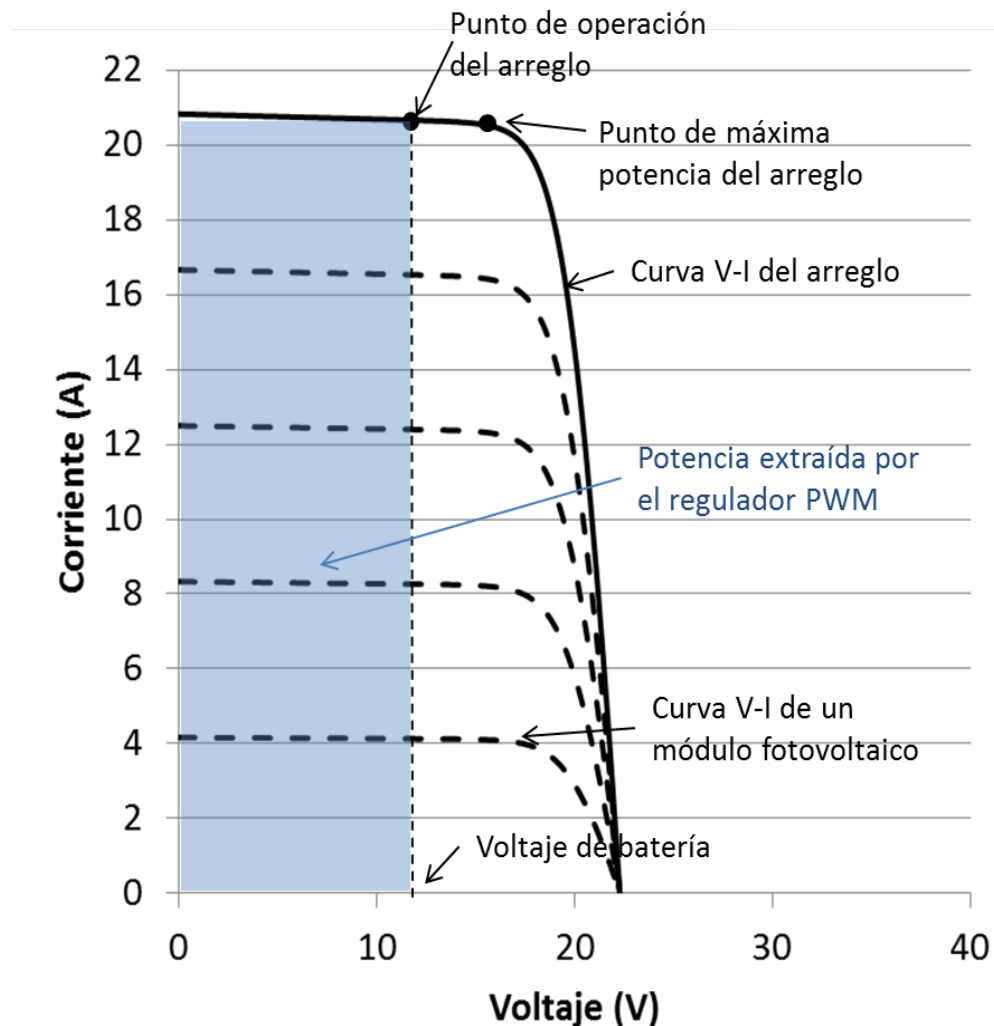


Fig. 5. Punto de operación del nuevo arreglo fotovoltaico durante el ciclo de trabajo del PWM sobre la curva voltaje-corriente del arreglo en condiciones estándar de operación ($1,000 \text{ W/m}^2$ de irradiancia y 25°C de temperatura de celda). El área sombreada se corresponde con la potencia extraída por el regulador.

Como puede verse al comparar esta figura con la Fig. 4, el arreglo fotovoltaico opera más cerca del punto de máxima potencia con la nueva configuración. Esto implica que se va a aprovechar mejor la capacidad de los módulos para generar electricidad. Además, al instalar cinco módulos en paralelo, la corriente que se extrae del arreglo es mayor que con la configuración antigua. Esto implica una mayor generación real de potencia, a pesar de que se instala una potencia pico total inferior a la del antiguo arreglo.

5. Diseño del sistema automático de encendido/apagado

El sistema automático de encendido/apagado tiene por objetivo detectar el momento del día en que la luz solar desaparece al caer la tarde. En ese momento enciende la iluminación del espectacular durante 4 horas. El sistema utiliza un minimódulo fotovoltaico como sensor de iluminación, un controlador ARDUINO® UNO, un relevador y una caja hermética para alojar los componentes.

El minimódulo fotovoltaico se encuentra cortocircuitado a través de una resistencia de bajo valor óhmico. De los extremos de la resistencia salen dos terminales que envían al controlador una señal de voltaje. Con estos elementos, el voltaje enviado al controlador es aproximadamente proporcional a la irradiancia global que incide sobre el minimódulo.

El ARDUINO® UNO es un microcontrolador basado en el ATmega328. Se programó utilizando el lenguaje de programación *Processing*, propio del controlador. La programación incorporó 3 funciones principales:

- Monitorizar el voltaje recibido del minimódulo fotovoltaico, para detectar el umbral de iluminación exterior al que se considera que deben encenderse los focos.
- Encender la iluminación del espectacular en este momento durante 4 hr.
- Ahorrar recursos del Arduino mientras no se necesiten (función “sleep”).

El relevador se encarga de encender y apagar las luminarias, recibiendo del controlador una señal de “alta” para desactivar la iluminación, y una señal de “baja” para activarla.

Todos los componentes van alojados en una caja hermética diseñada para protegerlos de la intemperie.

La Fig. 6 muestra el diagrama de conexiones del controlador con la alimentación de 12 V procedente de la batería a través del regulador de carga, con el minimódulo fotovoltaico, con el relevador y con la salida hacia el inversor.

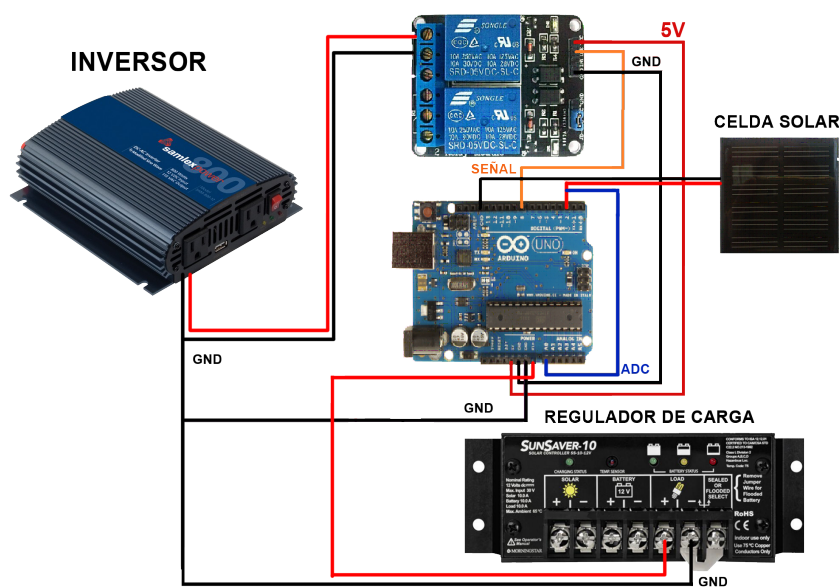


Fig. 6. Diagrama de conexiones del controlador Arduino.

El controlador permite ajustar el valor umbral de la señal de voltaje recibida desde el minimódulo fotovoltaico al cual deben encenderse los focos. Este valor umbral depende de las características de iluminación artificial, reflexión de objetos, etc., existentes en el lugar donde se instala el anuncio espectacular. Las pruebas realizadas *in situ*, permitieron observar que el minimódulo llegaba a enviar un voltaje de hasta 4 V en condiciones de máxima irradiancia solar, y que dicho voltaje caía hasta 1 V por la

noche. Se ajustó el valor umbral a 1.4 V, momento en que arranca la iluminación y se activa el cronómetro. Dicho cronómetro se ajustó para reiniciarse cuando se alcanzan los 3.5 V con la irradiación solar del día siguiente.

6. Análisis energético y económico del prototipo optimizado

La Fig. 7 muestra la configuración final del prototipo optimizado.

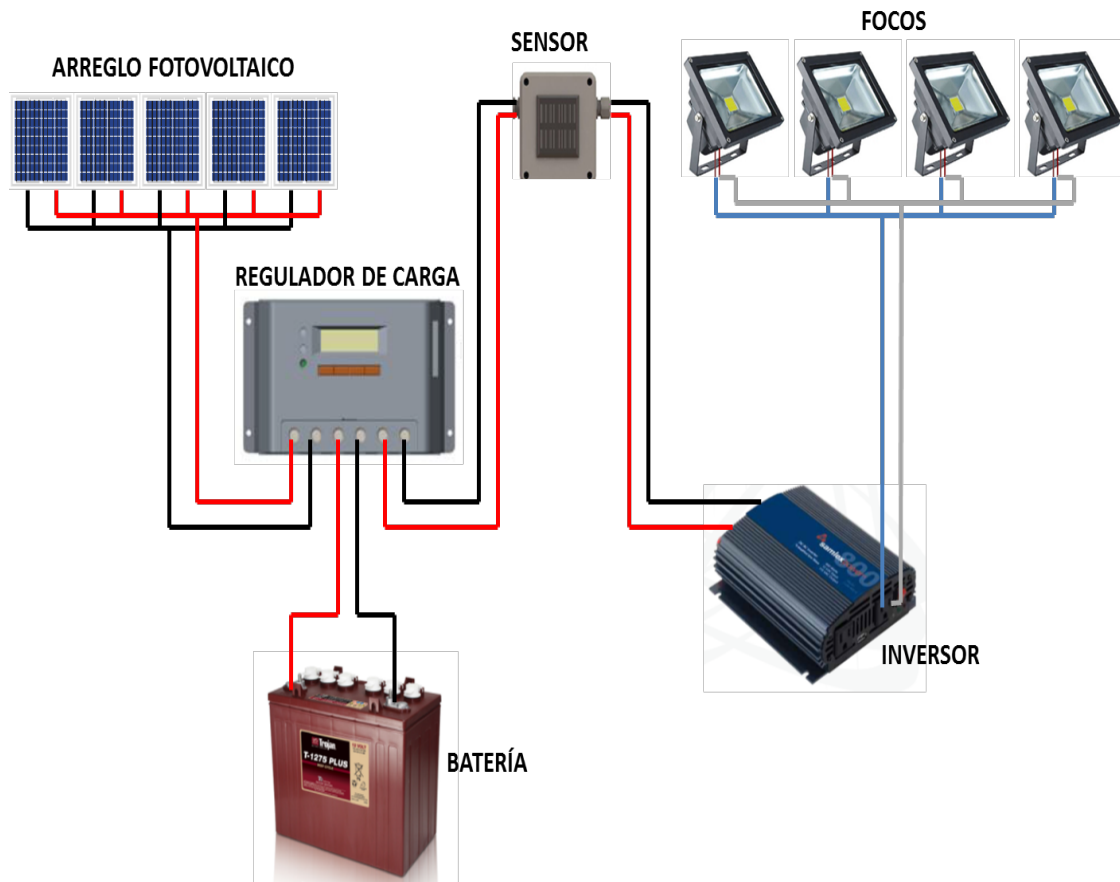


Fig. 7. Configuración del prototipo optimizado.

Realizando un análisis energético con el mismo procedimiento descrito en la sección 3, se han obtenido los valores indicados en la tabla 2. En esta tabla puede verse que la energía de descarga diaria se ha incrementado ligeramente debido al consumo del controlador Arduino, que se ha estimado en una potencia media durante las 24 hr del día de 1.5 W. Los valores de la tabla indican que el desempeño energético del prototipo optimizado es adecuado incluso para los meses de menor irradiación solar, existiendo

durante todo el año un exceso de energía para la carga diaria de la batería considerando valores medios.

Mes	Energía disponible para carga diaria media mensual (Wh)	Energía de descarga diaria (Wh)	Porcentaje de exceso de energía (%)
Ene	1,284	1,150	11.72
Feb	1,382	1,150	20.23
Mar	1,529	1,150	32.96
Abr	1,478	1,150	28.61
May	1,451	1,150	26.26
Jun	1,284	1,150	11.70
Jul	1,158	1,150	0.74
Ago	1,276	1,150	11.00
Sep	1,282	1,150	11.49
Oct	1,388	1,150	20.74
Nov	1,363	1,150	18.54
Dic	1,201	1,150	4.48

Tabla 2. Comparativa entre la energía disponible para carga de la batería diaria media mensual y la energía de descarga diaria del sistema para el prototipo optimizado.

Las tablas 3 y 4 presentan los costos asociados a la adquisición de los equipos principales del prototipo actual y del prototipo optimizado respectivamente.

Componente	Precio unitario (USD)	Cantidad	Precio total (USD)
Módulo fotovoltaico 250W	255	2	510
Regulador 12V 30A	70	1	70
Inversor 800 W	90	1	90
Batería 12V	220	1	220
TOTAL			890

Tabla 3. Costos de adquisición de los equipos principales del prototipo actual (impuestos incluidos).

Componente	Precio unitario (USD)	Cantidad	Precio total (USD)
Módulo fotovoltaico 250W	95	5	475
Regulador 12V 30A	70	1	70
Inversor 800 W	90	1	90
Batería 12V	220	1	220
Controlador solar	36	1	36
TOTAL			891

Tabla 4. Costos de adquisición de los equipos principales del prototipo optimizado (impuestos incluidos).

Como puede verse, el prototipo optimizado tiene un costo similar al del actual debido a que el costo del controlador solar se compensa con la reducción de costo del nuevo arreglo fotovoltaico que, como se comentó, es un arreglo de menor superficie y menor potencia pico.

7. Conclusiones

La principal conclusión de este estudio es que es posible mejorar la capacidad de generación de energía de un arreglo fotovoltaico controlado por un regulador PWM mediante un buen acople entre el voltaje del arreglo y el voltaje de la batería. De esta forma se logra que el arreglo fotovoltaico opere lo más cerca posible del punto de máxima potencia de su curva característica voltaje-corriente.

El arreglo fotovoltaico optimizado cumple los requisitos de captación de energía solar para satisfacer las necesidades del prototipo, según el estudio realizado basándose en valores diarios medios mensuales. Al ser un arreglo de menor potencia pico y menor superficie que el original, su costo se reduce. La reducción del costo del arreglo ha permitido añadir un controlador solar de encendido/apagado al prototipo sin incrementar el costo global del sistema.

8. Referencias

- [1] G. Loois, B. Van Hemert, Stand-alone photovoltaic applications: Lessons Learned. 2013. Ecofys. New York. 70 pp.
- [2] M. Hankins, Stand-alone solar electric systems: the Earthscan expert handbook for planning, design and installation. 2010. Earthscan. New York. 249 pp.
- [3] M. Egido, E. Lorenzo, "The sizing of stand alone PV-system: A review and a proposed new method". Solar Energy Materials and Solar Cells. Vol. 26. No. 1-2. 1992. 51-69 pp.
- [4] V. Estrada-Cajigal, R. Almanza, Irradiaciones global, directa y difusa, en superficies horizontales e inclinadas, así como irradiación directa normal, para la República Mexicana. 2005. UNAM, SID/646. México. 64 pp.
- [5] Programa de fomento de sistemas fotovoltaicos en México (ProSolar). SENER/GIZ. México. 2012.
- [6] International Energy Agency Photovoltaic Power Systems Program (IEA-PVPS) task 3. En línea en <http://www.iea-pvps.org/index.php?id=9>. Acceso Mayo de 2015.
- [7] R. N. Chapman, Sizing handbook for stand-alone photovoltaic / storage systems. 1987. Sandia National Laboratories, SAND 87-1087. Albuquerque, New Mexico. 52 pp.

- [8] Global market outlook for photovoltaics 2014-2018. European Photovoltaic Industry Association (EPIA). 2014.
- [9] Lead-acid battery guide for stand-alone photovoltaic systems. International Energy Agency (IEA), IEA-PVPS 3-06. 1999.
- [10] Red de estaciones meteorológicas automáticas de Conagua. En línea en <http://smn.cna.gob.mx/emas/>. Acceso Mayo de 2015.
- [11] Surface Meteorology and Solar Energy (NASA). En línea en <https://eosweb.larc.nasa.gov/sse/>. Acceso Mayo de 2015.
- [12] Solar and Wind Energy Resource Assessment (NREL). En línea en <http://maps.nrel.gov/swera>. Acceso Mayo de 2015.
- [13] M. Iqbal, An introduction to solar radiation. 1983. Academic Press. Toronto. 408 pp.
- [14] A. Whillier, "The determination of hourly values of total solar radiation from daily summations". *Archiv für Meteorologie Geophysik und Bioklimatologie. Serie B.* Vol. 7. No. 2. 1956. 197-204 pp.
- [15] S. A. Klein, W.A. Beckman, J. A. Duffie, "TRNSYS—A transient simulation program". *ASHRAE Transactions.* Vol. 82. 1976. 623-633 pp.
- [16] The estimation of monthly mean values of daily total short-wave radiation on vertical and inclined surfaces from sunshine records for latitudes 40°N–40°S. *Proceedings of U. N. Conference on New Sources of Energy.* Roma. 1961.

9. Autores

Dr. Pedro Manuel Rodrigo Cruz obtuvo su doctorado en Ingeniería con especialidad en sistemas fotovoltaicos de concentración por la Universidad de Jaén, España.

Dr. José Sebastián Gutiérrez Calderón obtuvo su doctorado en Ingeniería con especialidad en cables eléctricos aislados de alta tensión por la Escuela Superior de Ingenieros de la Universidad de Navarra, San Sebastián, España.

Arturo de la Torre Infante es alumno de 4º semestre de Ingeniería Industrial por la Universidad Panamericana de Aguascalientes, México.

Nuevo inversor fotovoltaico integrado sin transformador

Jeziel Vázquez

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Nimrod Vázquez

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Claudia Hernández

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Héctor López

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Joaquín Vaquero

Universidad Rey Juan Carlos, Móstoles, Madrid, España

joaquin.vaquero@urjc.es

Resumen

Los inversores sin transformador son ampliamente utilizados en sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica, debido a los beneficios de lograr alta eficiencia y bajo costo.

El inversor fotovoltaico sin transformador puede generar una corriente de fuga entre el inversor y la red eléctrica, a través de la capacitancia parásita del módulo fotovoltaico y la tierra física. Esta corriente de fuga provoca una disminución de la eficiencia, reduce

el tiempo de vida del módulo fotovoltaico y pone en riesgo al personal que esté en contacto con el sistema. Se han propuesto varias topologías de inversores sin transformador para reducir esta corriente de fuga; este trabajo propone una topología diferente que consiste en la integración de dos etapas, un inversor puente completo y un convertidor CD/CD elevador. Una terminal de salida del inversor está conectada directamente a tierra y el convertidor es controlado por modos deslizantes.

Palabra(s) Clave(s): control por modos deslizantes, corriente de fuga, inversor fotovoltaico.

1. Introducción

Usualmente los sistemas fotovoltaicos conectados a la red incluyen un transformador en sus etapas de conversión de potencia; los transformadores garantizan el aislamiento galvánico entre la red y el sistema fotovoltaico, esto otorga protección a las personas y evita la corriente de fuga entre el sistema fotovoltaico y la tierra. Además, también asegura que no se inyecte corriente continua a la red. Sin embargo, por su baja frecuencia (50-60 Hz), el transformador es grande, pesado y caro. Además, se reduce la eficiencia final de la etapa de conversión [1-3]. Desafortunadamente, cuando se retira el transformador, un voltaje de modo común (CM) puede aparecer y generar corrientes de fuga en el sistema a través de la capacitancia parásita entre los módulos fotovoltaicos y la tierra [1]. La existencia de la corriente de fuga puede reducir la eficiencia de conversión de energía, incrementar la distorsión de la corriente de la red y presenta un riesgo a la seguridad [2].

En México los inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica de acuerdo a la norma CFE G0100-04 deben utilizar un transformador para garantizar un aislamiento galvánico; pero en países como Alemania, que sigue la norma VDE 0126-1-1, se permite el uso de los inversores fotovoltaicos sin transformador, limitando así la corriente de fuga.

Para evitar la circulación de estas corrientes de fuga en los sistemas fotovoltaicos sin transformador, es necesario el uso de topologías que no generen tensiones variables en modo común (MC) [1]. El camino por el cual se genera la corriente de fuga en los inversores fotovoltaicos conectados a la red se ilustra en la Fig. 1. Está formado por los interruptores, el filtro, la impedancia de la tierra (Z_{GcGg}) y la capacitancia parásita (C_{PVg}) entre el módulo fotovoltaico y la tierra. Según [2], el voltaje en modo común (v_{CM}) se define como:

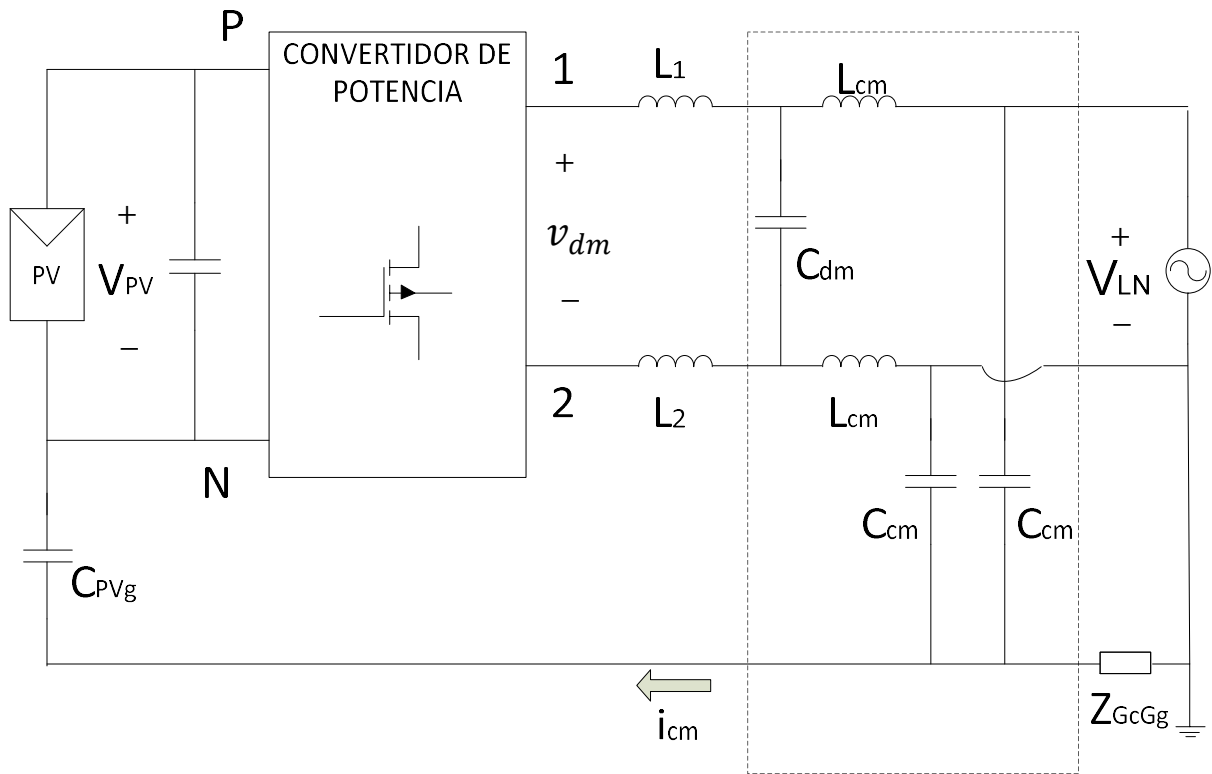


Fig. 1. Corriente en modo común en un inversor fotovoltaico sin transformador.

$$v_{CM} = \frac{v_{1N} + v_{2N}}{2} + (v_{1N} - v_{2N}) \frac{L_2 - L_1}{2(L_1 + L_2)} \quad (1)$$

Donde v_{1N} es la diferencia de tensión entre los puntos "1" y "N", v_{2N} es la diferencia de tensión entre los puntos "2" y "N", L_1 y L_2 son los inductores del filtro de salida.

Se han propuesto varias soluciones para uso en sistemas fotovoltaicos sin transformador que no generan voltajes variables en modo común; en [4] se presenta un resumen de las estrategias para suprimir la corriente de fuga en inversores conectados a la red eléctrica. Una solución es el uso de una técnica de modulación que no genere un voltaje variable en modo común, como la modulación de ancho de pulso bipolar senoidal (BSPWM por sus siglas en inglés) [4-5]; pero la desventaja de usar BSPWM es que reduce la frecuencia de conmutación a la mitad en comparación con la modulación de ancho de pulso unipolar (UPWM por sus siglas en inglés), aumentando así la distorsión armónica total del convertidor y afectando el rendimiento de la salida [6].

Otra solución es desconectar el módulo fotovoltaico de la red eléctrica cuando el voltaje en modo común varía; algunas topologías se han propuesto con esta solución, entre ellas se encuentran la H5, H6, HERIC, OH5 y las reportadas en [7-11]. También es posible conectar el módulo fotovoltaico al punto neutro de la red eléctrica a través de una terminal de salida del inversor; algunas topologías como el inversor medio puente, el inversor NPC, las propuestas en [2-3] y las presentadas en [12-19] siguen este principio.

TOPOLOGÍAS.

Un sistema típico sin transformador consta de dos etapas de conversión principales: una CD/CD y la CD/CA; estas etapas están conectados con un capacitor de enlace de CD, las terminales de salida del convertidor se conectan con un filtro para obtener una corriente senoidal y, finalmente, el filtro se conecta a la red eléctrica. Tradicionalmente la terminal negativa del módulo fotovoltaico no se encuentra conectada a tierra y esto genera un voltaje de modo común variable que genera la corriente de fuga (Fig. 2.a), en este trabajo se propone un convertidor integrado para eliminar la corriente de fuga conectando la terminal negativa del módulo fotovoltaico a tierra.

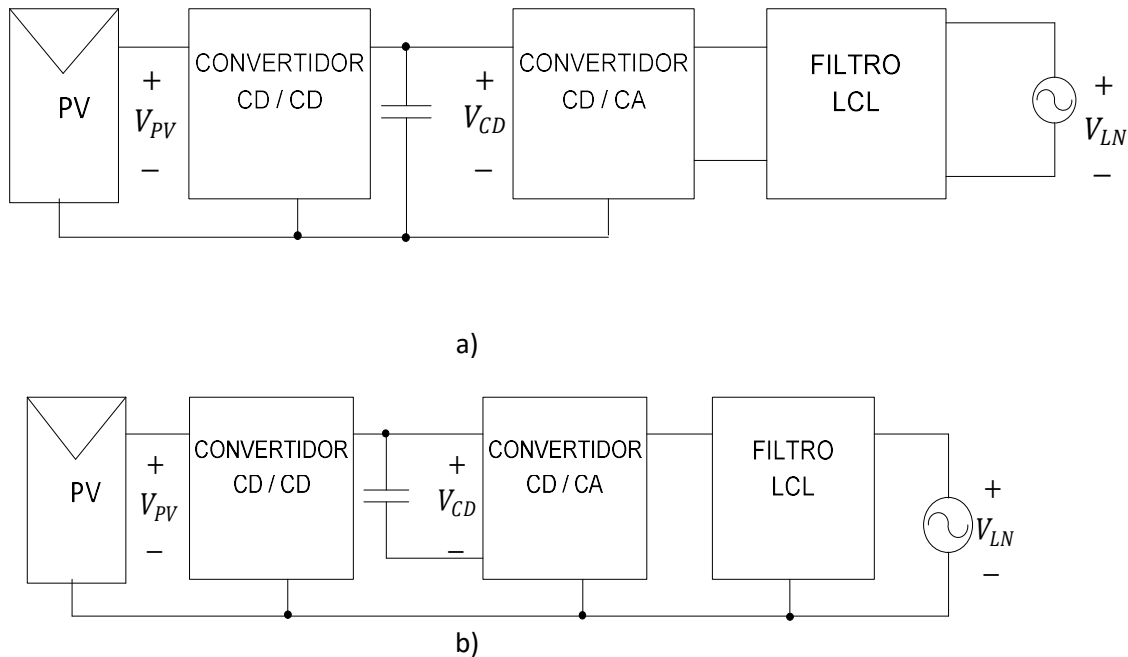


Fig. 2. Inversor sin transformador. a) Integración típica, b) integración propuesta.

La integración propuesta consta de las mismas dos etapas de conversión pero vinculadas con un capacitor flotado, la terminal negativa del módulo fotovoltaico se conecta directamente a la tierra como se muestra en la Fig. 2.b) reduciendo así el problema de corriente de fuga.

Este artículo está organizado de la siguiente manera. El convertidor integrado propuesto se explica en la sección 2, en la sección 3 se describe en detalle el controlador propuesto y los resultados de la simulación se presentan en la sección 4, por último las conclusiones son presentadas en la sección 5.

2. Convertidor propuesto

El convertidor propuesto se muestra en la Fig. 3.a) y se puede observar que

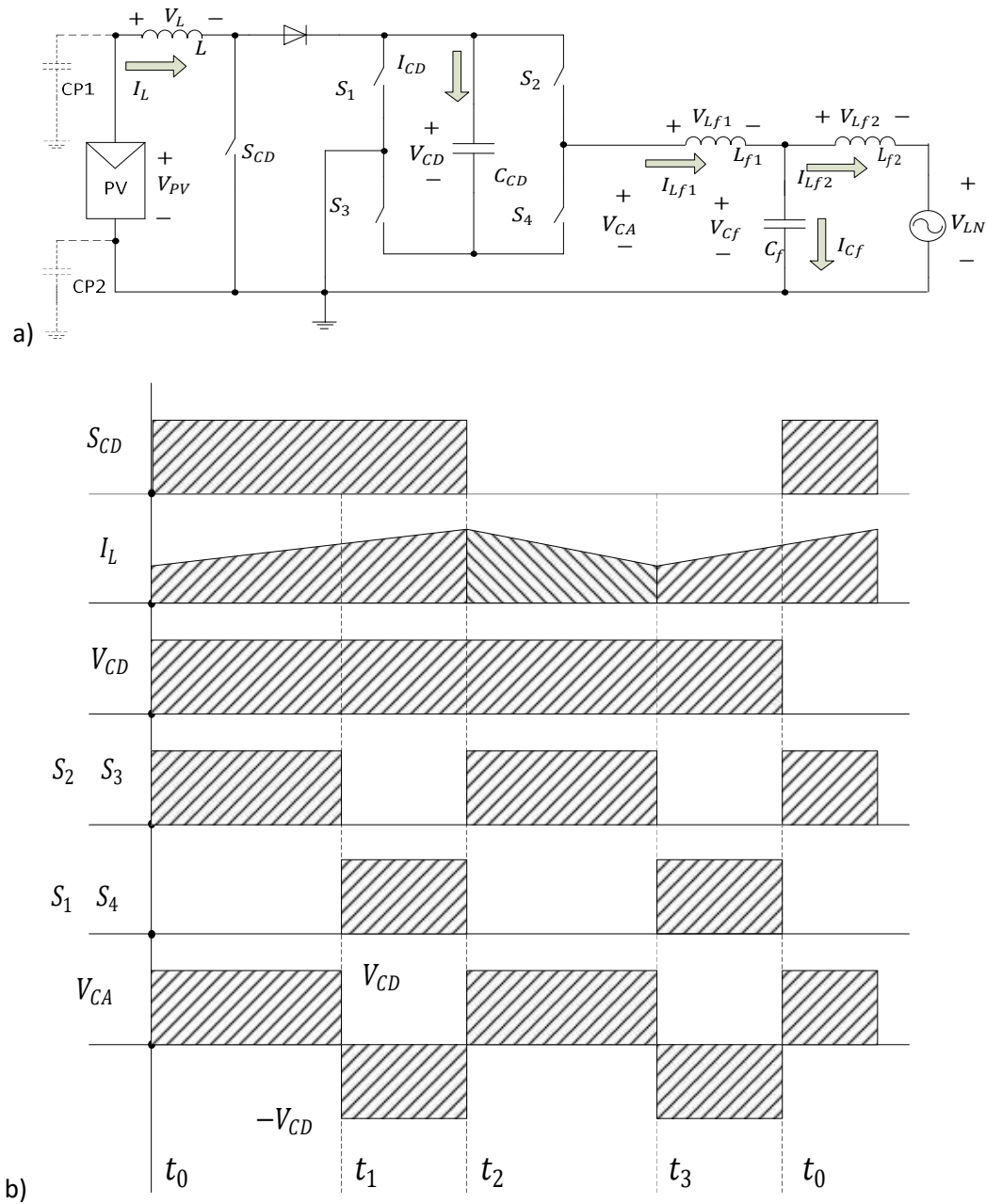


Fig. 3. Convertidor y formas de onda. a) Integración propuesta, con un convertidor elevador CD/CD y un inversor puente completo. b) Formas de onda del convertidor propuesto.

consiste en la integración de un convertidor elevador CD / CD y un convertidor CD / CA.

En el convertidor propuesto, el inductor L y el interruptor de S_{DC} forman parte del convertidor elevador CD / CD; mientras que los interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 son parte de la etapa de inversión, estas etapas están vinculadas con un capacitor flotado C_{CD} . Es importante darse cuenta de que la terminal negativa del módulo fotovoltaico se conecta directamente al neutro de la red eléctrica; la etapa de inversor está conectada con un filtro LCL para obtener una corriente senoidal y, finalmente, el sistema está conectado a la red eléctrica como se muestra en la Fig. 3.a. El modo de funcionamiento del convertidor propuesto se divide en cuatro subcircuitos como se muestra en la Fig. 4.

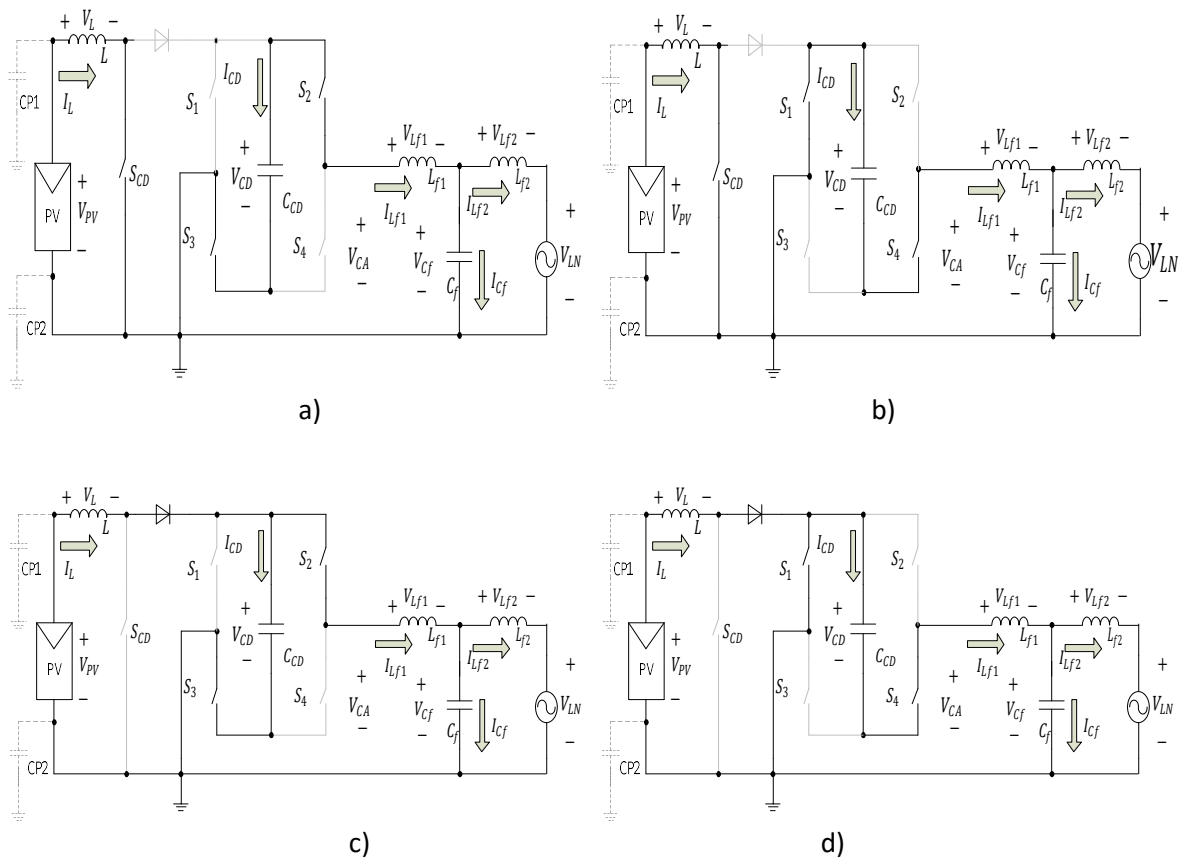


Fig. 4. Operación del convertidor propuesto. a) Subcircuito A, b) Subcircuito B, c) Subcircuito C, d) Subcircuito D.

Las formas de onda del convertidor propuesto para los cuatro subcircuitos se muestran en la Fig. 3.b.

Subcircuito A

En el subcircuito A los interruptores S_2 , S_3 y S_{DC} están encendidos, pero S_1 y S_4 están apagados. Corresponde al intervalo de tiempo t_0 - t_1 , como se muestra en la Fig. 4.a el inductor en esta etapa se está cargando y v_{CA} toma el valor de V_{CD} . Las ecuaciones de estado del subcircuito son:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}}{L} \\ \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{-i_{Lf}}{C_{CD}} \\ \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{v_{CD} - v_{Cf}}{L_{f1}} \\ \frac{d}{dt} i_{Lf2} &= \frac{v_{Cf} - v_{LN}}{L_{f2}} \\ \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf} - i_{Lf2}}{C_f}\end{aligned}\quad (2)$$

Donde i_L es la corriente en el inductor del convertidor elevador, V_{PV} es el voltaje del módulo fotovoltaico, L es la inductancia del convertidor elevador, L_{f1} es la inductancia del inductor L_{f1} del filtro inductor, i_{Lf1} es la corriente en el inductor L_{f1} , C_{CD} es la capacitancia del capacitor flotado, V_{CD} es el voltaje en el capacitor flotado, C_f es la capacitancia del filtro de salida, V_{Cf} es el voltaje en el capacitor de filtro, L_{f2} es la inductancia del inductor L_{f2} del filtro, i_{Lf2} es la corriente en el inductor L_{f2} y v_L es la tensión de la red eléctrica.

Subcircuito B

El subcircuito B se define cuando los interruptores S_1 , S_4 y S_{DC} están encendidos, pero S_2 y S_3 están apagados. Corresponde al intervalo de tiempo t_1 - t_2 , como se muestra en la Fig. 4.b. El inductor en esta etapa se está cargando y v_{CA} toma el valor de $-V_{CD}$. Las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_{Lf1}}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{-v_{CD}-v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf2} &= \frac{v_{Cf}-v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf1}-i_{Lf}}{C_f}
 \end{aligned} \tag{3}$$

Subcircuito C

El subcircuito C se define cuando los interruptores S_2 y S_3 están encendidos, pero S_1 , S_4 y S_{DC} están apagados. Corresponde al intervalo de tiempo t_2 - t_3 , como se muestra en la Fig. 4.c. La energía en el inductor ahora se libera y v_{CA} toma el valor de $-V_{CD}$. Las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}-v_{CD}}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_L-i_{Lf}}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf} &= \frac{v_{CD}-v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf} &= \frac{v_{Cf}-v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf}-i_{Lf2}}{C_f}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Subcircuito D

El subcircuito D se define cuando los interruptores S_1 y S_4 están encendidos, pero S_2 , S_3 y S_{DC} están apagados. El intervalo de tiempo correspondiente es de t_3 - t_0 , como se muestra en la Fig. 4.d. El inductor en esta etapa se carga, y v_{CA} toma el valor de V_{CD} . Las ecuaciones de estado son:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV}}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_{Lf1}}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{-v_{CD} - v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf} &= \frac{v_{Cf} - v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf} - i_{Lf2}}{C_f}
 \end{aligned} \tag{5}$$

Definiendo u_{ca} como ley de control para los interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 y u_{cd} como ley de control para el interruptor S_{DC} como:

$$u_{ca} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ y } S_4 \text{ están encendidos, pero } S_2 \text{ y } S_3 \text{ están apagados} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ y } S_4 \text{ están apagados, pero } S_2 \text{ y } S_3 \text{ están encendidos} \end{cases} \tag{6}$$

$$u_{cd} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{CD} \text{ está encendido} \\ 0 & \text{si } S_{CD} \text{ está apagado} \end{cases} \tag{7}$$

Se obtiene el modelo promedio, teniendo en cuenta las ecuaciones anteriores, como:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_L &= \frac{v_{PV} - v_{CD}(u_{ca}-1)(u_{cd}-1)}{L} \\
 \frac{d}{dt} v_{CD} &= \frac{i_L(u_{ca}-1)(u_{cd}-1) - i_{Lf1}(1-2u_{ca})}{C_{CD}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf1} &= \frac{v_{CD}(1-2u_{ca}) - v_{Cf}}{L_{f1}} \\
 \frac{d}{dt} i_{Lf2} &= \frac{v_{Cf} - v_{LN}}{L_{f2}} \\
 \frac{d}{dt} v_{Cf} &= \frac{i_{Lf} - i_{Lf2}}{C_f}
 \end{aligned} \tag{8}$$

3. Controlador propuesto

El controlador propuesto se basa en el control por modos deslizantes (SMC por sus siglas en inglés). Esencialmente, el esquema SMC utiliza una ley de control que conmuta a alta velocidad para conducir la trayectoria de estado de la planta a una superficie específica en el espacio de estado (llamada superficie deslizante) y mantener la trayectoria de estado en esta superficie por todo el tiempo posterior. Cuando se desliza sobre la superficie, la estructura del sistema se cambia de forma discontinua de

acuerdo con los valores instantáneos de los estados del sistema evaluados a lo largo de la trayectoria [20-23]. Debido al cambio discontinuo de la estructura del sistema, el sistema SMC es insensible a la variación de los parámetros de la planta y las perturbaciones externas [23].

La Fig. 5 muestra el diagrama de bloques del controlador propuesto. En el controlador del inversor la referencia del lazo de corriente está compuesta por la suma de dos términos: primero la potencia del módulo fotovoltaico (controlador feedforward), el cual se utiliza para lograr una rápida respuesta del control del inversor con respecto a los cambios en la energía generada por el módulo fotovoltaico; y segundo, la salida del controlador del capacitor flotado. La suma resultante es la referencia de la amplitud de la corriente del inversor que es sincronizada con la componente fundamental de la tensión de la red eléctrica por medio de un lazo seguidor de fase (PLL por sus siglas en inglés).

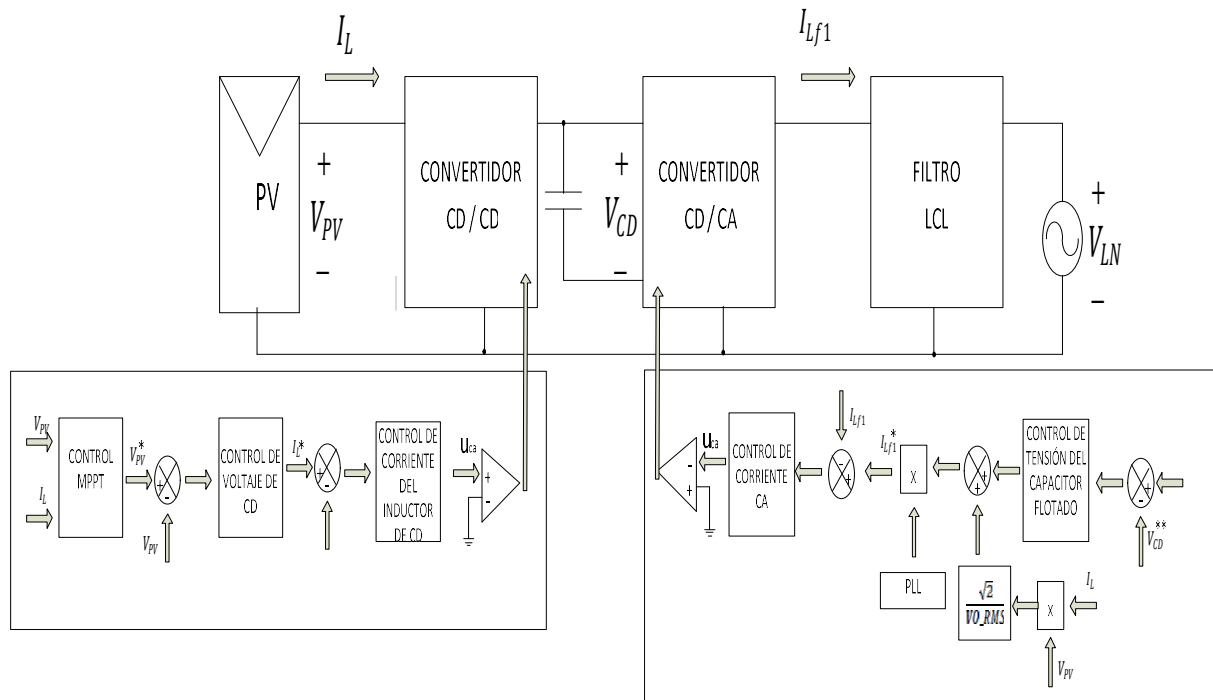


Fig. 5. Diagrama de bloques del controlador del convertidor propuesto.

El error entre la corriente de referencia del inversor y la corriente de salida es amplificado por un controlador de corriente CA (proporcional) y comparado con cero para obtener la ley de control del inversor.

El inversor debe garantizar que el módulo fotovoltaico es operado en el punto de máxima potencia (MP), que es el estado de funcionamiento en el que se obtiene la mayor cantidad de energía [5]. Esto se logra con un rastreador de MP (MPPT por sus siglas en inglés), asumiendo que el rizo en las terminales del módulo fotovoltaico es lo suficientemente pequeño, con el fin de operar alrededor del MP sin demasiada fluctuación. El control del convertidor CD/CD inicia desde un MPPT. La salida de éste es la referencia de la tensión del módulo fotovoltaico, V_{PV} . El error entre las señales de referencia V_{PV} y el voltaje del módulo fotovoltaico es amplificado por un controlador de voltaje de CD (integrador), cuya salida es la referencia de corriente para el inductor del convertidor elevador. El error entre la corriente de referencia del inductor y la corriente del inductor es amplificada por un controlador de corriente (proporcional integral) la cual es comparada con cero y entonces se obtiene la ley de control del convertidor elevador.

Control del inversor

Para el control del inversor, la superficie deslizante propuesta es:

$$S = i_{Lf1} - kv_{LN} \quad (9)$$

Donde i_{Lf1} es la corriente del inductor de filtro, k determina la amplitud de la corriente inyectada y v_{LN} es la tensión de red definida como:

$$v_{LN} = V_p \text{seno } \omega t \quad (10)$$

Donde V_p es el voltaje pico de V_{LN} y ω es la frecuencia angular.

La ley de control propuesta para el control del inversor es:

$$u_{ca} = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (11)$$

La condición de existencia de la operación SM se puede conseguir mediante el uso de la desigualdad [23]:

$$S \frac{d}{dt} S < 0 \quad (12)$$

Derivando (9) y usando (8) y (10) se obtiene:

$$\frac{d}{dt}S = \frac{v_{CD}(1-2u_{ca})-v_{cf}}{L_{f1}} - k\omega V_p \cos \omega t \quad (13)$$

Para cumplir la condición de existencia (12) y con la ley de control (11), se obtienen las siguientes condiciones:

$$\frac{-v_{CD}-v_{cf}}{L_{f1}} - k\omega V_p \cos \omega t < 0 \quad (14)$$

$$\frac{v_{CD}-v_{cf}}{L_{f1}} - k\omega V_p \cos \omega t > 0 \quad (15)$$

Asumiendo por practicidad que $v_{cf} \approx v_{LN}$, y reduciendo términos, la condición de la existencia se cumple con:

$$v_{CD} > V_p(k\omega L_{f1} + 1) \quad (16)$$

Control del convertidor CD/CD

Para el controlador del convertidor de entrada, la superficie de deslizamiento propuesta es:

$$S_{CD} = i_{ref} - i_L + k_{CD} \int (i_{ref} - i_L) dt \quad (17)$$

Dónde i_L es el valor actual de la corriente del inductor del convertidor elevador, K_{DC} es una constante, i_{ref} es la referencia de la corriente del inductor L .

La ley de control propuesta para el convertidor CD/CD es:

$$u_{cd} = \begin{cases} 1 & S_{CD} > 0 \\ 0 & S_{CD} < 0 \end{cases} \quad (18)$$

Derivando (17) y usando (8) se obtiene:

$$\frac{d}{dt}S_{CD} = -\frac{v_{PV}-v_{CD}(u_{ca}-1)(u_{cd}-1)}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) \quad (19)$$

Para cumplir la condición de existencia (12) y con la ley de control (18), se obtienen las siguientes condiciones.

Si $S_{CD} > 0$, $u_{CD} = 1$, sin importar el valor de U_{CA} debe satisfacer la condición:

$$-\frac{v_{PV}}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) < 0 \quad (20)$$

Si se obtiene $S_{CD} < 0$, $u_{CD} = 0$, y $u_{CA} = 0$ debe satisfacer la siguiente condición:

$$-\frac{v_{PV} - v_{CD}}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) > 0 \quad (21)$$

Si se obtiene $S_{CD} < 0$, $u_{CD} = 0$, y $u_{CA} = 1$ debe satisfacer la siguiente condición:

$$-\frac{v_{PV}}{L} + k_{CD}(i_{ref} - i_L) > 0 \quad (22)$$

La condición (20) se cumple fácilmente ya que V_{PV} siempre es positivo y mayor que el error de la corriente, entonces sólo es necesario tener en cuenta el valor de k_{CD} . La desigualdad (21) se satisface ya que V_{CD} es siempre mayor que V_{PV} . Sin embargo la condición (22) no se puede satisfacer, por lo tanto se debe evitar para reducir el riesgo de inestabilidad, lo cual se puede hacer si el voltaje V_{CD} es relativamente alto, ya que el convertidor elevador estaría menos tiempo en apagado ($u_{CD} = 0$) y al mismo tiempo coordinando el control del inversor para que $u_{CA} = 0$ cuando $u_{CD} = 0$.

4. Resultados de simulación

El convertidor propuesto fue diseñado y los controladores sintonizados para asegurar su correcto funcionamiento. Las simulaciones se llevaron a cabo en la plataforma de simulación PSIM utilizando el modelo del módulo fotovoltaico incluido en el mismo. Los datos para el módulo fotovoltaico, la red eléctrica y los componentes se muestran en la tabla 1. El voltaje de referencia V_{CD} se seleccionó como 350 V y el resto de los parámetros de simulación se describen en la misma tabla.

La corriente y tensión de salida del inversor se muestran en la Fig. 6.a) y 6.b); como se puede observar, ambos se encuentran en fase y la distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) de la corriente de salida es de 3.9%. La Fig. 6.c) muestra la corriente del inductor del convertidor elevador CD/CD, que es la máxima obtenida con la máxima potencia entregada por el generador fotovoltaico. El voltaje del módulo fotovoltaico y el voltaje de referencia generado por el MPPT se muestran en la Fig. 6.d).

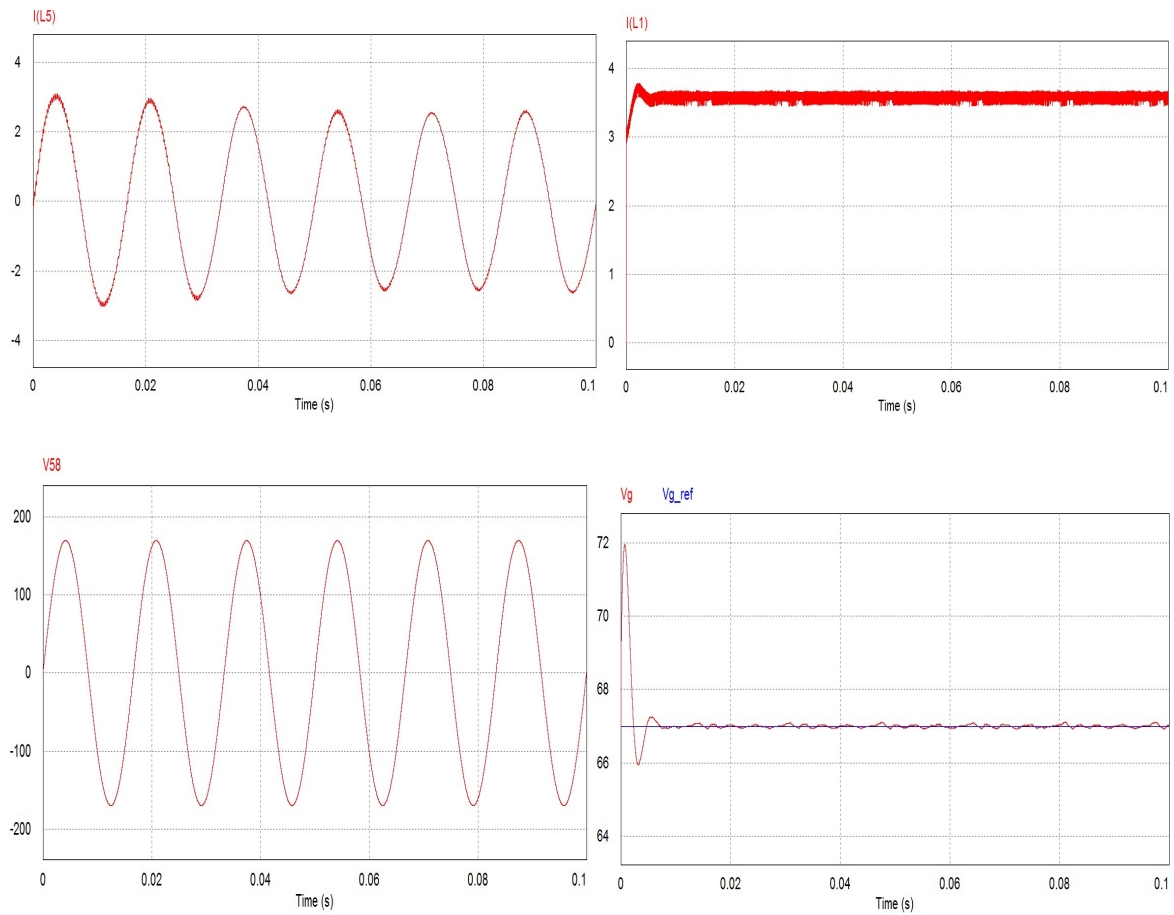


Fig. 6. Formas de onda del convertidor propuesto a) Corriente de salida en el inductor LF2. b) Voltaje de la red eléctrica. c) Corriente en el inductor del convertidor elevador. d) Voltaje en módulo fotovoltaico (señal oscilatoria) y Voltaje de referencia MPPT (línea delgada).

Concepto	Descripción	Valor
Arreglo Fotovoltaico.	Voltaje de circuito abierto	92 V
	Corriente de corto circuito	4.64 A
	Voltaje a máxima potencia	67 V
	Corriente a máxima potencia	3.6 A
Componentes	Inductor L	1 mH
	Capacitor CCD	1000 uF
	Inductor Lf1	1.5 mH
	Capacitor Cf	1.68 uF
	Inductor Lf2	1 mH
Red eléctrica	Frecuencia	60 Hz
	Voltaje pico	170 V

Tabla 1. Datos de simulación.

5. Conclusiones

Los inversores sin transformador en aplicaciones fotovoltaicas son recomendados debido a que tienen una alta eficiencia y bajo costo. Ciertamente el inversor fotovoltaico puede generar una corriente de fuga entre el inversor y la red eléctrica a través de una capacitancia parásita; sin embargo, esto puede ser reducido o eliminado por diferentes métodos. En este trabajo se presentó un nuevo convertidor integrado para aliviar el problema de la corriente de fuga. La configuración del inversor fotovoltaico propuesto elimina eficazmente la corriente de fuga que fluye a través de la capacitancia parásita, debido a que el voltaje a través de dicho capacitor se encuentra a una tensión de cero volts mediante la conexión de la terminal negativa del módulo fotovoltaico directamente al neutro de la red eléctrica. La integración propuesta puede ser utilizada con otras topologías tanto de convertidores CD/CD como CD/CA. Se utilizó el control por modos deslizantes para asegurar el funcionamiento del sistema, pero sin duda otros esquemas

de control pueden ser considerados. Las simulaciones se presentaron para validar la idea propuesta.

6. Referencias

- [1] Li Zhang, Kai Sun, Yan Xing, Mu Xing, "H6 Transformerless Full-Bridge PV Grid-Tied Inverters". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 29. No. 3. March 2014. 1229-1238 pp.
- [2] YunjieGu, Li Wuhua, Yi Zhao, Bo Yang, Chushan Li, Xiangning He, "Transformerless Inverter With Virtual DC Bus Concept for Cost-Effective Grid-Connected PV Power Systems". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 28. No. 2. Feb. 2013. 793-805 pp.
- [3] R. Gonzalez, Eugenio Gubia, J. Lopez, L. Marroyo, "Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 55. No. 7. July 2008. 2694-2702 pp.
- [4] Xianghua Shi, Ting Tang, JinmingXu, Ruhai Huang, ShaojunXie, JiarongKan, "Leakage current elimination mechanism for photovoltaic grid-tied inverters". *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. 10-13 Nov. 2013. 955-960 pp.
- [5] S, Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules". *Industry Applications, IEEE*. Vol. 41. No. 5. Sept.-Oct. 2005. 1292-1306 pp.
- [6] Jong-Won Shin, Hojoon Shin, Junk-Ik Ha, Bo-Hyung Cho, "A low-common mode noise and high-efficiency buck-buck-boost inverter". *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Twenty-Eighth Annual IEEE*. 17-21 March 2013. 2259-2265 pp.
- [7] Bin Gu, Dominic, J. Jih-Sheng Lai, Chien-Liang Chen, LaBella, T. Baifeng Chen, "High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-

- Connected Photovoltaic Systems". *Power Electronics*, IEEE. Vol. 28. No. 5. May 2013. 2235-2245 pp.
- [8] H. F. Xiao, X. P. Liu, K. Lan, "Zero-Voltage-Transition Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter". *Industrial Electronics*, IEEE. Vol. 61. No. 10. Oct. 2014. 5393-5401 pp.
- [9] S. V. Araujo, P. Zacharias, R. Mallwitz, "Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems". *Industrial Electronics*, IEEE. Vol. 57. No. 9. Sept. 2010. 3118-3128 pp.
- [10] Wenfeng Cui, Bo Yang, Yi Zhao, Wuhua Li, Xiangning He, "A novel single-phase transformerless grid-connected inverter". *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 7-10 Nov. 2011. 1126-1130 pp.
- [11] Mo Wei, A. L. P. Chiang, F. Blaabjerg, "A new DC/AC boost transformerless converter in application of photovoltaic power generation". *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference*. 5-8 Dec. 2011 813-817 pp.
- [12] Li Zhang, Kai Sun, Lanlan Feng, Hongfei Wu, Yan Xing, "A Family of Neutral Point Clamped Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Tied Inverters". *Power Electronics*, IEEE. Vol. 28. No. 2. Feb. 2013. 730-739 pp.
- [13] Jia-Min Shen, Jou, Hurng-Liahng, Jinn-Chang Wu, "Novel Transformerless Grid-Connected Power Converter With Negative Grounding for Photovoltaic Generation System". *Power Electronics*, IEEE. Vol. 27. No. 4. April 2012. 1818-1829 pp.
- [14] M. Islam, R. Singer, "Design of a new transformerless SepCuk inverter topology for grid connected photovoltaics". *Renewable Energy Congress (IREC), 2014 5th International*. 25-27 March 2014. 1-5 pp.

- [15] T. Ahmed, S. Mekhilef, M. Nakaoka, "Single phase transformerless semi-Z-source inverter with reduced total harmonic distortion (THD) and DC current injection". ECCE Asia Downunder, IEEE. 3-6 June 2013. 1322-1327 pp.
- [16] N. Kasa., T. Iida, Iwamoto, Hideo, "An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system". Industrial Electronics Society. The 25th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1. 1999. 185-190 pp.
- [17] Yong Wang, Rui Li, "Novel High-Efficiency Three-Level Stacked-Neutral-Point-Clamped Grid-Tied Inverter". Industrial Electronics, IEEE. Vol. 60. No. 9. Sept. 2013. 3766-3774 pp.
- [18] Dong Cao, F. Z. Peng, "A Family of Z-source and Quasi-Z-source DC-DC Converters". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE. 15-19 Feb. 2009. 1097-1101.
- [19] S. V. Araujo, P. Zacharias, B. Sahan, "Novel grid-connected non-isolated converters for photovoltaic systems with grounded generator". Power Electronics Specialists Conference, 2008. IEEE. June 2008. 58-65, 15-19 pp.
- [20] S.-L. Jung, Ying-Yu Tzou, "Sliding mode control of a closed-loop regulated PWM inverter under large load variations". Power Electronics Specialists Conference, 1993. 24th Annual IEEE. Jun 1993. 616-622, 20-24 pp.
- [21] S.-L. Jung, Ying-Yu Tzou, "Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve". Power Electronics, IEEE. Vol. 11. No. 4. Jul 1996. 567-577 pp.
- [22] N. Vazquez, J. Almazan, J. Alvarez, C. Aguilar, J. Arau, "Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters". Power Electronics Specialists Conference, 1999. 30th Annual IEEE. Vol. 2. 1999. 801-806 pp.

- [23] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives". Industrial Electronics, IEEE. Vol. 40. No. 1. Feb 1993, 23-36 pp.

7. Autores

Ing. Jeziel Vázquez Nava es Ingeniero en Automatización por la Universidad Autónoma de Querétaro en 2012 y actualmente es estudiante de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Nimrod Vazquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

M. C. Héctor Juan Carlos López Tapia obtuvo el título de Ingeniero Electrónico y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M.C. Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 2000, actualmente es docente del Posgrado en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Evaluación del desempeño de un transformador monofásico mediante software

Hiram Alberto Canseco García

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo #180, Col. Reynosa, Tamaulipas,
C.P. 02200, México, D.F., Teléfono: (55) 53189584

hiramcanseco@gmail.com

José Jiménez González

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo #180, Col. Reynosa, Tamaulipas,
C.P. 02200, México, D.F., Teléfono: (55) 53189584

joseph31.ja@gmail.com

Eduardo Campero Littlewood

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo #180, Col. Reynosa, Tamaulipas,
C.P. 02200, México, D.F., Teléfono: (55) 53189584

ecl@correo.azc.uam.mx

Irvin López García

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo #180, Col. Reynosa, Tamaulipas,
C.P. 02200, México, D.F., Teléfono: (55) 53189584

ilg@correo.azc.uam..mx

Juan Carlos Olivares Galván

Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Av. San Pablo #180, Col. Reynosa, Tamaulipas,
C.P. 02200, México, D.F., Teléfono: (55) 53189584

jolivare_1999@yahoo.com

Resumen

En este trabajo se presenta un programa interactivo (software) elaborado en MATLAB® para analizar el desempeño de un transformador monofásico. La operación del transformador se evalúa a partir de la obtención de las curvas de eficiencia y regulación

de voltaje a diferentes porcentajes de carga y distintos factores de potencia. La representación del transformador se hace mediante el circuito equivalente, cuyos parámetros se determinan mediante pruebas de circuito abierto y cortocircuito y considerando el criterio de diseño óptimo. El transformador representado es monofásico de 120 VA, 120/24 V. Las mediciones de las pruebas de circuito abierto y cortocircuito se hicieron utilizando un Medidor de Variables Eléctricas desarrollado en el laboratorio LAPLACE de la Unidad Azcapotzalco de la Universidad Autónoma Metropolitana. La plataforma interactiva se programó para que únicamente sea necesario tomar las lecturas del Medidor y que al ejecutarla, simule el comportamiento ante cambios de carga y factor de potencia y permita evaluar el desempeño del transformador de manera sistematizada.

Palabra(s) Clave(s): desempeño de un transformador, eficiencia de transformador, prueba de circuito abierto, prueba de cortocircuito, regulación de voltaje en transformado.

1. Introducción

Los transformadores eléctricos son un elemento muy importante dentro de los Sistemas Eléctricos de Potencia (SEP) y son determinantes en su operación eficiente. Los transformadores de potencia elevan el voltaje de transmisión para disminuir la corriente que circula en los conductores y así lograr que sus secciones sean pequeñas y que las pérdidas por efecto *Joule* también lo sean [1-3]. La confiabilidad de los SEP depende, entre muchas otras cosas, de la confiabilidad de los transformadores. En la actualidad, uno de los grandes objetivos de los sistemas eléctricos de potencia es incrementar su eficiencia y rentabilidad. El análisis del desempeño de los transformadores permite determinar las condiciones de operación más adecuadas [3,4]. La condición cambiante de la demanda de energía en los SEP hace que los transformadores operen bajo condiciones variables. Por ello, se considera importante analizar su desempeño en diferentes condiciones de operación antes de que sean instalados en un SEP.

La evaluación de la operación de los transformadores está normalmente enfocada a su eficiencia y su regulación de voltaje. La representación del transformador se hace

mediante su circuito equivalente en estado estable, que está compuesto por parámetros que representan las pérdidas magnéticas y eléctricas del transformador. Los parámetros se obtienen mediante pruebas de circuito abierto y cortocircuito [5-8]. Es importante reconocer que los valores de los parámetros del transformador obtenidos con estas pruebas nos permiten realizar el análisis del desempeño del transformador en estado estable para una condición de operación específica [9]. El objetivo principal de este trabajo es presentar un programa interactivo elaborado en MATLAB® que permita simular el circuito equivalente y evaluar de una manera sistemática el desempeño del transformador bajo distintas condiciones de operación.

La evaluación del desempeño del transformador se hace mediante el cálculo de la eficiencia y la regulación de voltaje para distintas cargas. Lo que se busca es detectar qué condiciones de operación son deficientes y así tratar, en la medida de lo posible, evitarlas.

El trabajo está organizado de la siguiente manera. En la sección 2 se describe el transformador utilizado para las pruebas y se presenta la metodología desarrollada, incluyendo un diagrama de flujo del programa desarrollado. En la sección 3 se presentan los resultados obtenidos, la sección 4 se analizan estos resultados y por último, en la sección 5 se presentan las conclusiones del trabajo.

2. Pruebas de laboratorio y simulación

El transformador en el que se hicieron las pruebas se utiliza en las prácticas del laboratorio LAPLACE de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México, D.F.

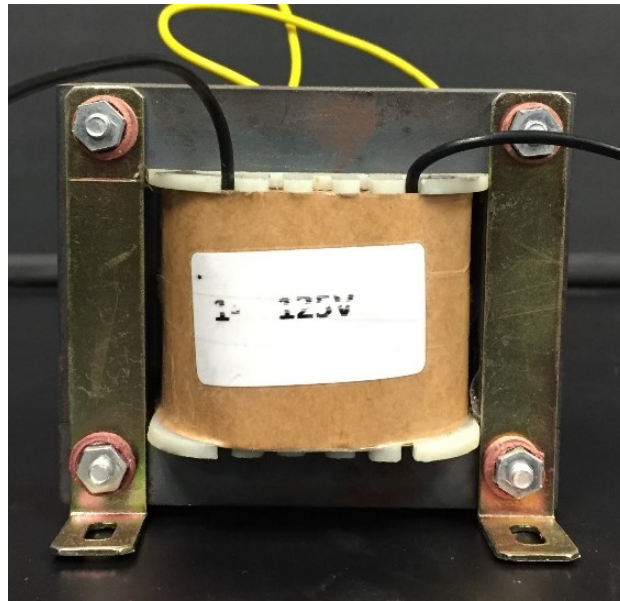


Fig. 1. Vista frontal del transformador bajo estudio.

Variable	Valores nominales rms
Potencia aparente [VA]	120
Voltaje en el lado de alta [V]	125
Voltaje en el lado de baja [V]	24
Corriente en el lado de alta [A]	0.96
Corriente en el lado de baja [A]	5

Tabla 1. Características eléctricas del transformador bajo estudio.

En la Fig. 1 se muestra el transformador bajo estudio y sus características eléctricas aparecen en la Tabla 1. La determinación de los parámetros de su circuito equivalente se hizo con las pruebas de circuito abierto y de cortocircuito. Para ello, las mediciones de cada prueba, que se almacenan en un archivo de texto, son leídas por el programa elaborado en MATLAB® a partir del diagrama de flujo mostrada en la Fig. 2. El programa, en primera instancia calcula los parámetros del circuito equivalente exacto mostrado en la Fig. 3 [5,6], para posteriormente llevar a cabo la simulación y evaluación del desempeño del transformador.

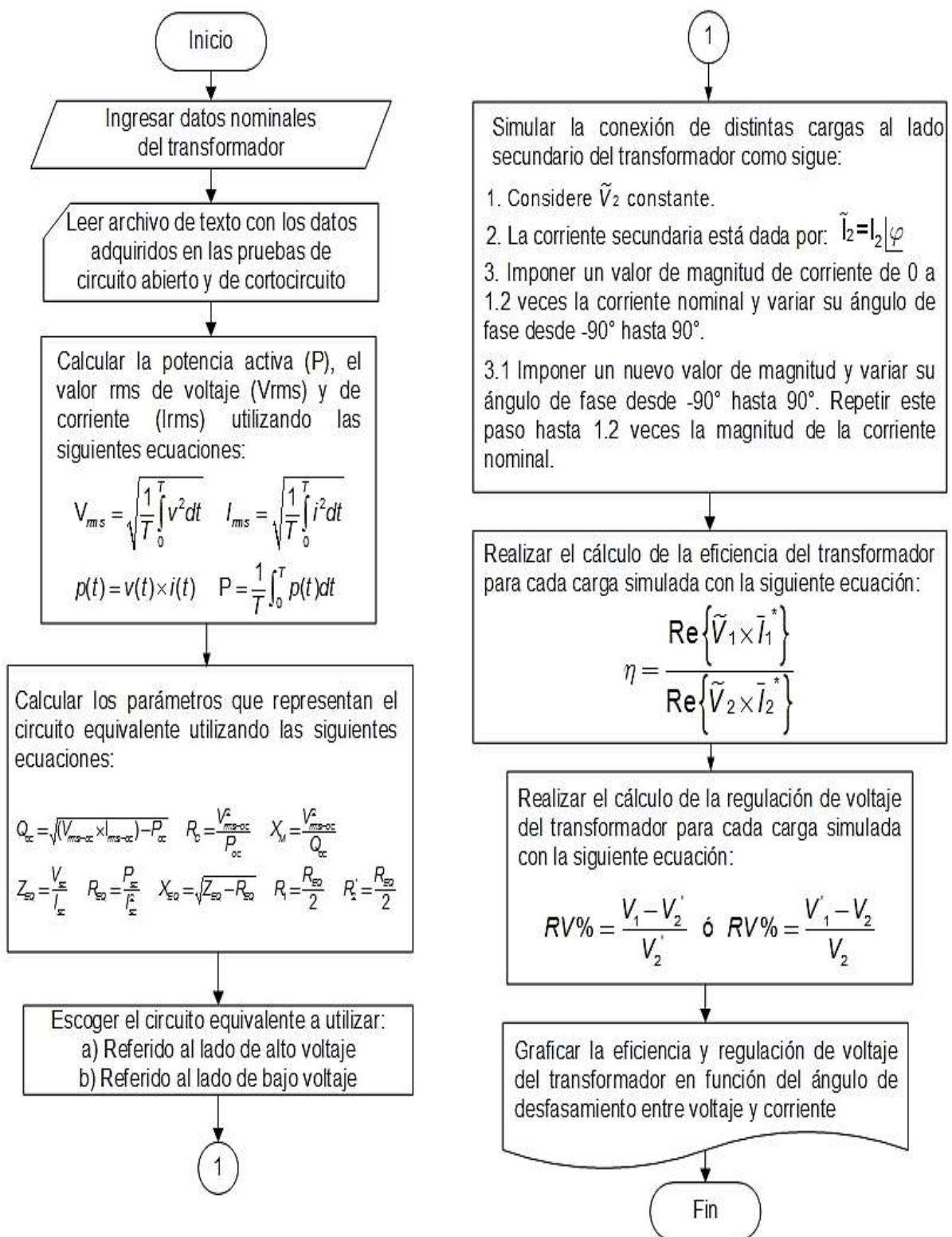


Fig. 2. Diagrama de flujo del programa computacional.

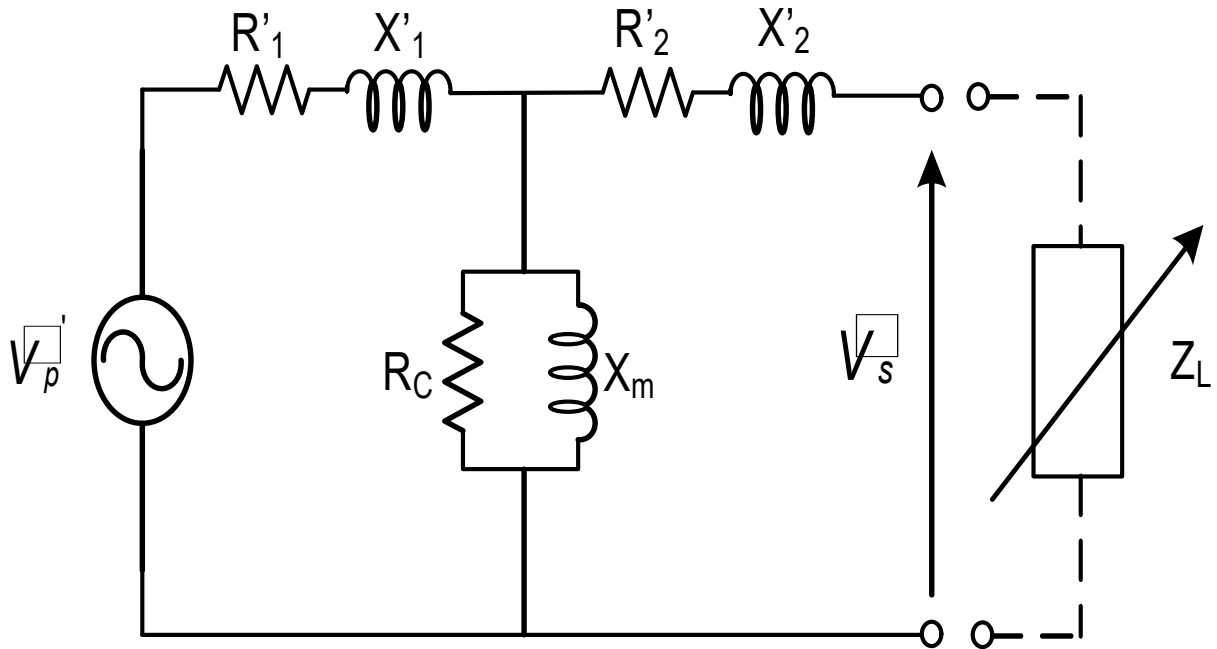


Fig. 3. Circuito equivalente del transformador referido al lado de bajo voltaje.

Las pruebas de circuito abierto y de cortocircuito se realizaron como se muestra en los esquemas de conexión de la Fig. 4.

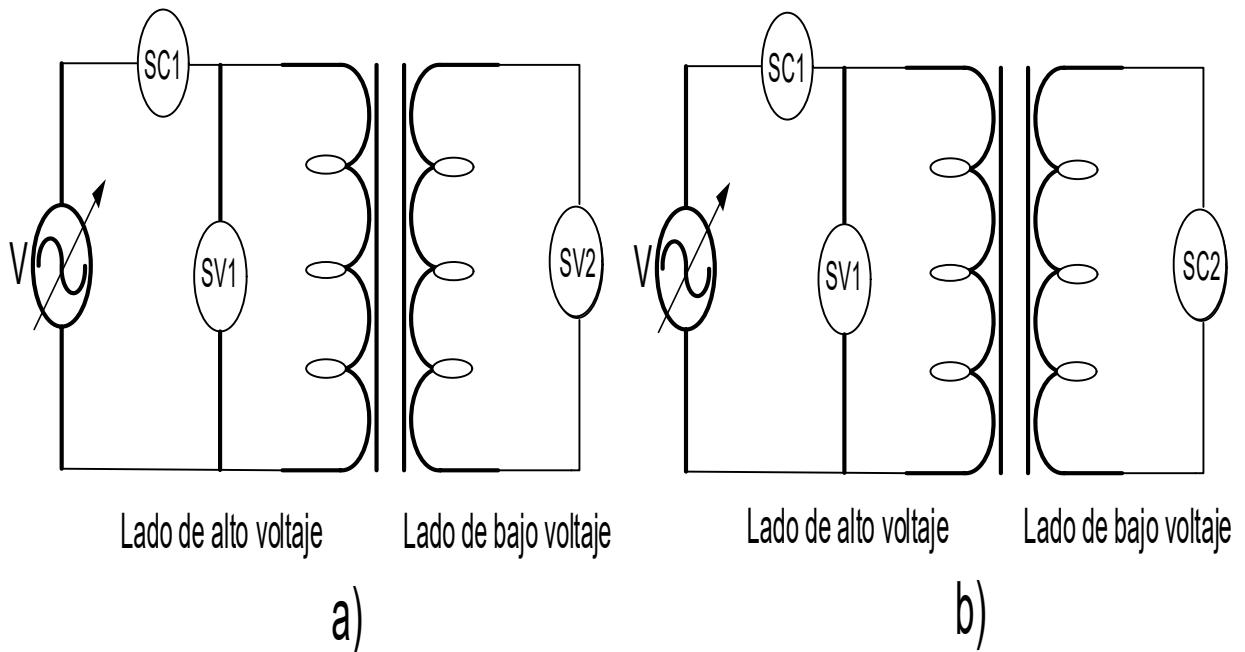


Fig. 4. Pruebas realizadas al transformador: a) circuito abierto, b) cortocircuito.

Las mediciones de voltaje y corriente del transformador para estas pruebas se realizaron con un Medidor de Variables Eléctricas (MVE) [10, 11]. Este dispositivo está diseñado para la adquisición de datos en tiempo real, realizando la conversión analógica-digital con una tarjeta PCI-622 de National Instruments®. En la Fig. 4 se muestra la ubicación de los sensores de voltaje (SV1 y SV2) y de corriente (SC1 y SC2) del MVE y en la Fig. 5 se muestra el arreglo realizado en el laboratorio para estas pruebas.

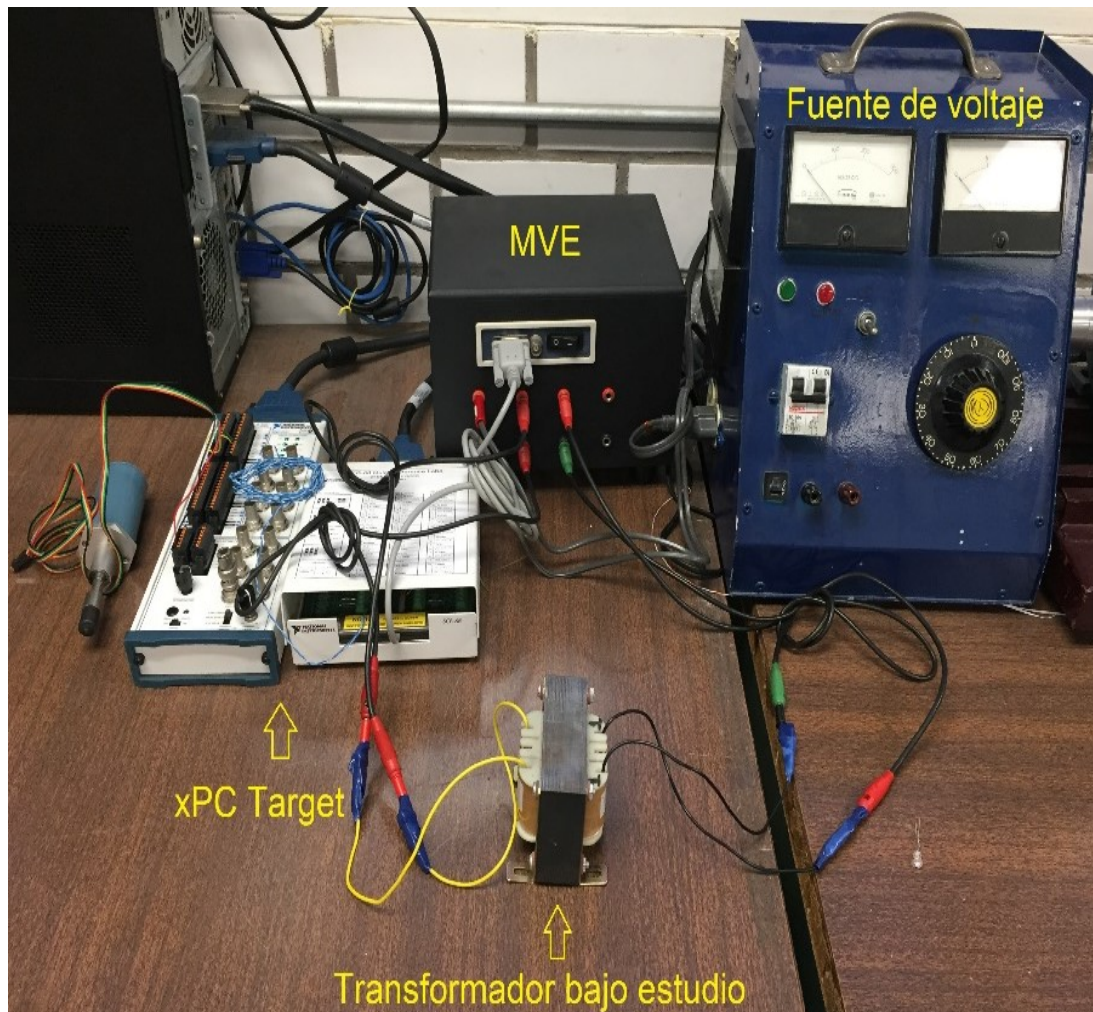


Fig. 5. Arreglo del laboratorio para las pruebas.

3. Resultados

A continuación se muestran las mediciones de las pruebas y los resultados del cálculo de los parámetros del circuito equivalente y del desempeño del transformador. En la Fig. 6 y 7 se muestran las mediciones de voltaje y corriente realizadas con el MVE en las pruebas de circuito abierto y de cortocircuito. El período de tiempo que aparece en la parte inferior de las Figs. 6 y 7 es de 0.1s, que permite apreciar mejor los cambios que se presentan en ambas variables.

Los parámetros calculados del circuito equivalente mostrado en la Fig. 4 (ohms [Ω]) son los siguientes:

Resultados circuito abierto (referidos al lado de alto voltaje):

Resistencia de pérdidas en el núcleo (R_c): 1.4331e+03

Reactancia de magnetización (X_m): 1.0748e+03

Resultados cortocircuito:

Resistencia del devanado de alto voltaje (R_1): 8.2779

Resistencia del devanado de bajo voltaje (R_2): 0.3311

Reactancia de dispersión del devanado de alto voltaje (X_1): 5.1302

Reactancia de dispersión del devanado de bajo voltaje (X_2): 0.2052

Las resistencias y reactancias equivalentes del lado primario (R_1 , X_1) y del lado secundario (R_2 , X_2), se obtuvieron dividiendo en partes iguales las equivalentes referidas a un mismo lado (alto o bajo voltaje). Esto se hizo considerando el criterio de diseño óptimo, el cual señala que en transformadores de alta eficiencia, las pérdidas en el lado de alto voltaje son las mismas que en el lado de bajo voltaje [6].

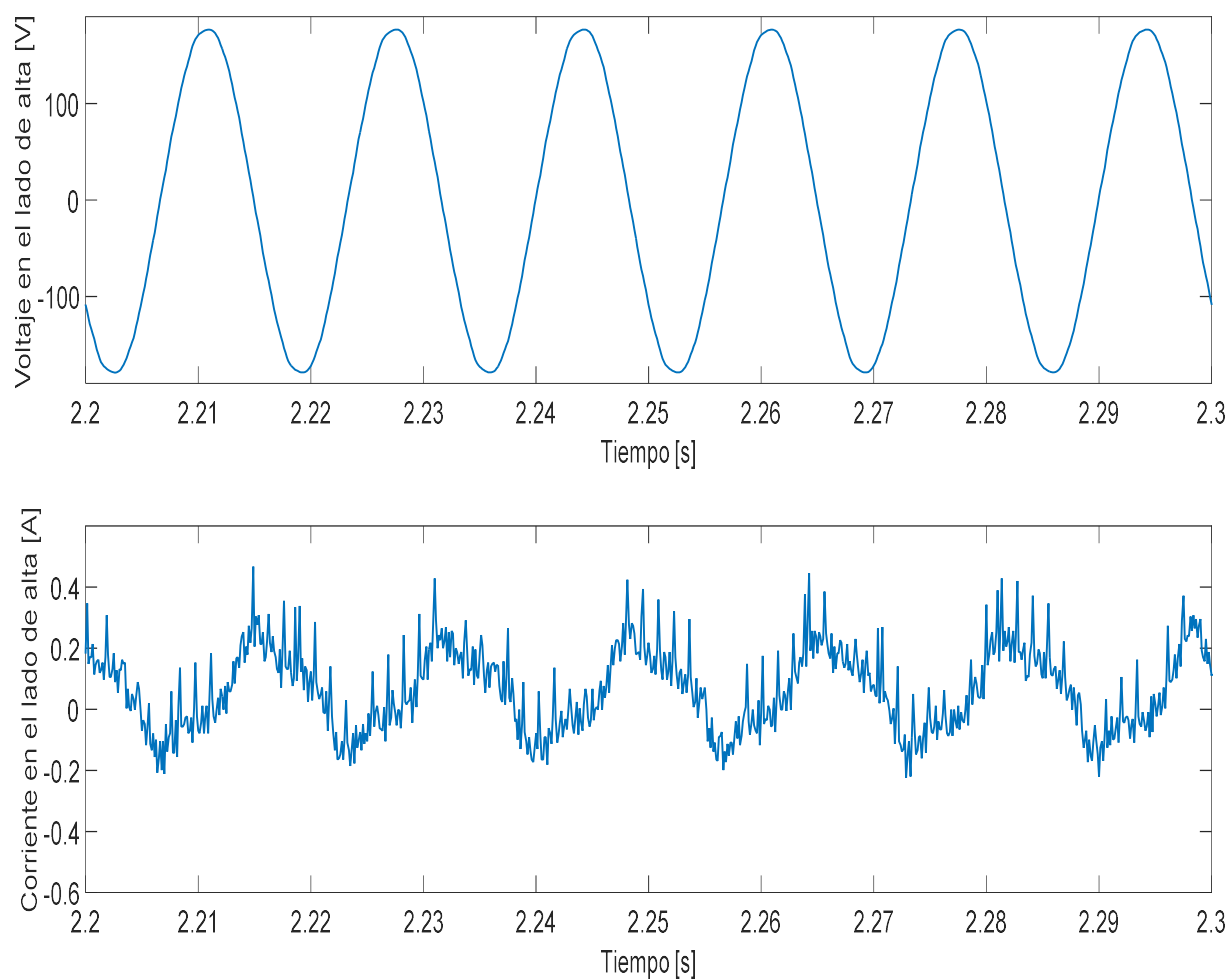


Fig. 6. Mediciones realizadas con el MVE en la prueba de circuito abierto.

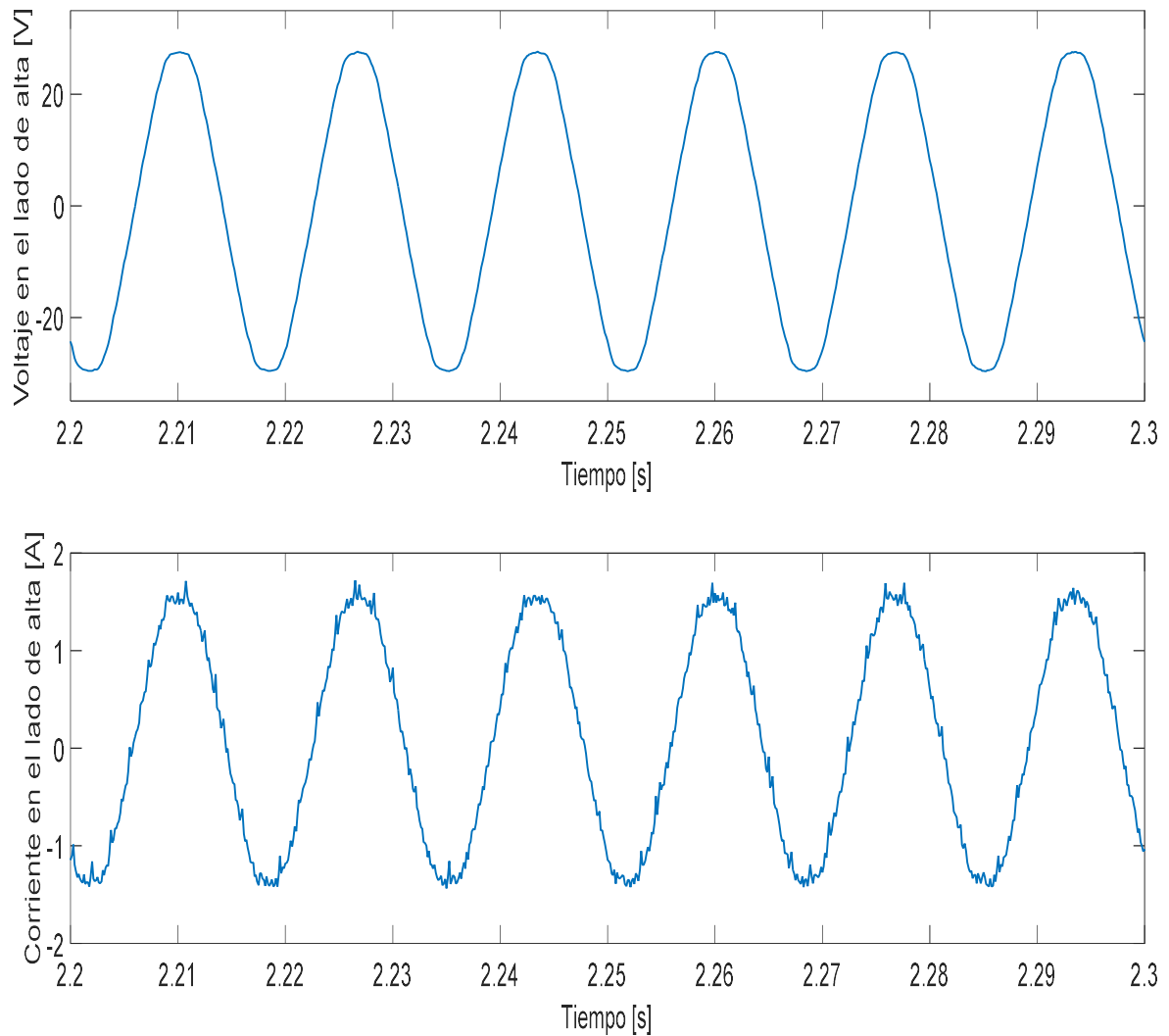


Fig. 7. Mediciones realizadas con el MVE en la prueba de cortocircuito.

Las gráficas de eficiencia y regulación de voltaje del transformador muestran la simulación que se realizó para 7 niveles de carga entre 0 y 120% de la carga nominal y para factores de potencia de 0 a 1 en adelanto y en atraso. El factor de potencia está representado por el ángulo de desfase entre voltaje y corriente, por lo que en el eje horizontal de las Figs. 8 y 9, aparece la leyenda “Ángulo de desfase entre voltaje y corriente”.

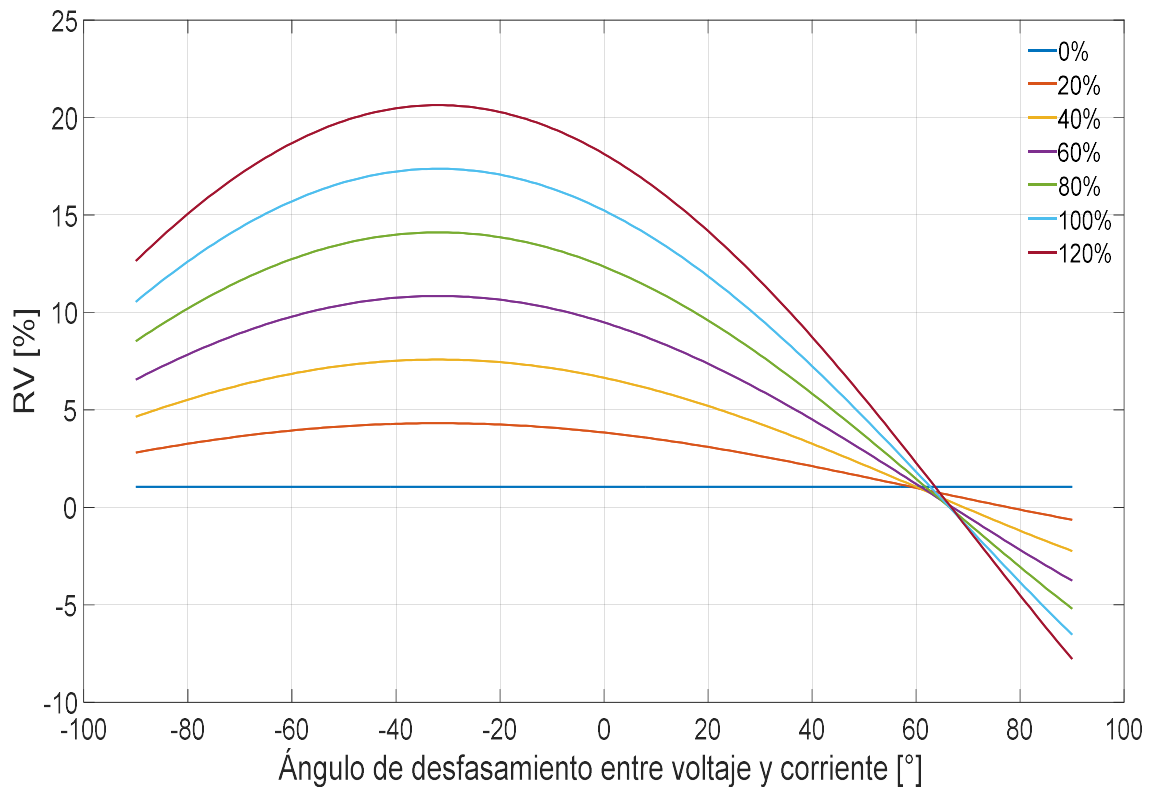


Fig. 8. Regulación de voltaje del transformador a diferente carga y factor de potencia.

4. Discusión

En la Fig. 8 se muestra la regulación de voltaje del transformador para diferentes valores de carga y distintos ángulos de desfase (factores de potencia). Se observa que la carga de 0% tiene la mejor regulación de voltaje, lo cual es previsible debido a que la única caída de tensión que existe es por la circulación de la corriente de excitación por R_1 y X_1 (devanado primario), el valor de la regulación corresponde a la caída de tensión en esa rama, que además permanece constante. Se puede observar que los incrementos del porcentaje de carga producen un mayor porcentaje de regulación de voltaje. Para todos los casos de carga, exceptuando el de 0%, el valor máximo de regulación de voltaje se alcanza aproximadamente para un ángulo de desfase de -30° (factor de potencia de 0.86 en atraso). En la Fig. 8 se puede observar que, después de un ángulo de desfase de aproximadamente 60° (factor de potencia de 0.5 en adelanto), la regulación de voltaje empieza a hacerse negativa.

Esto significa que en las terminales del transformador, se tiene una magnitud de voltaje mayor a la magnitud de voltaje de la fuente.

Un transformador diseñado adecuadamente deberá tener como máximo una regulación de voltaje del 3% [9]. Para el transformador bajo estudio puede observarse que para valores de carga arriba del 20% del valor nominal, la regulación de voltaje es mayor al 3%, lo cual significa que no está bien diseñado.

Por su parte, la Fig. 9 muestra la eficiencia del transformador a diferentes cargas para diferentes factores de potencia. Se puede observar que la eficiencia se incrementa conforme se incrementa el factor de potencia de 0 a 1, alcanzando un valor máximo cuando se trabaja a un factor de potencia de 1. Se puede ver que para este caso la eficiencia no mejora significativamente al tener un factor de potencia en adelanto, incluso, poco después del factor de potencia de 1, la eficiencia empieza a disminuir. En la Fig. 9, se muestran 7 curvas de eficiencia. También se puede observar que para las curvas que están entre 60 y 120% de la carga nominal, el transformador tiene prácticamente la misma eficiencia.

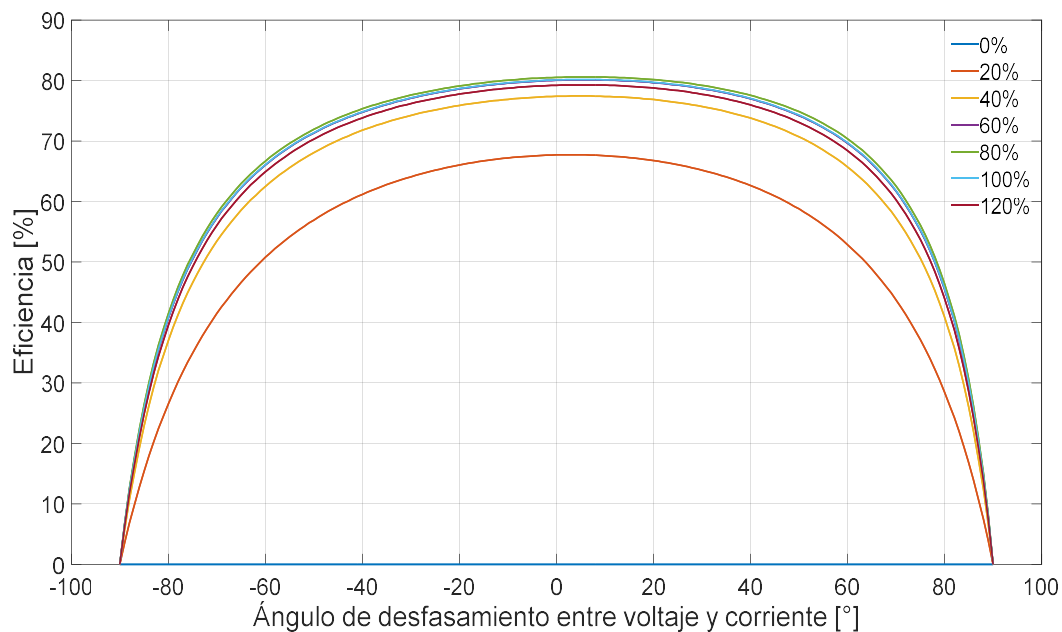


Fig. 9. Eficiencia del transformador a diferente carga y factor de potencia.

La eficiencia máxima del transformador analizado es del orden de 81% para un ángulo de desfase de 0° (factor de potencia unitario). Esto nos permite afirmar que hay posibilidades de mejorar su desempeño. Los transformadores de potencia llegan a tener eficiencias cercanas al 98% [9] y aunque el transformador en estudio no es un transformador de potencia el análisis de su operación muestra potencial de mejoría. Por otra parte, el desempeño mostrado ante cambios de 60 a 120% de su carga nominal es bastante aceptable.

5. Conclusiones

En este trabajo se presentó un programa interactivo y amigable elaborado en MATLAB® que simula y evalúa el desempeño de un transformador monofásico bajo diferentes condiciones de operación. Para lograr esto se calcularon los parámetros del circuito equivalente, se realizó el análisis del desempeño del transformador monofásico de 120 VA, 125/ 24 V y se obtuvieron las curvas de eficiencia y de regulación de voltaje, en las cuales se pudo observar que el transformador bajo estudio tiene un mejor desempeño cuando opera al 60% de su carga y a un factor de potencia de 1. También, para este transformador en particular, se observó que cuando opera en condiciones nominales no tiene su mejor desempeño. Esto puede obedecer a cuestiones de fabricación, ya que el transformador utilizado fue adquirido en un taller eléctrico donde los transformadores son fabricados para suministrar voltaje a elementos de control donde la eficiencia del transformador no es considerada un factor importante.

La obtención de los parámetros del circuito equivalente, la simulación y análisis del desempeño del transformador, se realizó de manera rápida y correcta, por lo que, el programa presentado resultó ser una buena herramienta para la predicción del comportamiento del transformador bajo estudio. El procedimiento propuesto es también válido para analizar la operación de transformadores de potencia.

6. Referencias

- [1] Martin J. Heathcote, J and P Transformer Book - A Practical Technology of the Power Transformer. 13° Edición. 2007. Elsevier. 969 pp.
- [2] Wang Xuelel, Li Qingmin, Li Chengrong, Yang Rui, Su Qi, "Reliability Assessment of the Fault Diagnosis Methodologies for Transformers and a New Diagnostic Scheme Based on Fault Info Integration". IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. Vol. 20. No. 6. Diciembre 2013. 2292-2298 pp.
- [3] N. Maheswara Rao, R. Narayanan, B. R. Vasudevamurthy, Swaraj Kumar Das, "Performance Requirements of Present-Day Distribution Transformers for Smart Grid". IEEE ISGT. Asia. No. 1569815481. 2013.
- [4] J. J. Grainger, W. D. Stevenson Jr, Análisis de sistemas de potencia. 1999. McGraw-Hill. 740 pp.
- [5] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., S. D. Umans, Máquinas Eléctricas. 6° Edición. McGraw Hill. 698 pp.
- [6] Bhag S. Guru, Huseyin R. Hiziroglu, Máquinas Eléctricas y Transformadores. 3° Edición. 2003. Oxford University Press. 699 pp.
- [7] Stephen J. Chapman, Máquinas Eléctricas. 5° Edición. 2012. McGraw-Hill. 502 pp.
- [8] Jesús Fraile Mora, Máquinas Eléctricas. 5° Edición. 2003. McGraw-Hill. 734 pp.
- [9] Jimmie J. Cathey, Máquinas eléctricas: análisis y diseño con Matlab. 2002. McGraw-Hill/Interamericana. 530 pp.
- [10] Felipe de Jesús González Montañez, Víctor Manuel Jiménez Mondragón, Irvin López García, José Luis Hernández Ávila, "Memoria de diseño: medidor de variables eléctricas utilizando MATLAB y xPC Target". Agosto, 2013, México, D.F.

- [11] Isaac Izquierdo Ayala, Proyecto de integración: “Construcción de una plataforma experimental utilizando Matlab xPC-Target”. Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México, D.F.

7. Autores

Hiram Alberto Canseco García (Ixtotec, Oaxaca). En 2011 obtuvo el grado de Técnico en Electricidad en el Centro de Bachillerato Tecnológico, Industrial y de Servicios No 91. Actualmente se encuentra estudiando el último trimestre de la Licenciatura en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco (UAM-A), donde se desempeña trabajando como ayudante académico en el departamento de Energía. Está interesado en las máquinas eléctricas, las energías alternativas y en el uso de software computacional para optimizar procesos.

José Jiménez González (México, D.F.). Auxiliar de Investigación y estudiante de Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco (UAM-A). Está interesado en el modelado, análisis y control de máquinas eléctricas.

I. López García (Ixtaltepec, Oaxaca). Doctor en Ingeniería, con especialidad en control por la **Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM)**, Maestro en Ciencias con especialidad en Ingeniería Eléctrica por el **Instituto Politécnico Nacional (IPN)** e Ingeniero Electricista con especialidad en Máquinas Eléctricas por la **Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco (UAM-A)**. Se incorporó a la **Universidad Autónoma Metropolitana** en 2006, donde ha impartido diversas asignaturas a nivel licenciatura y asesorado distintos Proyectos de Integración. Cuenta con el reconocimiento de perfil *PRODEP* y es candidato al **Sistema Nacional de Investigadores (SNI)**. Sus áreas de interés en investigación son análisis, diseño y control de máquinas eléctricas aplicadas a fuentes alternativas en la generación de energía eléctrica.

E. Campero-Littlewood (México D.F.). En 1969 obtuvo el grado de Ingeniero Mecánico Electricista otorgado por la **Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM)**. Obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica (con especialidad en máquinas eléctricas y sistemas de potencia), por el **Imperial College of Science and Technology**, de la Universidad de Londres, Inglaterra, en enero de 1977. Se incorporó a la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco (UAM-A) en enero de 1977, donde es Profesor Titular “C” de tiempo completo. Ha ocupado diversos cargos dentro de la institución de los cuales destacan Jefe de departamento de Energía en el periodo 1980-1984 y Director de División de Ciencias Básicas e Ingeniería en el periodo

2000-2004. Ha impulsado diversos programas de impacto en el ahorro de la energía eléctrica dentro de la misma universidad. Sus áreas de interés en investigación son análisis y diseño de máquinas eléctricas, el ahorro y aprovechamiento de la energía.

Juan C. Olivares Galván (Zamora, Michoacán). En 2003 obtuvo su título de Doctor en Ingeniería Eléctrica en el CINVESTAV unidad Guadalajara. Es profesor investigador del Área de Ingeniería Energética y Electromagnética en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco (UAM-A) y actualmente se encuentra en periodo sabático en la Universidad de Alberta, Edmonton, Canadá.

Sistema de calentamiento por inducción electromagnética para pruebas experimentales en laboratorios de Físico-Química

Julio Ortega Alejos

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, Av. Educación Superior No. 2000, Col. Benito
Juárez, C.P. 38980, Uriangato, Gto., Teléfono: 461 177 6068
j.ortega@itsur.edu.mx

Leonel Estrada Rojo

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, Av. Educación Superior No. 2000, Col. Benito
Juárez, C.P. 38980, Uriangato, Gto., Teléfono: 461 177 6068

Carlos A. Fuentes Hernández

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, Av. Educación Superior No. 2000, Col. Benito
Juárez, C.P. 38980, Uriangato, Gto., Teléfono: 461 177 6068

Elías J. J. Rodríguez Segura

Instituto Tecnológico de Celaya, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Celaya Gto.

Israel Álvarez Ariza

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, Coordinación de Ingeniería Electrónica

José Jesús Arizaga Ibarra

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, Coordinación de Ingeniería Electrónica

Diego Díaz López

Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, Coordinación de Ingeniería Electrónica

Resumen.

En los laboratorios de Físico - Química se utilizan equipos de calentamiento tales como Estufas, Hornos / Muflas, Parrillas de calentamiento, Autoclaves y Baño María, los cuales generan el calor a partir de resistencias eléctricas. Aunque permiten alcanzar los niveles de temperatura deseados, el tiempo en el que lo logran no siempre es satisfactorio cuando se requieren resultados rápidos. En este documento se presenta el diseño de un sistema que utiliza la inducción electromagnética para calentar el recipiente en donde se encuentra el material o solución en estudio, alcanzando temperaturas de hasta 500 °C en 4 minutos para algunas aplicaciones; el sistema cuenta con un control de temperatura y una interfaz gráfica de usuario para monitorear el tiempo en el que alcanzó la temperatura deseada, el tiempo de calentamiento, tiempo de enfriamiento y el historial de pruebas.

Palabra(s) Clave(s): efecto cortical, frecuencia de resonancia, inducción electromagnética, interfaz gráfica de usuario, tanque resonante.

1. Introducción

El calentamiento por inducción electromagnética es un método que se ha utilizado de manera exclusiva en aplicaciones industriales tales como fundición, forja y tratamiento térmico; en la actualidad también es utilizado en la cocción de alimentos. Es una tecnología que no se desarrolla en México, por lo que se tiene que importar de países como Estados Unidos, España y Japón. Entre las marcas líderes del mercado se encuentran: InductoHeat y GH. Dicha situación también provoca que el costo de un equipo de calentamiento y su mantenimiento sea elevado.

1.1. Infraestructura de laboratorios de ingeniería ambiental del ITSUR

En el año 2013, inicia la carrera de Ingeniería Ambiental en el ITSUR (Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato) ubicado en el municipio de Uriangato, Gto. A medida que se van cubriendo materias propias de la carrera, es necesario cada

vez más hacer uso del laboratorio para la experimentación; Sus laboratorios comienzan a equiparse con instrumentos que les permitan cubrir sus necesidades básicas.

En los experimentos que utilizan calor, tales como el estudio de las propiedades coligativas de las soluciones, para aplicaciones de secado o deshidratado de materiales antes de su análisis, para incubar cultivos microbianos para favorecer su crecimiento, para favorecer la descomposición térmica de materiales, para pruebas serológicas y procedimientos de aglutinación e inactivación, normalmente se ocupa equipo convencional tal como Estufas, Hornos / Muflas, Parrillas de calentamiento, Autoclaves y Baño María, que generan el calor a partir de resistencias eléctricas. En el ITSUR solamente contaban con mecheros o resistencias para realizar sus prácticas;

Dichas técnicas de calentamiento se caracterizan por tardar demasiado en alcanzar las temperaturas necesarias en el experimento, no se puede tener control exacto del tiempo en el que se debe alcanzar la temperatura deseada y la magnitud de la misma; además, el monitoreo de la temperatura se hacía con termómetros de mercurio y el tiempo de calentamiento se medía de manera rudimentaria con cronómetros.

La adquisición de equipo de calentamiento más sofisticado implica un gasto excesivo, por lo que se propone como solución el diseño y desarrollo de un sistema de calentamiento por inducción electromagnética con una interfaz gráfica de usuario para el monitoreo de la temperatura, tiempos de calentamiento y el historial de pruebas, utilizando el software LabVIEW de National Instruments.

1.2. Calentamiento por inducción electromagnética

El calentamiento por inducción es un método que utiliza un campo magnético variante con el tiempo para inducir corrientes eléctricas, llamadas corrientes de remolino, las cuales disipan energía y producen calor al fluir a través de la resistencia de un material conductor de electricidad, fig. 1 [1].

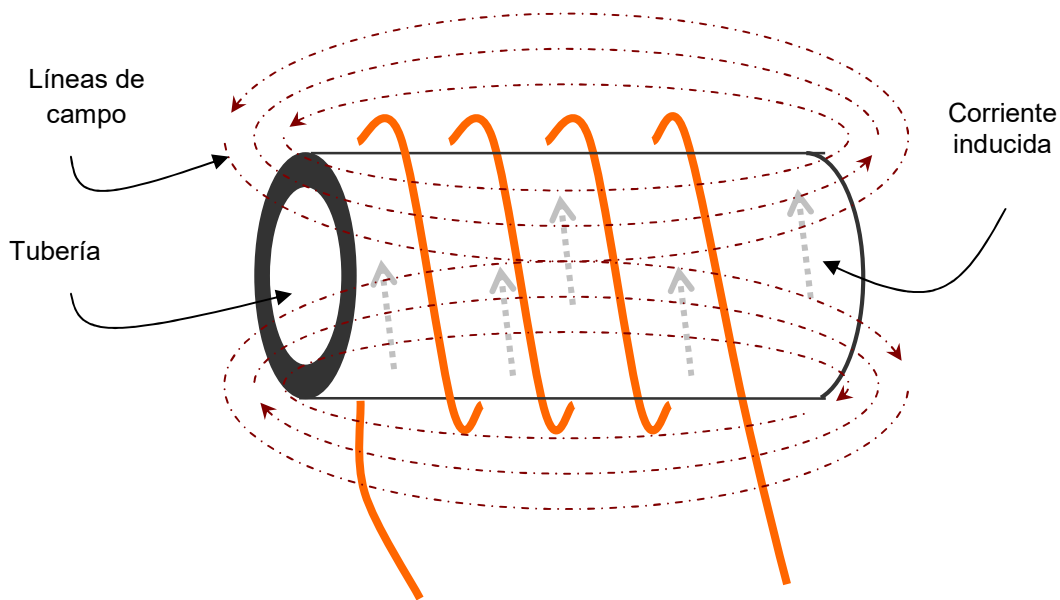


Fig. 1. Inducción de corriente en un material conductor de electricidad.

El nivel de penetración del campo magnético en la pieza está en función de su frecuencia y las propiedades del material. Un material con propiedades ferromagnéticas tiene una permeabilidad magnética muy alta, provocando que el campo magnético se intensifique dentro del material y por consiguiente la corriente inducida es mayor, de tal forma que la potencia disipada en la superficie de la pieza es muy grande. En frecuencias altas se induce un nivel de corriente mucho mayor en la superficie de la pieza que cuando se trabaja con niveles de frecuencia bajos.

Al efecto de que la corriente inducida sea mucho mayor en la superficie que en el interior de la pieza (provocado por la frecuencia y la permeabilidad magnética) se le llama efecto cortical, Fig. 2 [2]. Cuando una sección de una pieza está más caliente que otra, el calor comienza a viajar inmediatamente por conducción hacia la parte más fría, causando que con el tiempo la temperatura sea uniforme en la misma.

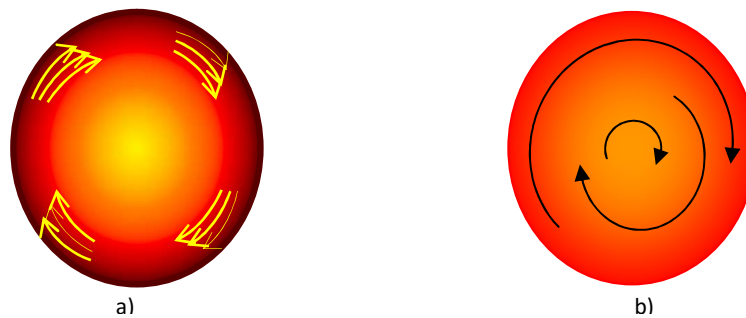


Fig. 2. Efecto cortical a consecuencia de: a) frecuencia alta, b) frecuencia baja.

Si se requiere que la superficie de la pieza tenga un nivel de temperatura mucho mayor que en su interior, se requiere mantener elevados los niveles tanto de potencia como de frecuencia; de esta manera, se puede calentar la superficie de la pieza muy rápidamente (por efecto cortical) de tal forma que el calor no tiene suficiente tiempo para viajar muy lejos antes de que la superficie alcance la temperatura deseada.

Por el contrario, para calentar de manera uniforme la sección transversal de la pieza, se utilizan niveles de frecuencia y potencia bajos, con la finalidad de dar suficiente tiempo al calor de viajar al centro antes de que la superficie esté demasiado caliente.

El diseño de un sistema de calentamiento utilizando un campo electromagnético involucra la intervención de varias disciplinas a fin de satisfacer las condiciones necesarias para tratar un material. Entre estas disciplinas se encuentran: electrónica, electromagnetismo, transferencia de calor, métodos numéricos y computacionales. A la parte electrónica le corresponde realizar una transformación de potencia en forma resonante a fin de amplificar una variable (voltaje o corriente) para generar un campo magnético variante con el tiempo por medio de una bobina de calentamiento.

1.3. Tanques resonantes

El campo magnético debe ser lo suficientemente intenso para inducir el nivel de corriente que pueda elevar la temperatura de un material ferromagnético en un tiempo muy corto. Se necesita un campo con más potencia cuando se trabaja con materiales que no poseen propiedades ferromagnéticas.

La construcción de la bobina de calentamiento determina el nivel de corriente que se le debe suministrar. Suponiendo que se necesita una intensidad de campo “H” y la bobina (tipo solenoide) consta de pocas espiras, entonces el nivel de corriente debe ser muy grande para obtener la intensidad del campo magnético “H1”, según la relación para un solenoide (1).

$$H = \frac{N * I}{L} \quad (1)$$

En donde:

- H : Intensidad de campo magnético;
- N : Número de espiras;
- I : Corriente que circula a través de la bobina.
- L : Longitud del solenoide

Por el contrario, si se requiere la misma intensidad de campo “H” y el número de espiras es grande, se debe amplificar el voltaje para que circule un nivel de corriente bajo y evitar grandes pérdidas por conducción ya que la resistencia de la bobina se ha incrementado, Fig. 3.

Normalmente, los niveles de corriente o voltaje que se aplican a la bobina sobrepasan la capacidad que puede suministrar un convertidor convencional debido a que demandan una gran cantidad de potencia reactiva. Para evitar estos problemas, se suele utilizar tanques resonantes, en donde, al sintonizarlo en su frecuencia de resonancia se amplifica de forma natural el voltaje o la corriente.

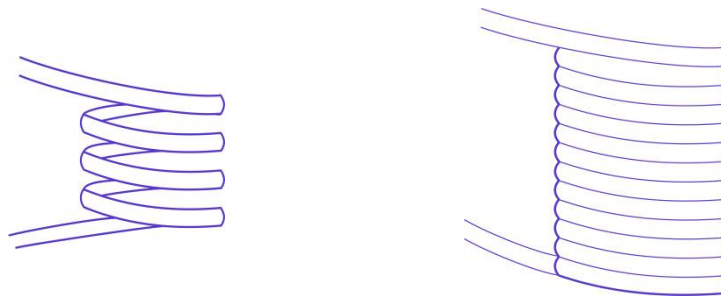


Fig. 3. Bobina de calentamiento tipo solenoide.

Las configuraciones de tanques resonantes reportadas en la literatura se pueden clasificar según el número de elementos reactivos, de aquí que podemos encontrar tanques de dos, tres o de más de tres elementos reactivos [3].

Los tanques de más de dos elementos surgen de la necesidad de una mayor amplificación en las variables, un mejor acoplamiento de impedancia o de que una variable se componga de múltiples frecuencias a fin de proporcionar diversos niveles de profundidad de penetración para realizar algún tratamiento térmico en un sólo paso.

Un tanque resonante puede ser alimentado en voltaje o en corriente, los tanques de dos elementos reactivos conectados en paralelo deben alimentarse en corriente, teniendo en cuenta que un capacitor se considera una fuente de voltaje; una configuración serie se alimenta por voltaje puesto que el inductor se considera una fuente de corriente [4].

1.3.1. Tanques resonantes de tres elementos reactivos (LLC)

La configuración LLC se comporta como un circuito híbrido entre un tanque resonante paralelo y uno serie. Por lo tanto, se tienen dos frecuencias de resonancia: una resonancia paralelo entre L_p y C en ω_1 y una resonancia serie entre L_{eq} y C en ω_0 . La Fig. 4 muestra la configuración en puente completo del inversor resonante y su circuito equivalente. El arreglo LLC está aislado y acoplado al puente inversor mediante el transformador T_1 , Fig. 4a, [5,6].

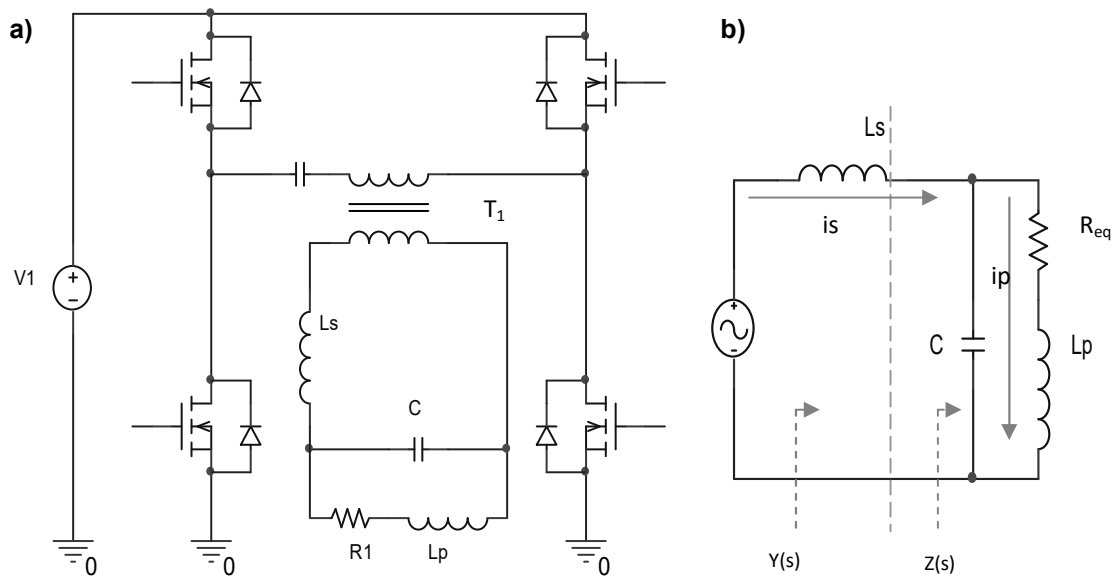


Fig. 4. a) Tanque resonante LLC alimentado por voltaje, b) Circuito equivalente.

Suponiendo que $L_s \gg L_p$ y un valor de Q alto, la admitancia del circuito equivalente está dada por (2), [7]:

$$Y(s) = \frac{1}{L_T s} \frac{\left(\frac{s}{\omega_1}\right)^2 + \frac{1}{Q_1} \left(\frac{s}{\omega_1}\right) + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q_0} \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \quad (2)$$

En donde:

$$\begin{aligned} L_T &= L_s + L_p; & L_{eq} &= \frac{L_p L_s}{L_p + L_s}; & Q_1 &= \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_p}{C}}; \\ \omega_1^2 &= \frac{1}{L_p C}; & \omega_0^2 &= \frac{1}{C L_{eq}}; & Q_0 &= \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C}} \end{aligned}$$

$Y(s)$: Admitancia;

ω_1 : Frecuencia de resonancia paralelo;

ω_0 : Frecuencia de resonancia serie;

L_s : Inductancia serie;

L_p : Inductancia paralelo;

C : Capacitancia;

- Q_1 : Factor de calidad a la frecuencia de resonancia ω_1 ;
 Q_0 : Factor de calidad a la frecuencia de resonancia ω_0 ;
 R_{eq} : Resistencia equivalente.

En [5] se realiza un análisis para obtener la frecuencia en donde la disipación de potencia es máxima. Los resultados obtenidos son los siguientes:

$$\omega_{P_{\max}} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}} \quad (3)$$

$$P_{\max} = \frac{v_1^2}{2R_{eq}} \left(\frac{L_p}{L_s} \right)^2 \quad (4)$$

En donde:

- ω_{pmax} : Frecuencia de resonancia en donde se transfiere la potencia máxima;
 L_{eq} : Inductancia equivalente;
 P_{\max} : Potencia máxima;
 v_1 : Valor máximo de la componente fundamental de la onda cuadrada en el secundario del transformador.

Se puede obtener la impedancia del circuito evaluando (2) e invertir el resultado. En base a las ecuaciones anteriores, la impedancia en ω_0 , en el lado del secundario del transformador T_1 se representa de la siguiente manera [7]:

$$Z(j\omega_0) = L\omega_0 \left(\frac{\beta^2}{Q - j(\beta + 1)} \right) \quad (5)$$

$$Q = \frac{L_p \omega_0}{R_{eq}} \quad \beta = \frac{L_s}{L_p}$$

En donde:

$Z(j\omega_0)$: Impedancia evaluada en la frecuencia ω_0 ;

β : Relación de inductancias;

L_s : inductancia serie;

L_p : inductancia paralelo;

Q : Factor de calidad;

R_{eq} : Resistencia equivalente.

El resultado anterior significa que, en resonancia, la impedancia es inductiva. En consecuencia, cuando se demanda la potencia máxima siempre habrá un ángulo de conmutación Φ (un retraso de la corriente). Φ se obtiene del argumento de (5).

$$\phi = \arg(Z(\omega_0)) = \arctan\left(\frac{\beta + 1}{Q}\right) > 0 \quad (6)$$

En donde:

Φ : ángulo de conmutación;

β : relación de inductancias;

Q : factor de calidad.

Las funciones de transferencia de la corriente y el voltaje evaluadas en la frecuencia $\omega_{P_{max}}$ se expresan según (7) y (8), respectivamente.

$$Hi_{P_{max}} \approx \frac{Q}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{L_p}{L_s}\right)^2}} \approx \beta \cos \phi \quad (7)$$

$$Hv_{P_{max}} \approx \frac{L_p}{L_s} \left(1 + \frac{L_p}{L_s}\right) Q \approx \frac{Q}{\beta} \quad (8)$$

En [7] se demuestra que el argumento de $Hv_{P_{\max}}$ es:

$$\arg(Hv_{P_{\max}}) = -90^\circ \quad (9)$$

Este resultado indica que en resonancia el voltaje en el capacitor C estará retrasado 90° respecto del voltaje en el secundario de T_1 . Por lo tanto, este resultado es utilizado para identificar la frecuencia en donde se transfiere la potencia máxima.

2. Desarrollo

El sistema de calentamiento se diseñó basado en un tanque resonante tipo LLC cuya frecuencia de resonancia se encuentre entre 80 kHz – 90 kHz y demande una potencia de 500 watts, alimentándose desde la red eléctrica con un voltaje pico de 170 volts. El sistema debe de alcanzar temperaturas de hasta 600°C en materiales de acero al carbón.

El sistema está conformado por un convertidor electrónico que alimenta a la bobina de calentamiento; para medir la temperatura se utiliza un termopar tipo K, la señal que proporciona se filtra y acondiciona para ser transmitida a la tarjeta de adquisición de datos y en la interfaz gráfica de usuario se monitorea la evolución de la temperatura, tal como se muestra en Fig.5.

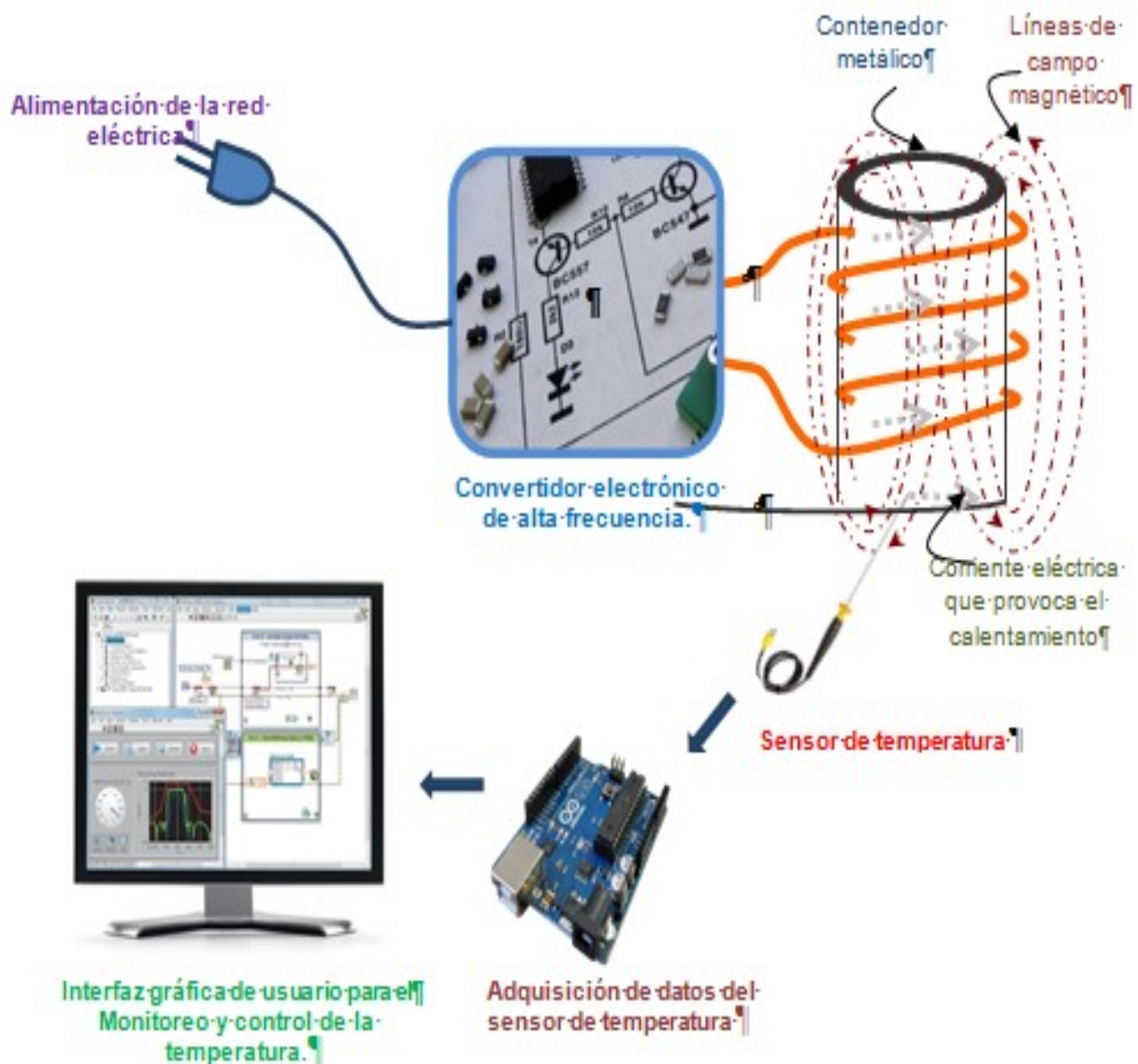


Fig. 5. Composición del sistema de calentamiento por inducción electromagnética.

Con un instrumento LRC se midió de inductancia y resistencia equivalente en la bobina de calentamiento, ver tabla 1. Los valores de frecuencia de resonancia, inductancia y resistencia de la bobina de calentamiento (con y sin carga) se obtuvieron los valores de C, Ls y N empleando las ecuaciones presentadas en la sección 1.3.1.

Parámetro	Valor		Unidad
Inductancia, L_p	sin carga, 3.76	con carga, 3.34	μH
Resistencia equivalente, R_{eq}	sin carga, 36	con carga, 141	$\text{m}\Omega$
Factor de calidad, Q	13		---
Inductancia serie, L_s	21.7		μH
Capacitor para el tanque, C_3	1		μF
Relación de transformación del transformador de aislamiento, N	2.88		—

Tabla 1.1. Mediciones obtenidas de la bobina de calentamiento.

El diagrama a bloques del convertidor electrónico se muestra en la Fig. 6. El control para transferir la máxima potencia se implementó utilizando un microcontrolador de propósito específico para el control de convertidores potencia, el dsPIC30F2020 de MICROCHIP.

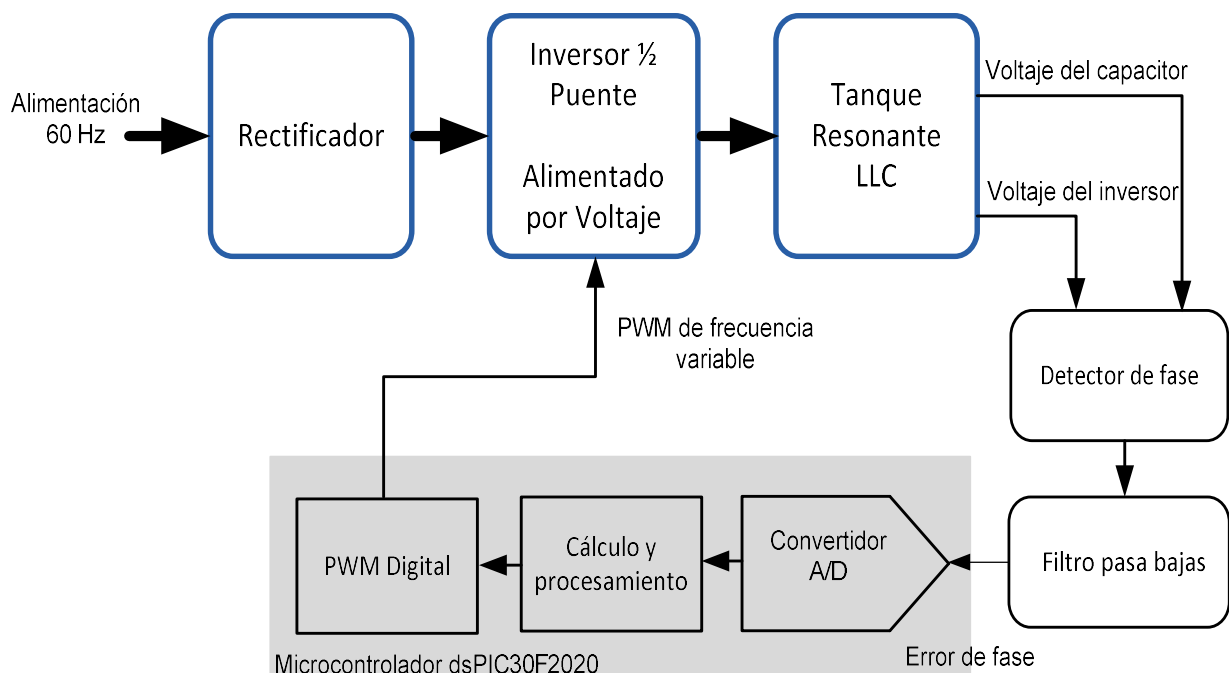


Fig. 6. Diagrama a bloques del convertidor electrónico.

El circuito de potencia consta de un rectificador, un inversor medio puente y tanque resonante, Fig. 7. De acuerdo con la ecuación (3), para obtener una frecuencia de

resonancia de 90 kHz con los valores de L_s y L_p de las especificaciones de la tabla 1, se requiere un capacitor C_3 de $1\mu F$.

Es necesario establecer también, la capacidad de manejo de corriente en el capacitor C3, la cual se puede obtener de la siguiente manera: si la potencia demandada es de 500 Watts y el voltaje aplicado al primario del transformador es de 170/2 V, por ser un inversor medio puente, entonces se estará demandando una corriente de 1.47 A a través de los transistores del inversor, dicha corriente circula a través del primario del transformador de acoplamiento de impedancias, el cual, tiene una relación de transformación de 2.88 que provoca que la corriente en el secundario se amplifique a un valor de 4.235 A. Ésta corriente es amplificada por segunda vez hasta un valor de 27.5 A pico en el tanque resonante.

El nivel de corriente que debe soportar el capacitor es muy alto, por lo que se empleó un banco de 10 capacitores de potencia de Película de Polipropileno de 0.1 μF , con capacidad de corriente de 4 A pico a 100 kHz cada uno.

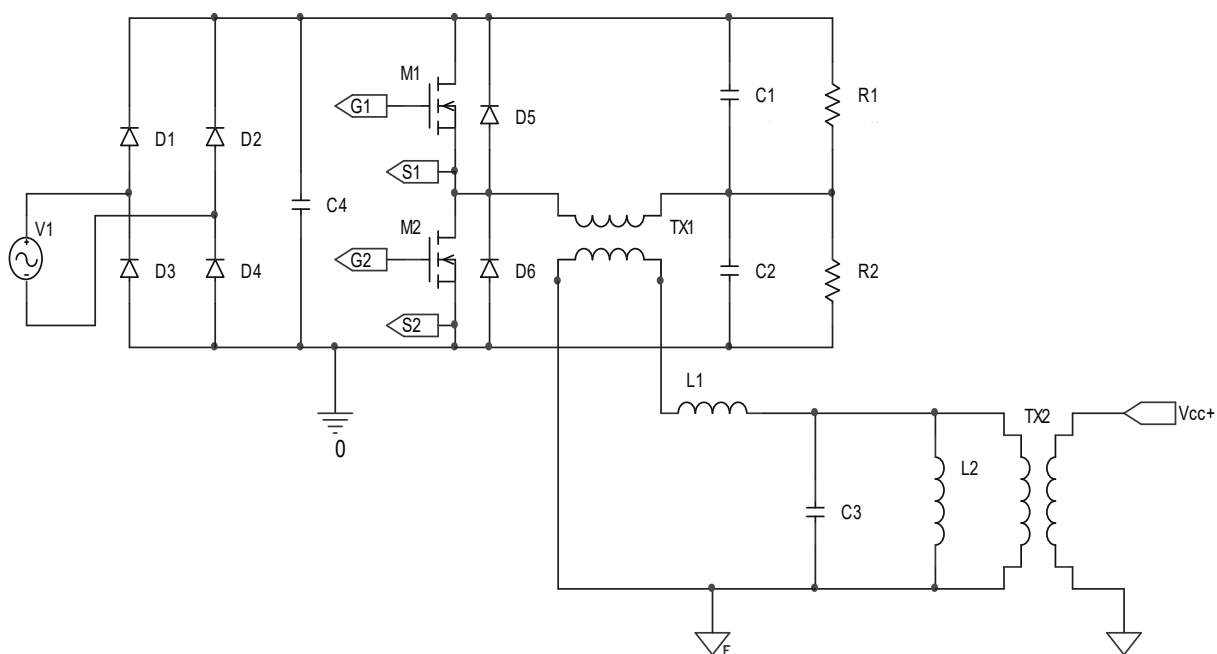


Fig. 7. Esquemático del circuito de potencia.

En base al análisis anterior, los transistores M1 y M2 se seleccionaron considerando una capacidad de conducción de corriente mínima de 5 A, bloqueo de voltaje entre drenaje-fuente de 200 V y resistencia drenaje-fuente en el estado de encendido menor a 0.8Ω para disminuir las pérdidas por conducción. Se seleccionó el Mosfet 7N60C3.

Los capacitores C1 y C2 del inversor medio puente y el C4 del puente rectificador, se seleccionaron para mantener un rizo de voltaje menor a 5 volts y rizo de corriente mayor a 5 A. Para disminuir las pérdidas en el inductor Ls por conducción y por la alta frecuencia, se fabricó trenzando 20 hilos de alambre magneto para disminuir la resistencia y distribuir mejor la corriente en su sección transversal.

El circuito de control lo componen el acondicionador de la señal de voltaje del capacitor del tanque resonante, el detector de fase, filtro pasa bajas, microcontrolador y los impulsores de las señales de compuerta de los Mosfets, como se muestra en la Fig. 8.

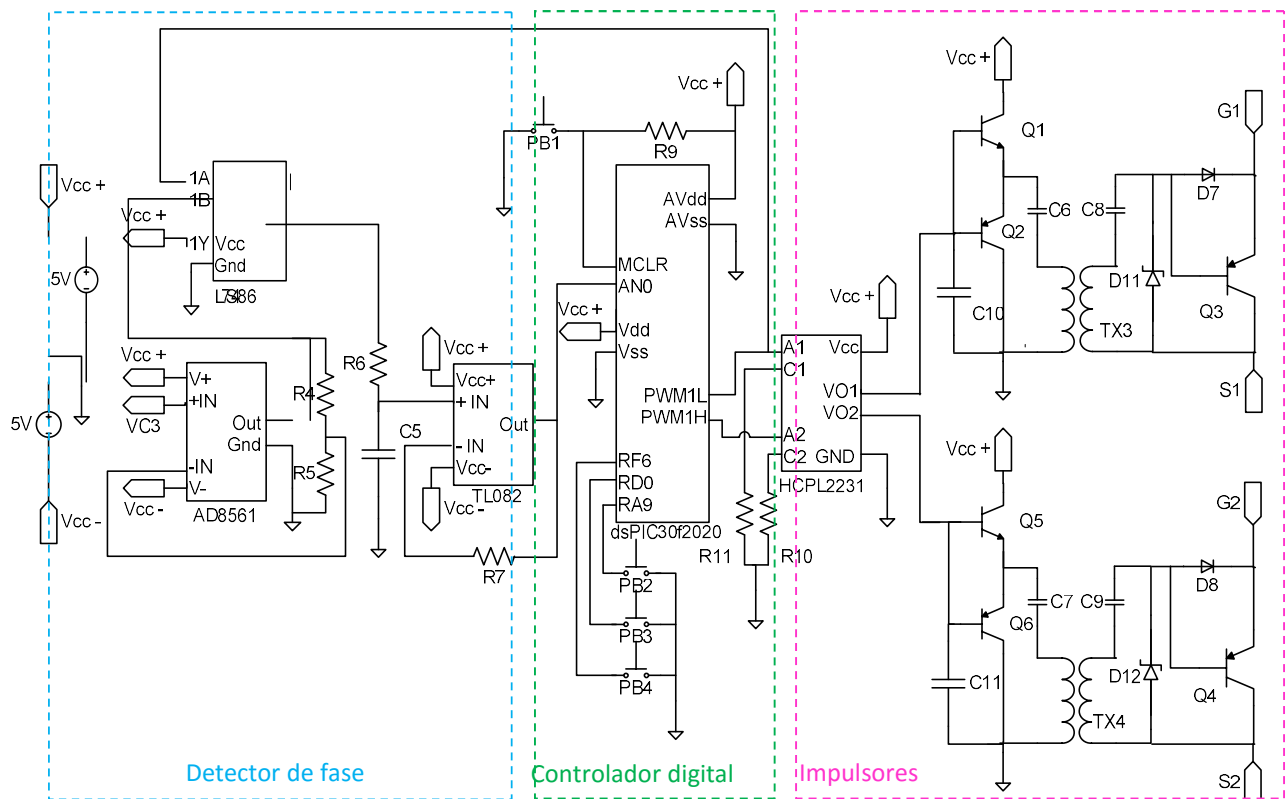


Fig. 8. Esquemático del circuito de control.

Se implementó un control digital por histéresis con frecuencia variable, para mantener el ángulo de defasamiento (θ) entre el voltaje de salida del inversor y el voltaje en el capacitor del tanque resonante cerca de su nivel de referencia (θ_{ref}), por medio de la variación de la frecuencia de conmutación.

Con la condición inicial: $\theta < \theta_{ref}$, la frecuencia de conmutación se incrementará continuamente hasta que θ sea igual a θ_{ref} . Como ésta es una condición ideal y en realidad θ tendrá un valor mayor que θ_{ref} , la frecuencia de conmutación se decrementará para disminuir el valor de θ . De tal forma que θ tendrá pequeñas oscilaciones cerca de su nivel de referencia, Fig. 9.

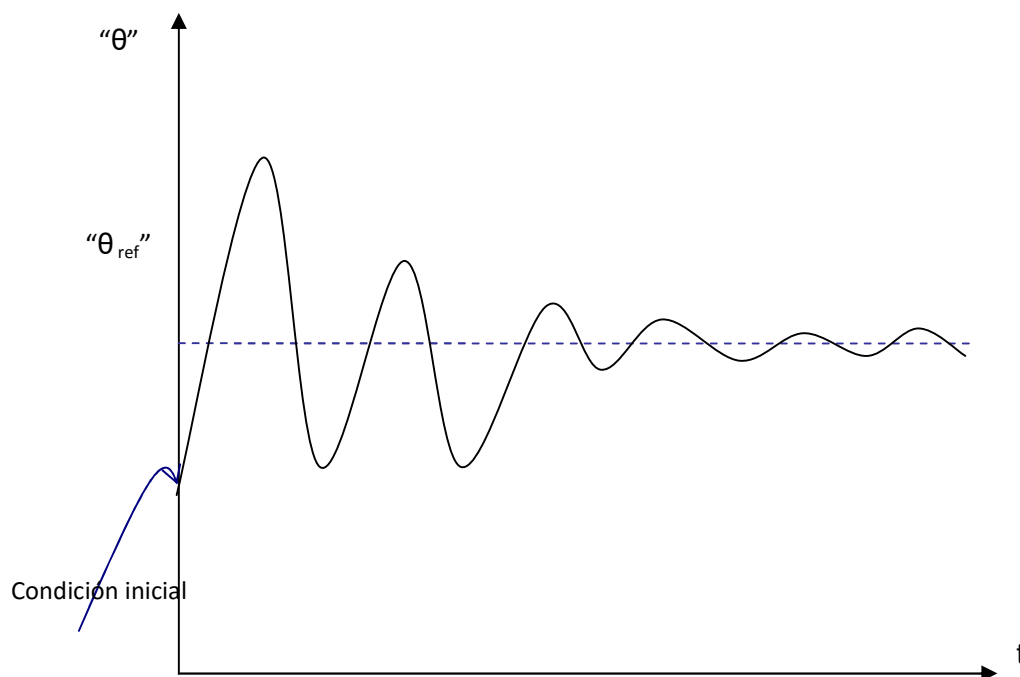


Fig. 9. Respuesta transitoria de θ .

La señal senoidal del capacitor se convierte en una señal digital utilizando un transformador reductor de alta frecuencia y un comparador ultra rápido, mientras que la información de la forma de onda del voltaje de salida del inversor se obtiene directamente de las señales de conmutación de los transistores. El detector de fase se implementó con una compuerta XOR;

La frecuencia de conmutación se encuentra en el rango de 80 kHz y 90 kHz, si el desfaseamiento entre las señales se quisiera obtener con el microcontrolador, la velocidad de ejecución de las instrucciones no permitiría obtener una buena resolución del desfaseamiento. Por tal motivo, se decidió filtrar la salida del detector de fase y convertirla en una señal analógica para transmitirla al módulo de conversión Analógico a Digital con el que se obtiene una mayor resolución en el desfaseamiento.

3. Resultados

El sistema implementado se muestra en la Fig. 10, a la izquierda de la figura se encuentra el circuito de control conformado por el detector de fase, acondicionadores de señal, microcontrolador “dsPIC” y los impulsores de las señales de compuerta. A la derecha se encuentra la etapa de potencia integrada por el inversor medio puente, transformador de acoplamiento y el tanque resonante.

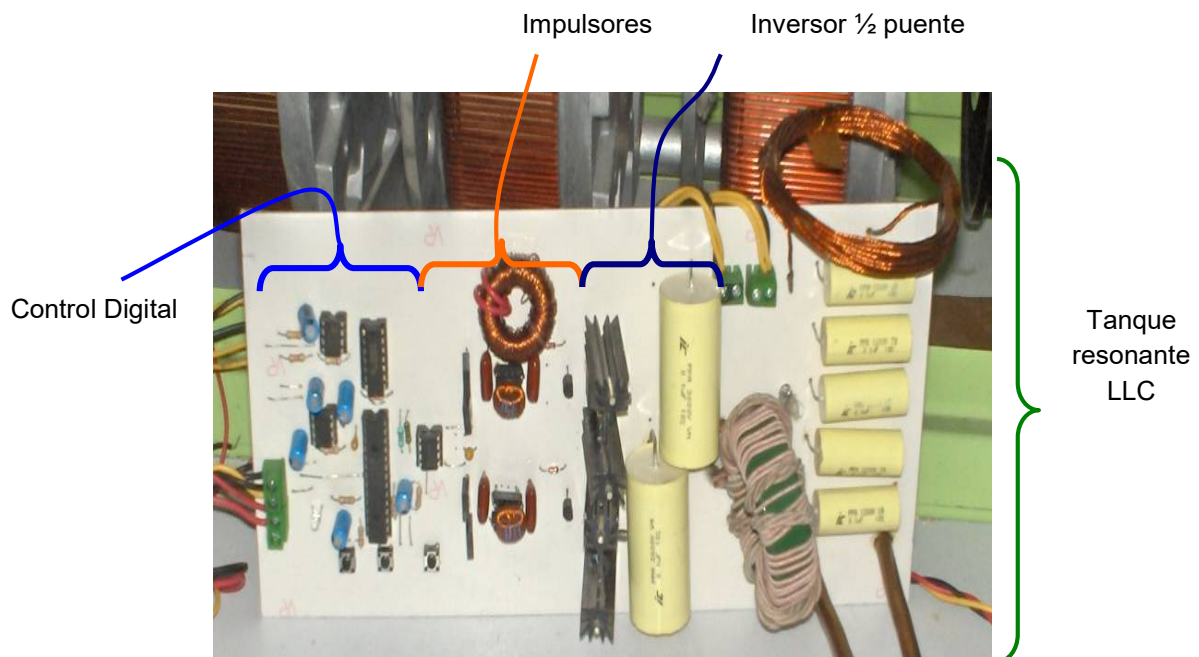


Fig. 10. Prototipo del sistema de calentamiento.

En Fig. 11, se muestra una pieza de acero al carbón que es sometida a calentamiento para determinar la temperatura de Curie, en la cual pierde sus propiedades magnéticas. Se alcanza una temperatura de 500 °C en el exterior de la pieza en 4 minutos



Fig. 11. Pieza de acero al carbón a una temperatura de 500 °C.

En Fig. 12 se muestran las señales de voltaje de salida del inversor (cuadrada) y del voltaje del capacitor del tanque resonante (senoidal) cuando se inhabilita el control,

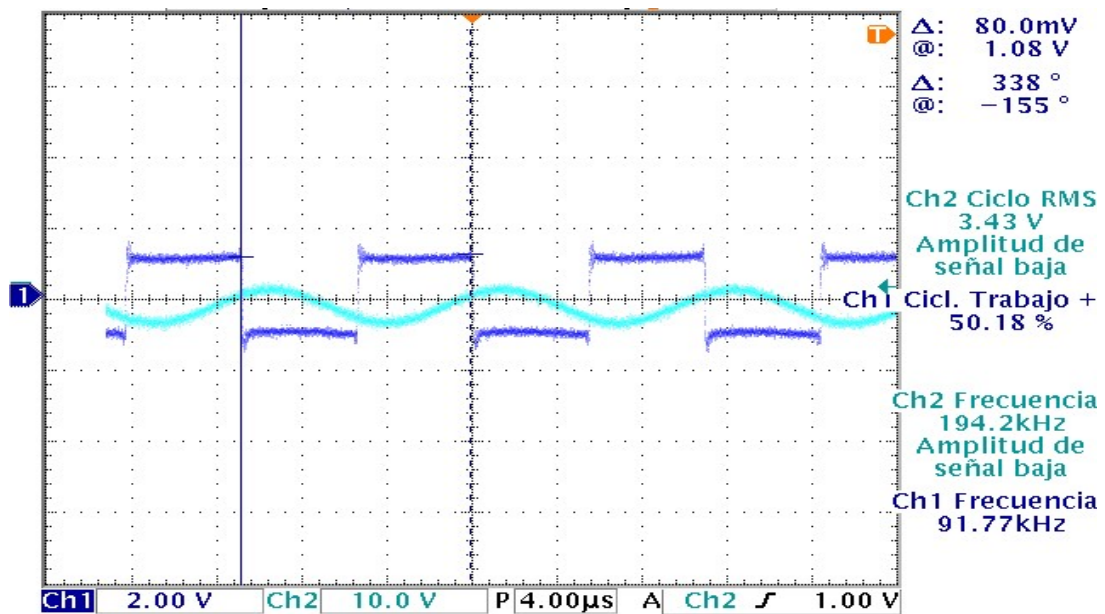


Fig. 12. Respuesta del sistema ante la inhabilitación del control de fase.

Con el control habilitado, se logra un defasamiento (θ) cerca de 90° entre dichos voltajes, para transferir la máxima potencia a la carga, como se muestra en Fig. 13.

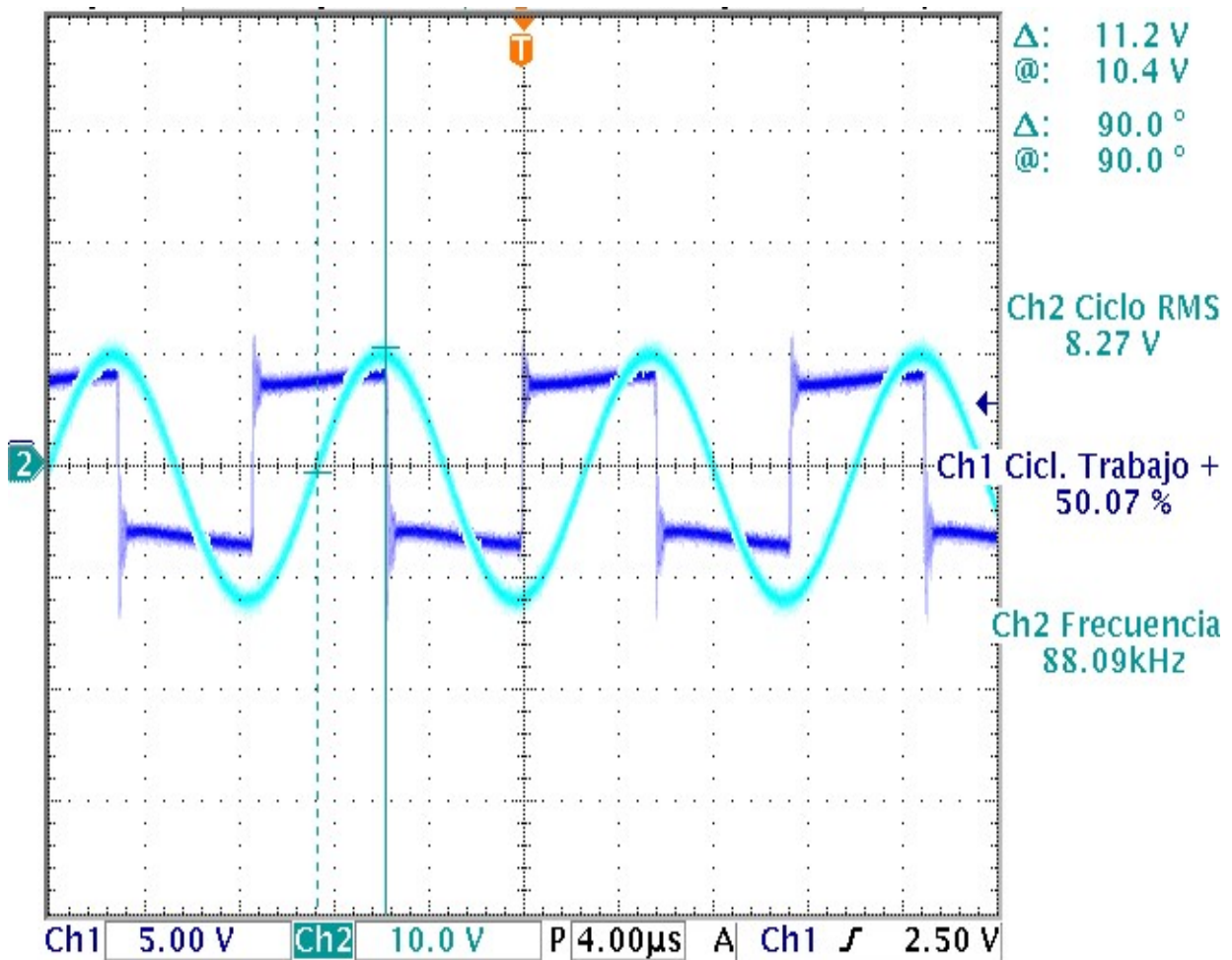


Fig. 13. Respuesta del θ ante una carga con permeabilidad alta.

En Fig. 14 se muestra la interfaz gráfica de usuario en donde se puede monitorear la respuesta transitoria del calentamiento, las variaciones de la temperatura respecto al tiempo cuando se alcanza la temperatura máxima (estado estable), el tiempo de enfriamiento y el registro histórico de las pruebas realizadas. El termopar se colocó en el exterior de la pieza de la Fig. 11

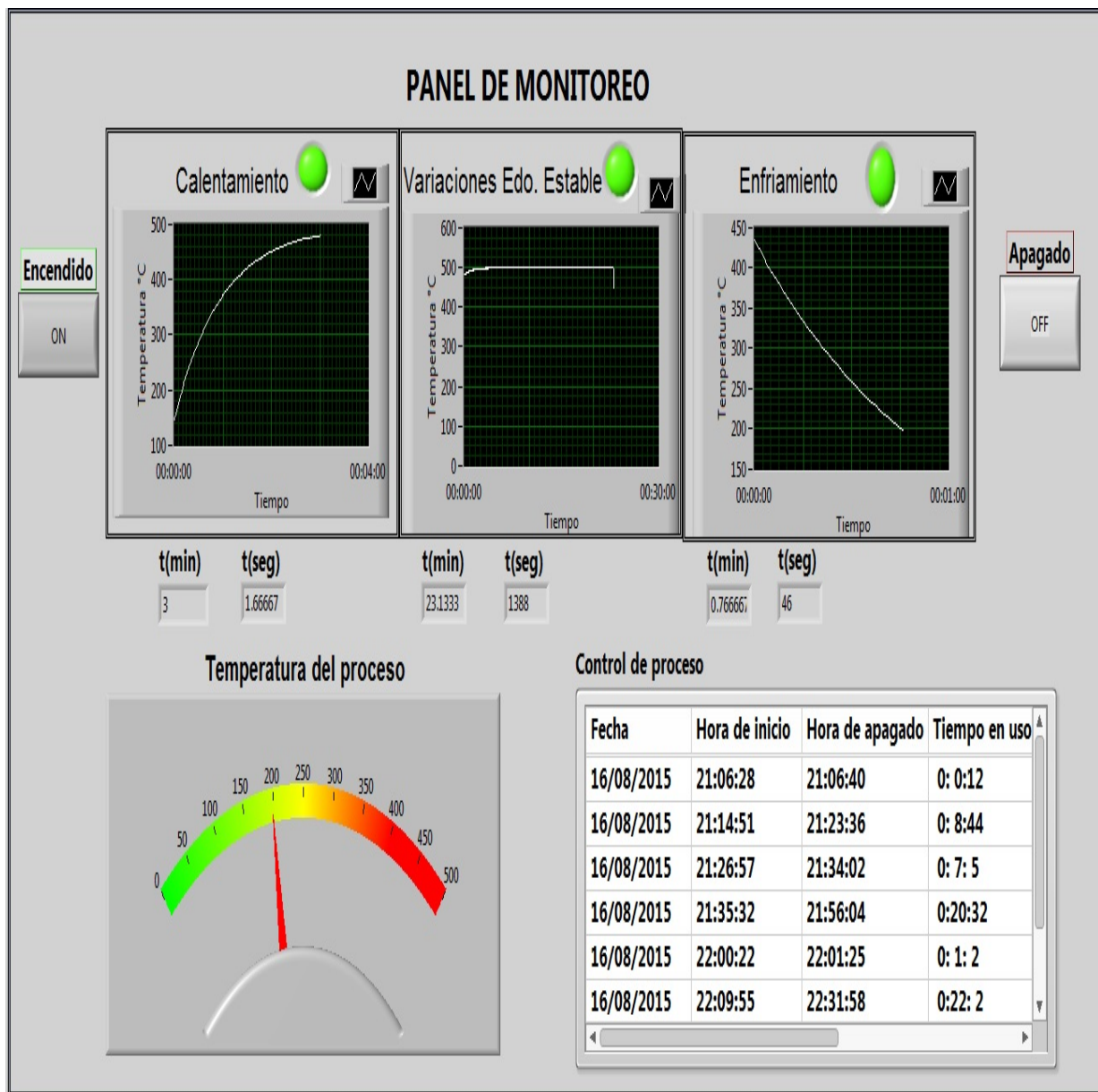


Fig. 14. Interfaz gráfica de usuario para el monitoreo de la temperatura.

4. Discusión

De acuerdo con los resultados obtenidos, las estrategias que permiten elevar rápidamente la temperatura en el material consisten en: Utilizar un material ferromagnético, trabajar con una frecuencia alta y una potencia baja y sintonizar el

tanque resonante en la frecuencia de resonancia donde se transfiera la máxima potencia a la carga.

Se redujo considerablemente la circuitería al emplear un microcontrolador de propósito específico para el control de convertidores de potencia ya que cuenta con módulos de propósito específico, entre los que se encuentran los convertidores Analógico o-Digital, los módulos PWM y además con la capacidad de realizar operaciones matemáticas en un ciclo de instrucción.

Por otro lado, es necesario determinar la eficiencia de otras configuraciones de tanques resonantes comparadas con la LLC y métodos de control que utilicen como referencia la potencia en el tanque resonante [13 y 14]

5. Conclusiones

El sistema de calentamiento por inducción electromagnética que se diseñó es una buena alternativa para sustituir a los sistemas de calentamiento tradicionales utilizados en los laboratorios de Físico – Química basados en resistencias; Ya que permite alcanzar temperaturas en el orden de los cientos de grados centígrados en tiempos muy cortos.

Con el tanque resonante LLC se obtuvo el nivel de corriente necesario en la bobina de calentamiento, debido a la terminación paralela en su configuración. La estrategia de control por variación de frecuencia, implementada en el microcontrolador “dsPIC”, mantuvo el desfase entre los voltajes del capacitor y del inversor cerca de los 90° ante un cambio de carga. Permitiendo de este modo transferir la máxima potencia a la carga. Las prestaciones del convertidor desarrollado satisfacen los requerimientos de los experimentos realizados en los laboratorios de Físico-Química del ITSUR sin necesidad de adquirir equipo importado.

6. Referencias

- [1] V. Rudnev, D. Loveless, R. Cook, M. Black, "Handbook of Induction Heating". 2003.
- [2] V. Rudnev, "A fresh look at induction heating of tubular products: Part 1". Heat treating progress. July-August 2004.
- [3] V. Esteve, "Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción". Tesis doctoral, Universidad de Valencia. Junio 1999.
- [4] S. Dieckerhoff, M. Ryan, R. Doncke, "Design of an IGBT based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating". Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference record of the 1999 IEEE. Vol. 3. 1999. 2039 – 2045 pp.
- [5] A. Kelemen, N. Kutasi, "Induction-heating voltage inverter with hybrid LLC resonant load, the D-Q model". Pollack Periodica. June 2007. 27-37 pp.
- [6] Y. Wenxu J. Zhicheng L. Xianling, "Power Control for Induction Heating by Asymmetrical Pulse Density Modulation". Industrial Electronics and Applications, 1ST IEEE Conference. 2006. 1-5 pp.
- [7] E. J. Dede, J. M. Espi, J. Jordh, A. Ferreres, "Design considerations for transformerless series resonant inverters for induction heating". IEEE Power Electronics and Drive Systems (PEDS). Singapore. May 1997. 334-339 pp.
- [8] E. J. Dede, J. M. Espi, R. Garcia, A. Ferreres, "Steady-state frequency analysis of the LLC resonant inverter for induction heating". Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP '96., V IEEE International. 1996. 22-28 pp.
- [9] D. Maksimovic, R. Zane, R. Erickson, "Impact of digital control in power electronics". Proceedings of 2004 International symposium on power semiconductor devices & ICs, Kitakyushu.

- [10] V. White Robert, "Digital control concepts for power supply engineers". Third Annual Digital Power Forum. USA. 2006.
- [11] Roland E. Best, "Phase locked loops". 4th edition. 1999. McGraw Hill.
- [12] L. Cleary, "Diseño y construcción de un inversor resonante para horno de inducción". Tesis maestría. Instituto Tecnológico de Morelia. 2007.
- [13] O. Lucia, P. Maussion, E. J. Dede, J. M. Burdio, "Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 61. No, 5. October 2013. 2509 – 2520 pp.
- [14] O. Jimenez, I. Urriza, L.A. Barragan, "Power Measurement for Resonant Power Converters Applied to Induction Heating Applications". *Power Electronics, IEEE*. Vol. 29. No. 12. February 2014. 6779 – 6788 pp.

7. Autores

M. en C. Julio Ortega Alejos. Obtuvo su título como Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente se desempeña como profesor investigador en la coordinación de ingeniería electrónica del Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato.

M. en C. Leonel Estrada Rojo. Obtuvo su título como Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente se desempeñan como profesor investigador en la coordinación de ingeniería electrónica del Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato.

Dr. Carlos A. Fuentes Hernández. Obtuvo el grado Doctor en Ciencias de Óptica Física en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada B.C. Actualmente se desempeña como profesor investigador en el Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato.

Dr. Elías J. J. Rodríguez Segura. Miembro del Sistema Nacional de Investigadores Nivel 1, Actualmente se desempeña como profesor investigador de tiempo completo del departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Israel Álvarez Ariza, José Jesús Arizaga Ibarra, Diego Díaz López. Estudiantes de la carrera de Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior del Sur de Guanajuato, con especialidad en Automatización de Empresas.

Sistemas de detección de modo isla en inversores conectados a la red eléctrica: análisis del estado del arte

Carlos Javier Camacho Márquez

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas s/n, C.P. 38010,
Teléfono: (461) 611 75 75

Nimrod Vázquez Nava

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas s/n, C.P. 38010,
Teléfono: (461) 611 75 75
n.vazquez@ieee.org

Claudia Verónica Hernández Gutiérrez

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas s/n, C.P. 38010,
Teléfono: (461) 611 75 75

Héctor Juan Carlos López Tapia

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas s/n, C.P. 38010,
Teléfono: (461) 611 75 75

Resumen

Este artículo presenta un análisis del estado del arte de los diferentes sistemas de detección de modo isla en inversores conectados a la red eléctrica. Los métodos de detección en generadores distribuidos (GD) pueden ser divididos en locales y remotos. Los remotos se basan en un sistema de generación centralizado, ya que son estos los que envían la información (o avisan) para la operación en modo isla. Mientras que en los métodos locales se realiza la detección en los GDs y se pueden dividir en técnicas activas y pasivas.

Palabra(s) Clave(s): generación distribuida, micro-red, zona de no detección.

1. Introducción

La energía eléctrica se ha convertido en parte de nuestra vida diaria y está íntimamente relacionada con todas las actividades que realizamos día a día, desde ver la televisión en casa hasta el incremento de la productividad en la industria.

La electricidad es generada gracias a la ley de Faraday, la cual establece que el voltaje inducido en un circuito cerrado es directamente proporcional a la rapidez de cambio de flujo magnético con respecto del tiempo. Este principio no cambia en la mayoría de los sistemas de generación, la electricidad se puede producir a partir de varias fuentes de energía primaria. Los procesos de producción pueden utilizar como materia prima carbón, gas natural o combustóleo, energía hidráulica y energía nuclear.

La generación de electricidad por estos medios produce residuos que van desde monóxido de carbono, bióxido de carbono, bióxido de azufre, hasta residuos nucleares en la plantas nucleoelectricas, los cuales son perjudiciales para el medio ambiente.

En nuestro país aproximadamente el 66.8 % de la electricidad es generada por medio de centrales termoeléctricas [1], al tratarse de un sistema centralizado la energía debe transmitirse a grandes distancias hasta llegar al consumidor final, por lo que las pérdidas por efecto Joule ascienden al 17.8 % [2].

Asimismo el Gobierno Federal por medio de la SENER publicó en febrero de 2011 la estrategia nacional de energía [2] de la cual se desprenden acciones para lograr la disminución de las pérdidas de electricidad hasta su homologación con los estándares internacionales del 8%.

Los sistemas de generación distribuidos son una buena opción para reducir la dependencia energética, emisión de gases contaminantes y las pérdidas asociadas a la transmisión.

En nuestro país los sistemas de generación distribuidos están regulados por la Comisión Federal de Electricidad mediante la especificación CFE G0100-04 [3], en la cual se enumeran los requerimientos para interconexión a la red eléctrica así como Sistemas de Detección del modo Isla (SDI).

SDIs se define como la condición en la cual el generador distribuido continúa suministrando energía, aún cuando la red eléctrica principal se encuentra fuera de servicio por diversas razones.

En este artículo se presenta una revisión de los principales sistemas de detección de la desconexión de la red eléctrica, ante el caso de generación distribuida.

2. Indicadores de un SDI

La isla debe ser detectada de manera oportuna con precisión y eficiencia, los principales indicadores para una buena desconexión son las siguientes: zona de no detección, tiempo de detección, relación de detección de errores y calidad de la energía.

A.- Zona de no detección (ZND)

Ésta es la causa principal por la cual un SDI puede fallar al detectar la desconexión, la ZND están en función de parámetros como son voltaje, frecuencia o desviación de fase.

La ZND es el rango en el que el sistema opera en forma normal y no se considera que existan fallas en la red. Ciertas condiciones de potencia de la carga y el sistema de generación distribuido pueden dar lugar a que el SDI falle en la detección del modo isla.

B.- Tiempo de detección

Es el tiempo transcurrido desde que se desconecta la red principal y el SDI detecta la desconexión.

C.- Relación de detección de errores

Esta relación está determinada por la tasa de errores cometidos por el sistema, ya que se puede asumir que éste se encuentra en modo isla, cuando en realidad la red eléctrica está conectada.

Está dada por la siguiente ecuación:

$$E = \frac{N_{error}}{N_{error} + N_{correct}} \quad (1)$$

Donde: E es el rango de detección de errores, N_{error} es la cantidad de errores, $N_{correct}$ es la cantidad de aciertos.

D.- Calidad de la energía

Existen algunos métodos (los cuales se enumerarán más adelante) que reducen de manera significativa la ZND y están basados en la inyección de perturbaciones, las cuales distorsionan las señales de corriente, deteriorando la calidad de la energía.

3. Métodos para la detección del modo isla

Los métodos para la detección del modo isla se dividen en locales y remotos como se muestra en la figura 1. Los métodos locales están basados en la medición directa de parámetros físicos de las señales de voltaje y corriente. Los métodos remotos se basan en la comunicación entre el GD la compañía de suministro eléctrico, son generalmente controlados por ésta y tienen intercambio de información sobre el estado de la red, de tal manera que el inversor puede ser apagado cuando se requiera; los métodos remotos tienen nula ZND, pero necesitan una muy fuerte inversión inicial.

Los métodos pasivos tienen una gran zona de no detección, los métodos activos reducen la zona de no detección con el precio a pagar de una degradación de la calidad de la energía.

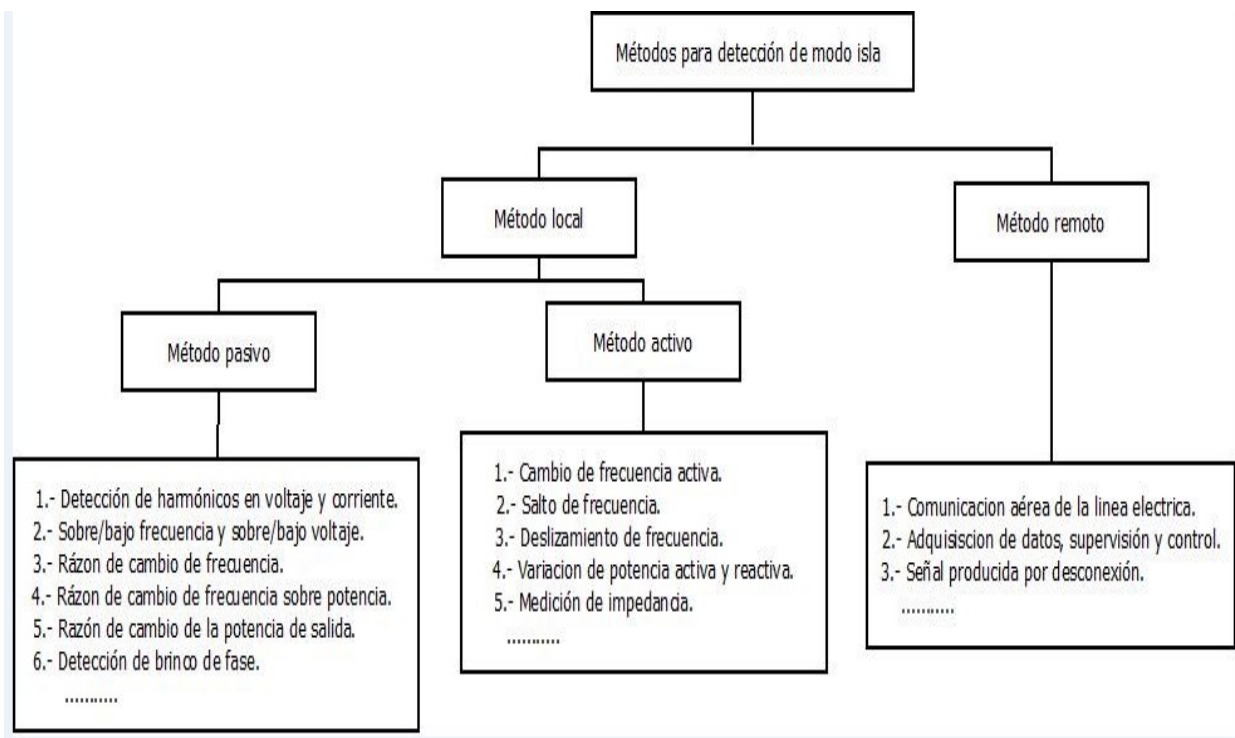


Fig. 1. Clasificación de los métodos de detección del modo isla.

3.1. Métodos pasivos

Los métodos pasivos monitorean parámetros como voltaje, corriente, frecuencia, fase y distorsión armónica; se parte de la definición de un rango considerado como una operación normal, al salir del rango prefijado, se puede asumir que el sistema se encuentra operando en modo isla.

3.1.1. Detección de armónicos en voltaje y corriente (HD) [4]

En este método, el inversor fotovoltaico monitorea la distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) en el punto de acoplamiento común (PCC), apagando el inversor cuando la THD excede el umbral. Bajo condiciones normales, la micro-red está unida a la red principal y podemos asumir que la señal de corriente inyectada es prácticamente senoidal debido a que la inductancia de la red es muy pequeña, por lo tanto los armónicos generados son reducidos. En cambio, cuando la micro-red se encuentra operando en modo isla, la corriente y la tensión se ven afectados en armónicos,

producidos por el inversor y transmitidos a la carga; la presencia de un transformador puede agravar la distorsión.

Ventajas. En teoría, este método promete ser altamente exitoso en detectar condiciones de modo isla bajo un amplio rango de circunstancias pues su efectividad no cambia significativamente con múltiples inversores operando en paralelo, sin embargo cuenta con serias dificultades de implementación, ya que no siempre es posible seleccionar un rango adecuado para la distorsión armónica; en adición, las perturbaciones en la red pueden provocar falsas desconexiones. El tiempo de detección es de alrededor de 45 ms [5].

3.1.2. Sobre/bajo voltaje (OVP/UDP) y Sobre/baja frecuencia (OFP/UFPP)[6]

Esta técnica consiste en determinar un rango de voltaje y frecuencia dentro de los cuales los valores pueden oscilar, los inversores deben dejar de suministrar energía si los valores se encuentran fuera del rango. Los cambios en voltaje y frecuencia después de la desconexión se deben al desbalance entre la energía creada en el generador distribuido y la consumida por las cargas en la micro-red y están dados por:

$$\Delta P = \Delta_{load} - P_{PV} \quad (2)$$

$$\Delta Q = Q_{load} - Q_{PV} \quad (3)$$

Cuando el sistema se encuentra conectado a la red, ΔQ e ΔP pueden ser inyectadas de la red principal para mantener el balance de la potencia activa y reactiva. Si el inversor opera con factor de potencia igual a 1, entonces cuando se presenta una condición de isla ($Q_{PV} = 0$ e $\Delta Q = Q_{load}$), el comportamiento del sistema dependerá de ΔQ e ΔP en el instante anterior a la desconexión; si $\Delta P \neq 0$, la amplitud del voltaje en el PCC cambia y un detector de OVP/UDP podría detectar el cambio y conducir el sistema a modo isla.

Esta es una opción de bajo costo para la detección de modo isla, no tiene impacto en el uso con múltiples inversores. Las principales desventajas es la gran zona de no

detección, en adición, el tiempo de desconexión es muy difícil de predecir. La velocidad de detección está relacionada con la variación de potencia entre la energía generada por el GD y la energía consumida por la carga. El tiempo de detección puede llegar a ser superior a 2s [5].

3.1.3. Razón de cambio de frecuencia (ROCOF) [7]

Cuando la micro-red está desconectada de la red principal, con un desbalance entre la potencia inyectada y consumida, la frecuencia puede cambiar. Monitoreando el valor de d_f/d_t por algunos ciclos, la condición de isla se puede detectar para que el inversor se desconecte.

ROCOF es más sensible que OVP/OFP. Si la variación entre la potencia generada y consumida es grande, el método se vuelve más efectivo.

La principal desventaja proviene de un sistema balanceado en donde la potencia entregada por la micro-red es igual a la consumida, reduciendo o eliminando la variación en frecuencia, de manera que la detección del modo isla falla.

3.1.4. Razón de cambio de la frecuencia sobre la potencia (ROCOFOP) [8]

El método está basado en la medición de la d_f/dp_L , que cuando excede un rango determinado, el inversor deja de operar. El método es muy confiable además de reducir la zona de no detección. La desconexión se puede dar con una pequeña variación en la potencia.

3.1.5. Razón de cambio de la potencia de salida (ROCOP) [9]

El principio básico de este método consiste en determinar la razón de cambio de la potencia de salida y utilizar ésta como indicador de la condición de modo isla. Cuando dp/dt sobrepasa el umbral determinado se produce la desconexión.

El tiempo de detección promedio de este método es de 25 ms, el sistema presenta una pequeña zona de no detección cuando la potencia suministrada y la consumida son iguales.

3.1.6. Detección de brinco de fase (PJD) [10]

El método está basado en el monitoreo de los brincos de fase entre el voltaje y la corriente de salida en el PCC. Se requiere de un detector de fase para monitorear el salto del voltaje en la salida del inversor. Cuando ocurre una condición de isla, el voltaje en el PCC es desplazado con respecto del voltaje de la red, en cambio la corriente del inversor se mantiene sin cambios. Durante el cruce por cero la corriente debe dar un brinco para ponerse en fase con el voltaje, siendo este salto el indicador que necesitamos para detectar la formación del modo isla.

Ventajas: fácil y económico de implementar, además de no degradar la calidad de la energía, esto contrasta con el hecho de que es difícil encontrar el rango para evitar que falle en la desconexión, así mismo el tiempo de respuesta es impredecible.

3.2. Métodos activos

Los métodos activos inyectan perturbaciones intencionalmente y monitorean su efecto en las señales de voltaje, frecuencia y fase.

3.2.1. Cambio de frecuencia activa (AFD) [11]

Este método agrega un corto periodo de tiempo en cero en la corriente de salida del inversor. Cuando el sistema está conectado a la red eléctrica el voltaje y frecuencia en el PCC no presentan cambios debido a la presencia de la red principal, la frecuencia de salida del inversor no tiene cambios debido al detector de fase. Cuando se produce la desconexión de la red, el cruce por cero de la señal de corriente ocurre antes de lo esperado, ocasionando desfaseamiento entre el voltaje y la corriente en la salida del inversor. Esto hace que la corriente incremente la frecuencia para intentar eliminar el

error, estos cambios pueden ser monitoreados por una protección de sobre/baja frecuencia conectada en el PCC y lograr la detección del modo isla.

La fortaleza del AFD es que es fácil de implementar y tienen una baja zona de no detección. El principal inconveniente se presenta cuando múltiples inversores se encuentran operando en paralelo, pudiendo llegar a fallar en la detección del modo isla.

El tiempo de detección del modo isla puede llegar a ser superior a los 2s [12].

3.2.2. Salto de frecuencia (FJ) [13]

Es una modificación de AFD, la cual inserta zonas de tiempo muerto cada n ciclos, por ejemplo una zona de tiempo muerto cada 5 ciclos. Cuando el generador distribuido está conectado a la red principal, la forma de onda de voltaje en el PCC no cambia debido a la estabilidad de la red. Cuando la micro-red se desconecta de la red principal la isla puede ser detectada por la variación de la frecuencia. El método es muy efectivo para la detección de sólo un inversor, si se incrementa el número de inversores en paralelo la efectividad puede verse reducida.

3.2.3. SANDIA, desplazamiento de frecuencia (SFS) [7]

Es una extensión de AFD que utiliza retroalimentación positiva para detectar la operación en modo isla. La implementación de la retroalimentación positiva es realizada por la siguiente función:

$$Cf = c_{f0} + K (f_{PCC} - f_{line}) \quad (4)$$

Dónde: c_{f0} es la fracción donde no hay error de la frecuencia, K es la ganancia de aceleración, f_{PCC} es la frecuencia en PCC y f_{line} es la frecuencia de la red.

Cuando se encuentra conectado a la red principal, el método intenta cambiar la frecuencia en el PCC, pero esto es evitado a causa la presencia de la red eléctrica. Cuando se presenta la desconexión, f_{PCC} comienza a incrementar, durante cada ciclo;

este proceso continua reforzándose hasta que puede ser detectado por un relevador de sobre frecuencia y se logra la detección del modo isla.

El método tienen una pequeña zona de no detección, la principal desventaja consiste en que tiene un severo impacto en la calidad de la energía.

3.2.4. SANDIA, desplazamiento de voltaje (SVS) [7]

SVS aplica una retroalimentación positiva a la amplitud del voltaje en el PCC; cuando la red principal se encuentra ausente, el inversor cambia el voltaje y la potencia de salida, lo que se observa en un incremento o reducción en la amplitud del voltaje. Al tratarse de un sistema retroalimentado estos pequeños cambios se van reforzando con cada ciclo, de manera tal que un detector de sobre/bajo voltaje permite reconocer la operación en modo isla.

3.2.5. Deslizamiento de frecuencia (SMS)[14]

Este método utiliza retroalimentación positiva para desestabilizar al inversor fotovoltaico si la red no se encuentra presente. Cuando el sistema se encuentra operando normalmente el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente del inversor puede ser cero o muy cercano de cero, cuando se desconecta de la red principal el ángulo de fase y la frecuencia pueden variar, cuando este valor se encuentra fuera de un rango preestablecido la operación en modo isla es detectada. El tiempo de detección es de alrededor de 0.4s. El método es fácil de implementar y tiene una pequeña zona de no detección, el sistema es muy efectivo cuando múltiples inversores se encuentran en paralelo, el principal inconveniente consiste en la degradación de la calidad de la energía y puede producir inestabilidad en la red.

El tiempo de detección se encuentra en el rango de 0.4s.

3.2.6. Variación de potencia activa y reactiva [15]

Este método modifica la potencia de salida inyectada por el inversor y monitorea la variación en amplitud de voltaje y frecuencia. Debe existir un balance entre la potencia activa del generador distribuido y la carga, es decir:

$$P_{DG} = P_{LOAD} = \frac{V^2}{R} \quad (5)$$

La condición de modo isla puede ser detectada cuando el voltaje excede el umbral de un OVP.

El tiempo de detección de este método es de entre 0.3 y 0.75 s. Su principal ventaja es que es fácil de implementar y tiene una muy pequeña zona de no detección. El principal inconveniente se presenta cuando tenemos múltiples inversores operando en paralelo afectando la calidad de la energía y poniendo en riesgo la estabilidad de la red principal. [9]

3.2.7. Medición de impedancia (IM) [16]

La medición de impedancia es un método que cambia la amplitud de la corriente de salida del inversor; cuando se encuentra desconectado de la red principal, el voltaje sufre una variación como resultado de la perturbación en corriente. Monitoreando la variación end_V/d_I podemos encontrar un buen indicador para la desconexión en modo isla.

3.3 Métodos remotos

Los métodos remotos están basados en la comunicación entre la micro-red y la red principal, al detectarse la ausencia de energía se envía una señal para desconectar los inversores de la micro-red.

3.3.1. Comunicación aérea de la línea eléctrica (PLCC) [17]

Se colocan transmisores del lado de los sistemas de generación centralizados y receptores del lado de los GD. Si la señal de PLCC es interrumpida significa que el GD se encuentra en modo isla. El tiempo de detección es de aproximadamente 200 ms.

Ventajas: sin zona de no detección, este método no degrada la calidad de la energía, es muy efectivo con múltiples inversores conectados en paralelo.

El principal inconveniente es el alto costo de instalación y mantenimiento, este método sólo es recomendado para sistemas con alta potencia y densidad de generadores distribuidos por unidad de área.

3.3.2. Adquisición de datos supervisión y control (SCADA) [18]

SCADA usa una amplia red de sensores y sistemas de comunicación para el control y monitoreo de los equipos conectados a la red eléctrica. Cuando la red se desconecta una serie de alarmas se activan de manera que permitan una rápida respuesta de operación en modo isla.

Este método es altamente efectivo para detectar la condición de isla, eliminando la ZND, el principal inconveniente es el alto costo de instalación y operación, ya que requiere de un alto número de sensores y equipos adicionales.

3.4. Comparación

En la tabla 2 se muestra una comparación entre los diferentes métodos y sus respectivos indicadores.

Categoría	SDI	ZND	Tiempo de detección	Relación de detección de errores.	Calidad de la energía.	Efectividad en múltiples inversores	Ventas y desventajas.
Método pasivo	HD	Grande	45 ms	Alto	Sin impacto	Muy efectivo	La principal ventaja es que los métodos pasivos no tienen impacto en la calidad de la energía, la velocidad de detección es rápida. El principal inconveniente es la gran ZND y una alta relación de detección de errores, por lo general son aplicados a sistemas de generación distribuidos con desbalance entre la energía producida y consumida.
	OUV/OUF	Grande	De 4 ms - 2 s	Alto	Sin impacto	Muy efectivo	
	ROCOF	Pequeño	24 ms		Sin impacto	Muy efectivo	
	ROCOFOP	Más pequeño que ROCOF	100 ms	Bajo	Sin impacto	Muy efectivo	
	ROCOP	Más pequeño que OUV/OUF	24 – 26 ms.	Bajo	Sin impacto	Muy efectivo	
Método activo	PJD	Más pequeño que OUV/OUF	10 – 20 ms	Alto	Sin impacto	Muy efectivo	La principal ventaja de los métodos activos es que reducen la ZND y reduce la relación de detección de errores. Los principales inconvenientes en que reducen la calidad de la energía y pueden poner en riesgo la estabilidad de la red eléctrica. Entre otros inconvenientes la efectividad puede reducirse con múltiples inversores conectados en paralelo.
	AFD		Dentro de 2 s		Degradada	Reducido	
	FJ	Pequeño			Degradada	Reducido	
	SFS	Muy pequeño	En 0.5 s	Bajo	Severo impacto	Reducido	
	SVS	Muy pequeño	En 0.5 s	Bajo	Severo impacto	Reducido	
	SMS	Más pequeño que AFD		Bajo	Severo impacto en la estabilidad de la red.	Reducido	
	Variación de potencia.	Pequeño	0.3 -0.75 s	Alto	Severo impacto en la estabilidad de la red.		
	Medición de impedancias.	Pequeño		Alto	Produce armónicos	Deteriora significativamente la calidad de la energía.	
Métodos remotos	PLCC	Sin ZND	100 – 300 ms	Ninguno	Sin impacto	Muy efectivo	La principal ventaja de los métodos remotos es que no tienen ZND y no tienen impacto en la calidad de la energía, la relación de detección de errores puede ser eliminada. El principal inconveniente es la alta inversión inicial.
	SCADA	Sin ZND	Lento si el sistema esta ocupado	Ninguno	Sin impacto	Muy efectivo	

Tabla 1. Comparación entre los diferentes SDIs.

4. Conclusiones

Los métodos de detección del modo isla en sistemas conectados a la red eléctrica se presentan en este artículo. Los métodos locales han sido divididos en pasivos y activos, su principal característica es que se encuentran dentro del inversor o GD. Los métodos remotos o no residentes en el inversor se basan en la comunicación entre éste y la red principal. Asimismo se han presentado los indicadores para evaluar el desempeño de estos métodos, entre ellos: la zona de no detección, relación de detección de errores, tiempo de detección y calidad de la energía. Además se ha comentado su uso ante múltiples inversores o GDs operando en paralelo.

5. Referencias

- [1] Instituto Nacional de Ecología. <http://www2.inecc.gob.mx/publicaciones/libros/496/cap1.html>. Mayo, 2015.
- [2] Infraestructura eléctrica, <http://www.cmec.org/agendaindustria/AGENDA%20ELECTRICIDAD.pdf>. Mayo, 2015.
- [3] Interconexión a la red eléctrica de baja tensión de sistemas fotovoltaicos con capacidad de hasta 30kW. http://proyectedeenergarenovable.com/Descargas/Manual/Curso_Interconexion_a_la_red/CFE%20G0100-04.pdf. Mayo, 2015.
- [4] Sung-Il Jang; Kwang-Ho Kim, "An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current". Power Delivery, IEEE Transactions on. Vol.19. No.2. April 2004. 745-752 pp.
- [5] Ku NurulEdhura Ku Ahmad, JeyrajSelvaraj, NasrudinAbd Rahim, "A review of the islanding detection methods in grid-connected PV inverters". Renewable and Sustainable Energy Reviews. Vol. 21. May 2013. 756-766 pp.

- [6] M. Yingram, S. Premrudeepreechacharn, "Investigation of Relationship between Voltage and Nondetection Zone of OUV/OUF of Local Islanding Detection Techniques". *Journal of Clean Energy Technologies*. Vol. 2. No. 4. 2014. 299-304 pp.
- [7] Evaluation of islanding detection methods for utility-interactive inverters in photovoltaic systems, <http://www.prod.sandia.gov/cgi-bin/techlib/accesscontrol.pl/2002/023591.pdf>. Mayo 2015.
- [8] Fu-Sheng Pai, Shyh-Jier Huang, "A detection algorithm for islanding-prevention of dispersed consumer-owned storage and generating units". *Energy Conversion, IEEE Transactions on*. Vol.16. No.4. Dec 2001. 346-351 pp.
- [9] M. R. Alam, K. M. Muttaqi, A Bouzerdoum, "A short length window-based method for islanding detection in distributed generation," *Neural Networks (IJCNN), The 2012 International Joint Conference on*. June 2012. 1-6 pp.
- [10] JSingam, B. Hui, L.Y., "Assessing SMS and PJD Schemes of Anti-Islanding with Varying Quality Factor". *Power and Energy Conference. 2006. PECon '06. IEEE International*. Nov. 2006.196-201 pp.
- [11] Y. Li, M. Hou, H. Fen, X. Li, "Composite islanding detection method based on the active frequency drift and voltage amplitude variation". *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2014 IEEE PES Asia-Pacific*. Dec. 2014. 1-6 pp.
- [12] A. Yafaoui, W. Bin, S. Kouro, "Improved active frequency drift anti-islanding detection method for grid connected photovoltaic systems". *IEEE Transactions on Power Electronics*. No. 27:2367–75. 2012.
- [13] Y. Zhihong, A. Kolwalkar, Y. Zhang, D. Pengwei, R. Wallinr, "Evaluation of anti-islanding schemes based on nondetection zone concept". *Power Electronics, IEEE Transactions on*. Vol.19. No.5. Sept. 2004. 1171-1176 pp.

- [14] Liu Hongpeng, Liu Guihua, Wang Wei, Wu Hui, "Research on a novel islanding detection technique". Intelligent Control and Automation (WCICA). 11th World Congress. June 2014. 5448-5452 pp.
- [15] Liu C. L. Trujillo, D. Velasco, E. Figueres, G. Garcerá, "Analysis of active islanding detection methods for grid-connected microinverters for renewable energy processing". Applied Energy. Vol. 87. Issue 11. November 2010. 3591-3605 pp.
- [16] P. O'Kane, B. Fox, "Loss of mains detection for embedded generation by system impedance monitoring". Developments in Power System Protection, Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 434). Mar. 1997. 95-98 pp.
- [17] M. Ropp, D. Larson, S. Meandering, D. McMahon, J. Ginn, J. Stevens, W. Bower, S. Gonzalez, K. Fennell, L. Brusseau, "Discussion of a Power Line Carrier Communications-Based Anti-Islanding Scheme using a Commercial Automatic Meter Reading System". Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference. Vol. 2. May 2006. 2351-2354 pp.
- [18] A. Timbus, A. Oudalov, C. N. M. Ho, "Islanding detection in smart grids". Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE. Sept. 2010. 3631-3637 pp.

6. Autores

Ing. Carlos Javier Camacho Marquezes Ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Tecnológica de León en 2013 y actualmente es estudiante de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Nimrod Vazquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

M. C. Héctor Juan Carlos López Tapia obtuvo el título de Ingeniero Electrónico y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M.C. Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 2000, actualmente es docente del Posgrado en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Análisis del rendimiento de TEG's utilizando una teoría de circuitos térmicos y eléctricos

Vargas Almeida Alexander

Departamento de Termofluidos, Facultad de Ingeniería, UNAM, C.P. 04510, México
alexvargas.almeida@gmail.com

Olivares Robles Miguel Ángel

SEPI, ESIME-CUL, Instituto Politécnico Nacional, Av. Santa Ana 1000, Culhuacán, Coyoacán
C.P. 04430, México
molivares67@gmail.com

Resumen

En este trabajo se muestra el estudio de dos sistemas compuestos por dos módulos termoeléctricos, uno en serie y otro en paralelo, nosotros mostramos cálculos de la potencia eléctrica; para estos resultados se ha aplicado una teoría de circuitos térmicos y eléctricos. Se da a conocer la física y el desarrollo matemático para obtener cantidades importantes como la termopotencia, la resistencia eléctrica, la conductancia térmica y la figura de mérito de estas configuraciones. Realizamos un estudio de la potencia eléctrica y analizamos su comportamiento como función del cociente de resistencia eléctrica interna y la resistencia eléctrica de carga de cada módulo, bajo la condición de que cada módulo está echo de un material distinto al otro; nuestros resultados muestran que la conexión térmica y eléctrica en paralelo entrega una potencia eléctrica mayor que la de módulos conectados térmicamente y eléctricamente en serie.

Palabra(s) Clave(s): coeficiente Seebeck, figura de mérito, generador termoeléctrico, potencia eléctrica entregada.

1. Introducción

Un módulo termoelectrico es un dispositivo de estado sólido que presenta básicamente dos fenómenos[1,2], el efecto Peltier que consiste en un efecto de bombeo de calor cuando por el módulo circula una corriente eléctrica (lo cual es aprovechado en aplicaciones de enfriamiento o refrigeración), el siguiente efecto se conoce como Seebeck y consiste en la generación de una corriente eléctrica cuando el módulo es sometido a una fuente calor en una de sus caras (se somete a una diferencia de temperatura) es fenómeno es utilizado para producción de potencia eléctrica y es el tópico principal de este trabajo[3].

Debido a que un TEG cuenta con ciertas ventajas como: no necesitan de algún combustible para generar potencia, no contienen partes móviles, no emiten gases contaminantes, se pueden colocar en cualquier posición sin que afecte su desempeño, son resistentes a condiciones extremas del ambiente, necesitan un mínimo mantenimiento (en promedio 1 a 2 horas anuales), larga vida útil de hasta 20 años sin recambio de componentes importantes, fácil instalación y la principal de todas es que representan una gran vía para el aprovechamiento del calor que se emite en diversos procesos o equipos industriales. Sin embargo debido a que aún presentan una baja eficiencia. Su aplicación aún no se ha logrado llevar a gran escala (es decir no pueden competir con máquinas térmicas como un motor de combustión) sin embargo a pequeñas escalas (dispositivos electrónicos) están siendo bien explotados para operar con pequeñas diferencias de temperaturas [3,4].

La eficiencia de un generador termoelectrico que convierte una cantidad de calor (Q) en una potencia eléctrica (P), está dada por [5],

$$\eta = \frac{P}{Q} \quad (1)$$

Sin embargo es más práctico y útil utilizar la eficiencia de un TEG como,

$$\eta = \frac{\Delta T}{T_h} \frac{\sqrt{1 + ZT} - 1}{\sqrt{1 + ZT} + \frac{T_c}{T_h}} \quad (2)$$

En la ec. (2) se puede observar que $(\Delta T = T_h - T_c)$ es la diferencia de las temperaturas entre los focos frío y caliente en el dispositivo, T es la temperatura promedio y Z es la figura de mérito, la cual es una cantidad que mide el rendimiento de un TEG directamente en función de los materiales termoeléctricos y está dada por,

$$Z = \frac{\alpha^2}{\rho \kappa} \quad (3)$$

Donde α , ρ y κ son el coeficiente Seebeck, resistividad eléctrica y conductividad térmica respectivamente, (propiedades de los materiales que componen al TEG).

1.1. Estado del arte

En 2012 Apertet y colaboradores [6] mostraron una primera guía para la aplicación de una teoría de circuitos en el análisis de un módulo termoeléctrico segmentado, en tal estudio realizaron una simplificación del modelo analizándolo como una conexión eléctrica y térmica en serie, una clave en este trabajo es la deducción de la temperatura intermedia T_m que existe en la unión de los segmentos. Posteriormente en el mismo año este autor extendió su análisis para un sistema compuesto de módulos termoeléctricos conectados térmicamente y eléctricamente en paralelo [7] uno de sus principales resultados es que las inhomogeneidades de las propiedades termoeléctricas generan una corriente dentro del sistema. En [8] se realiza el estudio de la eficiencia de máquinas térmicas acopladas en particular se derivan condiciones que permiten que el conjunto de máquinas alcance su eficiencia a la máxima potencia. En tanto en [9] se muestra un estudio con mejor aproximación a la realidad ya que se introducen en el análisis del desempeño del sistema termoeléctrico el efecto de intercambiadores de calor acoplados a los puntos frío y caliente del generador. Con base en los trabajos mencionados anteriormente, nosotros hemos aplicado tal esquema de análisis sobre

una teoría de circuitos térmicos y eléctricos para estudiar el rendimiento de sistemas compuestos de generadores termoeléctricos

1.2. Estructura del trabajo

En la sección dos mostramos el modelo físico para el análisis del sistema termoeléctrico dando a conocer los aspectos principales de la teoría de circuitos aplicada y se derivan las cantidades equivalentes para cada una de las dos conexiones (en serie y en paralelo). En la sección tres se dan a conocer los resultados para el cálculo de la potencia generada por cada una de estas configuraciones, mientras que en las secciones cuatro y cinco mostramos la discusión de resultados y conclusiones respectivamente.

2. Desarrollo

2.1 Modelo físico

El modelo que asociamos a un generador termoeléctrico es el que se muestra (ver Fig.1).

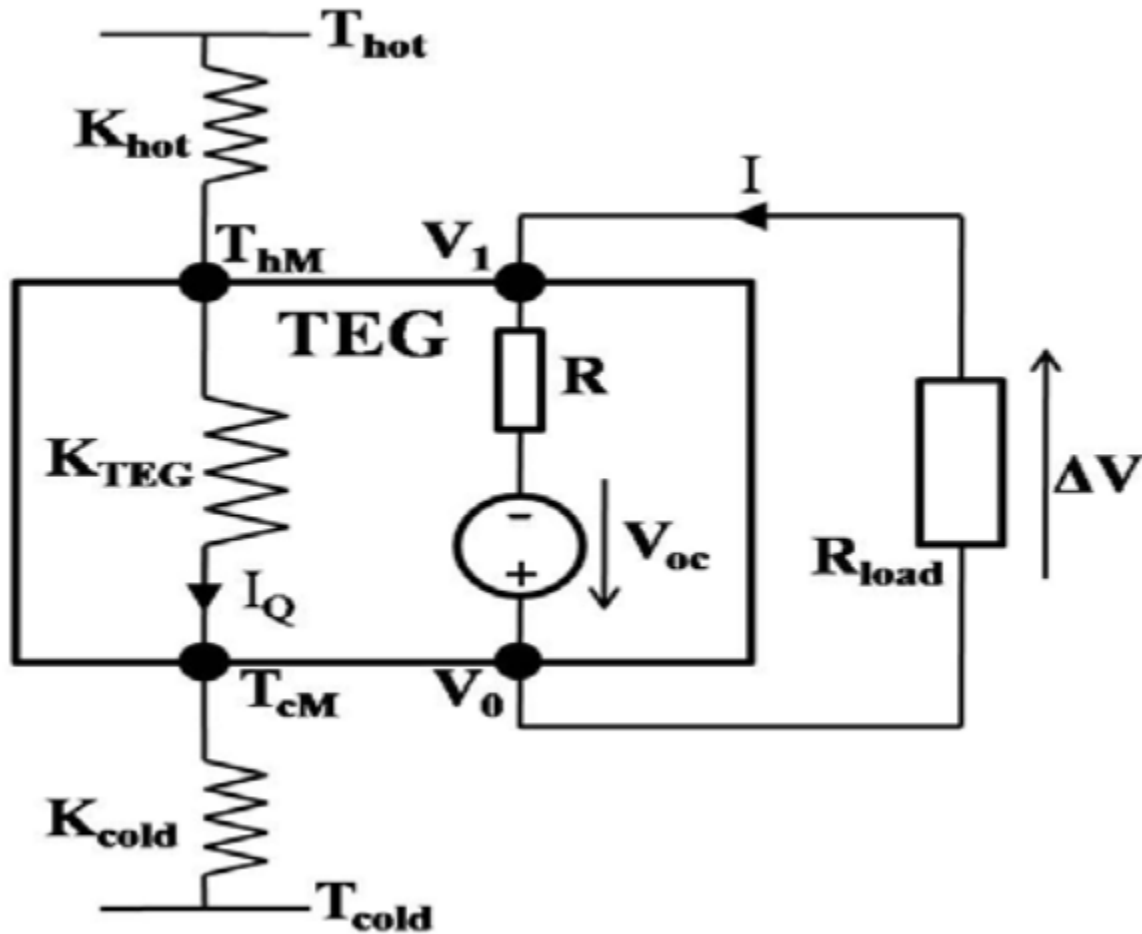


Fig. 1. Modelo de un TEG, el cual asocia al sistema un circuito térmico (izquierda) y un circuito eléctrico (derecha).

En este esquema T_{hot} y T_{cold} son las temperaturas de la fuente y del sumidero respectivamente, K_{TEG} es la conductancia térmica del generador, R es la resistencia eléctrica propia del TEG, I es la corriente generada, ΔV es el voltaje generado y R_{load} es la resistencia de carga del sistema al cual se le entrega la corriente generada. En este trabajo hemos aplicado el modelo para el estudio de dos sistemas: dos TEG's conectados térmicamente y eléctricamente en serie y dos TEG's térmicamente y eléctricamente en paralelo [10].

2.2. Dos TEG's conectados térmicamente y eléctricamente en serie

El modelo que corresponde a este sistema es el que se muestra en la figura, (ver Fig. 2) como puede observarse cada uno de los módulos está caracterizado por su conductancia térmica, resistencia eléctrica y coeficiente Seebeck y cada uno está bajo diferentes diferencias de temperaturas, para el TEG 1 corresponde ($\Delta T_{\text{TEG1}} = T_{\text{hot}} - T_i$) y para el TEG 2 corresponde ($\Delta T_{\text{TEG2}} = T_i - T_{\text{cold}}$), la temperatura intermedia T_i se genera en la unión de los generadores y está relacionada a la corriente eléctrica que se genera en el TEG.

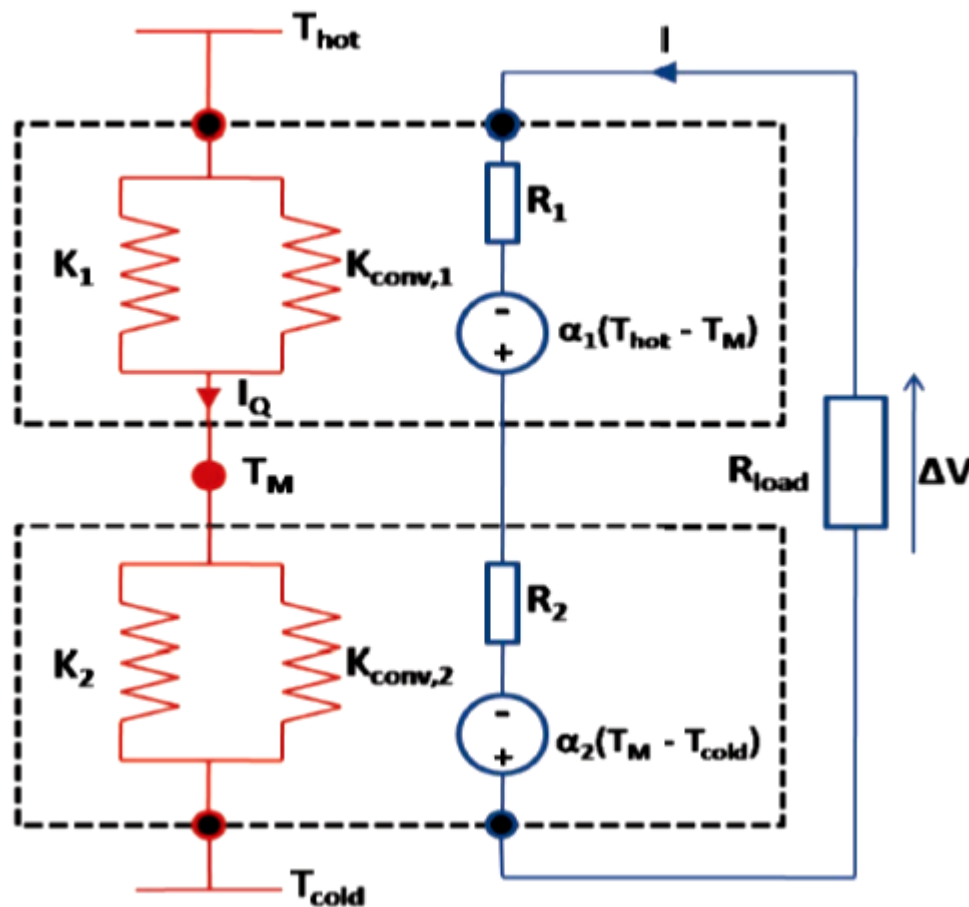


Fig. 2. Modelo correspondiente a dos TEG's, conectados térmicamente en serie (circuito en color rojo) y eléctricamente en serie (circuito en color azul).

Aplicando el análisis propuesto por [11] hemos derivado las cantidades equivalentes para este sistema las cuales son,

Coeficiente Seebeck equivalente

$$\alpha_{eq-serie} = \frac{k_2 \alpha_1 + k_1 \alpha_2}{k_1 + k_2} \quad (4)$$

Conductancia térmica equivalente,

$$k_{eq-serie} = \frac{k_1 k_2}{k_1 + k_2} \quad (5)$$

Resistencia eléctrica equivalente

$$R_{eq-serie} = R_1 + R_2 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 T}{k_1 + k_2} \quad (6)$$

Entonces su figura de mérito equivalente está dada por la siguiente ecuación,

$$Z_{eq} = \frac{\alpha_{eq}^2}{k_{eq} R_{eq}} \quad (7)$$

$$Z_{eq-serie} = \frac{\left(\frac{k_2 \alpha_1 + k_1 \alpha_2}{k_1 + k_2} \right)^2}{\left(\frac{k_1 k_2}{k_1 + k_2} \right) \left(R_1 + R_2 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 T}{k_1 + k_2} \right)} \quad (8)$$

2.3. Dos TEG's conectados térmicamente y eléctricamente en paralelo

En este sistema los dos TEG's se encuentran sometidos a la misma diferencia de temperatura estando térmicamente y eléctricamente en paralelo, como se muestra en la figura (ver Fig. 3)

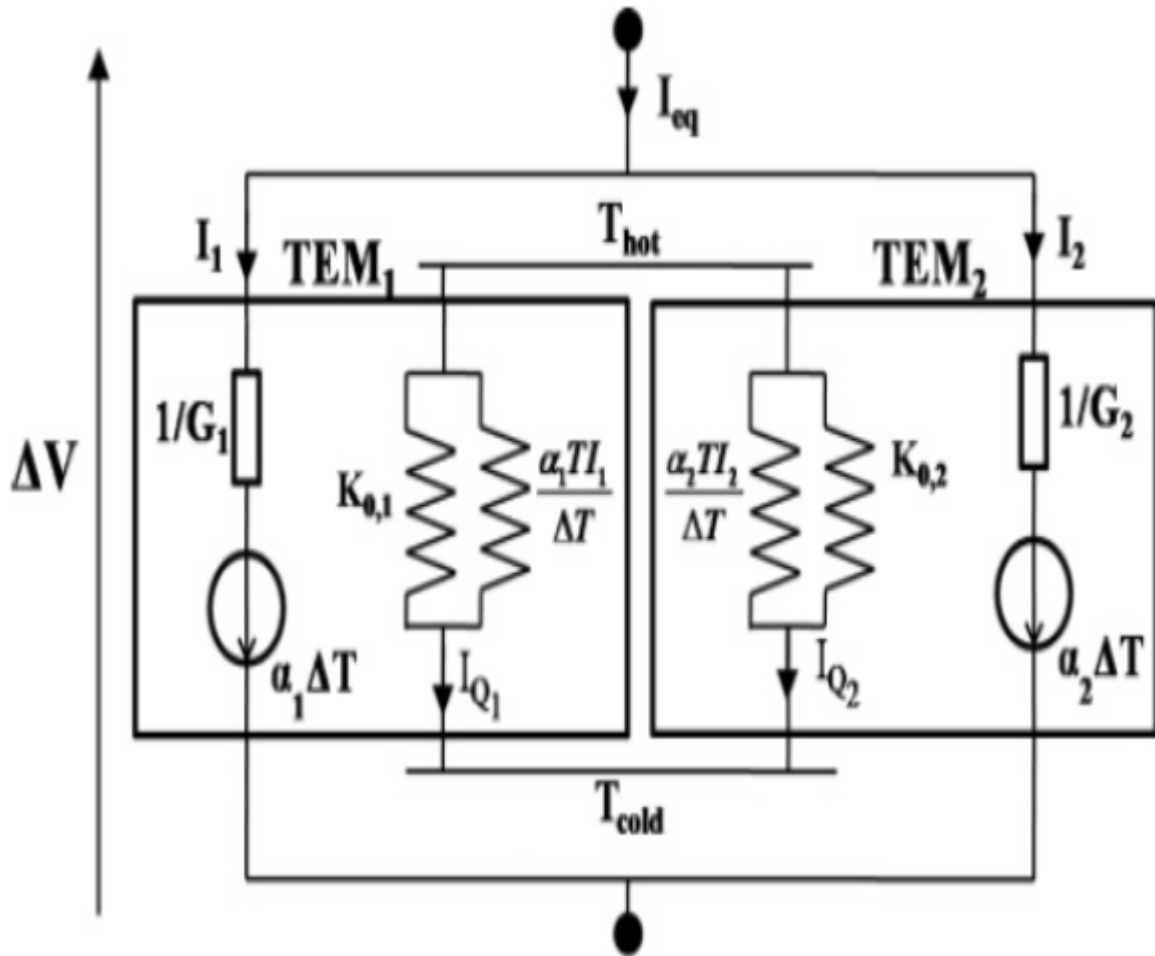


Fig. 3. Modelo de correspondiente a dos TEG's, conectados térmicamente y eléctricamente en paralelo.

Las cantidades equivalente para este sistema son,

Coeficiente Seebeck equivalente,

$$\alpha_{eq-paralel} = \frac{\alpha_1 R_2 + \alpha_2 R_1}{R_2 + R_1} \quad (9)$$

Resistencia eléctrica equivalente,

$$R_{eq-paralel} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (10)$$

Conductancia térmica equivalente,

$$k_{eq-paralel} = k_1 + k_2 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{R_1 + R_2} T \quad (10)$$

Entonces la figura de mérito equivalente está dada por la siguiente ecuación,

$$Z_{eq-paralelo} = \frac{\left(\frac{\alpha_1 R_2 + \alpha_2 R_1}{R_2 + R_1} \right)^2}{\left(k_1 + k_2 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2}{R_1 + R_2} T \right) \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)} \quad (11)$$

3. Resultados

3.1. Potencia generada por los TEG's compuestos

Cuando un TEG genera un voltaje por acción del efecto Seebeck, la potencia asociada a tal voltaje es aprovechada por algún sistema el cual tiene una resistencia de carga (R_{load}), entonces la potencia entregada por el TEG está dada por,

$$P_{out-} = \frac{[\alpha(T_H - T_C)]^2 m}{(m + 1)^2 R} \quad (12)$$

Donde $m = R_{load}/R$. En este trabajo nos interesa determinar la potencia máxima (P_{max}) entregada por el generador, la cual se alcanza para la condición $R_{load} = R$. Entonces P_{max} está dada por,

$$P_{max} = \frac{\alpha^2 (T_H - T_C)^2}{4 R} \quad (13)$$

La ec.(13) para el caso de un generador termoeléctrico compuesto queda de la siguiente forma,

$$P_{ma} = \frac{\alpha_{eq}^2 (T_H - T_C)^2}{4 R_{eq}} \quad (14)$$

Ahora escribimos la ec.(14) para los sistemas en serie y en paralelo, utilizando las cantidades equivalentes que se obtuvieron en las secciones anteriores.

$$P_{Out-eq-serie} = \frac{\left(\frac{k_2 \alpha_1 + k_1 \alpha_2}{k_1 + k_2} \right)^2 (T_H - T_C)^2 m}{\left(R_1 + R_2 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 T}{k_1 + k_2} \right) (m + 1)^2} \quad (15)$$

$$P_{Out-eq-paralelo} = \frac{\left(\frac{\alpha_1 R_2 + \alpha_2 R_1}{R_2 + R_1} \right)^2 (T_H - T_C)^2 m}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) (m + 1)^2} \quad (16)$$

Ahora se valúa la potencia de estos sistemas con la condición de que se tienen dos materiales distintos, uno para cada TEG. Los resultados se muestran en la gráficas (ver Figs. 4 y 5), los valores numéricos de las propiedades (α , R y k) corresponden a los materiales BiTe y PbTe, (ver Tabla 1).

Material	α	R	k
BiTe	2.15×10^{-4}	1.04×10^{-5}	1.456
PbTe	262.87×10^{-6}	5.94×10^{-5}	1.77

Tabla 1. Valores numéricos de las propiedades termoeléctricas de los materiales (coeficiente Seebeck, resistencia eléctrica y conductancia térmica).

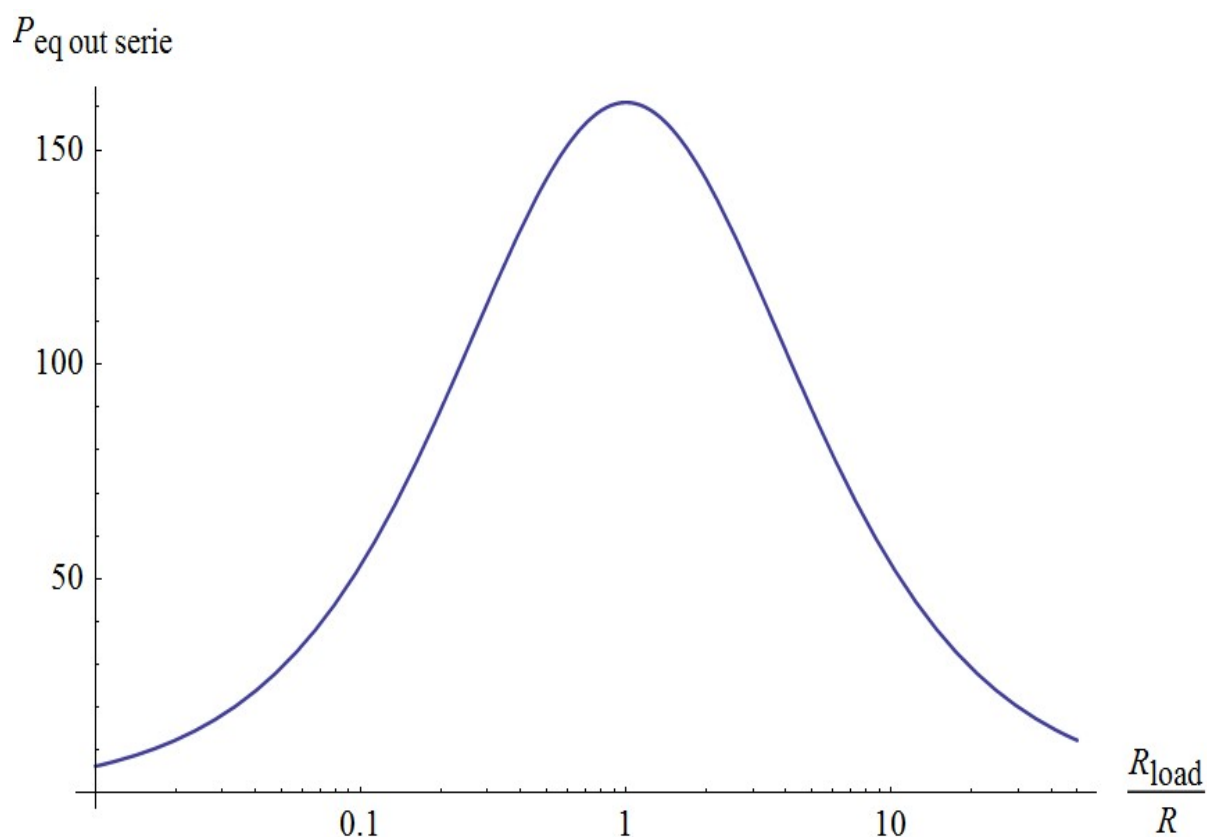


Fig. 4. Gráfica que muestra la potencia entregada por el sistema de TEG's en serie, como función del cociente entre la resistencia de carga del elemento externo y de la resistencia propia del TEG.

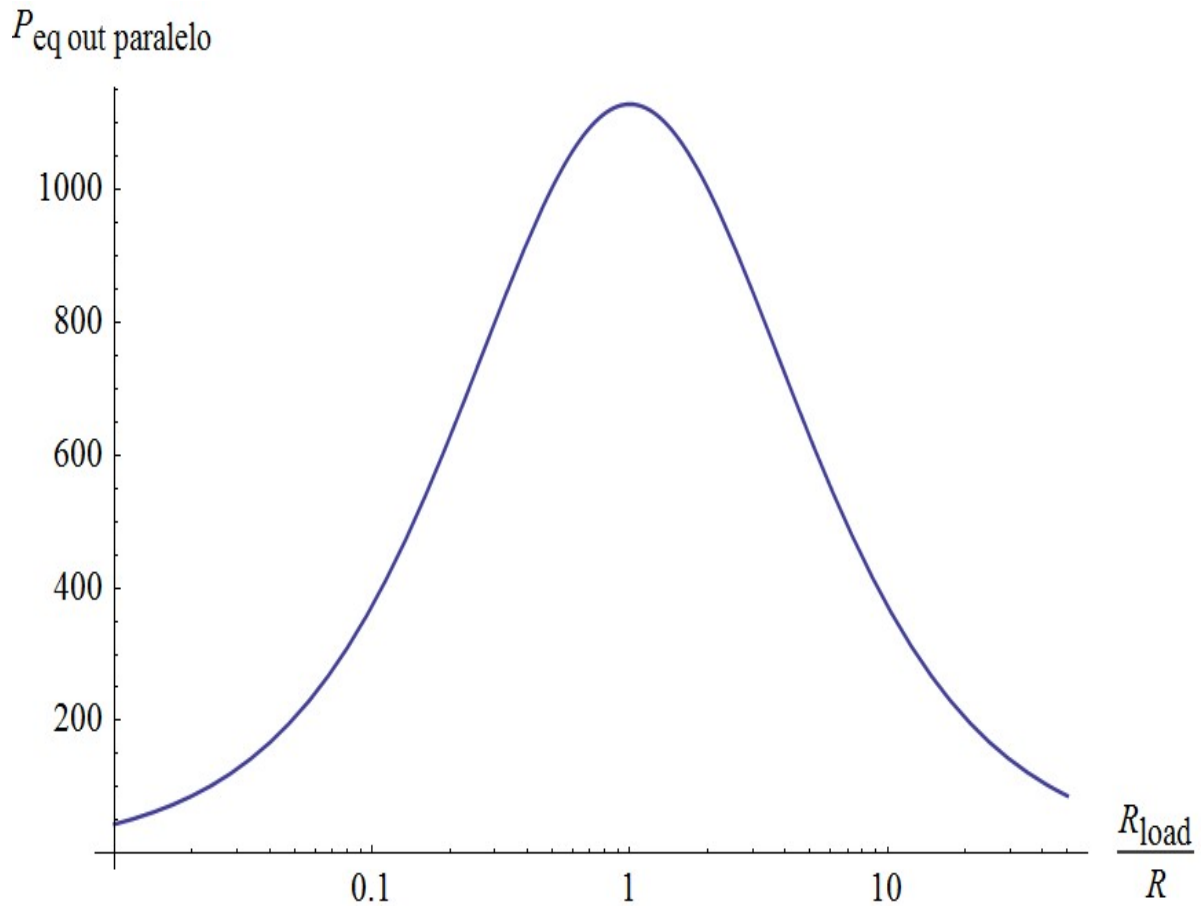


Fig. 5. Gráfica que muestra la potencia entregada por el sistema de TEG's en paralelo, como función del cociente entre la resistencia de carga del elemento externo y de la resistencia propia del TEG.

4. Discusión

De los resultados mostrados en la sección anterior es notable que el sistema de generadores termoeléctricos conectados térmicamente y eléctricamente en paralelo produce una mayor potencia que el sistema de TEG's conectados térmicamente y eléctricamente en serie. En principio consideramos que esta gran diferencia puede deberse a que en el sistema de TEG's en serie aparece un tipo de resistencia extra generada en la unión de los materiales, nos referimos al término $\left(\frac{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 T}{k_1 + k_2}\right)$ que

aparece en la ec. (15) y que ha sido referido por [6] como una resistencia de relajación la cual está relacionada a los efectos de interface sobre la corriente que circula en el sistema.

5. Conclusiones

Por medio de este primer análisis se ha comprobado el alcance del modelo utilizado, el cual asocia un circuito térmico y un circuito eléctrico para un sistema compuesto de generadores, una de sus ventajas es que muestra una influencia directa de las propiedades de los materiales que componen a un generador sobre el desempeño de tal sistema. También hemos mostrado que hasta el momento el sistema de TEG's conectados en paralelo ha resultado ser el que entrega mayor potencia, sin embargo consideramos que otras conexiones pueden ser analizadas y que cuenten con un mayor número de módulos, otro aporte del presente trabajo es que también muestra la influencia de tener distintos materiales (uno para cada módulo),

6. Referencias

- [1] Thermoelectrics. <http://thermoelectrics.matsci.northwestern.edu/thermoelectrics/index.html>.
- [2] Terry M. Tritt, "Thermoelectric Phenomena, Materials, and Applications". Annu. Rev. Mater. Res. No. 41. 2011. 433-448 pp.
- [3] E. Bollati, Generadores termoeléctricos Generación de energía sin partes móviles. Petrotecnia. Abril, 2007. 84-91 pp.
- [4] S.B. Riffat, Xiaoli Ma, "Thermoelectrics: a review of present and potential applications". Applied Thermal Engineering. Vol. 23. 2003. 913-935 pp.
- [5] G. Snyder, "Small Thermoelectric Generators". The Electrochemical Society Interface Fall. 2008. 54-56 pp.

- [6] Y. Apertet, H. Ouerdane, C. Goupil, and Ph. Lecoeur, "Segmented thermoelectric generators: Impact of junction temperature variation on the series circuit's properties". *Cond-mat.mtrl-sci*. No. arXiv:12065649v1. 25 Jun 2012.
- [7] Y. Apertet, H. Ouerdane, C. Goupil, Ph. Lecoeur, "Thermoelectric internal current loops inside inhomogeneous systems". *Phys. Rev. Vol. B* 85. No. 033201. 2012.
- [8] Y. Apertet, H. Ouerdane, C. Goupil, Ph. Lecoeur, "Efficiency at maximum power of thermally coupled heat engines". *Phys. Rev. Vol. E* 85. No. 041144 2012.
- [9] Y. Apertet, H. Ouerdane, C. Goupil, Ph. Lecoeur, "Optimal working conditions for thermoelectric generators with realistic thermal coupling". No. arXiv:1108.6164v3. 17 Dec 2011.
- [10] Y. Apertet., H. Ouerdane. C. Goupil, Ph. Lecoeur, "Irreversibilities and efficiency at maximum power of heat engines: The illustrative case of a thermoelectric generator". *Physical Review. Vol. E* 85. No. 031116. 2012. 1-5 pp.
- [11] Y. Apertet., H. Ouerdane. C. Goupil, Ph. Lecoeur, "Segmented thermoelectric generators: Impact of junction temperature variation on the series circuit's properties". *Cond-mat.mtrl-sci*. No. arXiv:1206.5649v1. 25 Jun 2012. 1-7 pp.

7. Autores

M.c. Alexander Vargas Almeida, obtuvo su grado de Maestría por el Instituto Politécnico Nacional, actualmente se encuentra en estudios de doctorado en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México.

Doctor Miguel Ángel Olivares Robles, recibió el grado de Maestro en Ciencias en Física y el Grado de Doctor en Ciencias 1994 y 1997 respectivamente, en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa (UAM-Iztapalapa). Realizó su Estancia Posdoctoral en el Department of Physics, Ohio University durante los años 1999 y 2000. Actualmente es Profesor Investigador Titular C, definitivo y de tiempo completo en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Culhuacan (ESIME-Culhuacan) del Instituto Politécnico

Nacional (IPN). Su línea de investigación es sobre Autenticación y Protección de la Información, Análisis de Series de Tiempo y Criptografía Cuántica. En 1994 recibió la Medalla al Merito Universitario por parte de la UAM-Iztapalapa. El Dr. Olivares-Robles es miembro del Sistema Nacional de Investigadores (SNI) ininterrumpidamente desde 1997 a la fecha.

Sistema fotovoltaico multifuncional conectado a la red eléctrica controlado por medio de modos deslizantes

Iván Méndez

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

Nimrod Vázquez

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

n.vazquez@ieee.org

Claudia Hernández

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

Héctor López

Instituto Tecnológico de Celaya, Celaya, Gto., México, Teléfono: (461) 611 7575

Joaquín Vaquero

Universidad Rey Juan Carlos, Móstoles, Madrid, España

joaquin.vaquero@urjc.es

Resumen

Debido al uso de cargas electrónicas no lineales, la calidad de la energía eléctrica se ha ido deteriorando. Con el creciente uso de fuentes renovables de energía interconectadas a la red eléctrica es posible integrar la función de los filtros activos de potencia a los sistemas fotovoltaicos (PV, por sus siglas en inglés) conectados a la red, modificando el control del convertidor. Debido a lo antes mencionado en este trabajo se propone el uso de un sistema PV controlado por medio de modos deslizantes, con una superficie deslizante capaz de inyectar tanto potencia activa como reactiva para eliminar

los armónicos de corriente en el punto de acoplamiento común (PAC) y mantener un factor de potencia elevado aún ante la presencia de cargas no lineales, con la ventaja de una fácil implementación.

El sistema es diseñado y simulado, con lo cual se confirma la eficacia del controlador por modos deslizantes propuesto. Además se mencionan las ventajas sobre los inversores PV convencionales.

Palabra(s) Clave(s): control por modos deslizantes, inversor fotovoltaico, potencia activa, superficie de deslizamiento.

1. Introducción

Hoy en día con la creciente demanda de energía eléctrica y haciendo frente a problemas como el aumento de los precios y la escasez de recursos naturales no renovables, como el gas natural, el petróleo, etc., los investigadores se han dado a la tarea de encontrar nuevas fuentes que puedan satisfacer las necesidades energéticas actuales; esto ha permitido soluciones complejas e innovadoras con características deseables, tales como una mayor eficiencia, más potencia y menos contaminación al momento de la generación de energía [1]. Los paneles solares (térmica, fotovoltaica), sistemas eólicos, entre otros, son el resultado de esta búsqueda.

Otra cuestión importante es el interés en la calidad de la energía, que surge de la utilización de cargas no lineales por los consumidores residenciales, comerciales e industriales, debido a que este tipo de cargas generan un alto contenido de armónicos en la red. Cuando los armónicos de corriente generados por las cargas no lineales interactúan con la impedancia de la red aparecen armónicos de voltaje que afectan a todos los usuarios conectados al PAC.

Entre los problemas causados por la presencia de armónicos de corriente está la distorsión de la tensión, elevada corriente por el neutro, sobrecalentamiento de transformadores, calentamiento de conductores, mal funcionamiento de los interruptores y fusibles, operación errónea de los equipos electrónicos, reducción de

vida útil en lámparas incandescentes, riesgo de resonancia en lámparas fluorescentes, sobrecalentamiento de máquinas rotativas, etc. [2]. Se han propuesto filtros activos [3-5], los cuales a pesar de ser buenos sistemas de compensación tienen la desventaja de ser muy costosos.

Con la generación distribuida (DG) es posible utilizar la flexibilidad de control del inversor no sólo para generar energía activa desde el sistema PV, sino también para compensar los armónicos de corriente producidos por las cargas no lineales. En la literatura se han propuesto algunos trabajos que consideran la multifunción de los inversores [6-9]. En [6] se propone el uso de tanques resonantes que son capaces de eliminar eficazmente los armónicos seleccionados, pero con la desventaja de que necesita tantos tanques resonantes en paralelo como armónicos se deseen eliminar. La teoría de la potencia reactiva instantánea también se ha utilizado en [7-8], sin embargo sólo es aplicable a los sistemas trifásicos; y adicionalmente en [9] se utiliza la teoría del marco de referencia síncrona, este método también es aplicable únicamente a los sistemas trifásicos, por lo cual si se desea utilizar en un sistema monofásico se requieren señales virtuales.

En este trabajo es propuesto un controlador diferente basado en modos deslizantes. El sistema consta de un sistema PV monofásico de dos etapas (Fig. 1). El convertidor es capaz de inyectar tanto potencia activa como reactiva y compensar corrientes armónicas en el PAC, con las ventajas de ser de fácil implementación por el control por modos deslizantes y sin la necesidad de muchos recursos computacionales en comparación con otras técnicas discutidas anteriormente. Además no necesita de un lazo de control independiente como en [6] para generar la señal de referencia.

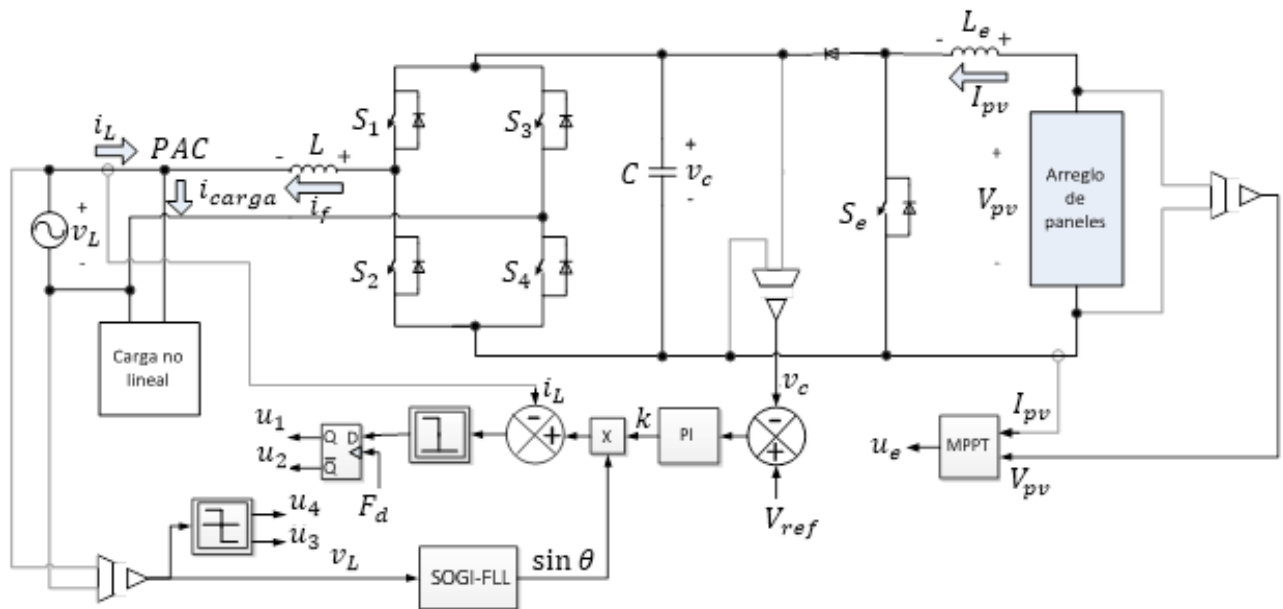


Fig. 1. Diagrama de bloques del inversor con control por modos deslizantes.

El artículo está organizado de la siguiente manera: el sistema propuesto, el modelo y el controlador se discuten en la sección 2, los resultados de la simulación se muestran en la sección 3 y finalmente se dan las conclusiones.

2. Sistema propuesto

La etapa de potencia consiste en un convertidor CD/CD elevador y un convertidor CD/CA conectado a la red (Fig. 1). La función de la primera etapa es extraer el punto de máxima potencia (MPP, por sus siglas en inglés) del panel fotovoltaico, la segunda etapa tiene la función de inyectar a la red la potencia activa generada por éste y además compensar el contenido armónico en el PAC.

A. Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés).

Las celdas fotovoltaicas tienen curvas características ($V-I$) que definen el comportamiento de la misma bajo diferentes condiciones de operación (Fig. 2). La potencia de una celda solar está dada por el producto de la corriente (I_{pv}) y la tensión (

V_{pv}). El MPP es el producto de la tensión y la corriente en el punto de máxima potencia para el cual la potencia extraída del panel es máxima (P_{MPP}). El MPP varía continuamente; y depende de factores tales como la temperatura de la celda solar y las condiciones de irradiación [10].

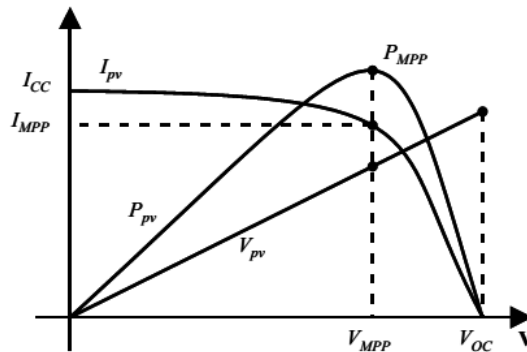


Fig. 2. Curvas de voltaje, corriente y potencia de un panel PV.

La función del algoritmo MPPT es controlar el punto en el cual el panel solar estará trabajando. Hay una gran cantidad de algoritmos MPPT que varían en el número y tipo de entradas, así como la velocidad de respuesta y la eficiencia. Los más comunes son Perturbar y Observar (P&O) [11] y de conductancia incremental (Inc) [11-12]; pero también hay basados en lógica difusa [13], modos deslizantes [14], entre otros.

En este trabajo se utiliza el algoritmo P&O que utiliza dos variables de entrada, el voltaje (V_{pv}) y la corriente del panel (I_{pv}); este algoritmo es el más utilizado debido a su sencillez, aunque sin duda no es el mejor [11]. El algoritmo utilizado aumenta o disminuye constantemente el ciclo de trabajo (D) del convertidor CD/CD elevador dependiendo de la comparación de la potencia actual ($P(t)$) con la potencia anterior ($P(t-1)$) (Fig. 3). Si al aumentar el ciclo de trabajo aumenta la potencia de funcionamiento, entonces se mantiene el incremento, de lo contrario el ciclo de trabajo se cambia en la dirección opuesta; lo mismo ocurre si al disminuir el ciclo de trabajo aumenta la potencia de funcionamiento, entonces se mantiene la disminución del ciclo de trabajo. Los incrementos o decrementos son del 3 %.

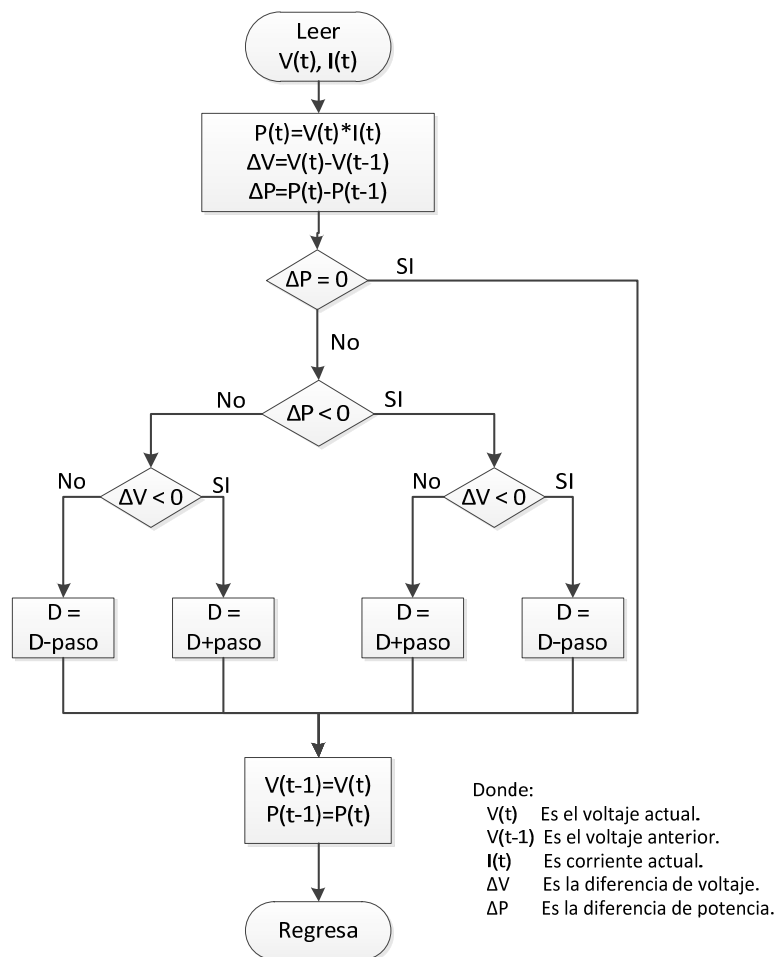


Fig. 3. Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

B. La etapa inversora y el modelado.

El circuito simplificado del convertidor CD/CA se muestra en la Fig. 4. Teniendo en cuenta que los cambios en la energía proporcionada por el panel son más lentos que el período de un ciclo de línea de la red eléctrica, el panel fotovoltaico y el convertidor CD/CD elevador serán considerados como una fuente de corriente constante.

El convertidor CD/CA se hace funcionar para producir una tensión de salida unipolar conmutando cada una de las ramas del inversor de manera diferente, S_3 y S_4 se activan cada medio periodo de la red de CA mientras que S_1 y S_2 se usan para controlar la dirección de la corriente inyectada a la red.

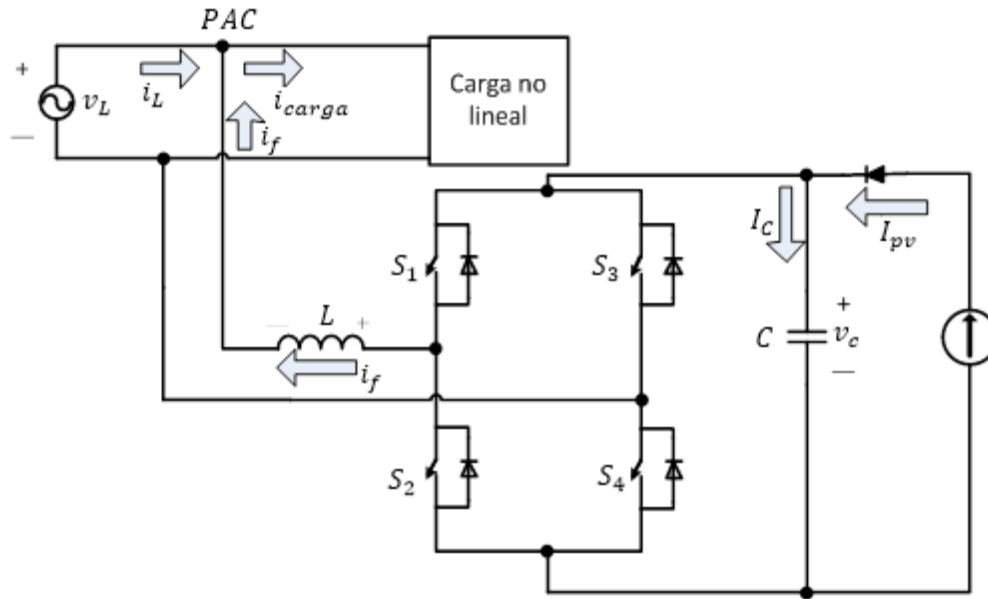


Fig. 4. Circuito simplificado del inversor PV.

El modelo del sistema es:

$$\begin{aligned} \frac{di_f}{dt} &= \frac{v_c}{L} (u_1 - u_3) - \frac{v_L}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= -\frac{i_f}{C} (u_1 - u_3) + \frac{I_{pv}}{C} \end{aligned} \quad (1)$$

Donde: i_f Es la corriente del inductor.

v_c Es la tensión del capacitor.

I_{pv} Representa la energía proporcionada por el panel fotovoltaico.

u_x Es la señal de control del interruptor S_x con $x = 1, 2, 3$ y 4 .

v_L Es la tensión de red.

Los interruptores de la misma rama son complementarios, por lo tanto:

$$\begin{aligned} u_1 + u_2 &= 1 \\ u_3 + u_4 &= 1 \end{aligned} \quad (2)$$

C. Control por modos deslizantes

El control por modos deslizantes ofrece buenas ventajas como estabilidad a grandes variaciones de carga y voltaje, robustez, buena respuesta dinámica y fácil implementación [15]. Los convertidores electrónicos de potencia son candidatos naturales para el control por modos deslizantes, debido a que tienen estructura variable por el estado de los interruptores y este control se basa en la teoría de las estructuras variable [15-16].

El controlador comienza con la definición de una superficie de deslizamiento y el sistema debe ser atraído y mantenido en ella. La superficie de deslizamiento puede ser una línea, un plano o un hiperplano en función del número de variables del sistema. La existencia del modo deslizante debe ser verificada para asegurar su funcionamiento [15].

Para esta aplicación, la corriente de la red eléctrica principal (i_L) debe ser sinusoidal y en fase con la tensión de la fuente (v_L), incluso con cargas no lineales. Entonces la corriente de la línea debe ser:

$$i_L = k v_L \quad (3)$$

Donde k determina la potencia real demandada por la carga más la energía disponible en el panel PV.

La superficie de deslizamiento (σ) propuesta es:

$$\sigma = i_L - k v_L \quad (4)$$

Se consideran las siguientes leyes de control para los interruptores:

$$u_1 = \begin{cases} 1 & \text{para } \sigma > 0 \\ 0 & \text{para } \sigma < 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$u_3 = \begin{cases} 1 & \text{para } v_L < 0 \\ 0 & \text{para } v_L > 0 \end{cases}$$

D. Existencia del modo deslizante

Satisfaciendo la condición de existencia se asegura que el sistema mantendrá la operación. Cabe destacar que aunque esta condición no se cumpliera no significa que el sistema no va a permanecer en la superficie, sólo que es indeterminado. La condición de existencia se puede encontrar satisfaciendo la siguiente desigualdad [15]:

$$\sigma\sigma' < 0 \quad (6)$$

Derivando (4) se obtiene:

$$\sigma' = i'_L - k v'_L \quad (7)$$

Teniendo en cuenta la figura 2 y aplicando la ley de Kirchhoff en el PAC se obtiene:

$$i_L = i_{c \arg a} - i_f \quad (8)$$

Derivado (8) y sustituyendo en (7) junto con (1), se puede obtener:

$$\sigma' = i'_{c \arg a} - \frac{v_c}{L} (u_1 - u_3) + \frac{v_L}{L} - k v'_L \quad (9)$$

Considerando que $v_L = V_p \sin(\omega t)$, donde V_p es el voltaje pico de la red, y usando (5) y (6) se obtienen las condiciones de existencia de la superficie deslizante propuesta de la siguiente manera:

- Si σ y v_L son positivos, entonces $u_1 = 1$ y $u_3 = 0$:

$$-\frac{v_c}{L} + \frac{V_p \sin(\omega t)}{L} - k\omega V_p \cos(\omega t) < -i'_{c \arg a} \quad (10)$$

- Si σ y v_L son negativos, entonces $u_1 = 0$ y $u_3 = 1$:

$$\frac{v_c}{L} + \frac{V_p \sin(\omega t)}{L} - k\omega V_p \cos(\omega t) > -i'_{c \arg a} \quad (11)$$

- Si $\sigma < 0$ y $v_L > 0$, entonces $u_1 = 0$ y $u_3 = 0$:

$$\frac{V_p \sin(\omega t)}{L} - k\omega V_p \cos(\omega t) > -i'_{c \arg a} \quad (12)$$

- Si $\sigma > 0$ y $v_L < 0$, entonces $u_1 = 1$ y $u_3 = 1$:

$$\frac{V_p \sin(\omega t)}{L} - \omega V_p \cos(\omega t) < -i'_{carga} \quad (13)$$

Para satisfacer (10) y (11) la tensión del capacitor (v_c) debe seleccionarse mucho más alta que el valor pico de la red de CA (V_p). Y para satisfacer (12) y (13) la carga debe ser continua y suave para satisfacer las desigualdades.

3. Resultados de simulación

El sistema que se muestra en la Fig. 1 se simuló usando el software PSIM que incluye modelos de paneles fotovoltaicos, por lo que el sistema fue simulado de una manera satisfactoria.

La Tabla I muestra los parámetros considerados en la simulación. El valor de k se determina de manera dinámica por medio de un controlador PI, como en [17-18], sintonizado para una respuesta lenta y para evitar cambios rápidos durante un período de la red eléctrica, y asegurando así un alto factor de potencia. El SOGI-FLL [19] se utiliza para sincronizar la inyección con la red, este método es rápido y capaz de generar una buena referencia incluso con la presencia de armónicos de voltaje.

Arreglo fotovoltaico	
Potencia máxima	240 w
Voltaje circuito abierto	92 V
Corriente cortocircuito	4.76 A
Voltaje nominal (MPP)	67 V
Corriente nominal (MPP)	3.6 A
Topología	
Inductor del elevador (L_e)	0.95 mH
Tensión en el bus de CD	250 V
Capacitor en el bus de CD (C)	330 uF
Inductor de acoplamiento del inversor (L)	5.9 mH
Frecuencia de conmutación del elevador	39 kHz
Reloj del flip-flop (F_d)	120 kHz
Controlador PI	
Ganancia	0.05
Constante de tiempo	0.05
Carga no lineal	
Factor de potencia	68%
Potencia aparente	105 VA
Red	
Frecuencia	60 Hz
Amplitud	120 V rms

Tabla 1. Parámetros de simulación.

La carga no lineal considerada es un rectificador de puente completo alimentando un filtro capacitivo tradicional, con una resistencia de 600 Ω , capacitancia de 50 μF y se agregó una inductancia de 10 mH. La figura 5 muestra el contenido armónico de la corriente de la carga; se puede observar que el tercer armónico es casi del mismo tamaño que la componente fundamental.

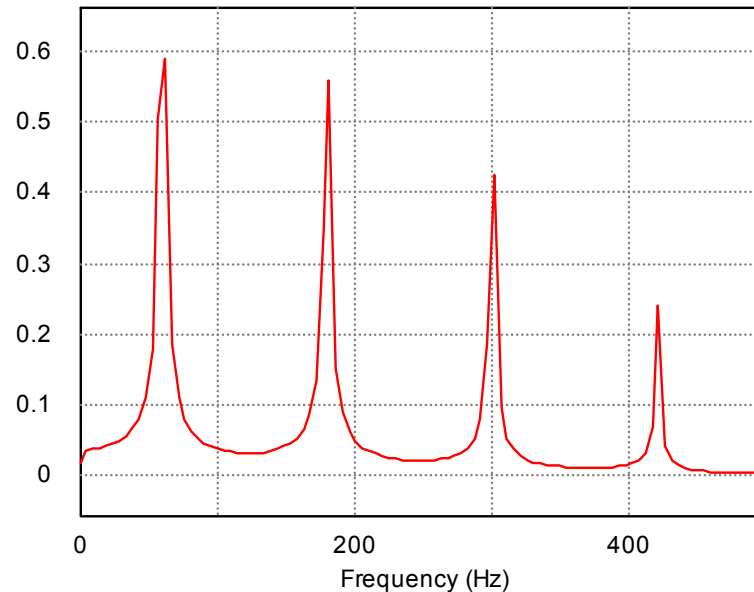


Fig. 5. Contenido armónico de la carga.

El funcionamiento en estado estacionario del sistema propuesto se ilustra en la Fig. 6, en esta prueba la carga exige un alto contenido de armónicos pero también el panel PV proporciona energía suficiente para alimentarla. En la parte superior de la figura se muestra la corriente demandada por la carga no lineal (THD = 107.39%); en el centro la corriente de la red (THD = 7.43%), en este caso el panel proporciona más potencia que la absorbida por la carga por lo cual la energía restante se inyecta a la red, además esta corriente está desfasada 180 grados de la corriente de la carga. En la parte inferior de la figura se muestra la corriente del inversor, donde se puede observar que éste está inyectando potencia activa y componentes armónicas. El factor de potencia en el PAC es 0.99.

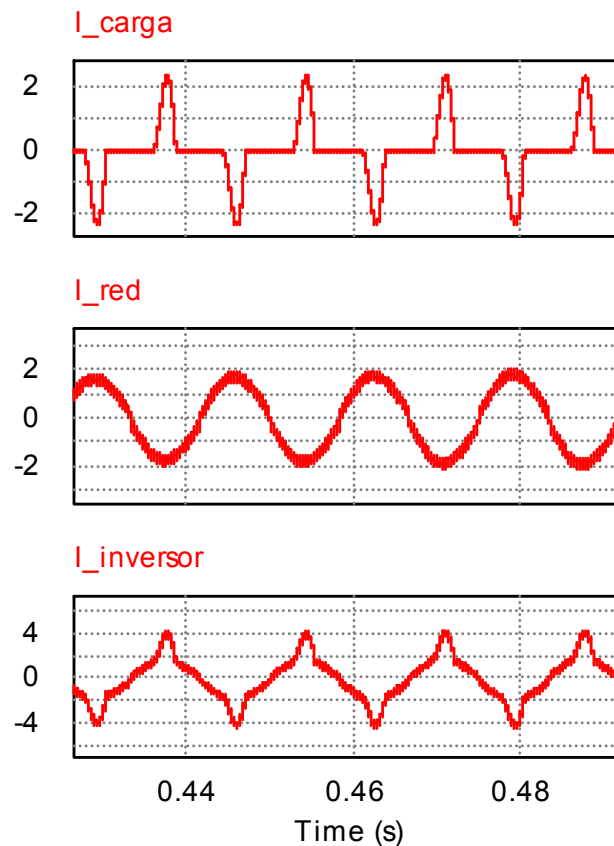


Fig. 6. Corrientes en el PAC. De arriba hacia abajo: corriente de la carga (1 A/div); corriente de la red (1 A/div); corriente del inversor (2 A/div).

El funcionamiento del sistema sin carga se muestra en la Fig. 7. En este caso el convertidor funciona como un sistema fotovoltaico tradicional conectado a la red por lo cual sólo se inyecta potencia activa en la misma. La corriente es desfasada 180 grados respecto al voltaje de la red.

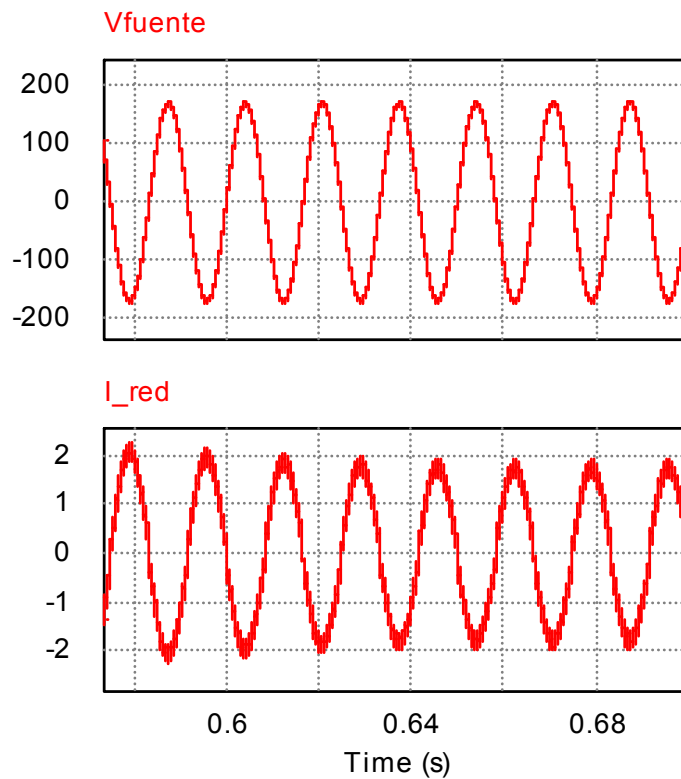


Fig. 7. Topología inyectando sólo potencia activa. De arriba hacia abajo: Voltaje de la red (100 V/div); corriente de la red (1 A/div).

Además, el sistema propuesto tiene la ventaja de funcionar como un filtro activo convencional y esto se ilustra de manera efectiva cuando la alimentación del panel PV es nula (Fig. 8). En la parte superior de la figura se observa la corriente de la carga, en el centro la corriente de red que está en fase con la tensión de red y en la parte inferior la corriente de compensación del inversor.

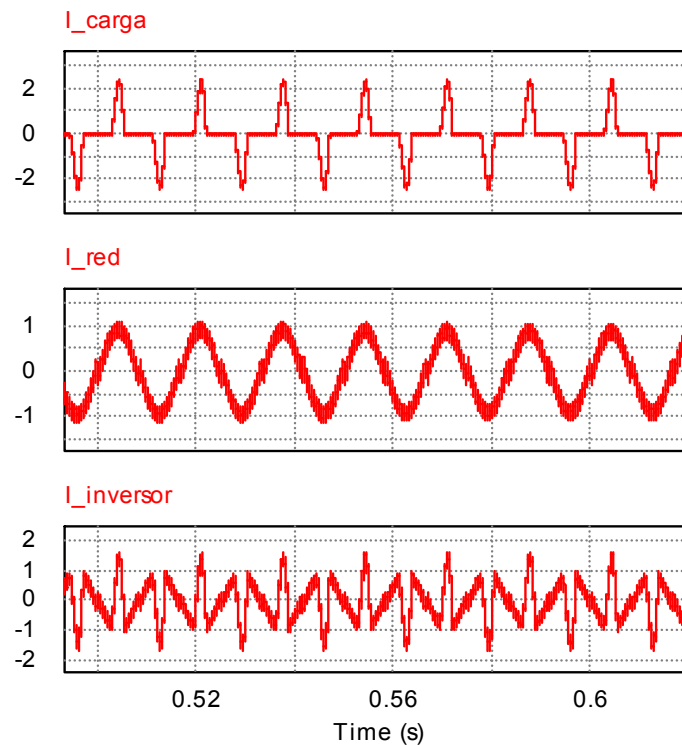


Fig. 8. Función de filtro activo. De superior a inferior: Corriente de la carga (1 A/div); corriente de la red (0.5 A/div); corriente del inversor (1 A/div).

La figura 9 muestra el rendimiento del sistema bajo una variación de alimentación en el panel PV y cómo el sistema es capaz de seguir el MPP. La corriente del panel PV se cambia de 4 A a 3 A, esto ocurre en el momento 0.5 s. Se puede observar también que el sistema es capaz de mantener una corriente sinusoidal en la red, incluso cuando ésta está alimentando cargas no lineales.

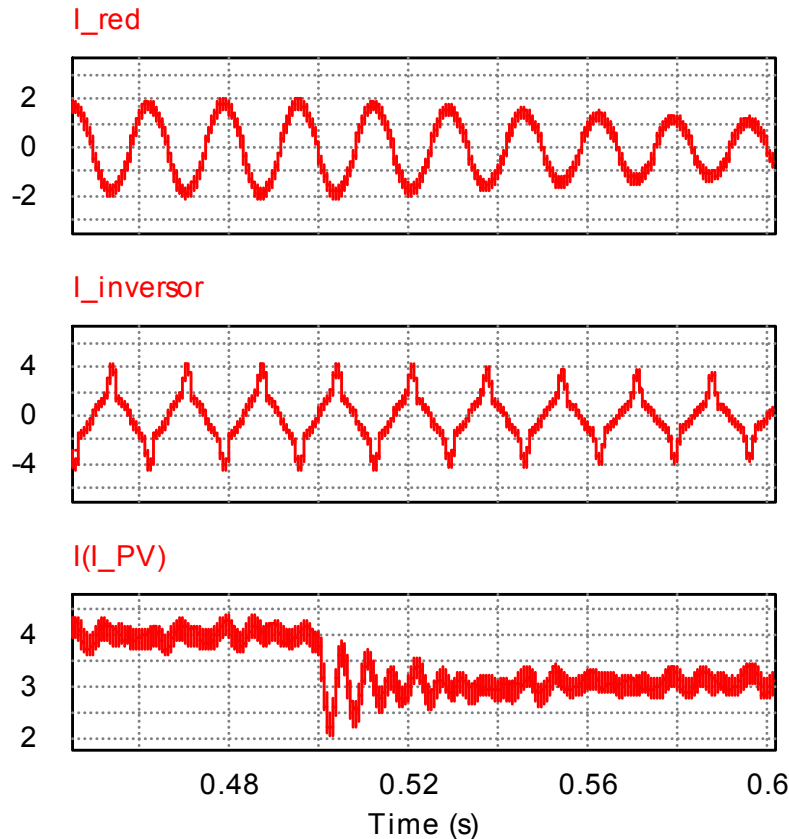


Fig. 9. Cambios de irradiancia solar. De arriba hacia abajo: corriente de la red (1 A/div); corriente del inversor (2 A/div); corriente del panel (0.5 A/div).

4. Conclusiones

En este trabajo se propuso un controlador por modos deslizantes para un sistema de paneles PV, conectado a la red eléctrica, con multifunción. El sistema estudiado tiene dos etapas: un convertidor elevador CD/CD, un inversor de puente completo y es capaz de inyectar tanto la potencia activa (desde el panel PV) como la reactiva para compensar los armónicos de las cargas no lineales conectadas a la red.

Se presentó el funcionamiento del sistema así como los resultados de simulación que confirman la viabilidad de la propuesta. El sistema no fue sólo probado con cargas no lineales, sino también bajo variaciones de potencia del panel PV. En todos los casos, el factor de potencia es de 0,99. Otra de sus principales ventajas es que durante las noches, cuando la potencia del panel es nula, el sistema es capaz de eliminar los

armónicos de corriente y elevar el factor de potencia en el PAC drenando energía de la red.

5. Referencias

- [1] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century. "Global status Report 2014". De: <http://www.ren21.net/ren21activities/globalstatusreport.aspx>. Consultado en Marzo del 2015.
- [2] V. E. Wagner, Balda et al., "Effects of Harmonics on Equipment". IEEE Transactions on Power Delivery. 1993. 672-679 pp.
- [3] N. R. Raju, S. S. Venkata, R. A. Kagalwala, V.V. Sastry, "An active power quality conditioner for reactive power and harmonics compensation". Power Electronics Specialists Conference. Vol. 1. Jun. 1995. 209-214 pp.
- [4] A. M. Massoud, S. J. Finney, B. W. Williams, "Seven-level shunt active power filter". Harmonics and Quality of Power. 11th International Conference. 2004. 136-141 pp.
- [5] S. Inoue, T. Shimizu, K. Wada, "Control Methods and Compensation Characteristics of a Series Active Filter for a Neutral Conductor". Industrial Electronics, IEEE. Vol. 54. No. 1. Feb. 2007. 433-440 pp.
- [6] H. Wada, F. Blaabjerg, Xiongfei Wang, "Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled, Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control". Power Electronics, IEEE. Vol. 29. No. 2. Feb. 2014. 642-653 pp.
- [7] P. C. Tan, Z. Salam, A. Jusoh, "A Single-Phase Hybrid Active Power Filter using Extension p-q Theorem for Photovoltaic Application". Power Electronics and Drives Systems, International Conference. Vol. 2. 2005. 1250-255 pp.
- [8] P. Neves, D. Goncalves, J. G. Pinto, R. Alves, J. L. Afonso, "Single-phase Shunt Active Filter interfacing renewable energy sources with the power grid". Industrial Electronics. 35th Annual Conference of IEEE. Nov. 2009. 3264-3269 pp.

- [9] S. A. O. da Silva, L. P. Sampaio, L. B. G. Campanhol, "Single-phase grid-tied photovoltaic system with boost converter and active filtering". Industrial Electronics (ISIE), IEEE 23rd International Symposium. Jun. 2014. 2502-2507 pp.
- [10] M. C. Di Piazza, G. Vitale. Photovoltaic Sources Modeling and Emulation. 2013. Ed. Springer. 56-67 pp.
- [11] S. K. Dash, D. Verma, S. Nema, R. K. Nema, "Comparative analysis of maximum power point (MPP) tracking techniques for solar PV application using MATLAB simulink". Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE). May 2014. 7-11 pp.
- [12] A. Morales, J. L. Diaz-Bernabe, R. Garrido-Moctezuma, "Improved MPPT adaptive incremental conductance algorithm". Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE. Nov. 2014. 5540-5545 pp.
- [13] R. B. Roy, E. Basher, R. Yasmin, M. Rokonuzzaman, "Fuzzy logic based MPPT approach in a grid connected photovoltaic system". Software, Knowledge, Information Management and Applications (SKIMA), 8th International Conference on. Dec. 2014. 1-6 pp.
- [14] N. Vázquez, Y. Azaf, I. Cervantes, E. Vázquez, C. Hernández, "Maximum Power Point Tracking Based on Sliding Mode Control". International Journal of Photoenergy, Article ID 380684, in press.
- [15] A. Agrachev, et al., Nonlinear and Optical Control Theory. 2004. Ed. Springer. 289-316 pp.
- [16] S. Tan, Y. Lai, Chi-Kong Tse, Sliding Mode Control of Switching Power Converters: Techniques and Implementation. 2012. Ed. Taylor and Francis group. 1-17 pp.
- [17] D. A. Torrey, A. M. A. M. Al-Zamel, "Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads". Power Electronics, IEEE. Vol. 10. No. 3. May 1995. 263-272 pp.

- [18] J. Matas, L. G. de Vicuna, J. Miret, J. M. Guerrero, M. Castilla, "Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter via Sliding Mode Control". *Power Electronics*, IEEE. Vol.23. No.1. Jan. 2008. 116-125 pp.
- [19] R. Villalobos Mendoza, "Diseño e implementación de un circuito digital de amarre de fase, para sincronía en aplicaciones de interconexión con la red eléctrica" Tesis de Maestría. Instituto Tecnológico de Celaya. Gto, México. 2013.

6. Autores

Ing. Iván Méndez Soriano es Ingeniero en Automatización por el Instituto Tecnológico de Tehuacán en 2012 y actualmente es estudiante de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Nimrod Vázquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

M. C. Héctor Juan Carlos López Tapia obtuvo el título de Ingeniero Electrónico y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M.C. Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 2000, actualmente es docente del Posgrado en Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Análisis del proceso de balanceo de voltaje en un arreglo de supercapacitores

Edgar Peralta Sánchez

Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP)
edgar.peralta@upaep.mx

Pedro Celestino Castellanos Morales

Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla (UPAEP)

Nayeli Itzel Hernández Zárate

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
nayitze@gmail.com

Gerardo Mino Aguilar

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)

Beatriz E. Graniel García

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)

Resumen

En este trabajo se presenta el análisis y validación experimental de una red de balanceo para supercapacitores. El problema de desbalanceo de voltaje cuando se conectan supercapacitores en serie es analizado, para lo anterior se introduce un modelo equivalente de supercapacitor y se estudian diferentes opciones de circuitos de balanceo. Mediante un modelo analítico se realiza el cálculo de la corriente de balanceo requerida para balancear una cadena de supercapacitores. Un estudio del impacto de condiciones iniciales de carga en los supercapacitores sobre el proceso de balanceo es presentado. Resultados de simulaciones y experimentales son mostrados para validar el análisis, modelado y simulación de la red de balanceo presentada.

Palabra(s) Clave(s): desbalanceo de voltaje en supercapacitores, redes de balanceo supercapacitor.

1. Introducción

Los supercapacitores (SC) son elementos de almacenamiento de energía que se caracterizan principalmente por sus altos valores de capacitancia y densidad de potencia, encontrándose en valores de capacitancia desde 1 F hasta 5000 F, su resistencia equivalente en serie (ESR) tiene una magnitud que se encuentra en el orden de mili Ohms y su voltaje nominal suele ir de 1.7 V a 3V, siendo 2.5 V y 2.7 V los valores más comunes en el mercado [1, 2]. Debido a su alta densidad de potencia y moderada de energía, se han hecho muy populares en las aplicaciones en las que se requieren almacenar moderadas cantidades de energía con altos valores de potencia. En dichas aplicaciones generalmente se requiere de conexión en serie de SC para alcanzar el voltaje requerido por la aplicación [4]. Ya que normalmente los SC no tienen valores de capacitancia aun siendo del mismo modelo y lote, cuando estos se conectan en serie se genera un desbalanceo de voltaje en el momento de la carga. El desbalanceo consiste en que no todas las celdas conectadas en serie se cargan al mismo valor, pudiéndose dar el caso que algunas de las celdas se carguen a un valor mayor del nominal acortando su tiempo de vida o en caso extremo dañándolas. En este trabajo se aborda el análisis de redes de balanceo que permiten que los voltajes individuales de SC conectados en serie se igualen evitando daños por sobre voltaje y aprovechando al máximo la capacitancia de cada SC en el arreglo en serie.

El artículo está conformado por secciones como sigue: en la sección 2 se presenta el modelo eléctrico equivalente del SC que se usará para simularlo. En la sección 3 se explica el problema de desbalanceo de voltaje con SCs conectados en serie. Las opciones de circuitos de balanceo de tipo disipativo y activo son presentadas en la sección 4. En la sección 5 se aborda el cálculo de corriente de balanceo para dos celdas con valores de capacitancia diferentes y se valida el cálculo realizado mediante una simulación. El impacto de las condiciones iniciales de carga de los SC en el proceso de balanceo se analiza en la sección 6. En la sección 7 se presenta el sistema experimental y los resultados obtenidos. Finalmente las conclusiones se presentan en la sección 8.

2. Modelo equivalente del supercapacitor

Existen varios modelos equivalentes para representar el comportamiento de los SC durante su estudio y simulación, en este trabajo el que se usa es el modelo equivalente RC (fig. 1), el cual está conformado por un capacitor ideal para representar la capacitancia y una resistencia conectada en serie la cual representa las perdidas por conducción o la ESR [3, 4]. Generalmente el valor de la capacitancia para los

supercapacitores es de 1F hasta 5000 F y el valor de la ESR se encuentra en el orden de mili Ohms.

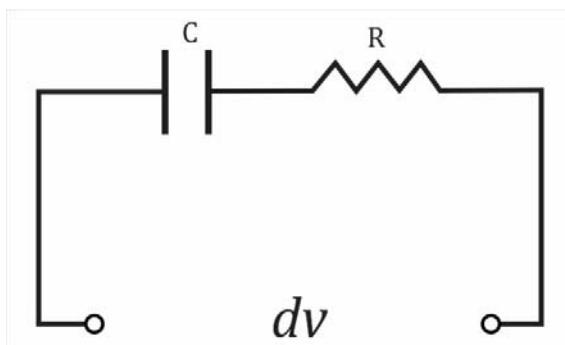


Fig. 1. Modelo equivalente RC del supercapacitor.

El comportamiento de este modelo está dado por la ecuación (1):

$$\Delta v = i \frac{\Delta t}{C} + iR \quad (1)$$

3. Desbalanceo de voltaje

Aunque los SC cuentan con grandes ventajas, su voltaje nominal es una de las principales limitantes en la mayoría de las aplicaciones, ya que van de 1.7 V a 3 V siendo 2.5 V y 2.7 V los valores más comunes en el mercado [1, 2], sin embargo, este inconveniente se supera conectando en serie varios SC con los mismos valores nominales [4, 5], este tipo de arreglo permiten que los SC puedan ser utilizados en la mayoría de las aplicaciones en las que se les requiera. Debido a que los valores de capacitancia de los SC no son los mismos aun y cuando estos sean del mismo modelo y lote resultando en un desbalanceo de voltaje que se presenta principalmente por dos razones, la primera es debida a la desigualdad en la capacitancia nominal de los SC y la segunda a la corriente de fuga [4]. Generalmente cuando se adquiere algún modelo de SC comercial, en la hoja de especificaciones el fabricante indica la capacitancia nominal y la capacitancia máxima o mínima, en general los supercapacitores presentan una tolerancia de hasta +20% de la capacitancia nominal para algunos modelos, mientras que para otros presentan -20% de la capacitancia nominal, esta variación en los valores nominales de los SC generan un desbalanceo de voltaje cuando estos se conectan en serie y se cargan [6, 7]. Durante la carga los SC con menor capacitancia

se cargaran más rápidamente que los SC con mayor capacitancia como se muestra en la fig. 2, es decir, si se tiene que el SC2 tienen una capacitancia mayor a la del SC1 ($C_{SC1} < C_{SC2}$), entonces el voltaje en el SC1 será mayor al voltaje en el SC2 ($V_{SC1} > V_{SC2}$), este comportamiento se conoce como desbalanceo de voltaje y podría ser dañino, ya que mientras algunos supercapacitores no se han cargado completamente otros podrían llegar a presentar sobre-voltaje. El desbalanceo de voltaje podría reducir el tiempo de vida de los SC e incluso su destrucción [2, 9].

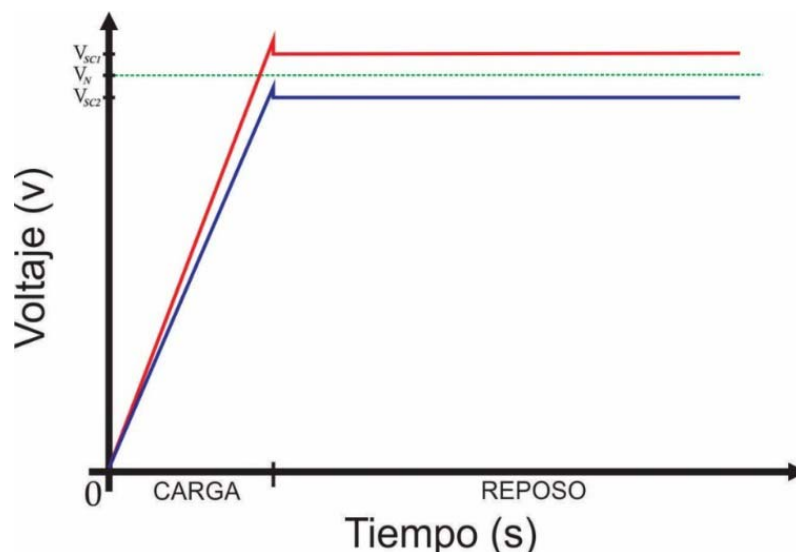


Fig. 2. Desbalanceo de voltaje cuando SC2 tienen una capacitancia mayor a la del SC1, V_N es el voltaje nominal de los SC.

4. Circuitos de balanceo de voltaje

Para evitar que el desbalanceo de voltaje se presente o dañe el sistema, se requiere de la implementación de circuitos de balanceo de voltaje. Los dos tipos principales de circuitos de balanceo de voltaje son, pasivos y activos. Los circuitos de balanceo de voltaje pasivos están formados comúnmente por una resistencia en paralelo con cada uno de los SC en la cadena como se muestra en la fig.3, y su finalidad es disipar la energía extra en el SC evitando que entre en estado de sobre voltaje, las recomendaciones generales sugieren que la resistencia debe desviar como máximo 10 veces la corriente de fuga del SC ya que desviar una mayor cantidad de corriente podría representar graves pérdidas de potencia previendo que este tipo de circuitos siempre está conectado [9, 10].

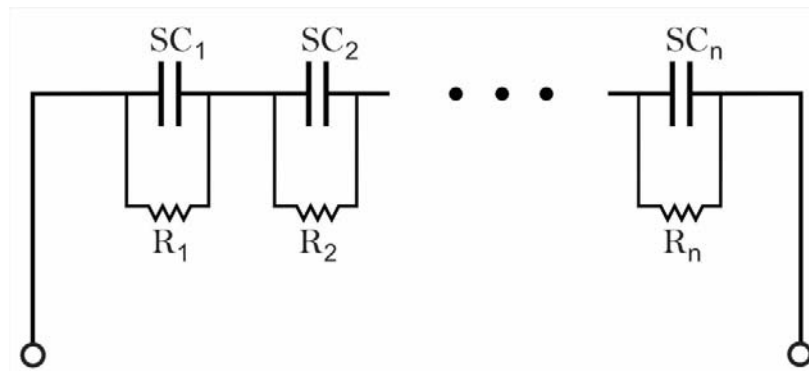


Fig. 3. Circuito pasivo de balanceo de voltaje.

Los circuitos de balanceo de voltaje activo pueden disipar o desviar la energía extra y se activan cuando el SC está por arriba de su voltaje nominal o cuando los niveles de voltaje de cada celda son diferentes entre sí, existen una gran cantidad de topologías y métodos como las que se mencionan en [8, 17], entre otros los métodos disipativos resistencia/interruptor (fig. 4), de desvío usando convertidores flyback, buck-boost, forward, etc.

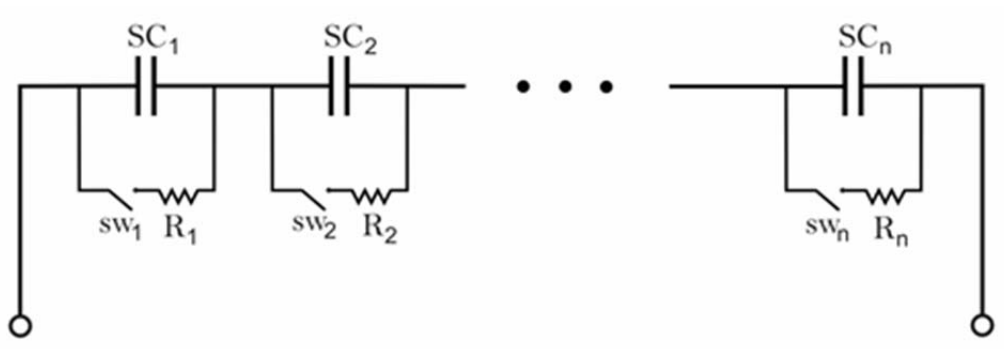


Fig. 4. Circuito de balanceo activo disipativo tipo resistencia/interruptor.

Entre los sistemas de balanceo activo, los de desvío de energía (Fig. 5) suelen ser los más eficientes ya que las pérdidas de potencia son menores.

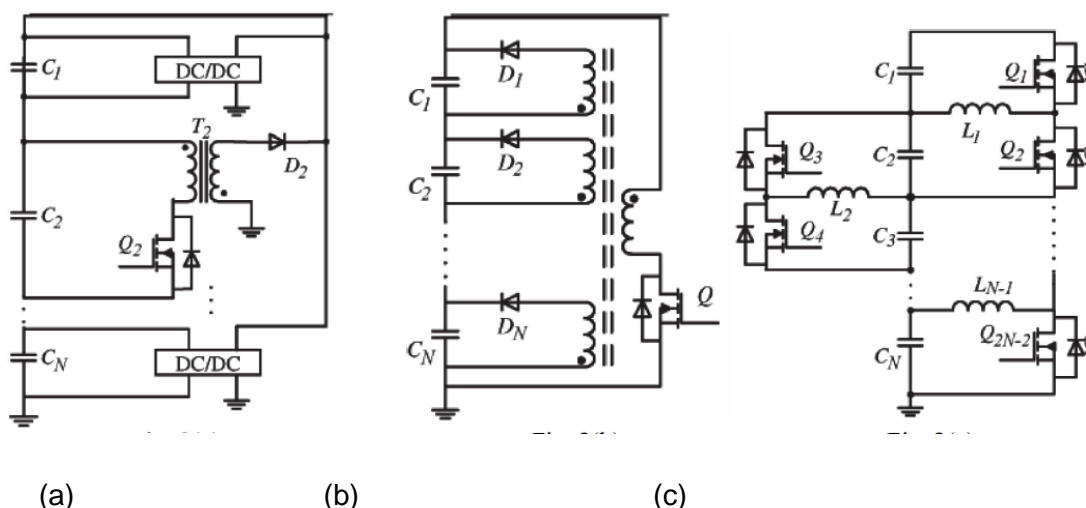


Fig. 5. Balanceo activo. a) basado en un convertidor flyback, b) basado en convertidor flyback con acoplamiento de inductor, c) basado en convertidor Buck-boost.

Los circuitos activos de balanceo de voltaje desvían corriente del SC con mayor voltaje a uno con menor voltaje, para lograr esto algunos autores recomiendan un sistema de control que se basa en los resultados de comparar entre si los voltajes de todos los SC en la cadena, sin embargo cuando el número de SC es muy grande el sistema se complica y se vuelve costoso, por lo que es mejor usar un sistema de balanceo que se active cuando uno los SC esté por arriba de su voltaje nominal, aunque el orden de los capacitores no es algo que se aborde en los documentos existentes, es fácil deducir que para circuitos de balanceo de voltaje activos de desviación de energía que se activan cuando el voltaje nominal se supera, es importante tomar en cuenta el valor capacitivo de cada SC y formar el arreglo en serie con los SC ordenados de menor a mayor capacitancia, tomando en cuenta que el SC con menor capacitancia debe estar al principio de la cadena y el de mayor capacitancia al final de la cadena ya que esto garantiza que la energía se transmita en su gran mayoría y no se disipe.

El circuito de balanceo utilizado en este trabajo es del tipo activo, el cual se activa cuando el voltaje de celda está por arriba del voltaje nominal y se describe con detalle en [17].

5. Corriente de balanceo

Para algunas aplicaciones se requiere que los tiempos de carga y descarga sean cortos por lo que es muy importante que las redes de balanceo logren el balanceo de voltaje entre las celdas lo más rápido posible. La velocidad de balanceo dependerá

principalmente de la cantidad de corriente que el circuito de balanceo sea capaz de desviar [18].

Durante el desarrollo del trabajo reportado en este artículo surgió la pregunta de ¿cuál es la corriente de balanceo ideal?, es decir la corriente que permitiría un balanceo instantáneo, esto puede ser calculado a partir de la tolerancia en el valor nominal de la capacitancia de los SC y del modelo equivalente RC, para el caso particular de los SC de la serie K2 de Maxwell Technologies® Inc. que se usaron en este trabajo, la tolerancia en la capacitancia es de +20%.

Como se mencionó en la sección 2, el desbalanceo de voltaje se presenta principalmente por las variaciones en la capacitancia nominal de los SC, por lo que para realizar el cálculo de la corriente de balanceo ideal se empieza suponiendo un arreglo en serie de 2 SC con el valor de sus capacitancias en la frontera, es decir el SC1 con valor igual a la capacitancia nominal, mientras que el SC2 con valor de la capacitancia nominal más el 20% de la misma, y dado que están en serie la corriente i y el tiempo durante el que se cargarán o descargarán (Δt) son los mismos para ambos. Ya que se quiere conocer la compensación en corriente para obtener el mismo voltaje en ambas celdas tenemos que i_{SC1} es la corriente en SC1 e i_{SC2} es la corriente en SC2, además $i = i_{SC1} = i_{SC2}$. En la tabla 1 se resumen los valores supuestos para el análisis.

Valores de los Supercapacitores	
SC1	SC2
$C_{SC1} = C_N$	$C_{SC2} = 1.2C_N$
$ESR_{SC1} = ESR_N = R$	$ESR_{SC2} = ESR_N = R$
$i = i_{SC1}$	$i = i_{SC2}$

Tabla 1. Valores de los dos supercapacitores conectados en serie.

Dado que se desea obtener el mismo voltaje en ambos SC tenemos la siguiente expresión.

$$\Delta V_{SC1} = \Delta V_{SC2} \quad (2)$$

Considerando la ecuación (1), la ecuación (2) se puede reescribir como sigue

$$i \frac{\Delta t}{C_{SC1}} + iR = i \frac{\Delta t}{C_{SC2}} + iR \quad (3)$$

de donde:

$$i \frac{\Delta t}{C_{SC1}} = i \frac{\Delta t}{C_{SC2}} \quad (4)$$

Substituyendo los valores del SC1 y SC2, respectivamente en (4), tenemos

$$i_{SC1} \frac{\Delta t}{C_N} = i_{SC2} \frac{\Delta t}{1.2 C_N} \quad (5)$$

Despejando la i_{SC1} de la ecuación (5) tenemos que

$$i_{SC1} = \frac{i_{SC2}}{(1.2)} \quad \text{ó} \quad 1.2 i_{SC1} = i_{SC2} \quad (6)$$

La ecuación (6) indica que para que los voltajes de los dos SC en la cadena sean iguales se debe suministrar o sustraer un 20% de la corriente de carga, sin embargo la sustracción de corriente implicaría un proceso de carga más largo y pérdidas de potencia, por lo que lo mejor sería poder suministrar al SC2 (de mayor capacitancia) un 20% más de la corriente de carga. Este resultado se verificó mediante una simulación en PSIM usando el diagrama mostrado en la fig. 6, la fuente de corriente de balanceo es independiente a la fuente de corriente de carga, los conmutadores SW1 Y SW2 se encargan de interrumpir la carga de los supercapacitores y los conmutadores SW3 y SW4 se encargan de interrumpir la corriente de balanceo cuando el periodo de carga ha concluido, los supercapacitores son representados por un capacitor y una resistencia en serie. Para el SC1 se tienen los siguientes valores $C_{SC1} = 3000$ y $ESR_{SC1} = 29m\Omega$ y el SC2 tiene $C_{SC2} = 3600F$ y $ESR_{SC2} = 29m\Omega$.

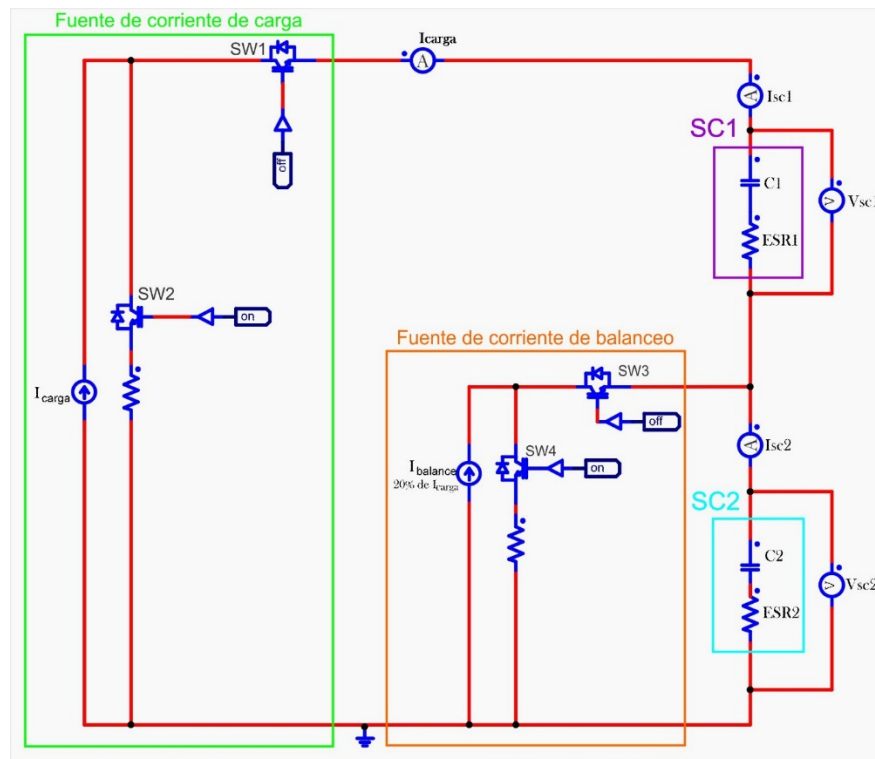


Fig. 6. Diagrama de la simulación realizada en PSIM.

La fig. 7.a muestra el comportamiento de carga de los SC conectados en serie sin corriente de balanceo, los SC alcanzan voltajes diferentes, la diferencia de voltaje entre

los capacitores es de 0.458V y se muestra en la fig. 7.b. La corriente de carga en este caso es de 20 A durante 436.68 segundos como se muestra en la fig. 7.c.

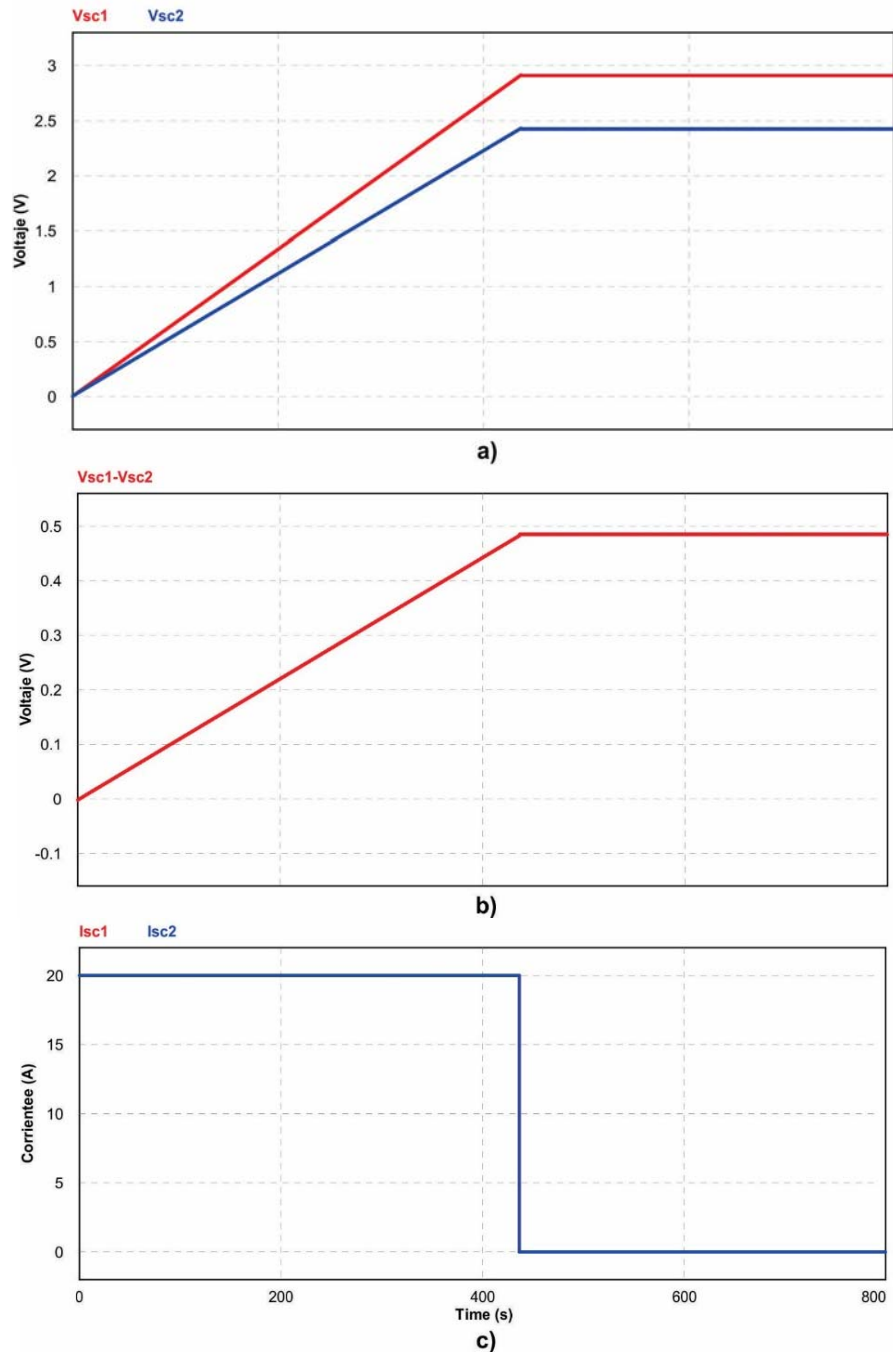


Fig. 7. Carga de los SC sin corriente de balanceo y con corriente de carga de 20 A. a) voltajes en el SC1 y SC2, b) $V_{sc2}-V_{sc1}$, c) corrientes en el SC1 y SC2 durante la carga.

La fig. 8 muestra el comportamiento de carga de los SC conectados en serie con una corriente de carga de 20 A y una corriente de balanceo de 4 A (20% de la corriente de carga), en la fig.8.a se puede apreciar que los SC se cargan al mismo nivel de voltaje en todo momento, la Fig.8.b muestra la diferencia de voltaje entre el SC1 y el SC2 la cual es de 3mV durante la carga y de 0V en reposo. Los resultados de la simulación confirman lo calculado teóricamente. La simulación se realizó para distintos valores de corriente de carga obteniendo resultados similares.

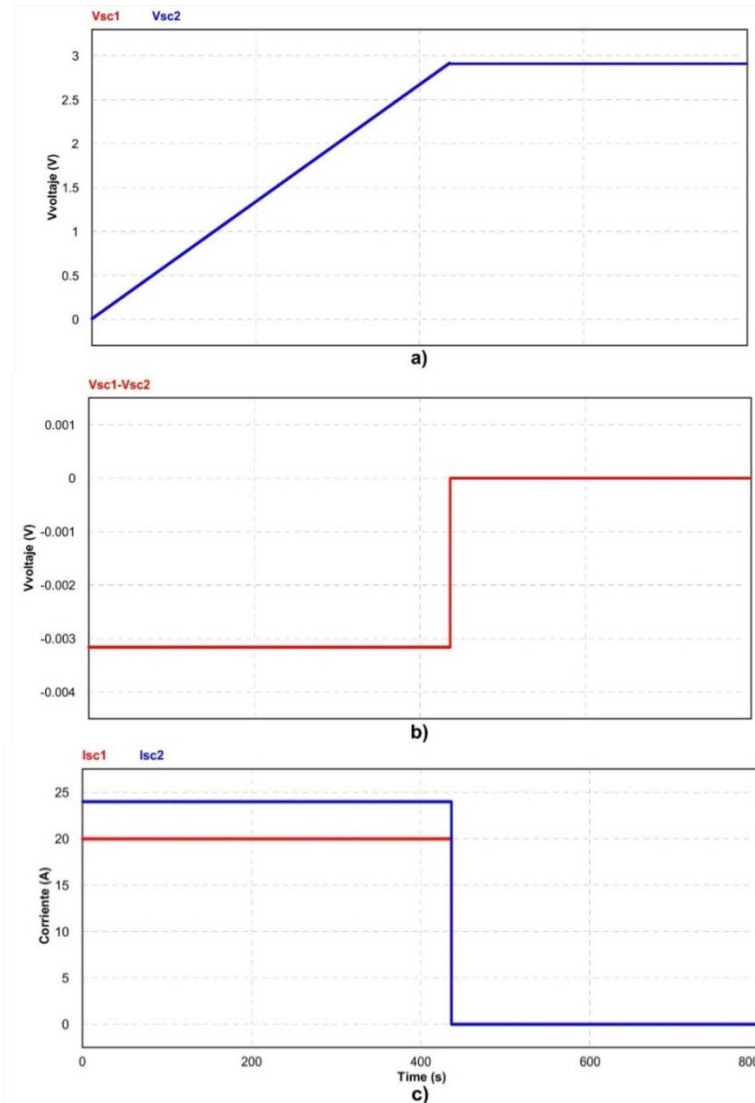


Fig. 8. Carga de los supercapacitores con corrientes de balanceo de 4 A y de carga de 20 A. a) Voltajes en el SC1 y SC2 durante la carga, b) Vsc2-Vsc1, c) corrientes en SC1 y SC2 durante la carga.

6. Condiciones iniciales

Cuando se diseña un módulo de SC se debe tener en cuenta que aunque los SC son capaces de trabajar en el rango de 0V a su voltaje nominal, en la mayoría de las aplicaciones los SC se descargan solo a la mitad de su voltaje nominal, ya que el 75% de la energía disponible del SC se obtiene al descargarlos a la mitad [5] [18].

Tomando en cuenta lo mencionado anteriormente, una vez que los SC son cargados completamente y balanceados adecuadamente es posible que los circuitos de balanceo no se vuelvan a activar o se activen después de varios ciclos de carga y descarga, ya que al ser cargados completamente y balanceados las condiciones iniciales de voltaje en los SC cambian y el desbalanceo ahora se presentará únicamente durante la descarga [4] entonces las celdas no deberían entrar en estado de sobre voltaje por lo que las redes de balanceo ya no se activarán. El desbalanceo de voltaje se seguirá presentando, pero este se presentará a la media carga del SC, como se muestra en la Fig. 9. por lo que ya no representará riesgo alguno para la integridad física y energética del módulo.

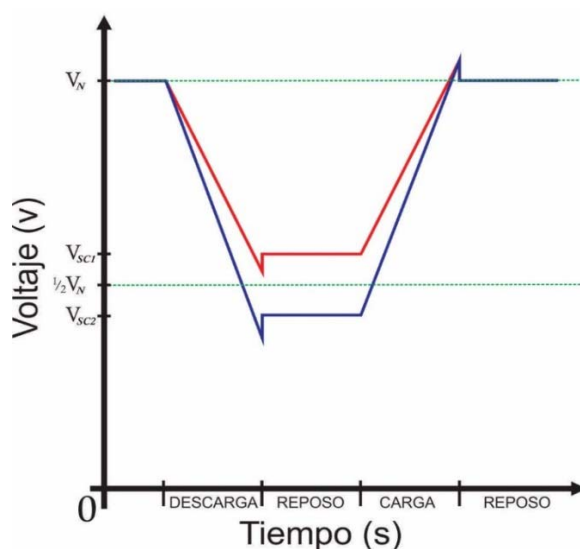


Fig. 9. Desbalanceo cuando las condiciones iniciales de voltaje en el SC son igual al voltaje nominal V_N .

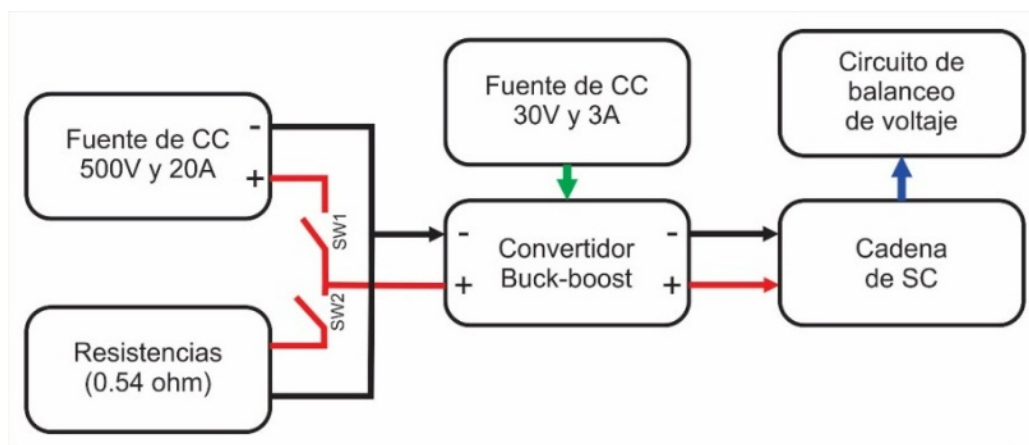
7. Resultados experimentales

El sistema experimental utilizado durante las pruebas se muestra en el diagrama a bloques de la fig. 10 (a) y en fotografía en la fig. 10 (b). Está formado por un convertidor CD/CD de subida-bajada que permite cargar y descargar los SC. El convertidor es de 2 kW y está controlado por un DSP para permitir cargar y descargar los SC a corriente constante. Se probó un arreglo en serie de supercapacitores formado por tres SC cuyas características se muestran en la tabla 2, un módulo de resistencias de $75\ \Omega$ @10 kW , y un circuito de balanceo de Maxwell Technologies.

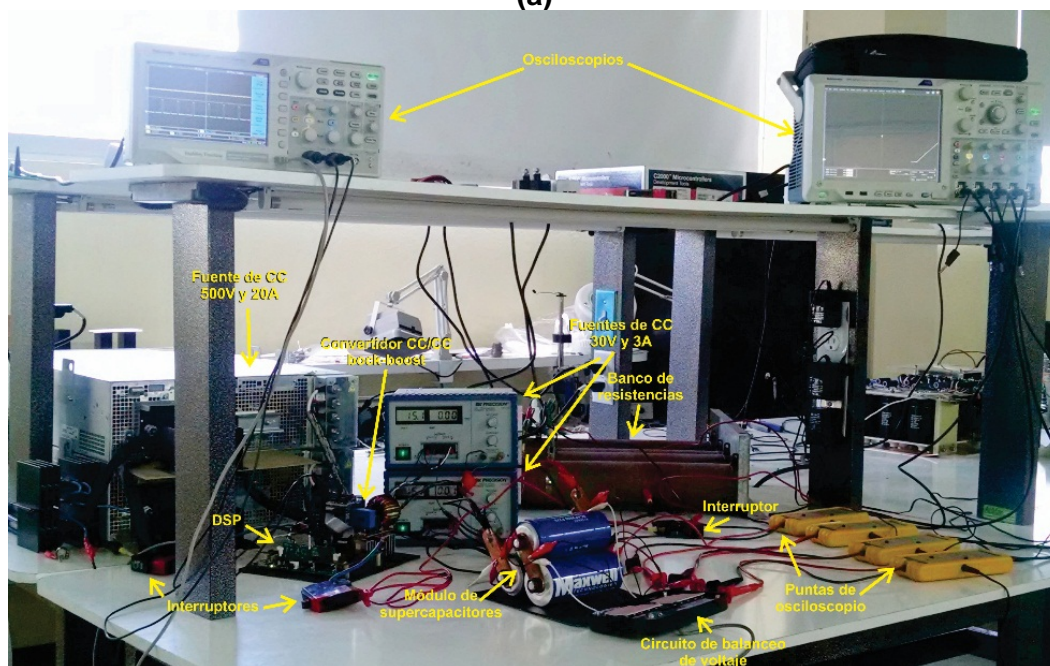
	Capacitancia	ESR	Voltaje Nominal	Voltaje Máximo
SC1	3102.7	0.202	2.7V	2.8V
SC2	3177.1	0.207	2.7V	2.8V
SC3	3243.3	0.215	2.7V	2.8V
Cadena	794.47	0.836	10.8V	11.2V

Tabla 2. Valores de los tres supercapacitores conectados en serie para las pruebas.

Se usó una fuente de CC de 500 V @20 A, para alimentar el lado de alta del convertidor CD/CD y poder cargar los SC por el lado de bajada. Para descargar los SC se usó un módulo de resistencias conectadas en el lado de alta del convertidor. La cadena de SC se conectó en el lado de bajada del convertidor.



(a)



(b)

Fig. 10. Sistema de prueba. a) diagrama de conexión para el sistema de prueba. b) foto del sistema de prueba experimental.

El circuito de balanceo de Maxwell se conecta a los SC como se muestra en la fig. 11. Ya que el convertidor trabaja en modo bajada cuando los SC se cargan y subida cuando los SC se descargan, se colocaron dos interruptores; cuando $SW1$ está cerrado y $SW2$ está abierto solo la fuente está conectada al convertidor (periodo de carga) y cuando $SW1$ está abierto y $SW2$ está cerrado solo las resistencias están conectadas (periodo de descarga).

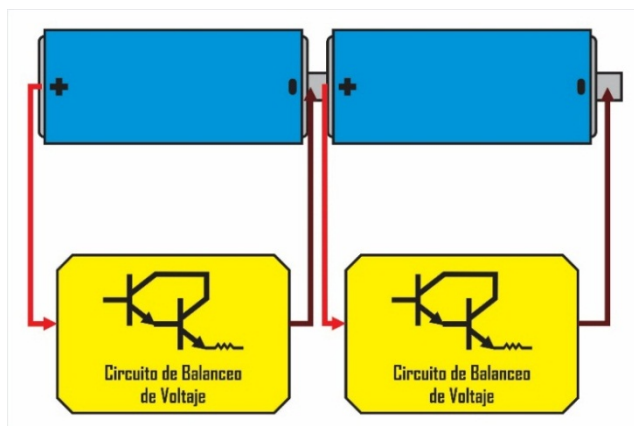


Fig. 11. Diagrama de conexión de los SC con las redes de balanceo.

Para la pruebas experimentales, primero el arreglo en serie de 3 SC se cargaron a 15 A constantes y con un voltaje de 8.1 V sin circuito de balanceo, con la finalidad de verificar que existe un desbalanceo, es decir que el voltaje de cada una de las celdas es diferente entre sí. Con el fin de evitar daños en los SC la carga se detuvo en el momento en el que el SC1 alcanzo 2.7V, usando como referencia el voltaje del SC1 podemos notar que el voltaje del SC3 esta aproximadamente 0.320V por debajo del SC1 mientras que el SC2 se encuentra 0.220V debajo del voltaje del SC3, esto se muestra en la figura 12.

Para probar el método de balanceo por inicialización de voltaje, el arreglo en serie se descarga por completo y después se procede a cargar por completo pero con los circuitos de balanceo conectados a los SC, para lograr que los SC se carguen completamente y se balanceen adecuadamente se debe cargar el arreglo hasta su voltaje máximo para asegurarse de que cada una de las redes de balanceo se han activado, la carga se realiza a 15 A constantes y un voltaje de 8.5 V, posteriormente se detiene la carga y se espera a que las redes de balanceo se desactiven, lo cual sucede cuando el arreglo alcanza los 8.1 V o cuando en cada uno de los supercapacitores se tienen 2.7 V, este proceso se muestra en la fig. 13, una vez que cada uno de los SC en el arreglo tiene el mismo voltaje, se procede a someterlos a los ciclos de carga y descarga.

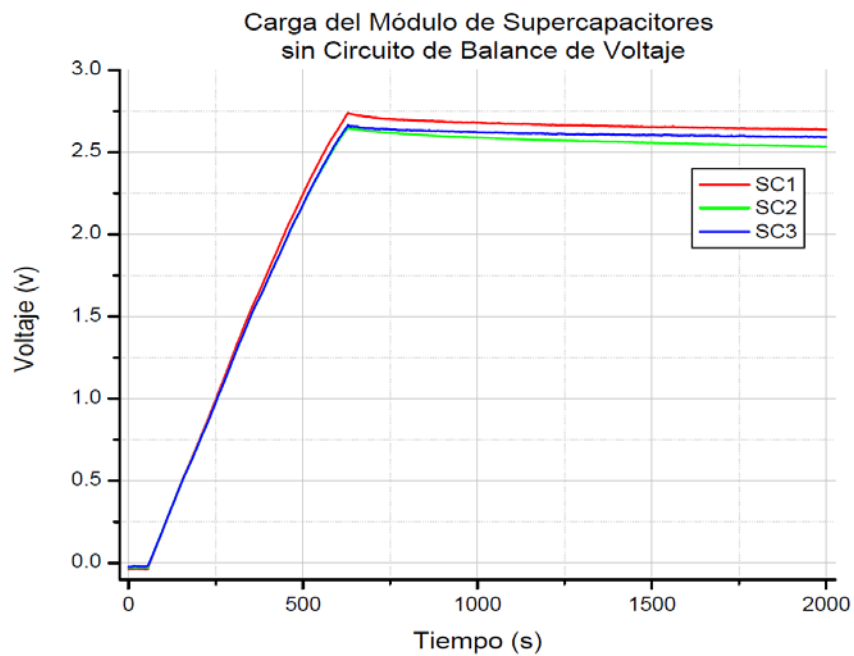


Fig. 12. Resultado experimental del proceso de carga de los SC sin circuito de balanceo de voltaje.

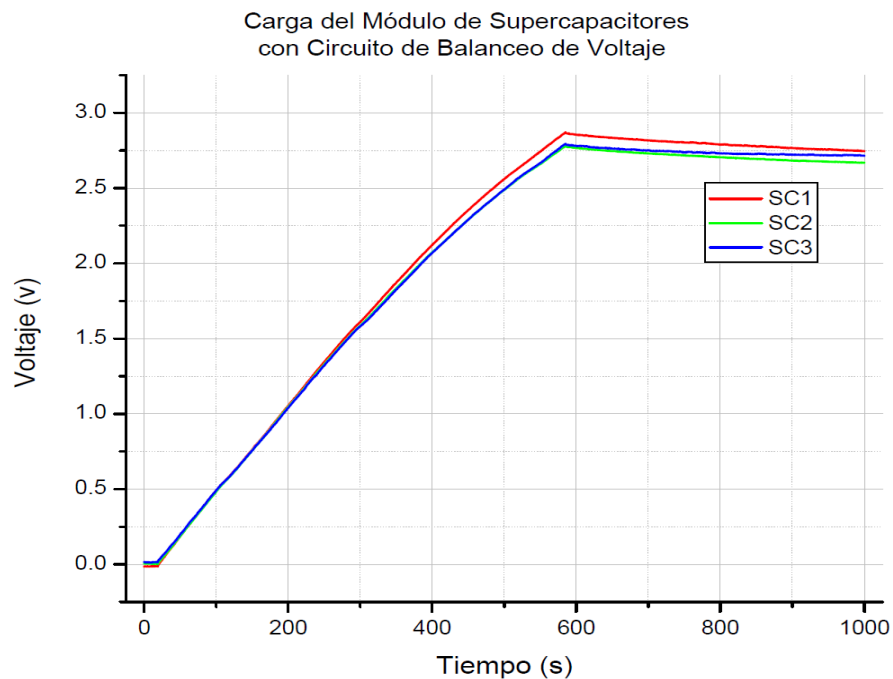


Fig. 13. Resultado experimental del proceso de carga y balanceo del arreglo en serie de SC con circuito de balanceo de Maxwell Technologies.

Posteriormente los SC ya cargados y balanceados se someten a un ciclo de carga y descarga. Durante este proceso los circuitos de balanceo no se activaron en ningún momento ya que ninguno de los SC presentó sobre voltaje, y como se muestra en la fig. 14 el desbalanceo de voltaje ya no se presenta durante la carga sino que ahora se presenta durante la descarga, donde no representa ningún peligro para los SC.

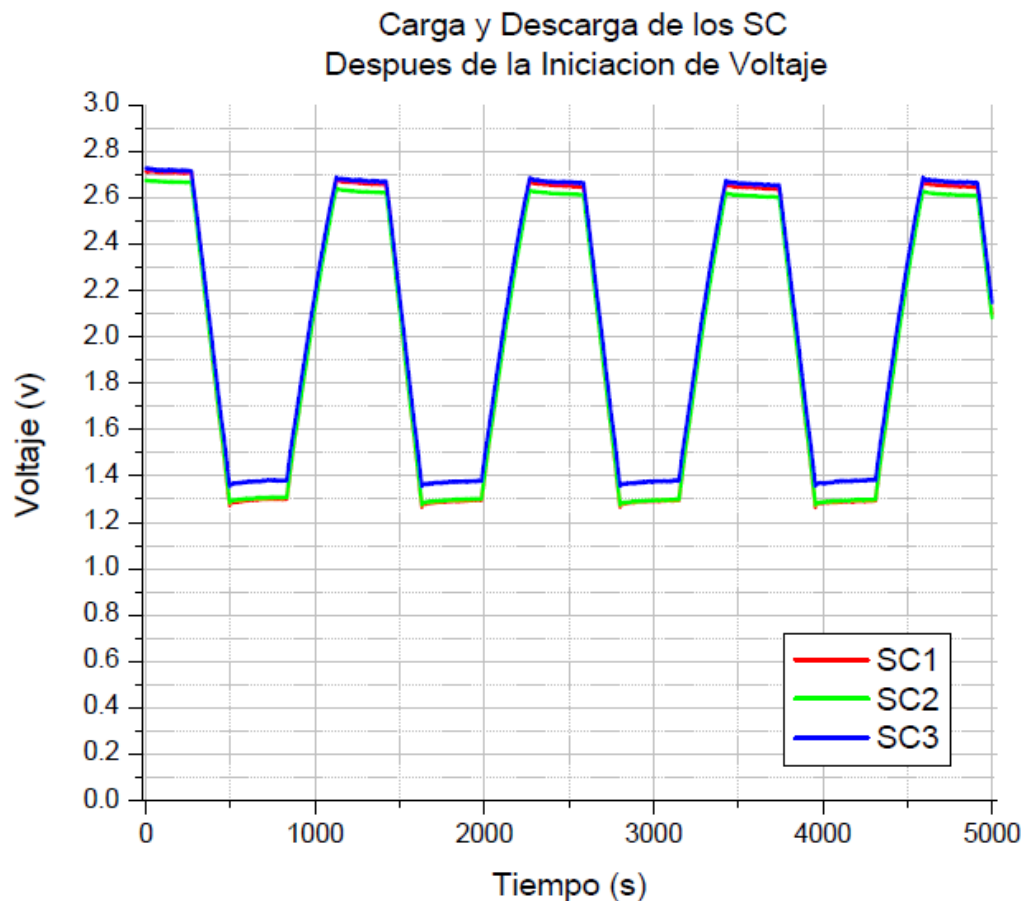


Fig. 14. Resultado experimental de la carga y descarga de los SC después de la inicialización de voltaje.

8. Conclusiones

En este artículo se abordó el análisis de las redes de balanceo como solución al problema de desbalanceo de voltaje que se presenta cuando se conectan supercapacitores en serie. Se probó que la red de balanceo opera principalmente en el primer proceso de carga y que una vez que se han cargado y balanceado adecuadamente, los circuitos de balanceo no se activarán al menos que por alguna

razón los supercapacitores se carguen más allá de su voltaje nominal, en cuyo caso los circuitos de balanceo juegan el papel de protegerlos disipando de la carga extra, o que en algún momento se requiera descargar por completo los SC regresando a las condiciones iniciales de $V = 0$ para cada celda.

9. Agradecimientos

Los autores agradecen al fondo mixto CONACYT-Gobierno del D.F. por el apoyo para la realización de este trabajo a través del proyecto “Sistemas de ahorro de energía para los trenes del Metro de la Ciudad de México” con clave 152954.

10. Referencias

- [1] Electrochemical Capacitor Characterization for Electric Utility Applications. Disponible: http://zanran_storage.s3.amazonaws.com/scholar.lib.vt.edu/Content/Pages/3808681.pdf.
- [2] Series Connection of Supercapacitors: Comparative Study of Solutions for the Active Equalization of the Voltages. Disponible: http://www.ee.bgu.ac.il/~pedesign/Graduate_problem_papers/Papers_2011/Super_cap_barrade_electrimacs_02.pdf.
- [3] Maxwell Technologies® Inc, Application Note: Maxwell Technologies Test Procedures for Capacitance, ESR, Leakage Current and Self-Discharge Characterizations of Ultracapacitors. Disponible: http://www.maxwell.com/images/documents/technote_maxwelltestprocedures.pdf.
- [4] Study of Supercapacitors in the Application of Power Electronics. Disponible: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/circuits/2009/29-364.pdf>.
- [5] Maxwell Technologies® Inc, BOOSTCAP Ultracapacitors. Applications Notes: Cell Sizing. Disponible: http://www.maxwell.com/images/documents/technote_how_to_determine_the_appropriate_size.pdf.
- [6] Maxwell Technologies® Inc, Datasheet K2 Ultracapacitors 2.7V Series. Disponible: http://www.maxwell.com/images/documents/K2Series_DS_1015370_5_20141104.pdf.
- [7] Maxwell Technologies® Inc, Datasheet HC Series Ultracapacitors. Disponible: http://www.maxwell.com/images/documents/hcseries_ds_1013793-9.pdf.

- [8] Comparison of the Different Circuits Used for Balancing the Voltage of Supercapacitors: Studying Performance and Lifetime of Supercapacitors. Disponible: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00411482/>.
- [9] Overview of supercapacitor cell voltage balancing methods for an electric vehicle. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6579196&isnumber=6579060>.
- [10] Cell Balancing & Supercapacitors. Disponible: <http://www.kemet.com/Lists/TechnicalArticles/Attachments/125/2013-11%20Cell%20Balancing%20and%20KEMET%20Supercapacitors.pdf>.
- [11] H. Ertl, T. Wiesinger, J. W. Kolar, Active voltage balancing of DC-link electrolytic capacitors. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4694796&isnumber=4694789>.
- [12] Research on dynamic voltage equalization circuit for series connected ultracapacitors. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4939550&isnumber=4939482>.
- [13] Research on Voltage Equalization of Serial Ultracapacitors. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5138578&isnumber=5138149>.
- [14] DC Link Capacitors Voltage Balancing in Diode-Clamped Multilevel Inverter. Disponible: <http://psrcentre.org/images/extraimages/1012072.pdf>
- [15] Evaluation of the New Sensorless Approach in Energy Storage Charge Balancing. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4211260&isnumber=4211250>.
- [16] Forward fly-back voltage balancing circuit for series connected super capacitors using digital control. Disponible: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6749784&isnumber=6749720>.

- [17] Markus Einhorn, Fiorentino Valerio Conte, Juergen Fleig, "Improving of Active Cell Balancing by Equalizing the Cell Energy Instead of the Cell Voltage". World Electric Vehicle Journal Vol. 4. 2010.

- [18] Maxwell Technologies® Inc, Maxwell Active Cell Voltage Management Electronics. Disponible: https://www.tecategroup.com/app_notes/MAXWELL_Active_Cell_Voltage_Management_Electronics_rev1.pdf.

- [19] Maxwell Technologies® Inc., White Paper: Design Considerations for Ultracapacitors. Disponible: http://www.maxwell.com/images/documents/technote_designinguide.pdf.

Estudio comparativo del coeficiente de potencia y de torque presentados en diversas turbinas eólicas

Viviana Reyes Andrade

Instituto Politécnico Nacional, Sección de estudios de posgrado e investigación, ESIME,
México D.F.
vreyes1300@alumno.ipn.mx

Oscar Carranza Castillo

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Computo,
México D.F.
ocarranzac@ipn.mx

Jaime José Rodríguez Rivas

Instituto Politécnico Nacional, Sección de estudios de posgrado e investigación, ESIME,
México D.F.
jjrodriguez@ipn.mx

Resumen

Este artículo presenta un estudio comparativo del coeficiente de potencia y de torque presentado en diversas turbinas eólicas; que se emplean para realizar el análisis de una turbina eólica, estableciendo los conceptos que permiten encontrar la relación de la energía cinética del viento entre la energía mecánica. En este estudio se presentan tres modelos generales que expresan el coeficiente de potencia y de torque, los cuales se agrupan en exponencial, sinusoidal y polinomial. Cabe destacar que los modelos exponenciales y sinusoidales incluyen variaciones en relación a la velocidad específica y del ángulo de ataque; y los modelos polinomiales solo dependen de la velocidad específica. Los modelos son obtenidos considerando características reales de las turbinas eólicas. El propósito de este estudio es analizar el comportamiento de coeficiente de potencia y de torque para establecer todas las consideraciones a tomar en cuenta para el desarrollo e implementación de un emulador de turbinas eólicas.

Palabra(s) Clave(s): Coeficiente de Potencia, Coeficiente de Torque, Turbina Eólica.

1. Introducción

La tendencia en la diversificación del mercado hacia las energías renovables, ha llevado a la energía eólica a convertirse en una alternativa energética muy prometedora. El viento es un recurso limpio e inagotable, disponible en la mayor parte del mundo, sin embargo, existen zonas específicas en las cuales este recurso natural es cuantioso [1]. Diferentes métodos estadísticos se han desarrollado para calcular la velocidad media del viento, la densidad de energía eólica y su factor de carga de un área geográfica específica [2]; esto permite determinar zonas idóneas para instalar parque eólicos de varios MWs y sistemas de baja potencia del orden de kW. La energía eólica puede ser utilizada como una fuente primaria de energía limpia, que se puede combinar con fuentes de energía convencionales, actuando como sistemas de respaldo, o como una fuente secundaria de energía que sólo se activa durante los picos de demanda de energía [2].

2. Potencia Eólica

Para determinar la potencia eólica (P_v) que se obtiene de una turbina eólica [3], se tiene:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v_\omega^3 \quad (1)$$

Donde ρ es la densidad del aire, r es el radio de la pala y v_ω es la velocidad del viento.

La energía cinética del aire no puede ser convertida en energía mecánica con un 100% de eficiencia, esto es, porque se debe de cumplir la ecuación de continuidad del flujo de aire cuando pasa a través de la turbina [4], por lo tanto, no se puede extraer toda la potencia eólica disponible del viento. El viento al pasar por la turbina se frena, saliendo a una velocidad menor, pero siempre distinta de cero. En una turbina eólica ideal, la velocidad del viento se reduce según la ley de Betz. Esta ley indica que solo se puede convertir el 59.25% de la energía cinética del viento en energía mecánica. A este valor se le conoce como Límite de Betz.

La potencia en la turbina (P_a) es la potencia eólica extraída del viento. Debido a que no toda la potencia del viento se puede transferir a la turbina, existe una relación entre la potencia de la turbina eólica y la potencia del viento, esta relación se conoce como coeficiente de potencia (C_p), obteniendo:

$$P_a = \frac{1}{2} C_p \rho \pi r^2 v_\omega^3 \quad (2)$$

El C_p depende del tipo de turbina eólica que se esté utilizando, del diseño mecánico y aerodinámico de la turbina, además de la velocidad de giro de ésta y la velocidad del viento. Dentro de un solo tipo de turbina, el C_p depende fundamentalmente de dos factores:

- De la velocidad específica (Tip speed ratio, λ).
- Del ángulo de ataque de las aspas de la turbina (β).

Por consiguiente, el coeficiente de potencia está dado en función de dos variables $C_p(\lambda, \beta)$.

La velocidad específica se define como la relación entre la velocidad lineal o tangencial del extremo de la pala de la turbina y la velocidad del viento, expresada por:

$$\lambda = \frac{r \omega_m}{v_\omega} \quad (3)$$

Donde ω_m es la velocidad rotacional de la turbina.

El torque en el eje de la turbina eólica (T_m) se calcula mediante:

$$P_m = T_m \omega_m \quad (4)$$

$$T_m = \frac{C_p \rho \pi r^2 v_\omega^3}{2 \omega_m} \quad (5)$$

Considerando (3) y sustituyendo en (5) se tiene:

$$T_m = \frac{1}{2} \frac{C_p}{\lambda} \rho \pi r^3 v_\omega^2 \quad (6)$$

De donde se establece que:

$$C_t = \frac{C_p}{\lambda} \quad (7)$$

Donde C_t es el Coeficiente de torque, con lo que (6) se expresa como:

$$T_m = \frac{1}{2} C_t \rho \pi r^3 v_\omega^2 \quad (8)$$

3. Coeficiente de potencia y coeficiente de torque

Diversas expresiones matemáticas se han desarrollado para modelar C_p y C_t ; los cuales se agrupan en:

- Modelos en función Polinomial
- Modelos en función Sinusoidal
- Modelos en función Exponencial

Los modelos en base a funciones exponenciales y funciones sinusoidales dependen de λ y β , con lo que controla la potencia deseada por la acción del torque y de la velocidad de la turbina, con el ajuste de la orientación de las palas de la turbina a pesar de las variaciones de la dirección y velocidad del viento [5]. Para los modelos en base a funciones polinomiales, se considera el ángulo de ataque de las aspas de la turbina eólica es constante, por lo que, el coeficiente de potencia y de torque solo están en función de la velocidad específica $C_p(\lambda)$ [2].

3.1. Modelos en función polinomial

Los modelos en función polinomial se basan en la expresión matemática general planteada por Weiwei LI, Dianguo XU, Wei ZHANG y Hongfei MA en [8]; dicha expresión solo considera variaciones en función de λ , se considera que el ángulo de ataque es constante, la cual es expresada por:

$$C_p(\lambda) = \sum_{i=0}^{i=n} a_i \lambda^i \quad (9)$$

Si se desarrolla la ecuación general con $n = 7$, para el máximo orden, se tiene:

$$C_p(\lambda) = a_0 \lambda^0 + a_1 \lambda^1 + a_2 \lambda^2 + a_3 \lambda^3 + a_4 \lambda^4 + a_5 \lambda^5 + a_6 \lambda^6 + a_7 \lambda^7 \quad (10)$$

Según la literatura se encontraron cuatro modelos, que se organizan en polinomios de distintos orden, principalmente de tercer orden [5], cuarto orden [6], quinto orden [7] y séptimo orden [8]. Donde se varían los coeficientes del polinomio dependiendo del modelo (ver Tabla 1).

Coeficiente	Tercero [5]	Cuarto[6]	Quinto [7]	Séptimo [8]
a_0	-0.02086	0.11	0.0344	0
a_1	0.1063	-0.2	-0.0864	0.00510
a_2	-0.004834	0.097	0.1168	-0.0022
a_3	-0.000037	-0.012	-0.0484	0.0052
a_4	0	0.00044	0.00832	-5.1425×10^{-4}
a_5	0	0	-0.00048	-2.7950×10^{-5}
a_6	0	0	0	4.6313×10^{-6}
a_7	0	0	0	-1.3310×10^{-7}

Tabla 1. Coeficientes de los diferentes modelos de C_p en función polinomios.

Se obtuvieron los Coeficientes de potencia mediante los cuatro modelos en función polinomial encontrados (ver Fig. 1). En lo referente al Coeficiente de Torque $C_t(\lambda)$, se auxilia de (7). Se observó el comportamiento del Coeficiente de torque C_t de los cuatro modelos en base a una función polinomial en relación a la velocidad específica (ver Fig. 2).

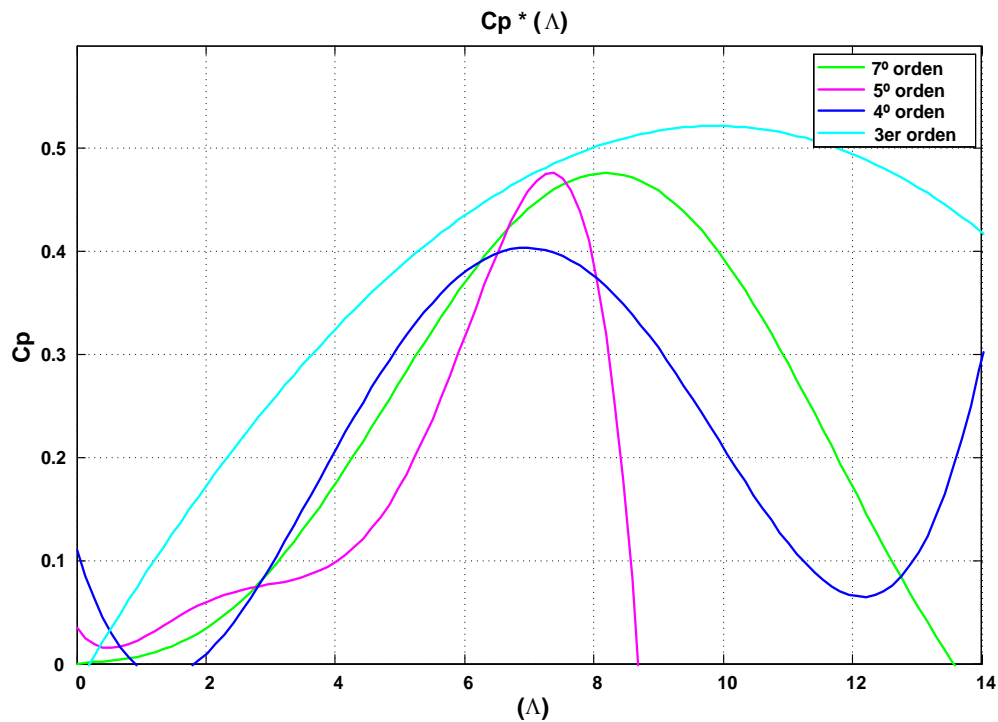


Fig. 1. Coeficiente de potencia en función polinomial.

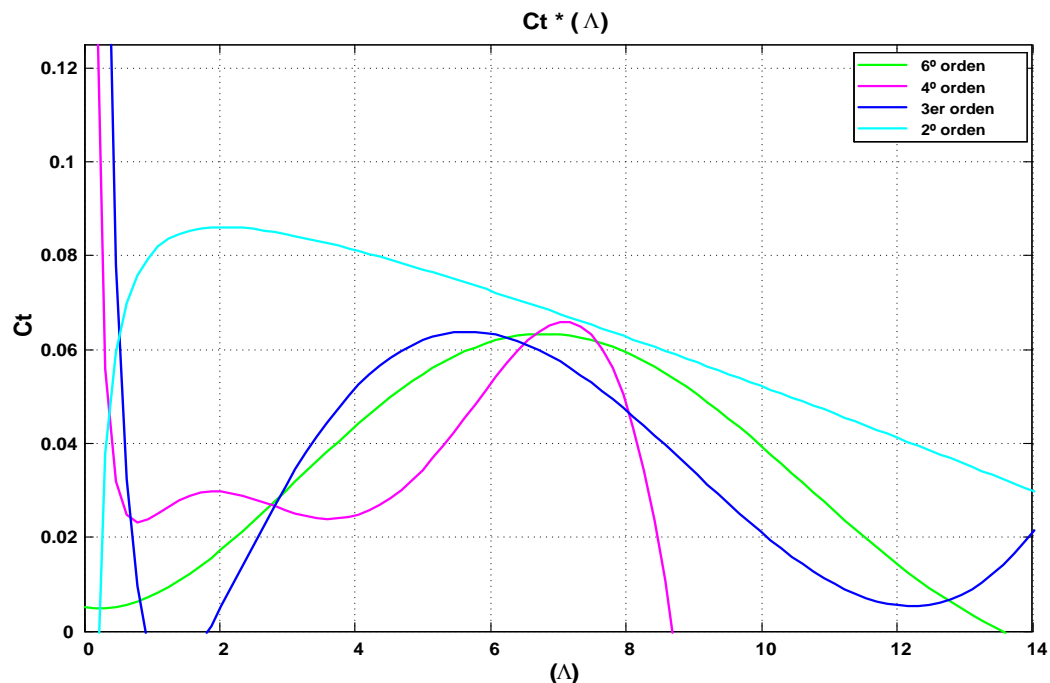


Fig. 2. Coeficiente de torque en función polinomial.

3.2. Modelos en función Sinusoidal

En relación a los modelos del coeficiente de potencia que se basan en una función sinusoidal [5], [9]-[12], a partir de estos modelos se obtiene una función genérica.

$$C_p(\lambda, \beta) = [a_0 + a_1(b_0\beta + a_2)] \sin \left[\frac{\pi(\lambda + a_3)}{a_4 + a_5(b_1\beta + a_6)} \right] + a_7(\lambda + a_8)(b_2\beta + a_9) \quad (11)$$

La **Tabla 2** muestra los coeficientes de cada uno de los modelos encontrados, los cuales se aplican en (11) para satisfacer su comportamiento en función de una sinusoidal.

En la **Fig. 3** y **Fig. 4** se observa el comportamiento de C_p y C_t , respectivamente, de los cinco modelos que tienen un comportamiento sinusoidal.

3.3. Modelos en función exponencial.

A partir de la revisión documental de los modelos del coeficiente de potencia, se encuentra otra de las funciones matemáticas empleadas, la cual es basada en una función exponencial [13] - [35], se encuentran ocho modelos diferentes de $C_p(\lambda, \beta)$, de donde se encuentra una función genérica que es muestra por:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_0 \left(c_1 \frac{1}{\lambda_i} + c_2 \beta + c_3 \beta^{c_4} + c_5 \right) e^{c_6 \frac{1}{\lambda_i}} + c_7 \lambda \quad (12)$$

	Modelo propuesto por				
	[5]	[9]	[10]	[11]	[12]
a_0	0.5	0.44	0.44	0.5	0.5
a_1	-0.00167	0	-0.0167	-0.0167	0.0167
a_2	-2	0	0	-2	-2
a_3	0.1	-1.6	-3	0.1	0.1
a_4	18.5	15.0	15.0	10	18.5
a_5	-0.3	0	-0.3	-0.3	-0.3
a_6	-2.0	0	0	0	-2.0
a_7	-0.00184	0	-0.00184	-0.00184	-0.00184
a_8	-3.0	0	-3.0	-3.0	-3.0
a_9	-2.0	0	0	-2.0	-2.0
b_0	1	0	1	1	1
b_1	1	0	1	1	1
b_2	1	0	1	1	1

Tabla 2. Coeficientes de los diferentes modelos de C_p en función sinusoidal.

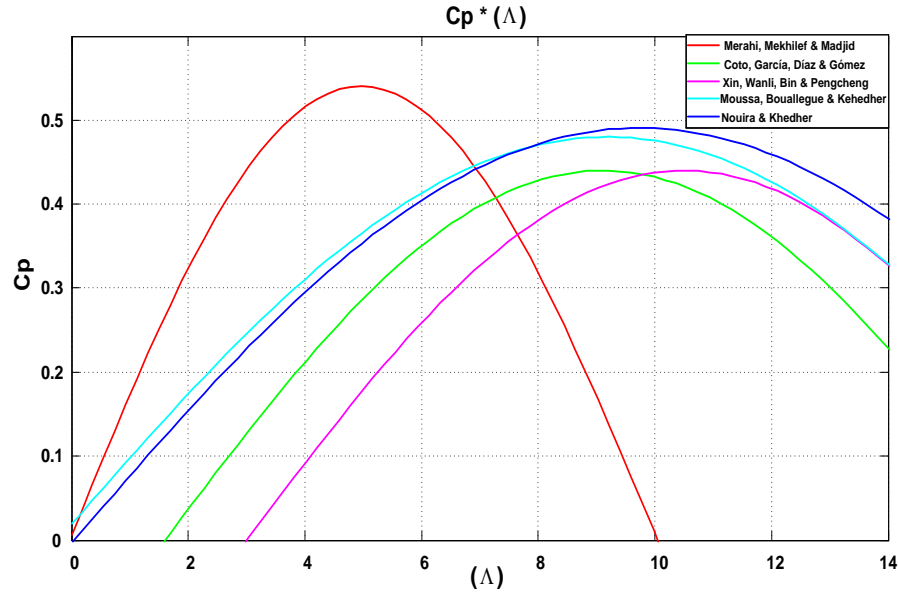


Fig. 1. Coeficiente de potencia en función sinusoidal.

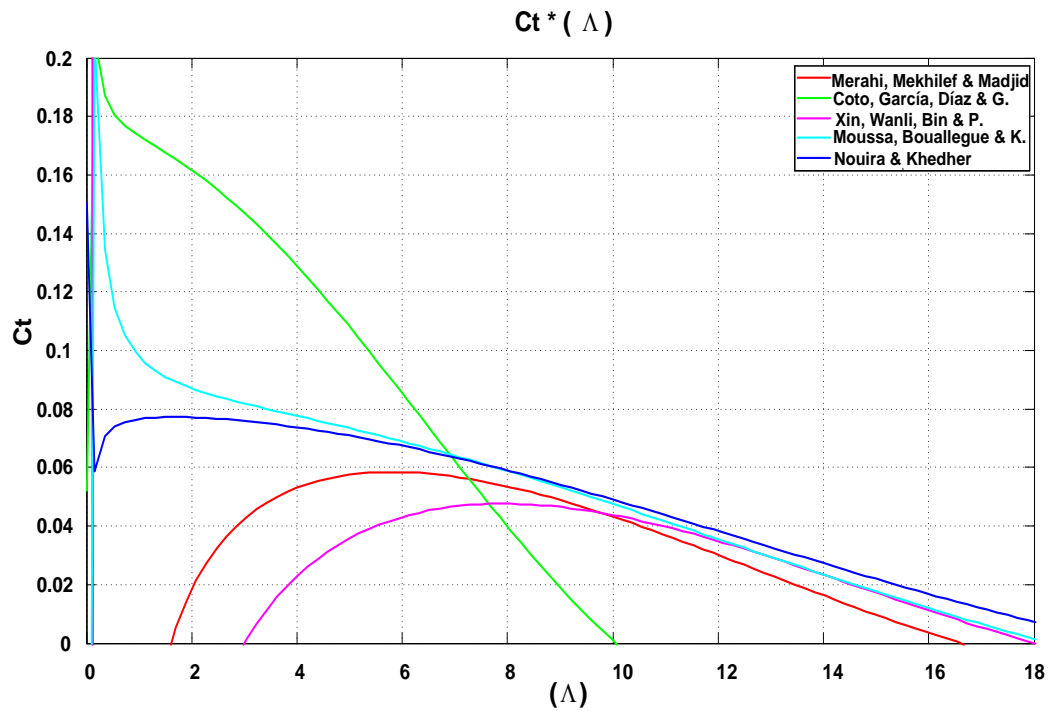


Fig. 2. Coeficiente de torque en función sinusoidal.

Donde λ_i es expresada por:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + d_0\beta + d_1} - \frac{d_2}{1 + \beta^3} \quad (13)$$

La **Tabla 3** muestra los coeficientes para (12) y la **Tabla 4** muestra los coeficientes para (13) según el artículo de donde se obtienen dichos parámetros.

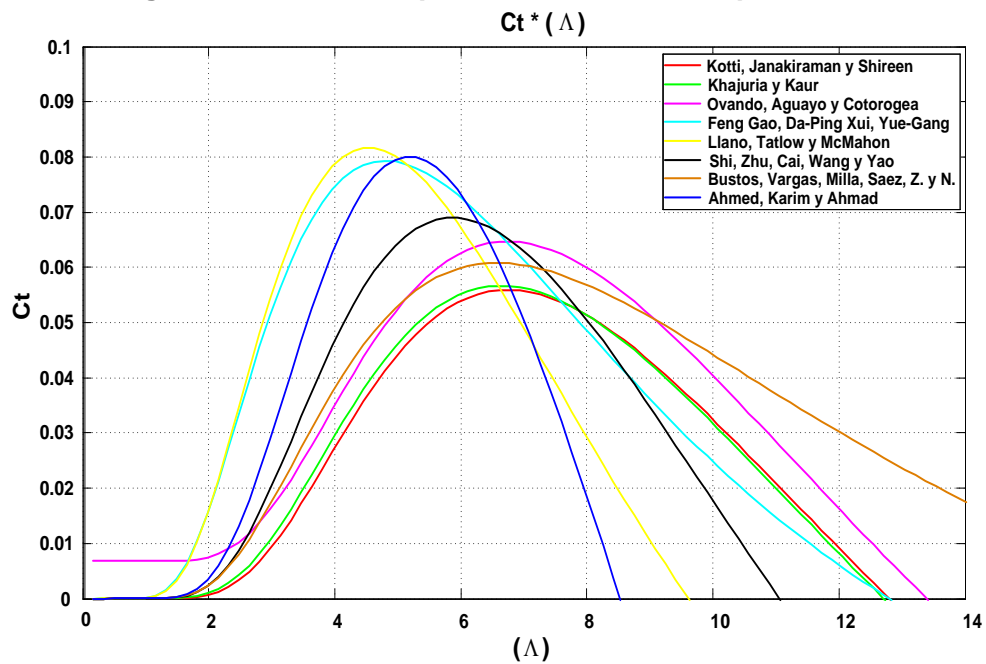
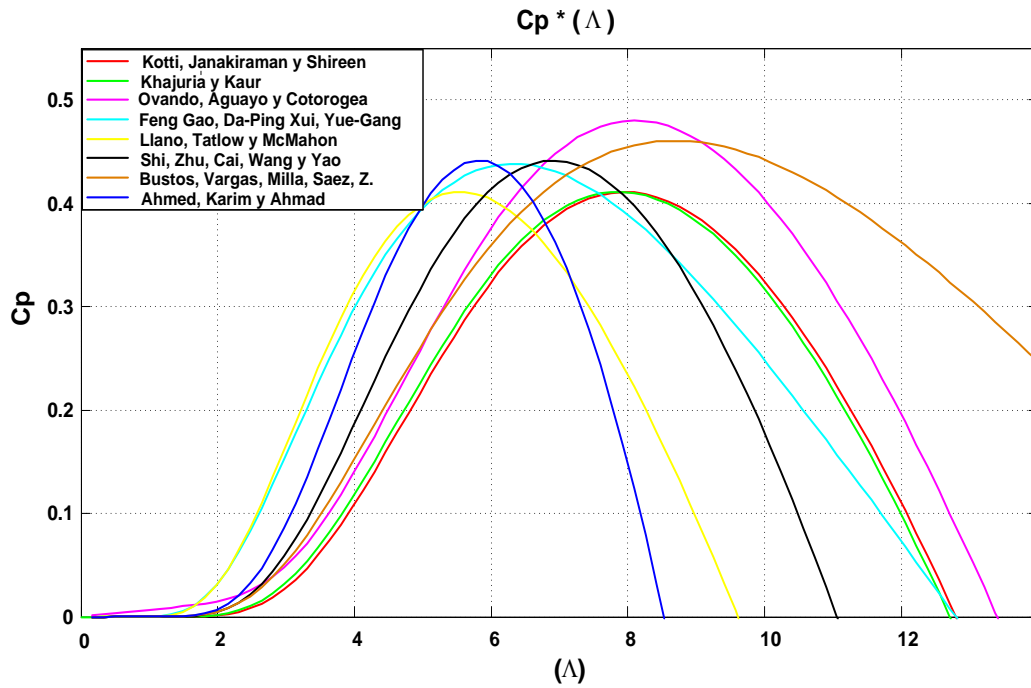
	[13]	[14]	[15]-[23]	[24]-[29]	[30]	[31]-[32]	[33]-[34]	[35]
c_0	0.5	0.5	0.5176	0.22	0.5	0.73	0.44	1
c_1	116	116	116	116	72.5	151	124.99	110
c_2	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.58	-0.4	-0.4
c_3	0	0	0	0	0	-0.002	0	-0.002
c_4	-	0	0	0	0	2.14	-	2.2
c_5	-5	-5	-5	-5	-5	-13.2	-6.94	-9.6
c_6	-21	-21	-21	-12.5	-13.125	-18.4	-17.05	-18.4
c_7	0	0	0.0068	0	0	0	0	0

Tabla 3. Coeficientes de los diferentes modelos de C_p en función para (12).

	[13]	[14]	[15]-[23]	[24]-[29]	[30]	[31]-[32]	[33]-[34]	[35]
d_0	0.08	0	0.08	0.08	0.08	0.02	0.08	0.02
d_1	0	0.088	0	0	0	0	0	0
d_2	0.035	0.035	0.035	0.035	0.035	0.003	0.001	0.03

Tabla 4. Coeficientes de los diferentes modelos de C_p en función exponencial para (13).

Se obtuvieron los Coeficientes de potencia C_p mediante los cinco modelos en función exponencial considerando el ángulo de ataque constante (ver Fig. 5). Se observó el comportamiento del Coeficiente de torque C_t obtenida mediante (7) (ver Fig. 6).



4. Resultados

Después del análisis de los coeficientes de potencia de los diversos modelos matemáticos de la turbina eólica se procedió a realizar estudios de los diferentes modelos, por medio de PSIM (ver **Fig. 7**).

Referente a los modelos en función polinomial, se obtuvieron las curvas características del Coeficiente de Potencia y del Torque en el eje de la turbina del modelo Polinomial de 3er orden, 4to orden, 5to orden 7mo orden a una velocidad del viento de 10m/s (ver **Fig. 8**).

De acuerdo a los modelos en función sinusoidal, se adquirieron las curvas características del Coeficiente de Potencia y del Torque en el eje de la turbina del modelo sinusoidal propuesto por Coto et al., Moussa et al. y Noura et al. (ver **Fig. 9**); y de las curvas características del modelo sinusoidal propuesto por Xin et al. y Merahi et al.; con una velocidad del viento de 10m/s (ver **Fig. 10**).

Con respecto a los modelos en función exponencial, se obtuvieron las curvas características del Coeficiente de Potencia y del Torque en el eje de la turbina del modelo exponencial propuesto por Aguayo et al. y Bustos et al. (ver **Fig. 11**), y de las curvas características del modelo exponencial propuesto por Kotti et al., Kaur & Khahuria, Feng Gao et al., Llano et al., Cai et al., y Ahmad et al.; a 10m/s de velocidad del viento (ver **Fig. 12**).

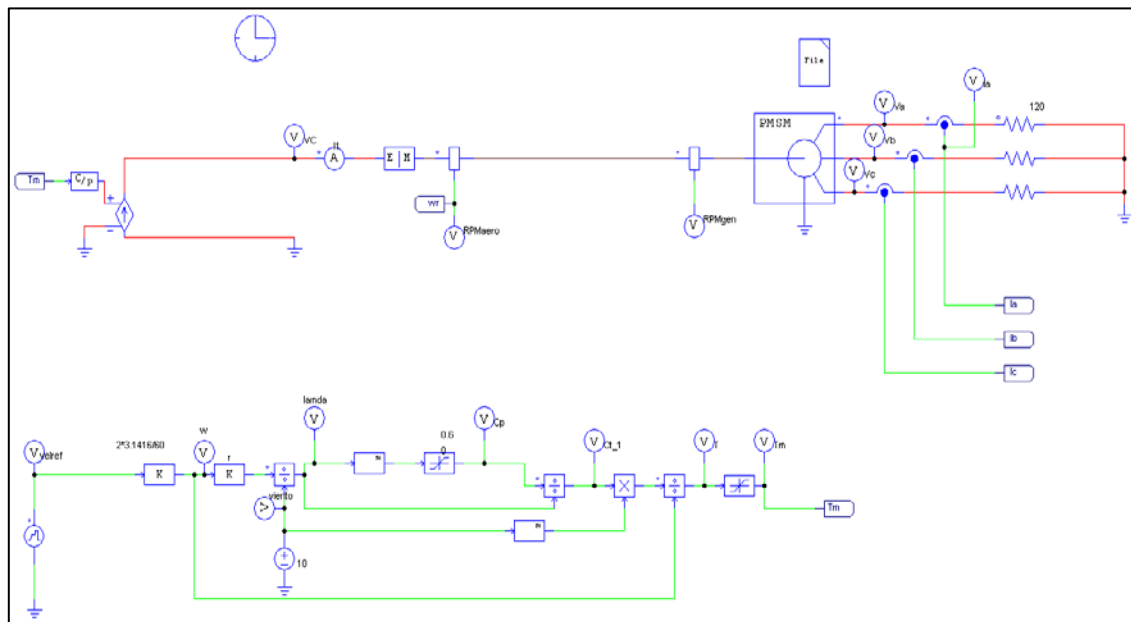


Fig. 5. Circuito eléctrico en PSIM, para realizar el estudio de los diversos modelos.

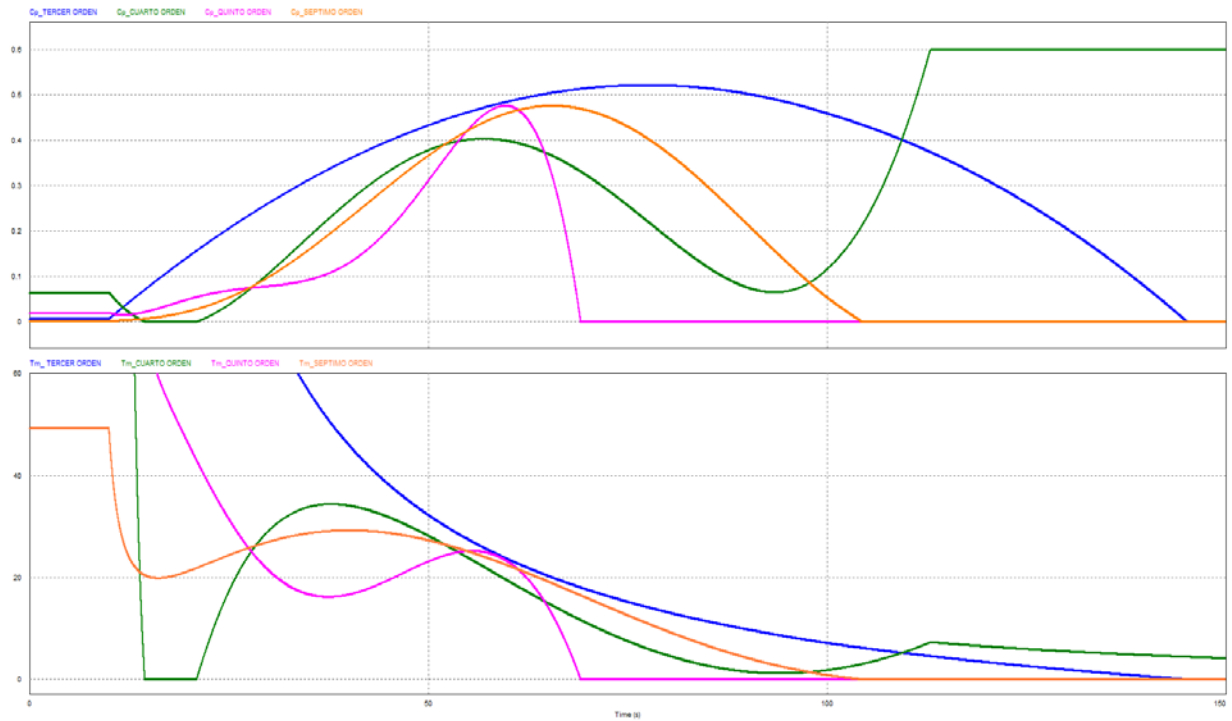


Fig. 6. C_p y T_m del modelo Polinomial de 3er orden, 4to, 5to y 7mo orden.

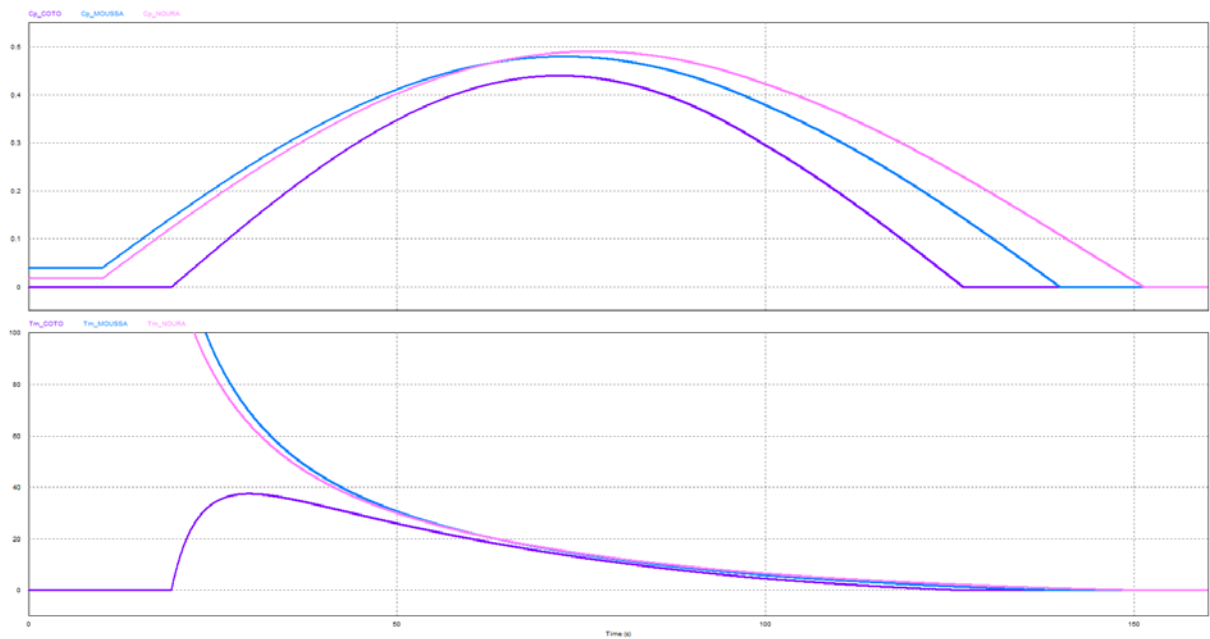


Fig. 7.- C_p y T_m del modelo sinusoidal propuesto por Coto et al., Moussa et al. y Noura et al.

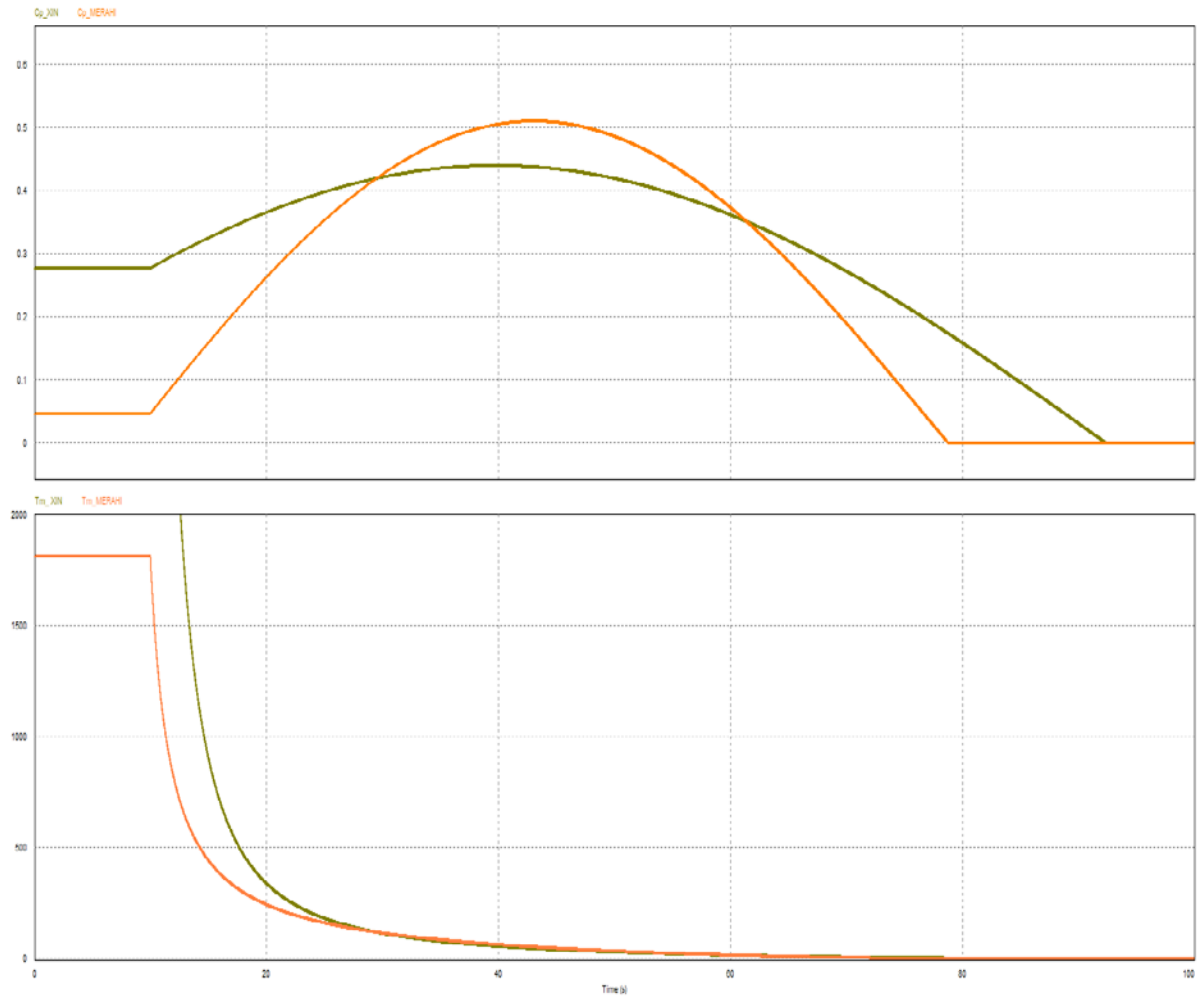


Fig. 8. C_p y T_m del modelo sinusoidal propuesto por Xin et al. y Merahi et al.

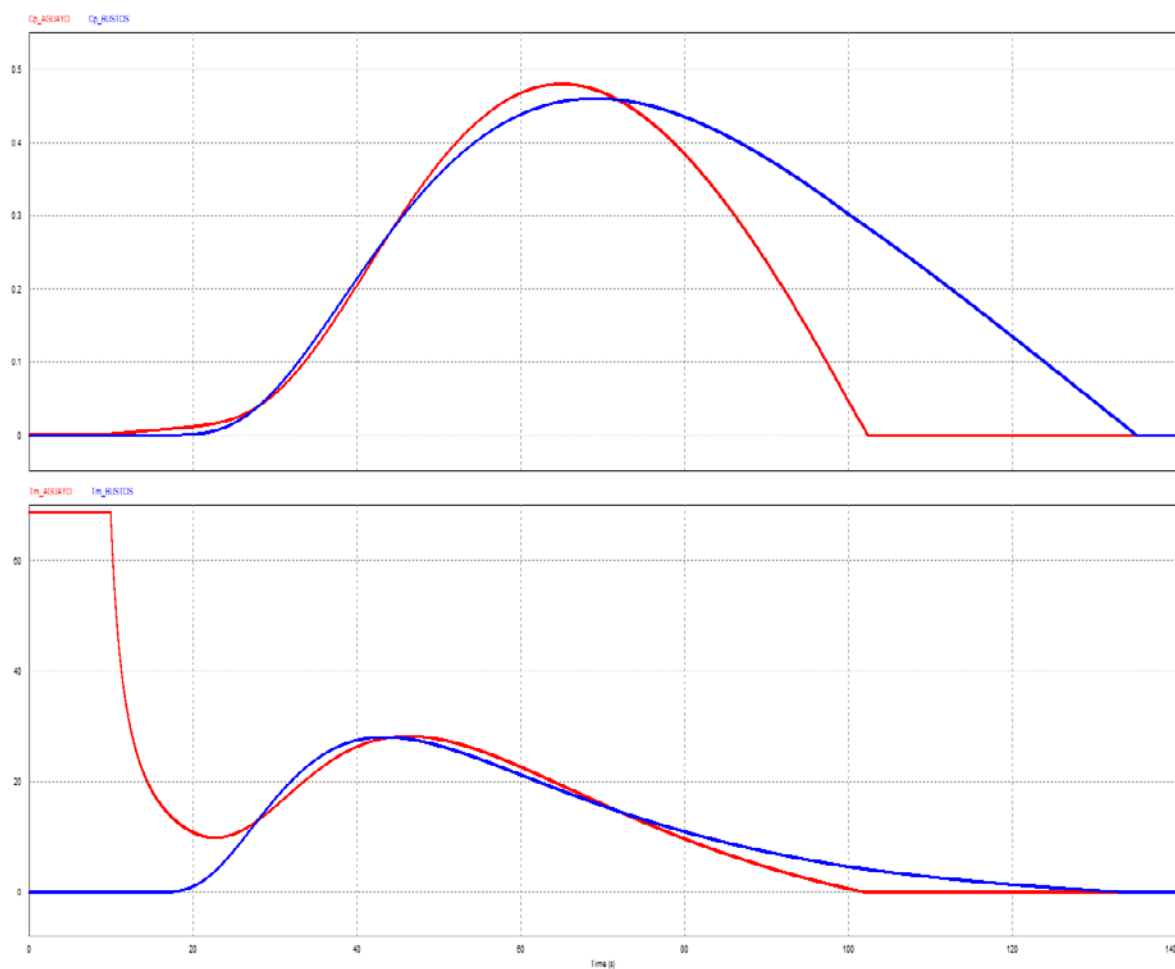


Fig. 9. C_p y T_m del modelo exponencial propuesto por Aguayo et al. y Bustos et al.

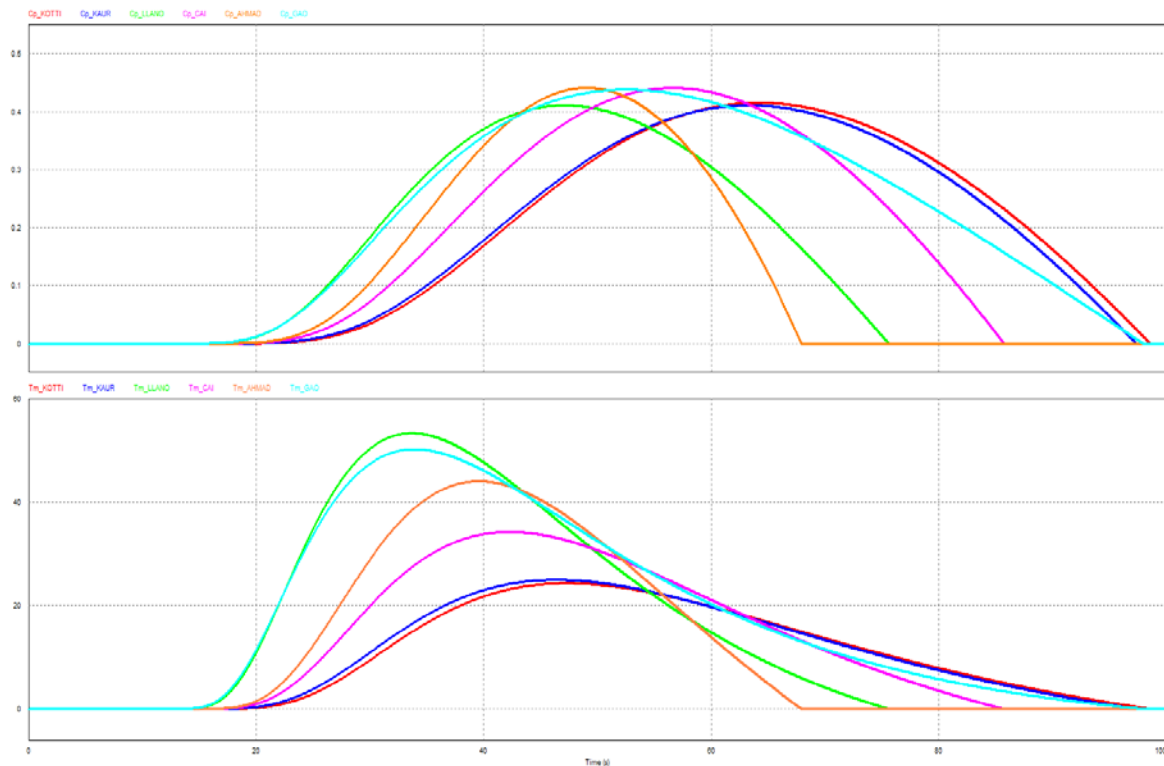


Fig. 10. C_p y T_m del modelo exponencial propuesto por Kotti et al., Kaur & Khahuria, Feng Gao et al., Llano et al., Cai et al., y Ahmad et al.

5. Discusión

Los modelos basados en una función polinomial dependen únicamente de λ , ya que consideran un ángulo de ataque constante, debido a que estos modelos son empleados principalmente en sistemas de generación eólica de baja potencia, ya que controlar el ángulo de ataque es muy costoso en relación a la energía que se obtiene. Los modelos exponenciales y sinusoidales dependen tanto del ángulo de ataque de la pala (β) como de la velocidad específica (λ) y se emplean en sistema de generación eólica de mediana y alta potencia.

En los modelos basados en una función sinusoidal, se observa que el coeficiente de potencia solo varía su amplitud y en el periodo, esto es, desde que velocidad específica empiezan hasta que velocidad específica terminan, por otro lado, como están basado en una función sinusoidal, si se aumenta la velocidad específica considerablemente se genera otra cresta con la misma forma que la inicial, por lo que el sistema debe estar limitado a un intervalo de velocidades específicas.

En cuanto a los modelos basados en una función exponencial se observa una buena respuesta debido a que su comportamiento es muy real y se limita automáticamente, por lo que no hay que agregar limitadores el intervalo en el que trabaje en función a la velocidad específica.

Realizando un análisis en lo particular de cada uno de los tres modelos generales, se tiene que de los cuatro modelos encontrados que obedecen a una función polinomial, el que presenta el máximo valor del coeficiente de potencia ($C_{p_{max}}$) es el modelo de tercer orden, con un valor de 0.52 a una velocidad específica de 9.799 y tiene una respuesta que representa un comportamiento real. El modelo de séptimo orden también muestra un comportamiento real. Esta consideración se establece debido a que ambos no vuelven a crecer después de una determinada velocidad específica como si lo hace el modelo de cuarto orden.

Ahora considerando los cinco modelos que obedecen a una función basada en una sinusoidal, el que presenta el máximo valor del coeficiente de potencia ($C_{p_{max}}$) es el modelo de Bouallegue et al., ya que su valor máximo es de 0.5405 a una velocidad específica de 4.972. Cabe destacar que todos los modelos siguen el mismo comportamiento, de manera que el coeficiente de potencia se difiere de uno en otro, solo en la amplitud y el periodo y no en la forma de C_p como si lo hacen los modelos basados en funciones polinomiales y exponenciales.

Finalmente de analizando los ocho modelos que siguen un comportamiento exponencial, el que presenta el máximo valor del coeficiente de potencia ($C_{p_{max}}$) es el modelo de Aguayo et al., ya que su valor máximo es de 0.48 a una velocidad específica de 8.092. A diferencia de los modelos en función polinomial y función sinusoidal, todos los modelos que obedecen a una función exponencial tienen un adecuado comportamiento en el coeficiente de potencia.

Por otro lado, de acuerdo a β , de manera general se puede agregar que:

- Generalmente para $\beta \approx 0$, el coeficiente de potencia es el máximo para cualquier velocidad específica.
- Para una β constante, el $C_{p_{max}}$ es único.
- Para una β magnánima, C_p es muy pequeña.

Al concluir las simulaciones del sistema de potencia completo, implementando los 3 modelos (polinomiales, sinusoidales y exponenciales); se dedujo que:

- De los modelos polinomiales el modelo de 4to orden presenta mayor desventaja, ya que la curva característica del Coeficiente de Potencia (ver **Fig. 1** y **Fig. 8**),

después de llegar al punto de máxima potencia se describe un comportamiento anormal pues al llegar a cero, nuevamente se eleva.

- Para analizar el comportamiento del Torque en el eje de la turbina en los sistemas de potencia, se colocaron limitadores, por diversas razones. Por ejemplo que no todos los modelos presentan un coeficiente con variable de exponente 1, como lo es el modelo polinomial de quinto orden. Por lo tanto se obtuvieron resultados con limitadores y sin limitadores; Sin embargo para el presente artículo solo se incluyeron gráficas del Torque en el eje de la turbina sin los limitadores. Además de la razón de que en los modelos sinusoidales, la ecuación matemática no describe el comportamiento del modelo, sino que se debe de acotar la velocidad específica; como se había mencionado anteriormente.
- Los modelos basados en una función exponencial son los que mejor describen el comportamiento del Coeficiente de Potencia y el Torque en el eje de la Turbina eólica (ver **Fig. 5**, **Fig. 11** y **Fig. 12**).

6. Conclusiones

En base a la revisión documental realizada para hacer el estudio comparativo del coeficiente de potencia y del coeficiente del torque, se encontró que todos los modelos se basan en tres funciones matemáticas que son sinusoidal, exponencial y polinomial, obteniendo tres funciones matemáticas generales que satisfacen todos los modelos encontrados, mostrando en tablas los parámetros que corresponden a cada uno de los modelos, de acuerdo a su función matemática correspondiente.

Para hacer el estudio comparativo, se analizan las gráficas de los modelos agrupados en base a su función matemática, para establecer, cuál es el que tiene un mejor comportamiento y después entre las funciones. Los estudios se realizan considerando un ángulo de ataque de las palas constante.

Una vez analizados matemáticamente se realizan simulaciones para obtener el comportamiento del coeficiente de potencia y del torque que se tiene en cada uno de los modelos, corroborando los datos simulados y obtenidos en la respuesta matemática.

De esta manera, se comprueban los resultados obtenidos, además de que las simulaciones son con parámetros reales del sistema. De esta forma, se puede pronosticar el comportamiento real antes de llevar a cabo la implementación física.

En la literatura, frecuentemente se encuentran los modelos matemáticos solo de forma particular, lo que conlleva a tiempo en demasía para realizar la compilación. Ante dicha problemática se obtuvieron tres modelos generales: exponencial, sinusoidal y polinomial; que expresan el coeficiente de potencia y de torque. De esta manera se reduce el tiempo de búsqueda de los modelos, ya que se encuentran englobados en tres grupos de manera general.

Esta revisión nos servirá como base para la construcción de un emulador de una turbina eólica, que por medio de un programa se podrá evaluar el comportamiento de diversas turbinas eólicas. Generalmente se encuentran emuladores pero de un solo tipo de modelo y a un tipo particular de parámetros. El emulador a desarrollar será capaz de responder a todos los modelos ya existentes y modelos nuevos o personalizados. Además, el programa responderá a la variación de parámetros de dichas turbinas eólicas.

7. Referencias

- [1] L. G. González Morales, "Mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores sincrónicos operando en régimen de velocidad". Tesis de Doctorado. Universidad Politécnica de Valencia. 2011.
- [2] O. Carranza Castillo, "Estudio de técnicas de control de rectificadores Boost Trifásicos con filtro LCL para reducción de la distorsión armónica en corriente, aplicadas al procesamiento eficiente de energía en aerogeneradores síncronos de imanes permanentes operando a velocidad variable". Tesis de Doctorado. Universidad Politécnica de Valencia. 2012.
- [3] Review of mathematical models of both the power coefficient and the torque coefficient in wind turbines. 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE. Brasil. 2015.
- [4] Miguel Villarrubia López, Ingeniería de la Energía Eólica. 2013. Alfaomega. Barcelona España.
- [5] Design and Implementation of constant wind speed turbine emulator using Matlab/simulink and FPGA. Ninth International Conference Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). 2014.

- [6] Maximum power extraction from a small wind turbine emulator using a DC-DC converter controlled by a microcontroller. 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2006. Dhaka, Bangladesh. 2006.
- [7] Emulador de un aerogenerador de baja potencia utilizando un Generador Síncrono de Imán Permanente. Reunión de Verano de Potencia y aplicaciones industriales. Acapulco México. 2014.
- [8] Research on Wind Turbine Emulation based on DC Motor. Second IEEE conference on industrial electronics and applications. 2007.
- [9] Wind speed model design and dynamic simulation of a wind farm embedded on distribution networks. Depto. de ingeniería eléctrica, electrónica, computadores y de sistemas. Escuela Politécnica Superior de ingenieros, Universidad de Oviedo.
- [10] Sliding mode control of pitch angle for direct driven PM wind turbine. 26th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). China. 2014.
- [11] DC-Voltage regulation of a five levels neutral point clamped cascaded for wind energy conversion system. The 2014 International Power Electronics Conference. 2014.
- [12] Nouira, A. Khedher, "A contribution to the design and the installation of an universal platform of a wind emulator using a DC motor". International Journal of renewable energy research. Vol. 2. No. 4. 2012.
- [13] Adaptive sensorless maximum power point tracking control for PMSG wind energy conversion systems". Workshop on Control and modeling for Power Electronics (COMPEL). 2014.
- [14] J. Kaur, S. Khajuria, "Implementation of pitch control of wind turbine using Simulink (Matlab)". International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology. Vol. 1. 2012.
- [15] Emulation of a low power wind turbine with a DC motor in Matlab/Simulink. Power Electronics Specialists Conference. 2007.

- [16] A dynamic wind turbine simulator of the wind turbine generator system. International Conference on Intelligent System design and engineering application. 2012.
- [17] Z. Jin, Ma. Xiao, "Semi-definite programming for power output control in a wind energy conversion system". IEEE Transactions on sustainable energy. Vol. 5. No. 2. 2014.
- [18] Dynamic simulation of self-excited Induction Generator feeding motor load using matlab/Simulink. IEEE 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics. Computer. Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON). 2014.
- [19] A novel FACTS based on modulated power filter compensator for wind-grid energy systems. IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). 2014.
- [20] Modeling and simulation of a wind turbine-generator system. IEEE Power and Energy Society General Meeting. San Diego, CA. 2011.
- [21] Voltage/Pitch control for maximization and regulation of active/reactive powers in wind turbines with uncertainties. IEEE 49th Conference on Decision and Control (CDC). Atlanta, GA. 2010.
- [22] Control of wind turbine based on DFIG using Fuzzy-PI and sliding mode controllers. IEEE Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Monte-Carlo. 2014.
- [23] An approximate model of wind turbine control systems for wind farm power control. IEEE Power and Energy Society. San Diego, CA. 2011.
- [24] Hybrid automaton modeling and global control of wind turbine generator. Proceedings of Seventh International Conference on Machine Learning and Cybernetics. Kunming. 2008.
- [25] Emulation of static and dynamic characteristics of a wind turbine using Matlab/Simulink. Power, 2nd International Conference on Control and Embedded Systems (ICPCES). Allahabad. 2012.

- [26] Modeling of the wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration. IEEE Power Engineering Society General Meeting. Tampa, FL. 2007.
- [27] State-space averaging model of wind turbine with PMSG and its virtual inertia control. IECON 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna. 2013.
- [28] Modeling and simulation of directly driven wind turbine with permanent magnet synchronous generator. IEEE Innovative Smart Grid Technologies. Asia, Tianjin. 2012.
- [29] Study on modeling and simulation of non-grid-connected wind turbine. WNWEC World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference. Nanjing. 2009.
- [30] Control algorithms for permanent magnet generators evaluated on a wind turbine emulator test-ring. 7th IET International Conference on Power Electronics. Manchester. 2014.
- [31] Generalized average model of DC wind turbine with consideration of electromechanical transients. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE. Vienna. 2013.
- [32] A vector control of a cascaded doubly fed induction generator for a wind energy conversion system. 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD). Barcelona. 2014.
- [33] Comparison of fixed speed wind turbines models: a case study. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE. Montreal, QC. 2012.
- [34] Design and modeling of low-speed axial flux permanent magnet generator for wind based micro-generation systems. International Conference on Robotics and Emerging Allied Technologies in Engineering (iCREATE). Pakistan. 2014.

8. Autores

Ing. Viviana Reyes Andrade es ingeniera Eléctrica egresada del Instituto Tecnológico de Puebla en 2010. Actualmente está inscrita en cuarto semestre de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la sección de posgrado de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica SEPI-ESIME-IPN, Unidad Zacatenco, México.

Dr. Oscar Carranza Castillo es Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica, con especialidad en Electrónica en la ESIME del IPN, es Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica con especialidad en Instrumentación en la ESIME del IPN y obtuvo su doctorado en ingeniería electrónica en enero del 2012 en la Universidad Politécnica de Valencia. Desde 1999 es Profesor Investigador en la Escuela Superior de Cómputo de tiempo completo. Su área de especialidad es electrónica de potencia aplicada energías renovables.

Dr. Jaime José Rodríguez Rivas recibió el grado B.S. por la Universidad Central de Las Villas (UCLV), Santa Clara, Cuba, en 1980, y el M.S. y el Ph.D. en Ingeniería Eléctrica en 1987 y 1991, respectivamente en el Instituto de Ingeniería de Potencia de Moscú en Rusia. De 1980 a 1994 fue Profesor Asociado en la Universidad Central de Las Villas, UCLV, Cuba. Desde 1996 es profesor en el IPN, donde actualmente es Profesor Titular e Investigador en las áreas de Electrónica de Potencia y Control de Motores de CA.

Sistema para el control y prueba de motores síncronos con base en el procesador digital de señales TMS320

Fermín Hugo Ramírez Leyva

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Carretera a Acatlima Km. 2.5, Huajuapán de León, C.P. 69000,
Oaxaca, Teléfono: (01953) 5320399 ext. (555)
hugo@mixteco.utm.mx

Mónica Edith García García

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Carretera a Acatlima Km. 2.5, Huajuapán de León, C.P. 69000,
Oaxaca, Teléfono: (01953) 5320399 ext. (555)
mgarcia@mixteco.utm.mx

Felipe Santiago Espinosa

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Carretera a Acatlima Km. 2.5, Huajuapán de León, C.P. 69000,
Oaxaca, Teléfono: (01953) 5320399 ext. (555)
fsantiag@mixteco.utm.mx

Gerardo Cruz González

Universidad Tecnológica de la Mixteca, Carretera a Acatlima Km. 2.5, Huajuapán de León, C.P. 69000,
Oaxaca, Teléfono: (01953) 5320399 ext. (555)
gercruz@mixteco.utm.mx

Resumen

En este trabajo se explica la forma en que se integró una plataforma experimental para realizar control de velocidad y posición con un motor síncrono de imanes permanentes. Se usa una kit de desarrollo de la firma Texas Instruments con base en el controlador digital de señales TMS320F28335, el cual tiene todos los sensores de corriente, voltaje y el inversor para controlar este tipo de motores. Sin embargo no tiene capacidad de

capturar mediciones por periodos largos de tiempo, por lo que se implementó un sistema de acondicionamiento externo para el registro de los voltajes, corrientes y par de carga. Se montó un electrodinamómetro con un motor de CD para variar el par aplicado al motor y de esta manera probar al sistema ante diferentes condiciones de operación.

Palabra(s) Clave(s): control de campo orientado, controlador digital de señales, electrodinamómetro, motor síncrono de imanes permanentes.

1. Introducción

La palabra “servo” tiene su origen en la palabra Latina “Servus”, la cual significa Esclavo. La palabra Servo es usada para describir, en sistemas automatizados, un sistema de control de movimiento, donde la posición de la carga es controlada por el movimiento (rotacional o lineal) del actuador [1]. Normalmente poseen un alto rendimiento dinámico. El rango de potencia de los servomotores varía de una fracción de kW hasta 100kW. Los servomotores se utilizan en periféricos de computadoras, vehículos eléctricos, máquinas herramientas, elevadores, robots, etc. El primer sistema servo se hizo con base en motores de corriente directa (CD), pero tienen baja eficiencia. Posteriormente se utilizaron motores de Corriente alterna (CA), los que tienen una mayor eficiencia. Los motores de CA se dividen en Motores de Inducción (MI) y los Motores Síncronos de Imanes Permanentes (MSIP). Los MSIP tienen magnetos hechos de NdFeB (Neodimio Hierro-Boro) que son físicamente más pequeños y demandan una menor corriente, por lo que se puede seleccionar un inversor de menor capacidad [11].

El control de posición y velocidad de los servos de CA usan técnicas de control más sofisticadas en comparación con un motor de CD, por lo que requieren un poder de cómputo mucho mayor. Las técnicas de control más populares son el Control de Campo Orientado (FOC) y el Control Directo de Par (DTC) [2]. El primero es el que viene implementado en la mayoría de variadores de velocidad comerciales porque es más robusto que el segundo. A partir de la década de los 80's la comunidad científica ha tenido una gran actividad para desarrollar nuevos esquemas de control que apliquen

técnicas de control no lineal, control por redes neuronales o lógica difusa y también en implementar sistemas sin sensor de posición (*sensorless*), con el fin de mejorar las prestaciones de este tipo de sistemas [9,10].

Para entender cómo funcionan los servomotores el primer paso es obtener el modelo dinámico del motor, que es no lineal y simular los controladores clásicos. Una vez que se supera esta fase, el siguiente paso es probar los resultados simulados con el sistema real, para lo cual se necesita contar con una plataforma de pruebas. La cual consta del motor, inversor y electrodinamómetro. El electrodinamómetro es un motor con un controlador de par o velocidad con el que se configura el perfil de carga que se le aplica a la máquina bajo prueba. Existen varios trabajos en los que se hace este tipo de sistemas [12].

La realización del control de campo orientado necesita de un procesador que realice operaciones matemáticas muy rápidas, ya que en su implementación necesita calcular senos, cosenos y operaciones de punto flotante. A nivel de simulación y experimental se requiere tener una frecuencia de muestreo de al menos 10kS/s. Para su implementación las alternativas que hay son usar FPGA's, controladores digitales de señales (DSC), o sistemas de prototipado rápido como dSpace. La firma Texas Instruments (TI) tiene la familia de DSC C2000 que son de los más rápidos y de bajo costo que existen en el mercado, además de que proporciona sistemas y librerías que facilitan la implementación de control de motores de CA [6].

Para el control de motores se requiere de una plataforma experimental en el que estén acoplados el motor bajo estudio y un electrodinamómetro que varíe el par de carga. Además se necesita un sistema de adquisición de datos para capturar las corrientes, voltajes, posición y par de carga. Si el sistema de control es de arquitectura cerrada la adquisición tiene que realizarse en forma externa.

En este trabajo se expone la forma en que se integró un sistema para el control de velocidad del MSIP, el cual esta acoplado mecánicamente a un motor de CD que funciona como electrodinamómetro. El sistema de control probado usa la técnica de

control de Campo Orientado. Para tener una mejor explicación de la forma de simularlo y como se implementa este control consultar [3] y [4]. Se integró un sistema de medición con su acondicionamiento para medir las señales de corriente, voltaje, posición y velocidad del MSIP, así como la medición de la corriente y voltaje del electrodinamómetro. Se hizo un programa en LabVIEW con el que se monitoreo estas variables. En las siguientes secciones se explican las diferentes partes del sistema.

2. Desarrollo

Para realizar el control de motores de CA es necesario realizar un sistema como el que se muestra en figura 1. Los módulos requeridos son: Fuente de alto voltaje, Rectificador, Inversor, Sensores y Control.

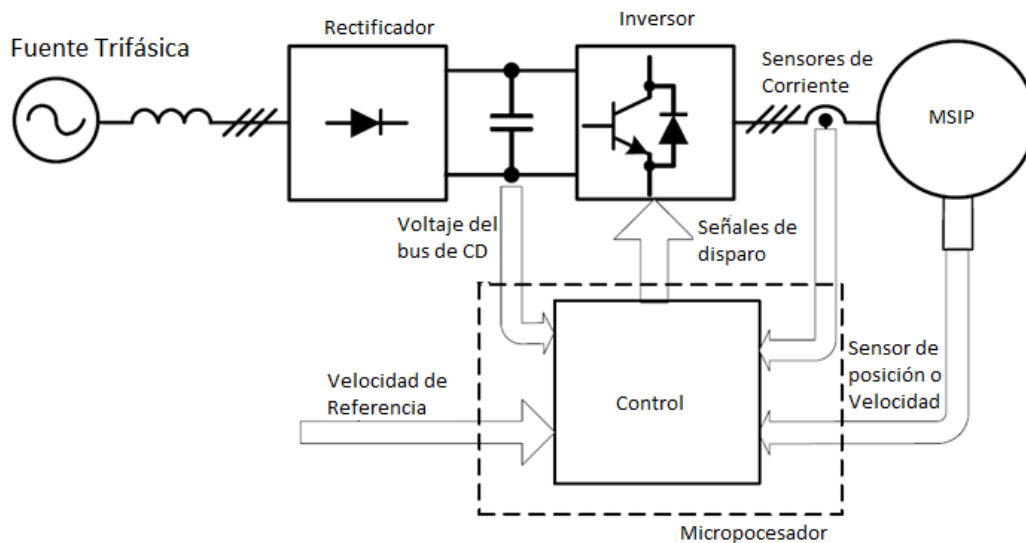


Fig. 1. Diagrama a bloques del control para un MSIP.

La fuente trifásica es la preferida en aplicaciones de alto voltaje, normalmente se usan voltajes de fase de 120Vrms o 220Vrms. También se pueden usar una fuente monofásica. En vehículos eléctricos se usa un banco de baterías para alimentar al bus de CD, por lo cual el voltaje es mucho menor.

El rectificador transforma el voltaje sinusoidal de la fuente de alto voltaje en una de corriente directa. Para un voltaje monofásico, de 120Vrms, se obtiene un voltaje de

180V de CD, y para un rectificador trifásico con voltajes de línea de 220Vrms el voltaje de salida es de 300V de CD. Normalmente está hecho con diodos rectificadores, pero existen trabajos que usan transistores para tener un mejor control del factor de potencia. Al voltaje de salida de este módulo normalmente se le conoce como bus de CD.

El inversor convierte el voltaje de CD en CA de amplitud y frecuencia variable, que es el que requiere el motor de CA. Este bloque consta de un puente de 3 ramas hecho con transistores BJT, MOSFET's o IGBT's, y su conmutación es coordinada por el módulo controlador. La mejor técnica de modulación que existe es la sinusoidal directa, o Modulación Vectorial Espacial (SVM por sus siglas en inglés), ya que es la que genera menos armónicos. Para la conmutación de cada rama se tiene un generador de tiempos muertos, el que garantiza que cada transistor se apague completamente antes de encender otro.

Se usan sensores para conocer el estado del motor. La medición de los voltajes de fase y el del bus de CD usa divisores de voltaje, para disminuirlo a un nivel seguro. Los sensores de corriente miden la que demanda el motor, pueden ser de tipo resistivos o de efecto Hall. También es necesario un Encoder o resolver para medir la posición del rotor y velocidad.

El módulo de control configura al inversor para generar el voltaje trifásico que se le aplica al motor. Independiente del dispositivo que se use debe tener un convertidor analógico digital (ADC) de alta velocidad con el que se leen los voltajes de los sensores, una interfaz para leer el Encoder o resolver, generador de tiempos muertos y salidas digitales para disparar al inversor.

Cada uno de los bloques de la figura 1 se puede realizar en forma discreta o integrada en un equipo. Para aplicaciones de baja potencia (de hasta 700W), la firma TI vende el kit de desarrollo con todos los módulos requeridos para realizar control de motores. El controlador está hecho con un DSC que se inserta directamente en el kit, lo que permite tener una solución completa para realizar control de motores de CA, *brushless* o CD. El

número de parte del kit es TMDSHVMTRPFCKIT con el DSC TMS320F28335. La figura 2 muestra el diagrama a bloques del kit, el cual consta del inversor, rectificador, controlador y sensores. Desde una computadora personal, vía el puerto USB, se carga el programa y se pueden monitorear todas las variables del sistema. La medición de corriente usa sensores resistivos que están conectadas al final de dos ramas del puente del inversor, en la figura están marcadas como $V(Ia)$ y $V(Ib)$. En la figura 3 se muestra una fotografía del kit de alto voltaje.

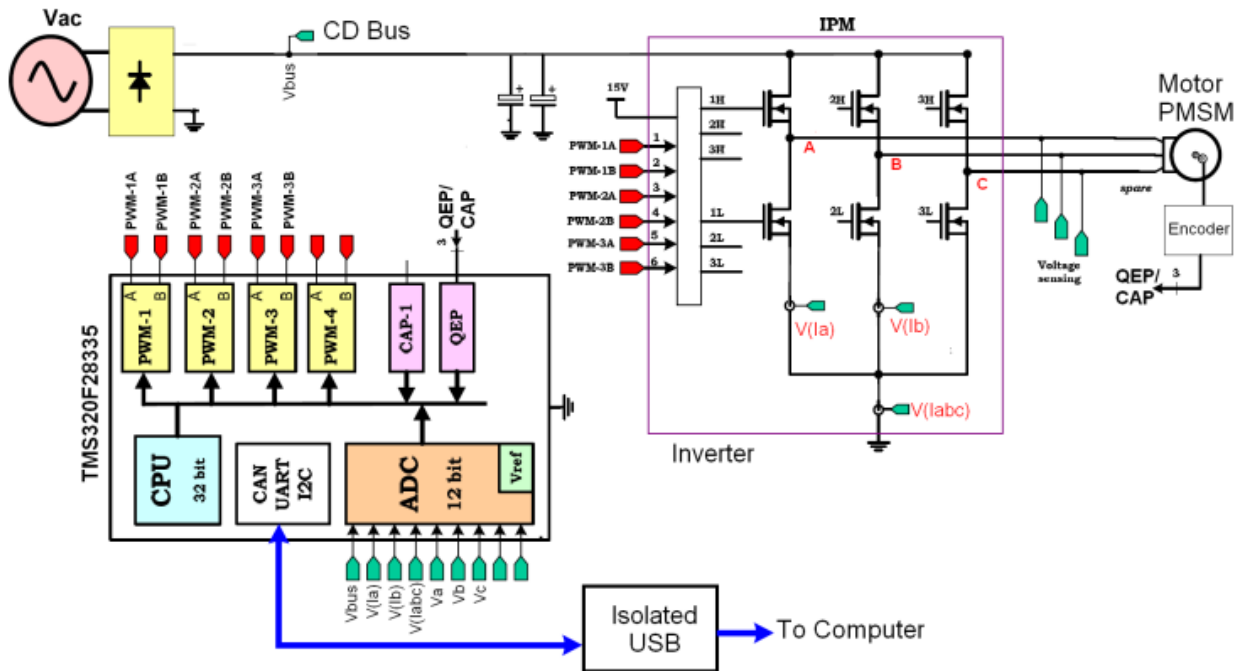


Fig. 2. Diagrama a bloques del TMDSHVMTRPFCKIT.

Se diseñó y fabricó una plataforma experimental en la que se monta el MSIP y acopla mecánicamente al motor de CD que funciona como electrodinamómetro. El diseño de la plataforma se hizo en Solid Works® y se muestra en la figura 4(a). La base fue hecha con una placa de hierro con 5mm de espesor, se sujetan ambos motores con abrazaderas tipo omega. La conexión de las flechas se hace con un copple ajustado con abrazaderas sin fin. En la figura 4(b) se muestra el diagrama explosivo con elementos de la plataforma.



Fig. 3. Fotografía del kit para control de motores TMDSHVMTRPFCKIT.

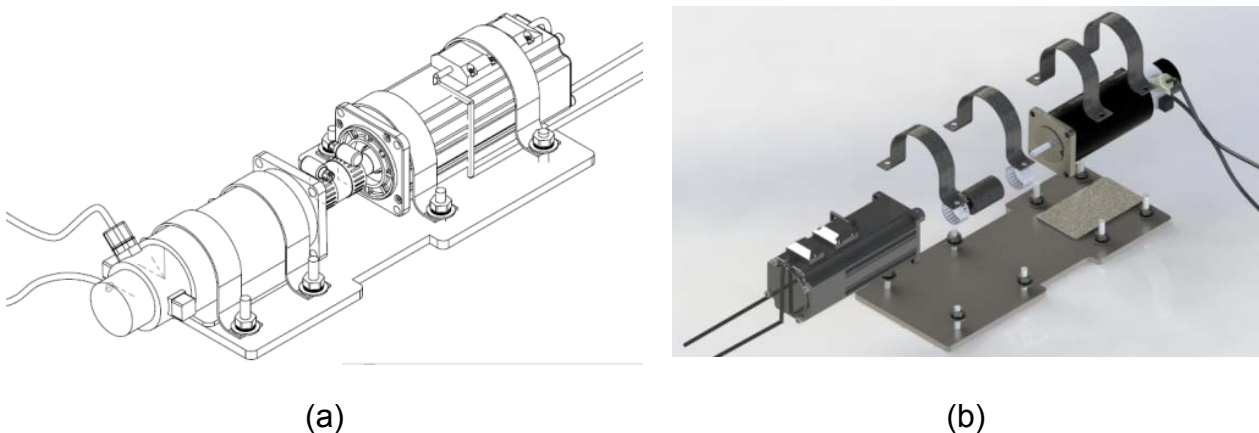


Fig. 4. (a) Vista frontal de la plataforma experimental. (b) Explosivo con los componentes de la plataforma experimental.

El MSIP usado es el EMJ-04APA22 de la firma Anaheim Automation y el de CD es el N23-53-10000 de la firma Galil's Motion Control. Las principales características del MSIP son: Par máximo de 180oz-in (1.27Nm), velocidad máxima sin carga 4,500rpm, 400W de potencia, encoder incremental integrado de 2500cpr (cuentas por revolución), imanes de NdFeB, aislamiento clase F, P=4 par de polos, magnetización del imán $\Psi_{PM}=0.09403\text{Wb}$, Resistencia de las bobinas de $R=2.35\Omega$, Inductancia

$L=6.65\text{mH}$, momento de inercia $J=0.000031\text{Nms}^2$ y coeficiente de fricción viscosa $b=0.0038\text{Ns}$ [5]. Las características del motor de CD son: Par de 53oz-in (0.374Nm), velocidad máxima de 6000rpm, corriente continua de 3.9A, Encoder de 1000cpr y salidas A, B, Index y sus complementos [8].

El motor de CD, en modo de generador, suministra potencia eléctrica a una carga de tipo resistivo. La potencia que absorbe la resistencia de carga es proporcional a la potencia mecánica (par) que experimenta el MSIP. La ecuación (1) relaciona el par mecánico generado T y es función de la corriente suministrada $i(t)$, voltaje $u(t)$ y velocidad $\omega(t)$ (cuyas unidades son N/m, A, V y rad/s respectivamente). El par variable se logra con un banco de resistencias conectadas al motor de CD, con lo que se varía la potencia mecánica demandada hacia el MSIP.

$$T = \frac{i(t)u(t)}{\omega(t)} \quad (1)$$

Con el kit de alto voltaje, la plataforma de motores y el electrodinamómetro se tiene capacidad de realizar experimentos de control de velocidad y posición con el MSIP. El algoritmo de control tiene una frecuencia de muestreo de 10kS/s. Para registrar el comportamiento dinámico y capturar las mediciones de todas las variables involucradas en el sistema, se desarrolló un sistema de adquisición de datos y acondicionamiento. Esto se hizo con una tarjeta de adquisición de datos (TAD) USB1208FS, de la firma Measurement Computing, las señales se acondicionan para ajustarlas al rango de medición de la TAD. Con un programa en LabVIEW se controla a la USB1208FS y se hizo una interfaz de usuario en el que se configura la frecuencia de muestreo por canal, el número de datos, y se presenta en forma gráfica cada una de las señales adquiridas. También permite guardar en un archivo todas las mediciones para su procesamiento posterior.

Las señales que capturar son 3 voltajes de línea (V_{ab} , V_{bc} y V_{ca}) o fase del inversor, dos corrientes de fase (I_a e I_b), la posición y velocidad del rotor, el voltaje y corriente que genera el electrodinamómetro (I_{cd} y V_{cd}). En total son nueve señales y la TAD solo puede admitir 8 voltajes en el rango de $\pm 10\text{V}$, por lo que 1 medición se debe cambiar

en forma manual. En la figura 5 se muestra el diagrama a bloques de todo el sistema, incluido el acondicionamiento. El sistema tiene aislamiento para poder interconectar 3 sistemas con tierras diferentes. Cada señal pasa por filtros pasa bajas para minimizar el ruido eléctrico y quitar componentes de alta frecuencia. En la figura 6 se muestran los diferentes componentes del diagrama a bloques de la figura 5.

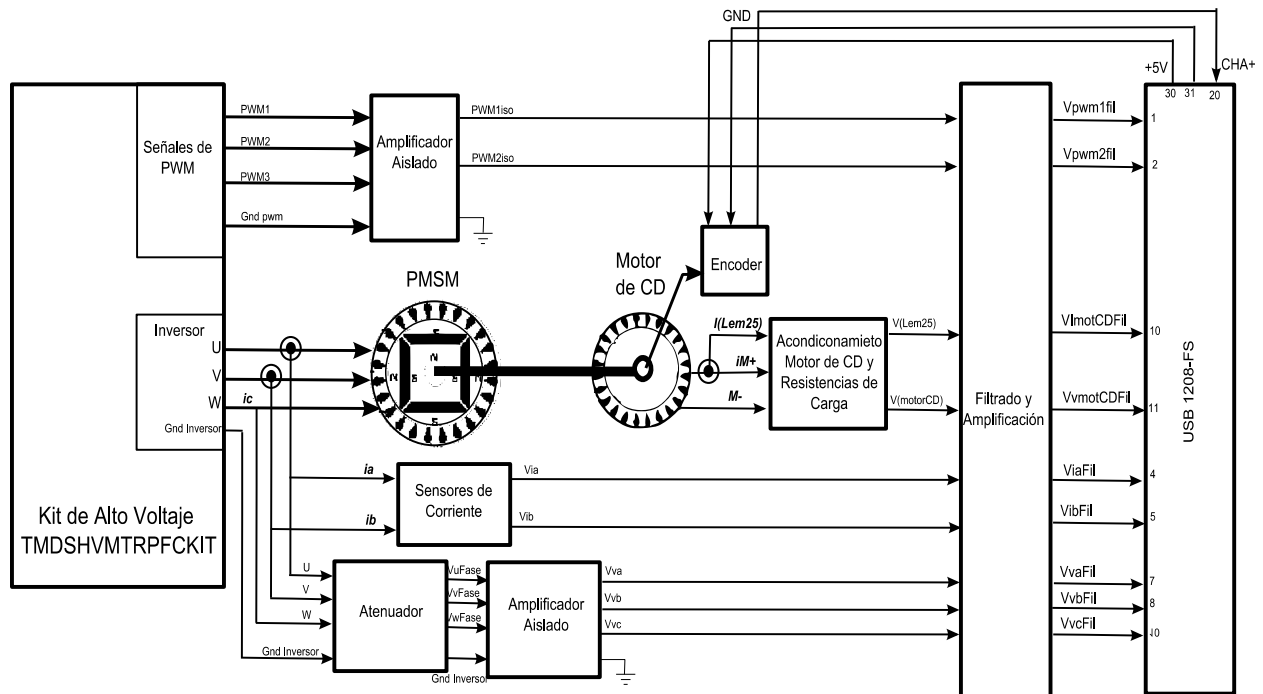


Fig. 5. Diagrama a bloques del sistema de acondicionamiento para el kit de alto voltaje.

El kit de alto voltaje tiene 2 salidas moduladas en PWM con una frecuencia de portadora de 200kHz, las que son moduladas por una variable en el rango de ± 1 . Cuando la variable vale 1, 0 o -1 el voltaje promedio de la salida es 3.3V, 1.65V y 0V respectivamente. Las salidas de PWM se configuraron con la posición y velocidad que mide el DSC. La salida de posición cambia de 0° a 360° (internamente se maneja de 0 a 1), cuando la posición toma estos valores, el voltaje es de 1.645V y 3.2V. La velocidad puede cambiar en el rango de ± 3000 rpm (internamente se maneja de +1 a -1), si la velocidad es de 3000 rpm el voltaje a la salida de PWM es de 3.3V, cuando se tiene -3000 rpm el voltaje es de 0V. El acondicionamiento para estas señales se hizo con 2

amplificadores aislados, y filtros con frecuencia de corte de 11.2kHz y 426Hz para la señal de posición y velocidad respectivamente.

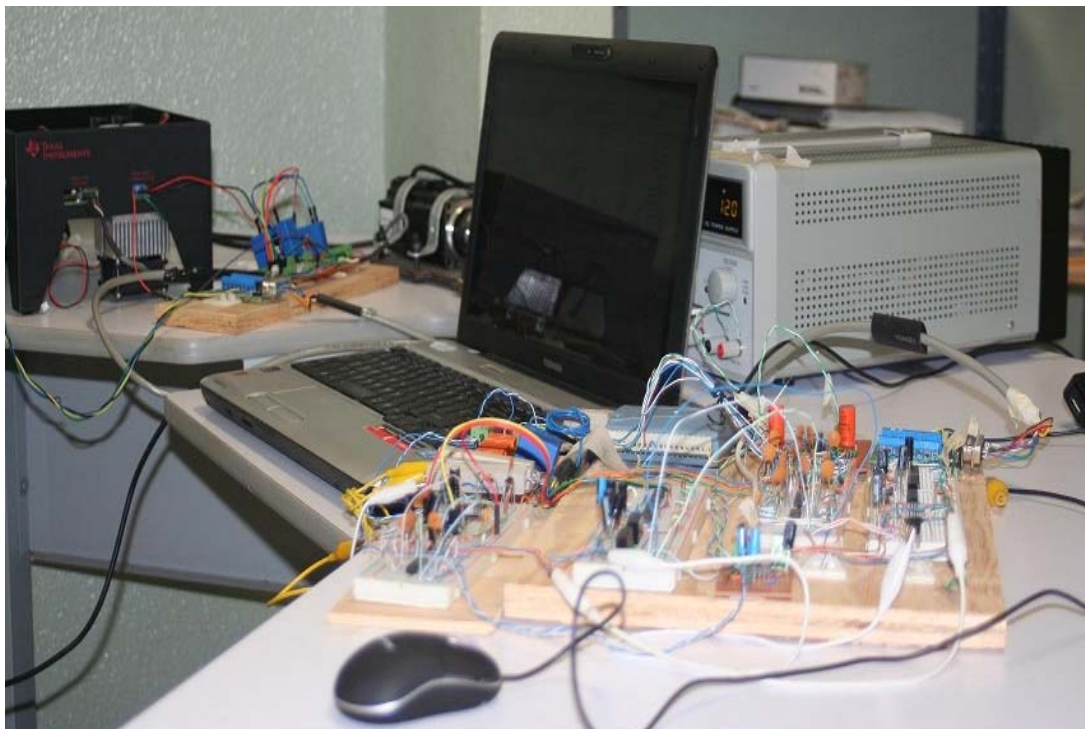


Fig. 6. Fotografía de los módulos de acondicionamiento, el kit de alto voltaje y la computadora.

El inversor trifásico cambia el voltaje de cada fase de 0V a 180V, con una frecuencia en el rango de 0Hz a 300Hz. El acondicionamiento para medir los volajes se hizo con un divisor resistivo con factor de atenuación de 100 veces, un amplificador aislados y un filtro pasa bajas con frecuencia de corte 426Hz (ya que la máxima frecuencia de entrada es de 300Hz). Al final se tiene una señal sinusoidal con offset constante, que se remueve con procesamiento digital.

La corriente de fase se mide con sensores de corriente de efecto Hall de la firma LEM. La corriente máxima a medir es de 10 A, por lo que se ajustaron para disminuir su sensibilidad y capacidad máxima. Este tipo de sensores tienen aislamiento intrínseco, por lo que su acondicionamiento es un filtro pasa bajas con ancho de banda de 426Hz.

Se caracterizó al motor de CD en modo de generador, por lo cual se caracterizó para tener el voltaje vs la velocidad de rotación de la flecha. A 1800rpm genera un voltaje de 20V, el cual es mucho mayor al que permite la TAD. El acondicionamiento para su medición es atenuación, aislamiento y filtrado. Con un sensor de efecto Hall se mide la corriente por lo cual el acondicionamiento solo tiene filtrado.

El programa para controlar al MSIP se programó en el DSC que tiene integrado el kit de alto voltaje. Las operaciones que realiza son: Leer la velocidad deseada, medir la posición del rotor y las corrientes de fase, ejecutar el algoritmo FOC, determinar el voltaje de control que requiere el motor y configurar al inversor para que lo produzca y el proceso se reinicia. El tiempo de ejecución del programa es de 0.1ms, lo que resulta en una frecuencia de muestreo de 10kS/s. En [4] se explica cómo se implementó el controlador con más detalle.

Texas Instruments proporciona el ambiente de desarrollo Code Composer Studio para la programación de sus dispositivos y en particular del DSC TMS320F28235. Los programas se codifican en C, se compilan y descargan al dispositivo (Target). TI proporciona un proyecto de muestra con la implementación del control de campo orientado, lo que permite identificar y aprender a usar cada uno de los módulos de software que se usan para su realización. En la nota de aplicación [6] se muestran los pasos para comprobar el funcionamiento del FOC con el MSIP, así como la forma de configurar cada uno de los bloques, en forma incremental. El programa consta de 5 niveles incrementales (del 1 al 5). Todos los módulos vienen en la librería de control de motores y se le denominan MACRO [7]. En la figura 7 se muestra una representación gráfica de la forma en que implementa con software los diferentes controladores del programa hecho con el CCS.

3. Resultados

La prueba del MSIP se hizo con una velocidad deseada de ± 600 rpm que cambia cada 2.5s. El par de carga se variable se genera con 3 resistencia en paralelo de 10Ω (resistencia equivalente de 3.3Ω) y el algoritmo de control tiene un tiempo de muestreo

de 0.1ms. La adquisición de las mediciones se hizo con una frecuencia de muestreo por canal de 2kS/s durante 30s, y se capturaron 8 canales que da un total de 450kS.

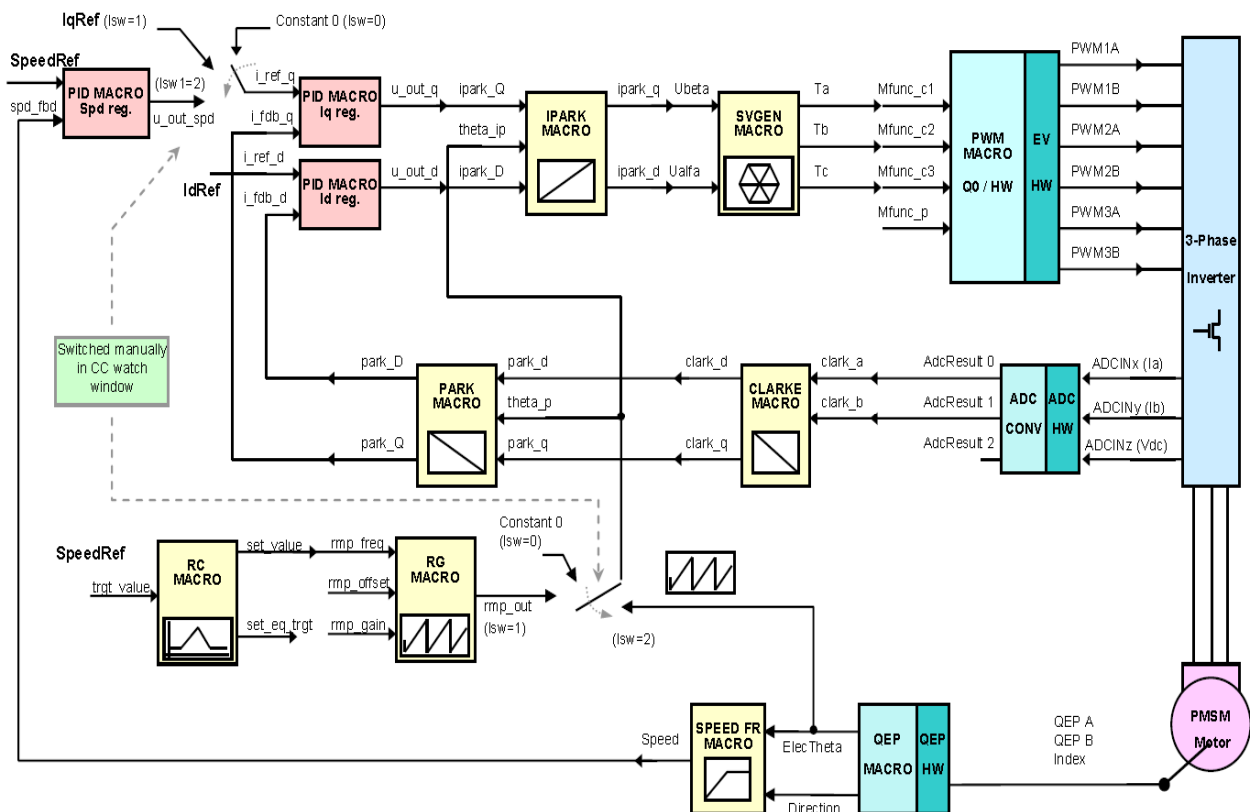
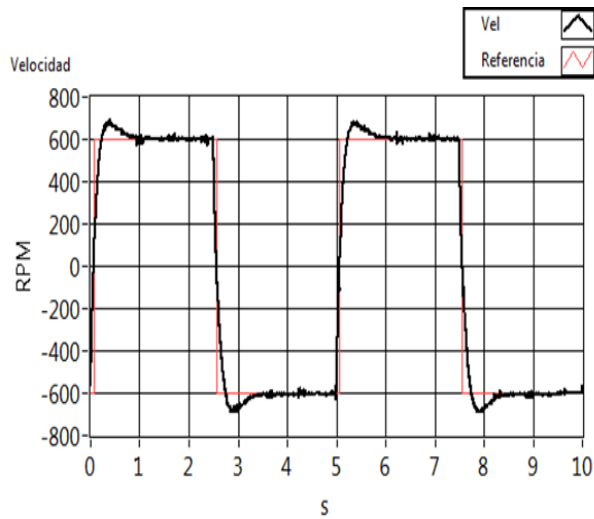


Fig. 7. Diagrama incremental de los módulos para el control FOC en CCS.

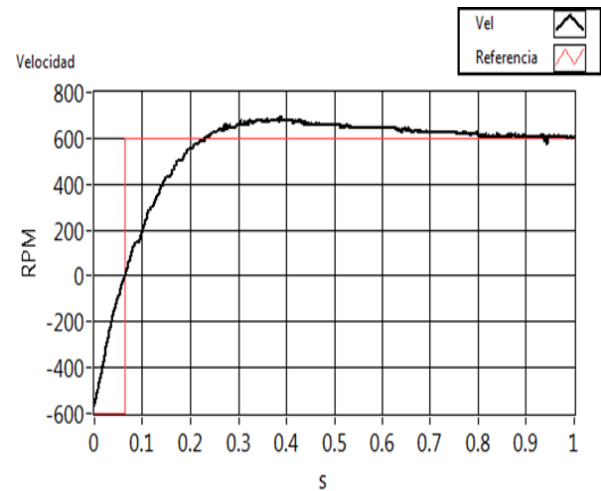
La figura 8(a) muestra la velocidad deseada y la medida y en la figura 8(b) se muestra un zoom en el rango de 0s a 1s para registrar el cambio de velocidad de -600rpm a 600rpm. Cuando la velocidad cambia de negativa a positiva se tiene un sobre tiro de 16.7%, con un tiempo de establecimiento de 0.8s, cuando la velocidad cambia de positiva a negativa, el sobre tiro es de 15.8% con tiempo de establecimiento de 0.8s. Una vez que se estabiliza el error es prácticamente cero.

En la figura 9(a) se muestra la respuesta de la corriente en el rango de 0s a 10 s. Como se puede ver se mantiene estable en el rango de +0.24A. En la figura 9(b) se hace un zoom en la transición de velocidad negativa a positiva (en 2.5s), como se observa se mantienen las mismas condiciones con la diferencia de que la corriente I_a va retrasada

con respecto a I_b , a diferencia de cuando la velocidad es positiva. En estado estable la frecuencia es de 40Hz y la corriente eficaz de 170 mArms. En el transitorio las señales dejan de ser sinusoidales y una vez que pasa se mantienen estables.

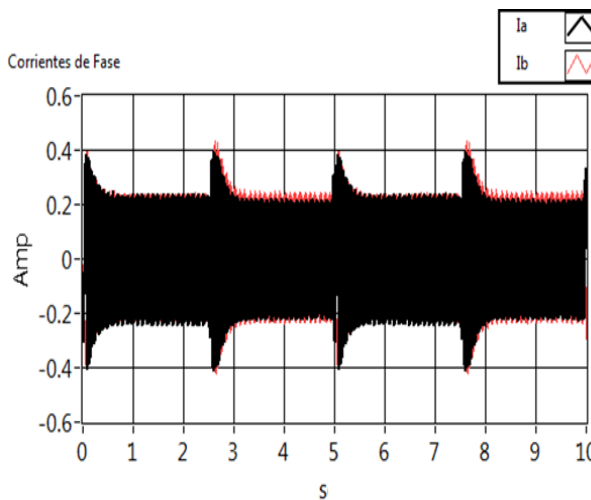


(a)

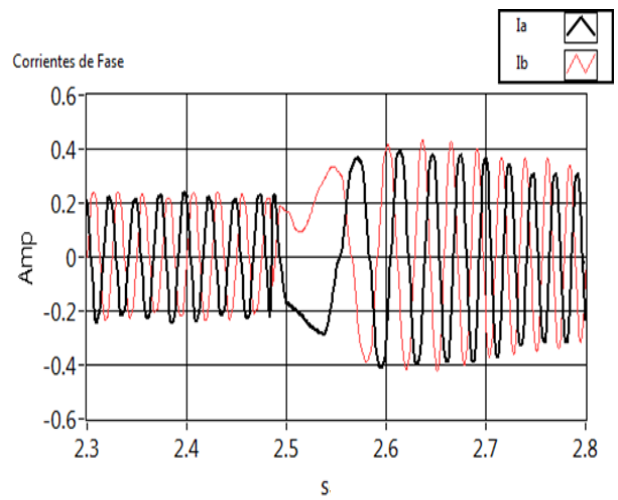


(b)

Fig. 8. (a) Respuesta de la velocidad del MSIP con par de carga. (b) Acercamiento de la respuesta de velocidad con par de carga.



(a)



(b)

Fig. 9. (a) Gráfica de la corriente de la fase a y b. (b) Gráfica de la corrientes de fase a y b en el rango de 0.2 a 0.3s.

En la figura 10(a) se muestra la gráfica de los voltajes de fase en el rango de 0s a 10 s. Como se puede ver tienen un comportamiento estable, cada 2.5s ocurren los cambios de velocidad. En la figura 10(b) se muestra un acercamiento en la zona donde ocurre el transitorio, en condiciones estables la frecuencia del voltaje es de 40Hz con un voltaje eficaz de 23Vrms.

En la figura 11(a) se muestra la respuesta del voltaje generado por el motor de CD y en la 11(b) la corriente con una resistencia de carga de 3.3Ω . Si la velocidad es positiva genera un voltaje promedio de $-3.3V$, y $+3.0V$ cuando la velocidad es positiva. De la gráfica de la corriente se ve que su magnitudes son de $0.9A$ y $-0.85A$. Como estos valores y aplicando la ecuación (1) el par de carga de $-0.05Nm$ cuando la velocidad es negativa y $0.04Nm$ cuando la velocidad es positiva.

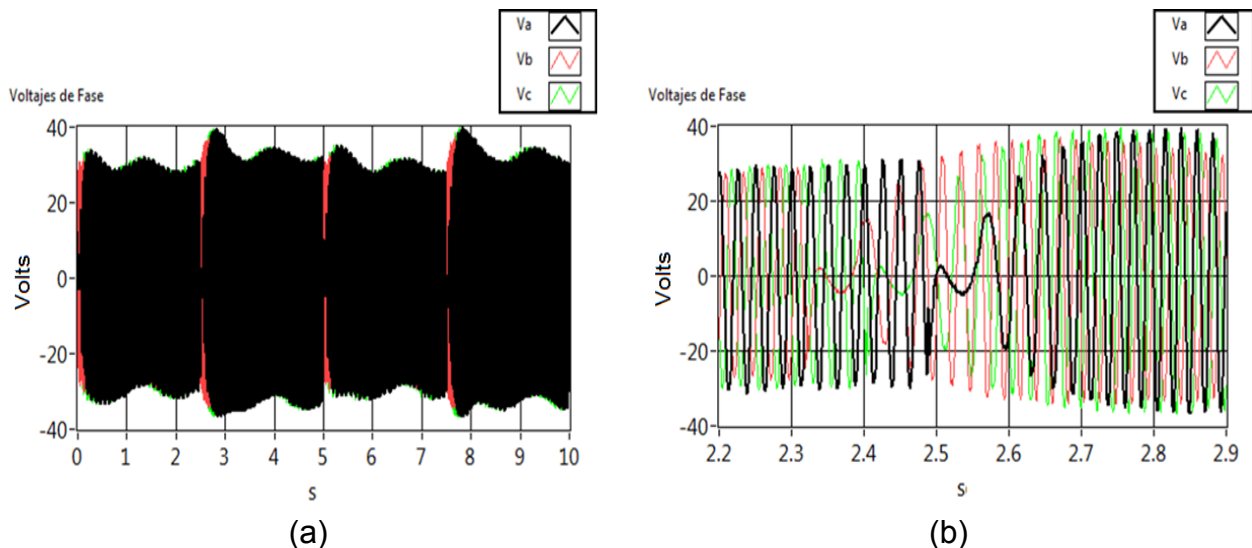


Fig. 10. (a) Voltajes de fase aplicados al motor. (b) Acercamiento de la gráfica de los voltajes.

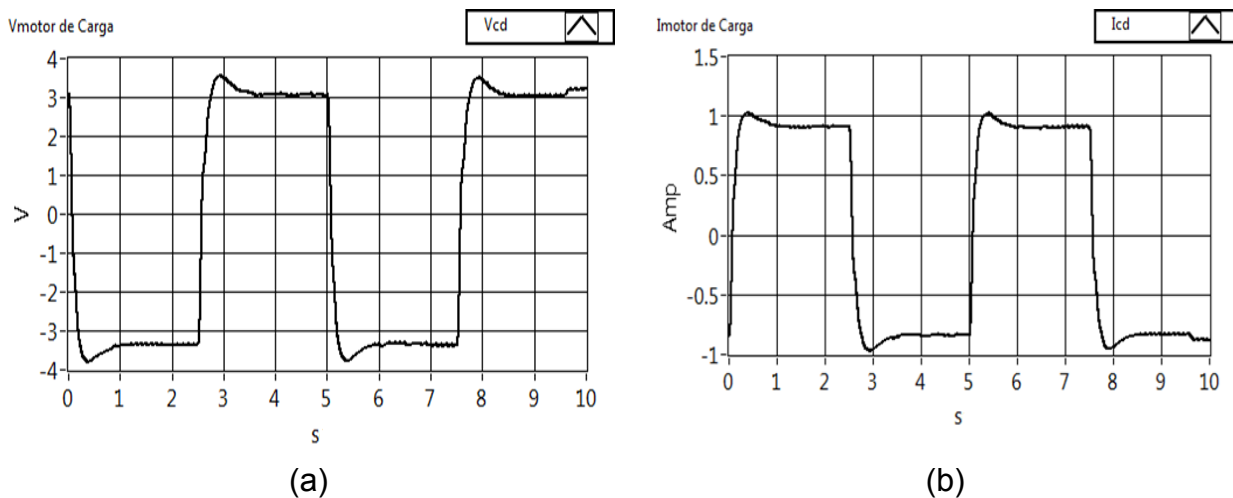


Fig. 11. (a) Voltaje medido en el motor de CD como generador con par de carga. (b) Corriente generada por el motor de CD.

4. Conclusiones

En este trabajo se describió como se probó el MSIP usando el kit de desarrollo de la firma Texas Instruments ejecutando el algoritmo de control de campo orientado. El uso de esta tipo de plataformas permite experimentar, en forma rápida y bajo costo, el control de motores, permitiendo pasar de la fase de simulación a la implementación física del control, disminuyendo el tiempo de desarrollo. A nivel de software el mismo fabricante proporciona ejemplos que permiten implementar el control de campo orientado y también librerías especializadas para el área de control de motores.

Para obtener la respuesta del sistema se hizo un sistema de acondicionamiento con el que capturan las corrientes y voltajes aplicados al motor, y desde una interfaz gráfica en LabVIEW se controlan estas acciones. Con este sistema se tiene la capacidad de caracterizar la respuesta de las variables que intervienen en el funcionamiento del motor síncrono de imanes permanentes.

A futuro se pretende probar estrategias de control con base en sistemas de control no lineal, así como también colaborar con expertos en otras áreas como son de control inteligente, para probar técnicas de control basadas en redes neuronales y lógica

difusa. También se pretende usarlo en el desarrollo de aplicaciones de robótica y otras áreas en donde se necesita un control preciso de la velocidad y posición.

5. Referencias

- [1] JussiPuranen. "Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor In Motion Control Applications: A Comparative Study". Thesis Doctoral. 2006.
- [2] Dariusz Świerczyński, M. Sc., "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive". Ph. D. Thesis. Warsaw University of Technology. Warsaw, Poland. 2005.
- [3] F. H. Ramírez-Leyva, "Simulación en SIMNON del Control Directo de Par de un Motor de Imanes Permanentes". VII semana Nacional de Ingeniería en Electrónica SENIE. 2011.
- [4] F. H. Ramírez-Leyva, "Implementación del control de campo orientado de un motor de imanes permanentes con base en un controlador digital de señales". Sexto Coloquio Interdisciplinario de Doctorado – Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla. 2013.
- [5] Anaheim Automation. "EMJ-04 Series Servo Motor". <https://www.anaheimautomation.com/manuals/servo/L010976%20-%20EMJ-04%20Servo%20Motor.pdf>. Recuperado el 15 de mayo de 2014.
- [6] Bial Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors. Texas Instruments. Version 1.1 – Feb 2010.
- [7] Digital Motor Control, Software Library. Texas Instruments. Nota de aplicación SPRU485A. 2003.
- [8] Brushless Servo Motor, BLM-N23-50-1000. http://www.galilmc.com/catalog/blm_n23.pdf. Fecha de consulta 5 de Octubre de 2013

- [9] F. H. Ramirez-Leyva, E. Peralta-Sánchez, J .J. Vásquez-Sanjuan, F. Trujillo-Romero, "Passivity-Based Speed Control for Permanent Magnet Motors, *Procedia Technology*". Vol.1. 2013. 215-222 pp.
- [10] F. H. Ramirez-Leyva, F. Trujillo-Romero, S. O. Caballero-Morales, E. Peralta-Sanchez, "Direct Torque Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with Neural Networks". *CONIELECOMP*. 2014.
- [11] Dariusz Świerczyński, "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive". Ph. D. Thesis. Warsaw University of Technology. Warsaw, Poland. 2005.
- [12] Carlos Alberto Espinoza Arredondo, "Electrodinamómetro Experimental para Emular Cargas no Lineales en el Laboratorio". Tesis de maestría. Instituto Politécnico Nacional. 2011.

6. Autores

Fermín Hugo Ramírez Leyva obtuvo el doctorado en Ingeniería Mecatrónica en la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla, la maestría en electrónica por el Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica. Actualmente es profesor investigador, adscrito al Instituto de Electrónica y Mecatrónica de la Universidad Tecnológica de la Mixteca desde 1999.

Mónica Edith García García. Tiene maestría en Redes de Computadoras. Es profesora-investigadora de la Universidad Tecnológica de la Mixteca, impartiendo cursos de redes de computadoras y programación. Actualmente es responsable del cuerpo académico de Redes y Sistemas Distribuidos (CAEC-RESDI). También ha participado en proyectos de gestión PIFI (PROFOCIE). Sus áreas de interés son seguridad computacional y educación a distancia.

Felipe Santiago Espinosa es Maestro en Ciencias con especialidad en Electrónica por parte del INAOE, incorporado al IEM de la Universidad Tecnológica de la Mixteca, en donde es Profesor-Investigador desde 1998. Actualmente está cursando el Doctorado en Robótica en la misma institución. En el año de 2012 publicó su libro titulado "Los Microcontroladores AVR de ATMEL".

Gerardo Cruz González. Tiene maestría en ciencias con especialidad en Ingeniería en Sistemas Computacionales. Es profesor-investigador de tiempo completo de la Universidad Tecnológica de la Mixteca (UTM). Ha impartiendo los cursos de base de datos, programación orientada a objetos, programación estructurada, sistemas

operativos e ingeniería de software. Actualmente es integrante del cuerpo académico de Redes y Sistemas Distribuidos (CAEC-RESDI). Sus líneas de investigación son desarrollo de arquitecturas y aplicaciones colaborativas y educación a distancia. También ha participado en la gestión académica como jefe de la carrera de Ingeniería en Computación y como secretario de la División de Estudios de Posgrado en la UTM.

Medida experimental y modelado matemático de módulos fotovoltaicos

Raúl Castillo Meraz

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
Av. Karakorum 1470 lomas 4a, C.P. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México
raulcastillom1@hotmail.com

Roberto Carlos Martínez Montejano

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
Av. Karakorum 1470 lomas 4a, C.P. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México
rc.montejano@gmail.com

Isaac Campos Cantón

Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Facultad de Ciencias, Álvaro Obregón 64, Col. Centro,
C.P. 7800, San Luis Potosí, S.L.P., México
icampos@fc.uaslp.mx

Misael Francisco Martínez Montejano

Departamento de Investigación y Desarrollo, Alstom Power inc. Birr, Suiza
misaelmco.martinez@gmail.com

Resumen

En la actualidad, las celdas solares fotovoltaicas de silicio se han convertido en un medio muy utilizado para la generación de energía eléctrica. Uno de los problemas principales de estos elementos es la baja eficiencia de conversión energética y la elevada inversión inicial que se requieren para la puesta en marcha de un sistema de generación fotovoltaica. Por esta razón, es necesario realizar una estimación previa de la energía que se obtendrá a partir de los paneles en una determinada zona geográfica antes de su implementación y así apreciar la relación costo-beneficio para tomar la decisión adecuada. El presente trabajo se enfoca en la medida experimental de un módulo fotovoltaico de prueba en San Luis Potosí, con objeto de analizar y comparar el

comportamiento de los diferentes modelos existentes en la literatura para las celdas solares fotovoltaicas.

Palabra(s) Clave(s): celda fotovoltaica, eficiencia, irradiancia, modelado, potencia eléctrica.

1. Introducción

La demanda energética mundial ha ido en crecimiento acelerado en los últimos años provocando que el uso de fuentes alternativas de energía haya aumentado en las últimas décadas. La demanda energética en 2005 fue de 15 Peta-Watt por hora y la mayor parte de esta energía provino del petróleo y sus derivados [1].

En este contexto es importante remarcar que el petróleo, carbón y derivados son las fuentes de energía más utilizadas debido a su bajo costo de producción y su abundancia en el planeta Tierra. Sin embargo, estas fuentes de energía son excesivamente contaminantes y tienen un alto impacto en el calentamiento global; por este motivo, los gobiernos han impulsado políticas para disminuir su uso y dar paso a la utilización de fuentes de energías renovables que sean más amigables con el medio ambiente.

En la figura 1 se puede visualizar la evolución de los diferentes tipos de energía a nivel mundial desde 2005 hasta el 2035. Es notable el hecho de que las energías renovables podrían posicionarse como la segunda fuente de energía solo por debajo del carbón del cual aún quedan vastas reservas a nivel mundial [1].

La posición geográfica de México es privilegiada respecto a radiación solar al encontrarse en el hemisferio norte entre los 32° 43' y 14° 32' de Latitud Norte y entre los 118° 22' y 86° 42' de Longitud Oeste. Debido a su ubicación, México recibe un promedio de entre 4 y 6 KWh/m² de irradiancia global horizontal al día [2].

Particularmente, la región centro de México recibe un promedio de 5.5 kWh/m² al día encontrándose entre las regiones de mayor incidencia de radiación solar. El estado de San Luís Potosí se ubica en esta región y se localiza exactamente en la línea del

Trópico de Cáncer entre los 24° 10' y 21° 100' de Latitud Norte y entre los 98° 20' y 102° 18' de Longitud Oeste. Además de su posición geográfica, San Luís Potosí reporta una temperatura promedio de 32 °C al año haciendo de este estado, una buena opción para el desarrollo e investigación de tecnologías basadas en energía solar.

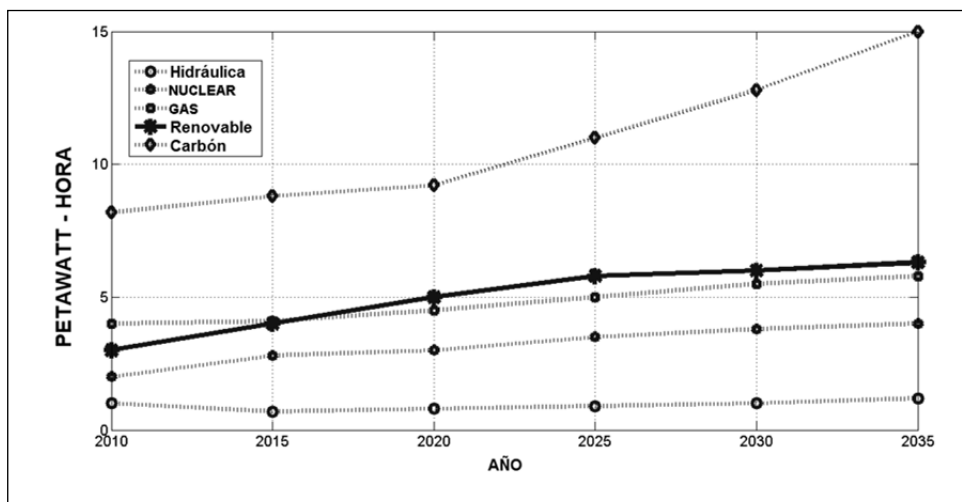


Fig. 1. Evolución mundial de las fuentes de energía al 2035 [1].

En este trabajo se describe la caracterización y simulación numérica de un módulo fotovoltaico de baja potencia bajo las condiciones presentadas en la ciudad de San Luís Potosí, San Luís Potosí durante el verano de 2013. Se realizaron mediciones experimentales del voltaje, corriente y potencia eléctrica entregada por el módulo fotovoltaico y posteriormente se hizo un comparativo entre los modelos utilizados para simulación numérica existentes en la literatura así como la comparativa del nuevo modelo dinámico propuesto en este documento. Posteriormente se hizo una estimación de cuanta potencia eléctrica nos entregaría el panel en otras ciudades como Ciudad Valles y Matehuala bajo las condiciones de temperatura e irradiancia propias de cada una de estas regiones.

A continuación se presenta un resumen de lo que se tratará a lo largo de cada una de las secciones de este trabajo. En la sección uno se presenta una introducción sobre el panorama energético a nivel mundial. En la sección dos se describen tres modelos clásicos de celda fotovoltaica basados en un único diodo. En la sección tres se

presentan los resultados de las mediciones experimentales realizadas con el panel de prueba en la ciudad de San Luís Potosí, San Luís Potosí en el Verano de 2013. En la sección cuatro se muestran los resultados de las simulaciones numéricas llevadas a cabo en MATLAB®/SIMULINK® para cada uno de los modelos clásicos mediante la herramienta de simulación propuesta en este trabajo así como la comparación del comportamiento de los modelos respecto a potencia eléctrica generada y la predicción de este último parámetro en otras ciudades. Por último, en la sección cinco se presenta una breve discusión y un conjunto de conclusiones sobre el presente trabajo.

2. Modelado clásico de celdas solares fotovoltaicas

En esta sección se analizarán los 3 modelos clásicos existentes en la literatura para el estudio de las celdas solares fotovoltaicas [5], [6] y [7].

En la figura 2 se presenta el modelo más sencillo para representar una celda solar fotovoltaica que consta de una fuente de corriente dependiente de la luz solar y un diodo de silicio en paralelo. Este modelo se conoce como “modelo ideal” dado que no toma en cuenta las pérdidas por fugas de corriente a tierra y contactos óhmicos del material.

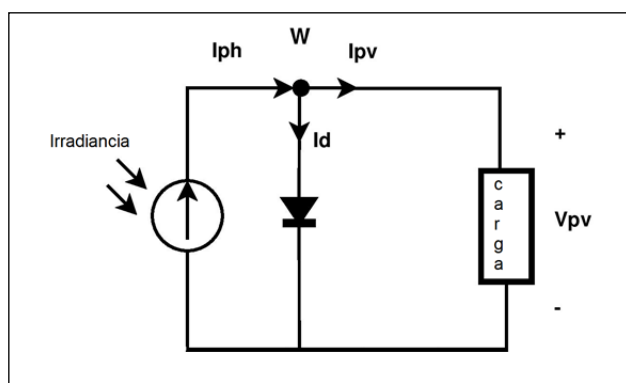


Fig. 2. Modelo ideal de una celda solar sin pérdidas.

La ecuación característica para este modelo puede obtenerse a partir de la aplicación de la Ley de Corrientes de Kirchhoff en el nodo W del circuito de la figura 2.

$$I_{pv} = I_{cell} = I_{PH} - I_D \quad (1)$$

Dónde:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{qV_{pv}}{AKT_{cell}}} - 1 \right) \quad (2)$$

I_D = Corriente en el diodo (A)

I_S = Corriente de saturación inversa en el diodo (A)

$V_{PV} = V_{CELL}$ = Voltaje fotovoltaico (V)

q = Carga del electrón (1.602×10^{-19} Coulomb)

A = Factor de idealización del diodo (silicio ≈ 1.2)

K = Constante de Boltzmann (1.381×10^{-23} J/°K)

T_{cell} = Temperatura del panel (°K)

$$I_{ph} = I_{SC} \frac{G}{G_{ref}} \left(1 + \alpha_{SC} (T_{CELL} - T_{REF}) \right) \quad (3)$$

I_{ph} = Corriente eléctrica-fotónica(A)

I_{SC} = Corriente en corto-circuito (A)

G = Irradiancia incidente en el panel (W/m²)

G_{ref} = Irradiancia de referencia (1000 W/m²)

α_{SC} = Coeficiente térmico de corriente (°K⁻¹)

T_{cell} = Temperatura del panel (°K)

T_{ref} = Temperatura de referencia (25°C = 298 °K)

Con el objetivo de realizar el análisis del circuito de la figura 2, se conectó una carga a la celda solar la cual típicamente es de tipo resistivo en la literatura [5], [8], [9], [10]. En

este trabajo se considera una carga de tipo capacitivo la cual almacenará energía eléctrica en forma de voltaje para ser utilizada en otro momento.

Si se considera un capacitor inicialmente descargado se obtiene la siguiente ecuación a la salida de la celda:

$$V_{PV} = V_C = \frac{1}{C} \int I_{PV} dt \quad (4)$$

Reemplazando este término en la ecuación 2 queda:

$$I_D = I_S \left[e^{\frac{q}{A K T_{CELL}} \int I_{PV} dt} - 1 \right] \quad (5)$$

Este análisis representaría el modelo matemático para una sola celda solar de silicio. Conviene recordar que al conectar las celdas en serie se obtiene una suma del voltaje de cada una de ellas y la corriente es la misma en cada celda. Generalmente los módulos fotovoltaicos tienen 36 o 72 celdas solares en serie. Para nuestro análisis basta realizar el modelado para una sola celda y después multiplicar el resultado por el número de celdas en serie que tenga el módulo fotovoltaico.

El modelo ideal representa una aproximación aceptable para describir el comportamiento eléctrico de una celda solar; sin embargo no toma en cuenta las pérdidas de potencia que suele haber en los paneles debido a corrientes parásitas de fuga a tierra así como pérdidas debido a los contactos óhmicos del material. Para modelar estas pérdidas de energía eléctrica [4] se colocan resistencias en serie y en paralelo como se muestra en la figura 3.

La figura 3 a) representa el modelo eléctrico de celda solar con una resistencia en serie (R_s) la cual simbolizaría una pérdida de potencia eléctrica debido a los contactos óhmicos del silicio. Esta resistencia típicamente toma valores pequeños [4].

La figura 3 b) representa el modelo eléctrico de celda solar con doble pérdida (R_s y R_{sh}). La resistencia en paralelo R_{sh} modela las pérdidas debido a corrientes parásitas por fuga a tierra. Típicamente esta resistencia toma valores de $k\Omega$ y por lo general se cumple que $R_{sh} \gg R_s$ [4].

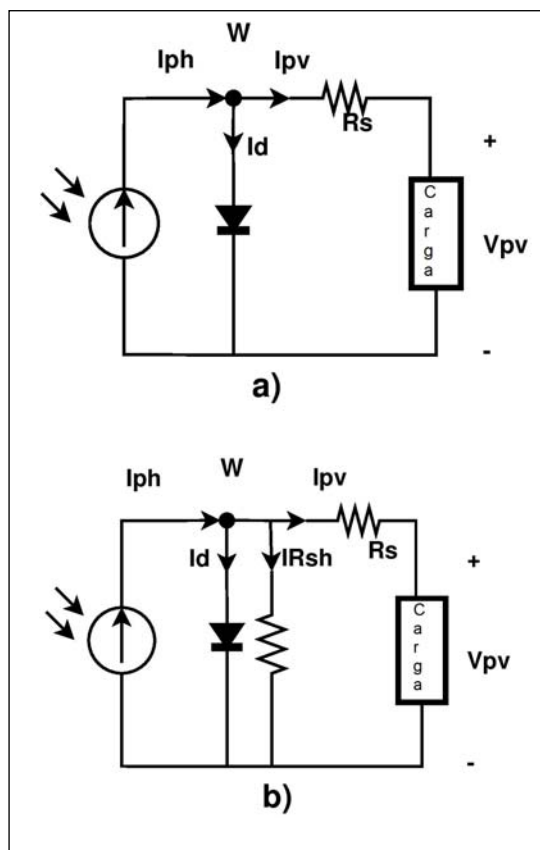


Fig. 3. a) Modelo de una Resistencia; b) Modelo de doble resistencia.

Este último modelo es el más utilizado en la literatura científica y tecnológica dado que toma en cuenta las pérdidas de potencia eléctrica que se presentan al momento de caracterizar un módulo fotovoltaico. De hecho este modelo de doble pérdida se conoce

como “modelo del fabricante” dado que es el que utilizan los fabricantes de celdas solares para caracterizar, probar y desarrollar los módulos fotovoltaicos de silicio.

Considere el modelo de una sola resistencia (1-R); aplicando la Ley de Corrientes de Kirchhoff al nodo W y la ley de voltajes a la malla de salida se puede obtener el siguiente modelo:

$$I_{PV} = I_{PH} - I_S \exp\left(\frac{q(V_{PV} + I_{PV}R_S)}{AKT_{CELL}}\right) - \frac{1}{R_{SH}} (6)$$

Por otro lado, considerando el circuito de doble resistencia y aplicando la Ley de Corrientes de Kirchhoff en el nodo W se obtiene:

$$I_{pv} = I_{cell} = I_{PH} - I_D - I_{RSH} \quad (7)$$

Dónde:

$$I_{RSH} = \frac{V_{PV} + R_S I_{PV}}{R_{SH}} \quad (8)$$

Finalmente, el modelo de doble resistencia puede ser descrito como:

$$I_{PV} = I_{PH} - I_S \exp\left(\frac{q\left(\frac{1}{C} \frac{dI_{PV}}{dt} + I_{PV}R_S\right)}{AKT_{CELL}}\right) - \frac{1}{R_{SH}} \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{C} I_{PV} + R_S I_{PV} \right) \quad (9)$$

Como se puede observar, todos los modelos aquí descritos tienen una forma de ecuación implícita.

$$I_{CELL} = I_{PV} = f(I_{PH}, I_{PV}) = f(G, T_{CELL}, I_{PV}) \quad (10)$$

Este tipo de ecuaciones pueden ser resueltas analíticamente por métodos numéricos iterativos como el de Newton-Raphson [4].

Cada celda solar puede ser representada como un bloque de 3 entradas y 3 salidas como se muestra enseguida (Figura 4):

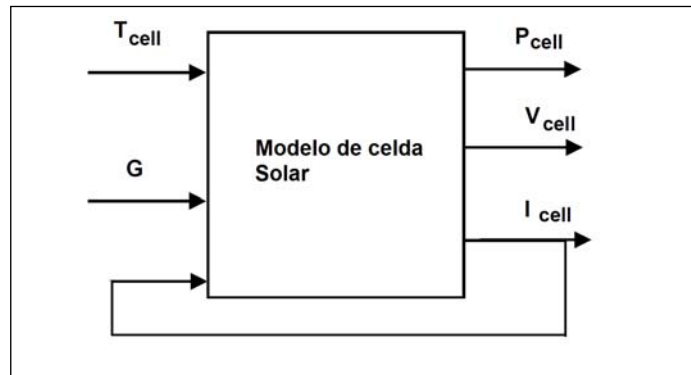


Fig. 4. Modelo de una celda solar como bloque.

En este trabajo se consideran las ecuaciones que describen el modelo natural del sistema y basados en el software SIMULINK para resolverlas numéricamente con el objetivo de simular el comportamiento del panel bajo diversas condiciones de irradiancia y temperatura.

Otro problema que surge al momento de modelar y simular las celdas solares es el cálculo de los valores de R_s y R_{sh} . Se han desarrollado numerosos métodos para calcular de manera teórica estos valores [4], [6], [11], [12]; sin embargo algunos involucran un proceso complejo y demasiados cálculos para la obtención de estos valores. Otros autores [4] señalan que estos valores de resistencia no son fijos, son variables a lo largo del día en el que el módulo fotovoltaico se ve expuesto a diferentes irradiancias y temperaturas. Incluso en algunas referencias de la literatura mencionada se define R_s como un valor dinámico dado por una derivada negativa [4].

En este trabajo se fundamenta en los valores característicos del módulo fotovoltaico de prueba para la obtención de valores típicos de voltaje y corriente para, posteriormente, hacer una curva de ajuste de datos y obtener una función que se aproxime al comportamiento de R_s y R_{sh} en función de la irradiancia. Esto se explica en la siguiente sección.

3. Caracterización del panel de prueba

En el presente trabajo se considera un módulo fotovoltaico de 10 Watts de silicio policristalino de la marca MULTICOMP como panel de prueba. Los datos técnicos del panel se muestran en la tabla 1.

Parámetro	Valor
Fabricante	MULTICOMP
Tipo	Policristalino
Numero de celdas	36
Potencia en MPP (P_{MPP})	10 Watts
Voltaje en MPP (V_{MPP})	17.2 Volts
Corriente en MPP (I_{MPP})	0.57 Ampere
VOC	21 Volts
ISC	0.65 Ampere
α_{SC}	0.39 mA/°K
β_{OC}	-75.6mV/°K

Tabla 1. Valores característicos del panel de prueba.

Los valores de la tabla 1 fueron obtenidos por el fabricante en condiciones estándar: Temperatura = 25°C, Coeficiente Másico de Aire (A.M.) = 1.5 e Irradiancia a 1000W/m².

Para la obtención de datos se utilizó una tarjeta de adquisición DAQ6009 y el software LABVIEW 2012 de National Instruments.

Dado que el panel suele entregar corrientes eléctricas elevadas que sobrepasan el límite de los valores permitidos por la tarjeta de adquisición, se utilizó un circuito acondicionador de señal conocido como “Convertidor Corriente-Voltaje” el cual se muestra en la figura 5.

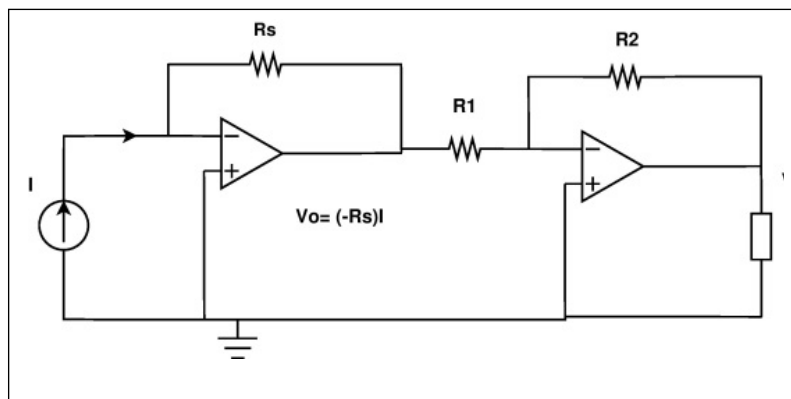


Fig. 5. Circuito convertidor Corriente-Voltaje.

Se procedió a tomar un conjunto de mediciones durante el verano de 2013 en San Luís Potosí, San Luís Potosí. Los resultados promedio se muestran en la tabla 2.

Hora	Irradiancia (W/m ²)	T _{cell} (°K)	V _{PV} (V)	I _{PV} (A)	P _{PV} (W)
9:00	393	302	21.33	0.18	3.84
10:00	558	306	20.4	0.26	5.37
11:00	824	302	20.9	0.48	10.1
12:00	948	311	20.3	0.56	11.3
13:00	1038	310	20.03	0.58	11.69
14:00	1037	311	20	0.56	11.13
15:00	871	314	20.07	0.49	9.9
16:00	826	310	20.23	0.31	6.34
17:00	548	312	20.3	0.28	5.7
18:00	422	308	20.17	0.26	5.24
19:00	153	309	20.1	0.15	2.95
Promedio	693	309	20.35	0.38	7.59

Tabla 2. Valores experimentales para el panel.

Con el objetivo de obtener los valores de Rs y Rsh para introducirlos en las simulaciones numéricas se despeja Rs de la ecuación 6.

$$R_S = \frac{V_T}{I_{PV}} \ln \left(\frac{I_{PV} - I_{PH} - I_S}{I_S \left(e^{\frac{V_{PV}}{V_T}} \right)} \right) \quad (11)$$

Dónde:

$$I_S = I_{S-REF} \exp \left[\frac{E_g}{AK} \left(\frac{1}{T_j} - \frac{1}{T_{jref}} \right) \right] \exp \left[\frac{T_j}{T_{jref}} - \frac{T_j}{T_{jref}} \right] \quad (12)$$

$$I_{S-REF} = \frac{I_{SC}}{\frac{qV_{oc}}{e^{AKT_{ref}} - 1}} \quad (13)$$

Donde los parámetros de las ecuaciones 12 y 13 son los mismos utilizados en las ecuaciones 2 y 3 y la tabla 1. Sin embargo cabe mencionar que el parámetro I_s influye muy poco en las variaciones de la corriente fotovoltaica que proporciona la celda solar dado que, a temperaturas menores a 50°C y mayores a 0°C, suele tomar valores del orden de nanoamperes.

Se despeja R_{sh} de la ecuación 8 quedando:

$$R_{SH} = \frac{V_{PV} + R_S I_{PV}}{I_{PH} - I_{PV} - I_D} \quad (14)$$

Utilizando las ecuaciones 11, 12 y los datos de la tabla II se llega a un conjunto de valores dinámicos para R_s y R_{sh} los cuales se muestran en la tabla 3.

Hora	$R_s(\Omega)$	$R_{sh}(\Omega)$
9:00	1	8556
10:00	2	8649
11:00	1	7523
12:00	3	1075
13:00	6	1093
14:00	4	1238
15:00	3	1813
16:00	5	1113
17:00	4	3707
18:00	3	4689
19:00	1	7904

Tabla 3. Valores para R_{sh} y R_s .

Los valores promedio fueron $R_s = 3$ and $R_{sh} = 4305 \Omega$ y se cumple el hecho de que $R_{sh} \gg R_s$; sin embargo es difícil observar a simple vista alguna relación entre la irradiancia y los valores de resistencia.

Con el objetivo de obtener un modelo preciso para las resistencias dinámicas se realizó una curva de ajuste (utilizando MATLAB) entre los valores obtenidos de ambas resistencias y la irradiancia como variable independiente.

En base al coeficiente estadístico de correlación, las mejores curvas de ajuste fueron las siguientes:

$$R_s(G) = 0.0659(G^{0.605}) \quad (15)$$

$$R_{sh}(G) = 11200(e^{-0.0022G}) \quad (16)$$

Donde G = Irradiancia (W/m^2).

4. Resultados de simulación numérica

Con los modelos obtenidos para R_s y R_{sh} se procedió a realizar las simulaciones numéricas en SIMULINK de los modelos clásicos de celda solar así como el modelo que incorpora las ecuaciones 15 y 16 para la obtención de los valores de las resistencias. El modelo general implementado en SIMULINK se muestra en la figura 6.

Para las simulaciones se toman en cuenta cuatro modelos:

- MODELO IDEAL (sin pérdidas)
- MODELO DE UNA RESISTENCIA (1-R). Se toma el valor promedio obtenido para $R_s = 3 \Omega$.
- MODELO DE DOBLE RESISTENCIA FIJA (MDRF). Se toman los valores de las resistencias promedio $R_s = 3 \Omega$ y $R_{sh} = 4305 \Omega$
- MODELO DE DOBLE RESISTENCIA DINÁMICA (MDRD). Utilizando las ecuaciones 15 y 16.

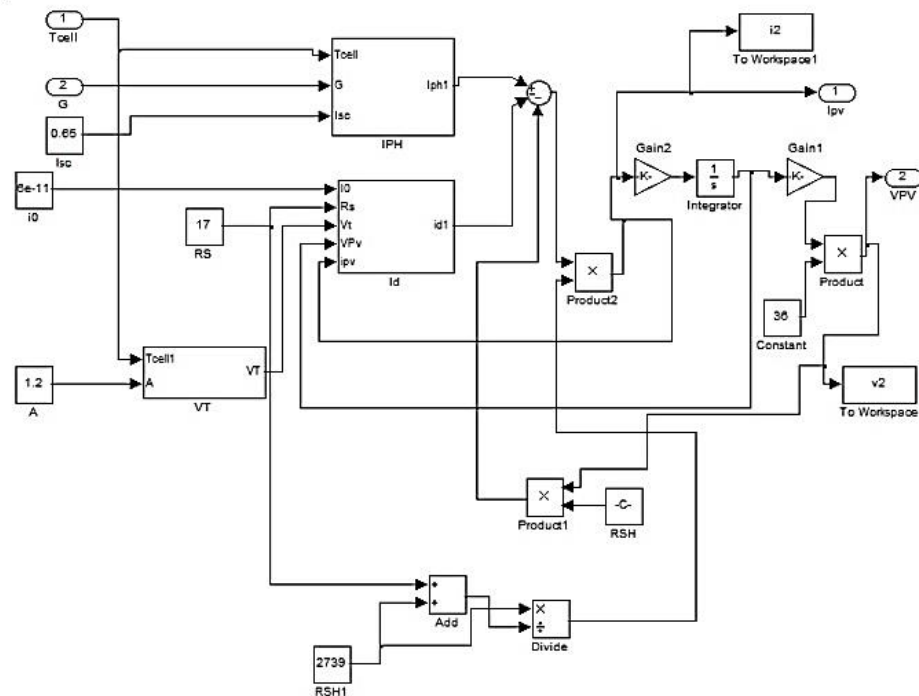


Fig. 6. Modelo general para la celda implementado en SIMULINK.

Los resultados de las simulaciones para potencia eléctrica se muestran en una tabla comparativa (Tabla 4) así como el valor real que entregaba el panel de prueba.

A simple vista se puede contemplar que los valores que más se aproximan a los del panel de prueba son los del modelo MDRD. Para comprobar esto se calculó el error entre el valor de potencia eléctrica real y el obtenido en simulaciones (Tabla V).

El promedio de la potencia generada por el panel de prueba en un día fue de 7.59 Watts mientras que los resultados en simulación del modelo propuesto MDRD fue de 7.74 watts dando un error del 2.0%.

Hora	G W/m ²	Ideal (W)	1-R (W)	MDRF (W)	MDRD (W)	Panel Real(W)
9:00	393	5.4	5	5.1	4.27	3.84
10:00	558	7.6	7.1	7.2	6.08	5.37
11:00	824	11.4	10.6	10.8	9.15	10.1
12:00	948	12.9	12	12.3	10.34	11.3
13:00	1038	14.1	13.1	13.4	11.34	11.69
14:00	1037	14.1	13.2	13.4	11.34	11.13
15:00	871	11.7	10.9	11.1	9.45	9.9
16:00	826	8	7.7	7.4	9.05	6.34
17:00	548	7.2	6.6	6.8	7.11	5.7
18:00	422	5.2	5	5.2	5.49	5.24
19:00	153	2.6	1.8	1.9	1.53	2.95
Prom	693	9.1	8.45	8.6	7.74	7.59

Tabla 4. Comparativo entre la potencia eléctrica entregada por el panel de prueba y las simulaciones.

Para comprobar que el modelo MDRD era la mejor aproximación al panel real se recurrió a un método estadístico conocido como “Diferencia entre medias poblacionales” el cual confirmó que el modelo que más se aproximaba al panel real era el MDRD.

Por último se realizaron simulaciones numéricas con el modelo propuesto MDRD para otras ciudades del estado de San Luís Potosí (Ciudad Valles y Matehuala). Los datos de irradiancia y temperatura se tomaron en tiempo real del sitio web del Servicio Meteorológico Nacional para el verano de 2013. Los resultados se muestran en la tabla 6.

ERROR IDEAL (%)	ERROR 1-R (%)	ERROR MDRF (%)	ERROR MDRD (%)
40.6	30.2	32.8	11.2
41.5	32.2	34.1	13.2
12.9	5.0	6.9	9.4
14.2	6.2	8.8	8.5
20.6	12.1	14.6	3.0
26.7	18.6	20.4	1.9
18.2	10.1	12.1	4.5
26.2	21.5	16.7	42.7
26.3	15.8	19.3	24.7
0.8	4.6	0.8	4.8
11.9	39.0	35.6	48.1
19.9	11.3	13.3	2.0

Tabla 5. Error entre los modelos simulados y el panel real.

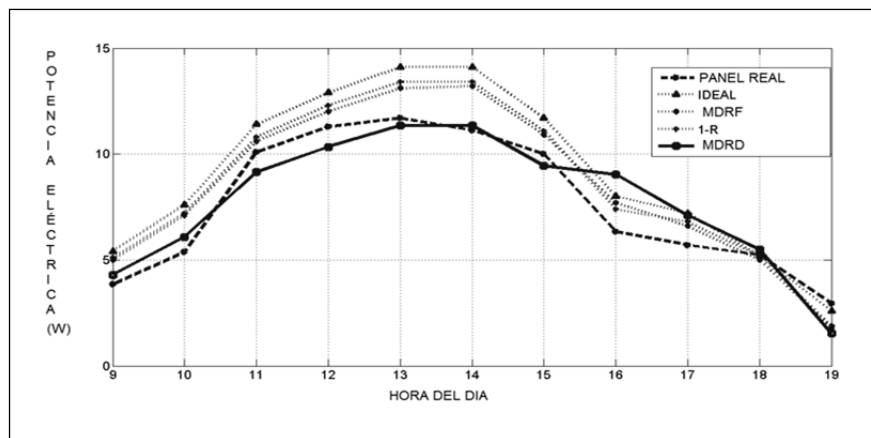


Fig. 7. Comparación gráfica entre el panel real y las simulaciones.

Hora	G (W/m ²)	Potencia eléctrica (W)	Hora	G (W/m ²)	Potencia Eléctrica (W)
9:00	350	4.5	9:00	337	4.3
10:00	579	7.8	10:00	460	6
11:00	806	10.8	11:00	654	8.4
12:00	953	12.9	12:00	815	10.7
13:00	1039	13.4	13:00	969	12.8
14:00	1041	13.9	14:00	942	12.3
15:00	951	12.5	15:00	823	10.6
16:00	831	11	16:00	735	9.6
17:00	501	8.2	17:00	441	5.5
18:00	90	0.92	18:00	260	3.2
19:00	34	0.5	19:00	100	1.11
Promedio	652	8.7	Promedio	594	7.6

Tabla 6. Estimación de la potencia eléctrica para Matehuala (izquierda) y Ciudad Valles (derecha).

5. Conclusiones

En este trabajo se presentó un análisis de los modelos clásicos para celdas solares fotovoltaicas existentes en la literatura considerando una carga capacitiva.

Se realizó un conjunto de mediciones experimentales para un módulo fotovoltaico de prueba de 10 Watts en la ciudad de San Luís Potosí, San Luís Potosí durante el verano de 2013. Se tomaron estos datos para establecer un par de modelos matemáticos para las resistencias del panel (ecuaciones 15 y 16) tomando en cuenta que estas resistencias son variables respecto a la irradiancia incidente a diferencia de algunos autores que consideran estas resistencias con valores fijos para el análisis.

Se realizaron simulaciones numéricas para observar el desempeño del panel en diferentes condiciones de irradiancia y temperatura. Se consideraron los 3 modelos clásicos existentes en la literatura: modelo Ideal, modelo con una resistencia y modelo de doble resistencia. Los resultados de estas simulaciones se presentaron en una tabla comparativa en la sección IV de este trabajo donde se aprecia que el modelo MDRD donde los valores de las resistencias cambian a lo largo del día es el que mejor se aproxima al comportamiento del panel respecto potencia eléctrica. En esta comparativa

se aprecia que, mientras el panel de prueba arroja un promedio de 7.59 Watts de potencia al día, el modelo de simulación numérica MDRD nos arroja un promedio de 7.74 Watts logrando con esto, un bajo margen de error (2%) respecto a los modelos tradicionales.

Por último se concluye el trabajo presentando una estimación de potencia eléctrica para 2 diferentes ciudades de San Luis Potosí con datos de irradiancia y temperatura en tiempo real tomados del Servicio Meteorológico Nacional.

Los resultados obtenidos pueden emplearse para estimar cuanta potencia eléctrica nos entregaría un módulo fotovoltaico en alguna determinada región sin haberlo instalado siquiera. Esto daría pie a que la persona, empresa o institución que tenga planeado invertir en este tipo de tecnologías haga una estimación costo-beneficio antes de realizar la inversión inicial, la cual generalmente es muy elevada.

Asimismo es interesante notar que con datos de irradiancia y Temperatura obtenidos directamente del Servicio Meteorológico Nacional se estima cuanta potencia eléctrica nos entregaría el módulo fotovoltaico en una región alejada con bajo margen de error. En este aspecto es interesante observar que, de las 4 ciudades mencionadas en este trabajo, Matehuala fue la región donde el panel entregaría una mayor potencia eléctrica.

6. Bibliografía

- [1] Energy Information Administration, Department of Energy.
<http://www.eia.doe.gov/>. Julio 2013.
- [2] Secretaría de Energía de México. <http://www.sener.gob.mx/>. Agosto 2013.
- [3] Servicio Meteorológico Nacional. <http://smn.cna.gob.mx/emas/>. Agosto 2013.
- [4] Optimization of photovoltaics power systems: modelization, simulation and control. SPRINGER. 2012.
- [5] S. Aazou, E. Assaid, "Modelling Real Photovoltaic Solar Cell Using Maple". Microelectronics (ICM), International Conference, IEEE. 2009.

- [6] S. Lyden, M. E. Haque, A. Gargoom, M. Negnevitsky, "Modelling Photovoltaic Cell: Issues and Operational Constraints". Power System Technology (POWERCON) International Conference IEEE. 2012.
- [7] P. G. Nikhil, D. Subhakar, "An Improved Simulation Model for Photovoltaic Cell". Electrical and Control Engineering (ICECE), International Conference, IEEE. 2011.
- [8] D. Petreus, I. Ciocan, C. Farcas, "An Improvement on Empirical Modelling of Photovoltaic Cells". Electronics Technology. 31st International Spring Seminar, IEEE. 2008.
- [9] M. Saad Alam, A. T. Alouani, "Dynamic modeling of photovoltaic module for realtime maximum power tracking". Journal of Renewable and Sustainable Energy. No. DOI:10.1063/1.3435338. 2010.
- [10] A. Durgadevi, S. Arulselvi, S. P. Natarajan, "Photovoltaic Modeling and Its Characteristics". Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), International Conference, IEEE. 2011.
- [11] W. Xiao, W. Dunford, A. Capel, "A Novel Modeling Method for Photovoltaic Cells". Power Electronics Specialists Conference (PESC), 35th Annual, IEEE. 2004.
- [12] R. Castillo Meraz, R. C. Martínez-Montejano, I. Campos-Cantón, M. F. Martínez-Montejano, "Analysis and dynamic modelling of solar photovoltaic cells performance in San Luis Potosí, México". IREE. 2015.
- [13] S. Lineykin, M. Averbukh, A. Kuperman "Five-Parameter Model of Photovoltaic Cell Based on STC Data and Dimensionless". Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI), 27th Convention, IEEE. 2012.

7. Autores

Raúl Castillo Meraz. Terminó sus estudios de Ingeniería Electrónica en 2010 en la Facultad de Ciencias. Posteriormente realizó estudios de Maestría en el Posgrado en Ciencias Aplicadas de la UASLP en el período 2010-2012. Actualmente se encuentra realizando el Doctorado en Ciencias Aplicadas en la UASLP.

Roberto Carlos Martínez-Montejano. Terminó sus estudios de Ingeniería Electrónica en 2011. Obtuvo el grado de Maestro en Ciencias aplicadas en 2012. Actualmente se encuentra realizando el Doctorado en Ciencias Aplicadas en la UASLP.

Isaac Campos Cantón. Recibió su grado de maestro en ingeniería en 1997 por la Facultad de Ingeniería de la UNAM, y su grado de doctor en el 2009 del IICO-UASLP. Actualmente es profesor de tiempo completo en el área de electrónica de la Facultad de Ciencias, UASLP.

Misael Francisco Martínez-Montejano. Obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica en la Facultad de Ciencias de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en 2002. Posteriormente el grado de Maestro en Ciencias por parte del Instituto Potosino de Investigación Ciencia y Tecnología (IPICyT) en 2004. Recibió el grado de Doctor en Ciencias Aplicadas por parte del IPICyT en 2009. Actualmente trabaja en el departamento de Investigación y Desarrollo en Alstom Power Suiza.

Modelado, control y simulación de elementos básicos que componen una micro red de CD

Arturo De los Santos Vázquez

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
asv_spartan117@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

Nancy Visairo Cruz

Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Av. Manuel Nava No. 8, Col. Zona Universitaria, Edificio P,
C.P. 78290, San Luis Potosí, S.L.P. Teléfono: (+52) 444 826 2300 ext. 6264
nvisairoc@uaslp.mx

Resumen

La Microred es un concepto que ha nacido de la necesidad de reducir el impacto ambiental al generar energía eléctrica. Es un sistema que involucra una o más fuentes de energía, cargas, control, protección y sistema de gestión que puede trabajar conectado o aislado de la red principal. La complejidad de su construcción hace que, antes de llevarla a cabo, se analice su comportamiento a través de una simulación. En éste artículo se presenta una clasificación de Microredes de CD reportadas en la literatura, y el modelado y simulación de un sistema fotovoltaico y un sistema de conexión a la red eléctrica.

Palabra(s) Clave(s): microred de CD, modelado, simulación.

1. Introducción

A causa del crecimiento demográfico y el desarrollo económico, existe un aumento en la demanda de energía, entre ellas la electricidad, la cual es la forma de energía más utilizada por la humanidad. Aunado a esto, los combustibles fósiles, en su mayoría petróleo, son el recurso más utilizado para producir energía, aportando el 80% del consumo energético mundial [1]. Sin embargo, no es un recurso renovable y las reservas se están agotando, estimando que se acabarán en un par de décadas. Además, la quema de dichos combustibles contamina el medio ambiente siendo la mayor fuente de emisiones generadoras del efecto invernadero.

Para resolver éstos problemas es necesario promover la utilización de recursos renovables. El problema de las fuentes renovables (paneles solares, generadores eólicos, etc.) es la discontinuidad en la producción de energía, ya que depende de factores ambientales los cuales varían en el tiempo, por lo que es necesario un acondicionamiento y un sistema de almacenamiento para asegurar un suministro continuo y estable de energía. Además, el empleo de fuentes renovables en un tipo de distribución de energía como el actual, en la que se abastece a ciudades enteras, es muy complicado, siendo más eficiente manejarlas de manera local. De ésta manera nace el concepto de Microred.

Una Microred es un sistema de generación, almacenamiento y distribución de energía eléctrica en área local, el cual tiene un control inteligente y eficiente.

Las Microredes se pueden clasificar por el tipo de corriente que se maneja en el bus de distribución de energía, pudiendo ser Microredes de CA o Microredes de CD. La mayoría de las cargas usadas en zonas residenciales y oficinas son de CD, tales como computadoras, celulares, reproductores, sistemas de sonido, luminaria fluorescente, etc. La desventaja de utilizar una Microred de CA, es que las fuentes de energía que producen una corriente de CD necesitan una conversión de CA, y del bus de CA hacer una conversión de nuevo a CD para las cargas antes mencionadas. Utilizar Microredes

de CD en los lugares mencionados evita pérdidas en conversiones innecesarias mejorando la eficiencia entre un 10% y un 22% respecto a una Microred de CA [2].

Una Microred de CD se puede clasificar por los elementos que la componen. Los elementos que siempre se presentan en una Microred son las fuentes de generación distribuida y las cargas que consumirán la energía del sistema. Además de estos dos elementos la Microred puede tener un sistema que la conecte con la red eléctrica para inyectar y/o consumir energía de ella y un sistema de almacenamiento para tener un respaldo de energía. Así, combinando elementos tenemos cuatro tipos de Microredes que se presentan en la literatura (ver Tabla 1 y Fig. 1)

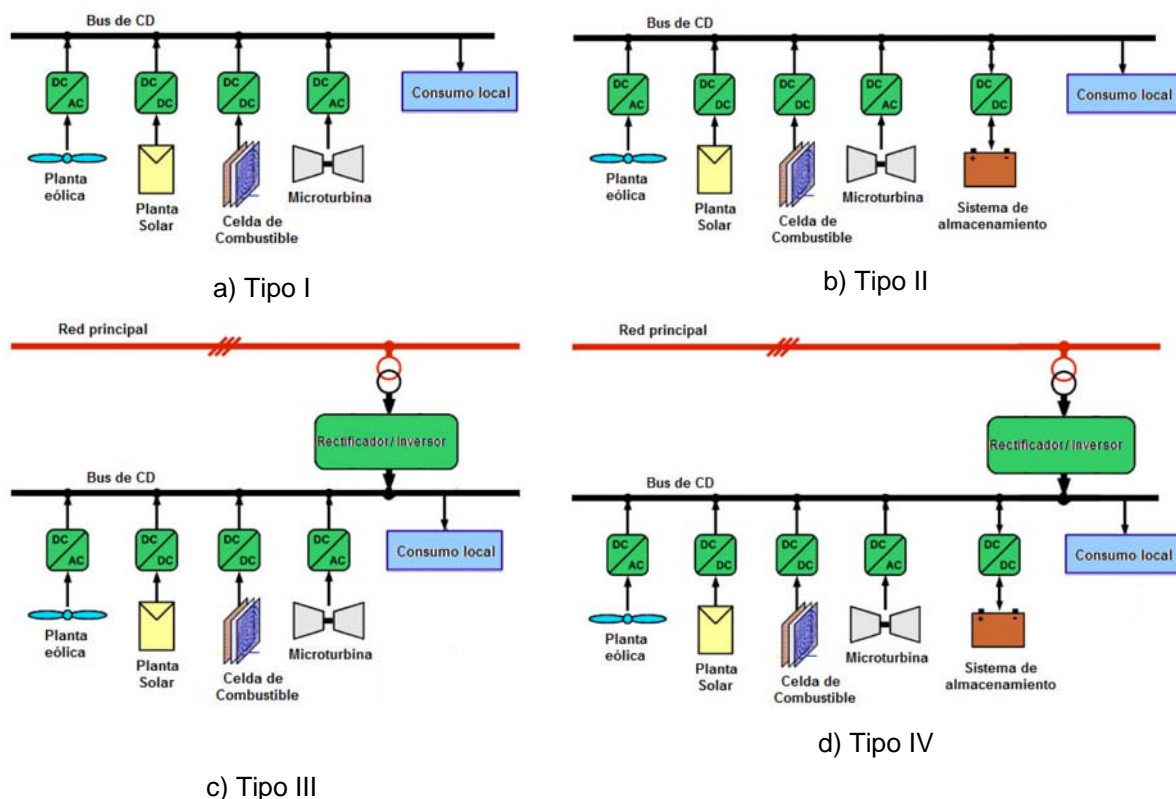


Fig. 1. Clasificación de Microredes.

Clasificación		
Tipo	Denominación	Características
Tipo I	Microred aislada sin sistema de almacenamiento[4]	Solo se tienen las fuentes de generación de energía y las cargas. En ésta configuración solo es necesario controlar la potencia que suministran las fuentes.
Tipo II	Microred aislada con sistema de almacenamiento[5, 6, 7, 8]	Es el tipo comúnmente modelado y simulado. Este tipo de sistemas está conformado por fuentes de generación, un sistema de almacenamiento y cargas. Además del control de la energía proveniente de las fuentes de generación, es necesario controlar la carga y descarga del sistema de almacenamiento. Generalmente se utiliza la técnica "Droop Control" en la que realiza la acción de carga y descarga dependiendo del nivel de voltaje en el bus, por lo que no es necesario un sistema de comunicación.
Tipo III	Microred con conexión a la red eléctrica sin sistema de almacenamiento. [9]	Similar al tipo II, exceptuando que manejan un sistema de conexión a la red eléctrica en lugar del sistema de almacenamiento. El control, al igual que el tipo II, utiliza el nivel de voltaje en el bus para determinar si se realizará una conversión de CA-CD de la red eléctrica hacia el bus, o una conversión CD-CA del bus hacia la red.
Tipo IV	Microred completa [3, 10]	El control del sistema es más complejo que los anteriores tipos debido a la cantidad de elementos adicionales que se tienen. Para éste tipo de Microredes se propone un control centralizado con un sistema de comunicación con el que el sistema de control reúne información del estado del sistema y administra la energía manera eficiente.

Tabla 1. Clasificación de Microredes.

2. Desarrollo

2.1. Sistema fotovoltaico

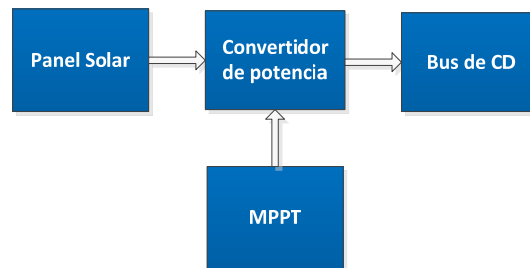


Fig. 2. Esquema de un sistema fotovoltaico para una Microred de CD.

Un sistema fotovoltaico consiste en un panel solar cuya energía generada es acondicionada con un convertidor de potencia. Debido a que la aplicación para la que se pretende usar es una Microred de CD, la conversión de energía del panel solar hacia el Bus es CD/CD. Éste sistema está controlado por un algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT de sus siglas en inglés). El algoritmo busca extraer la máxima potencia del panel solar.

2.1.1. Modelo del panel Solar

Un panel solar generalmente se modela a partir de un circuito equivalente, que pueden describir con mucha precisión su comportamiento. Su desventaja es que requiere de datos experimentales y cálculo de parámetros que no se encuentran en las hojas de datos tales como la resistencia serie y paralelo y las corrientes de saturación. Para evitar este inconveniente, se muestra en [11] un modelo que solo requiere el cálculo de un parámetro de ajuste b :

$$I(V) = \frac{I_x}{1 - e^{-\frac{1}{b}}} \left[1 - e^{\frac{V}{bV_x} - \frac{1}{b}} \right] \quad (1)$$

$$V_x = s \frac{E_i}{E_{in}} TC_v (T - T_N) + s V_{max} - s (V_{max} - V_{min}) e^{\frac{E_i}{E_{in}} \ln \left(\frac{V_{max} - V_{OC}}{V_{max} - V_{min}} \right)} \quad (2)$$

$$I_x = p \frac{E_i}{E_{in}} [I_{SC} + TC_i (T - T_N)] \quad (3)$$

Dónde:

- b parámetro de ajuste
- s representa el número de paneles en serie.
- p representa el número de paneles en paralelo.
- E_i es la irradiación efectiva a la que opera el panel.
- E_{in} es una constante de irradiación de 1000 W/m^2 .
- T es la temperatura de operación a la que opera el panel.
- T_n es una constante de temperatura de 25°C .
- V_{oc} es el voltaje de circuito abierto.
- I_{sc} es la corriente de cortocircuito del panel.
- TC_i es el coeficiente de corriente del panel.
- TC_v es el coeficiente de voltaje del panel.

V_{max} y V_{min} : son los valores de voltaje de circuito abierto para niveles de irradiación menores a 200 W/m^2 y mayores a 1200 W/m^2 con una temperatura de operación de 25°C . Estos valores rondan el 85% de V_{oc} para V_{min} y el 103% de V_{oc} para el caso de V_{max} .

Debido a que el voltaje a la entrada del acondicionador puede mantenerse constante mientras la corriente cambia, es adecuado expresar el voltaje del panel en función de la corriente que se le demanda, por lo que despejando V de la ecuación (1) obtenemos:

$$V = \left[bLn \left(1 - \frac{I}{I_x} \left(1 - e^{-\frac{1}{b}} \right) \right) + 1 \right] V_x \quad (4)$$

Se puede agregar bloques en simulink en los que calculemos los parámetros I_x y V_x por medio de (2) y (3) y con ello calcular el voltaje (4) en función de la corriente demandada, la temperatura y la irradiación solar (ver Fig. 3).

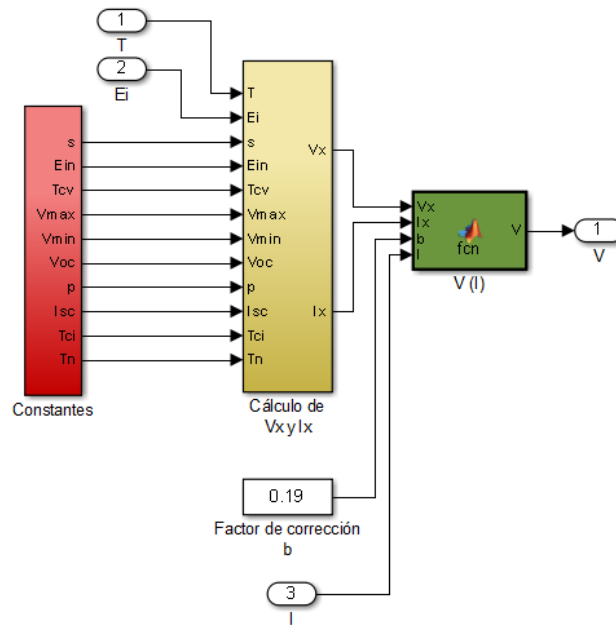


Fig. 3. Modelo del panel solar en simulink.

2.1.2. Modelo del convertidor de Potencia

Los voltajes que entregan los paneles no son muy grandes, y para que el dispositivo de conexión a la red pueda realizar una conversión de CD a CA, el voltaje del bus debe ser mayor al voltaje de la red, por lo que una elevación del voltaje del panel es necesaria. Se propone el uso de un convertidor Boost para acondicionar la señal, ya que su inductor a la entrada mantiene una corriente constante con un rizo que depende del valor de la inductancia.

Estableciendo que la expresión que describe el comportamiento del interruptor es la siguiente:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{Si el interruptor esta cerrado} \\ 0 & \text{Si el interruptor esta abierto} \end{cases} \quad (5)$$

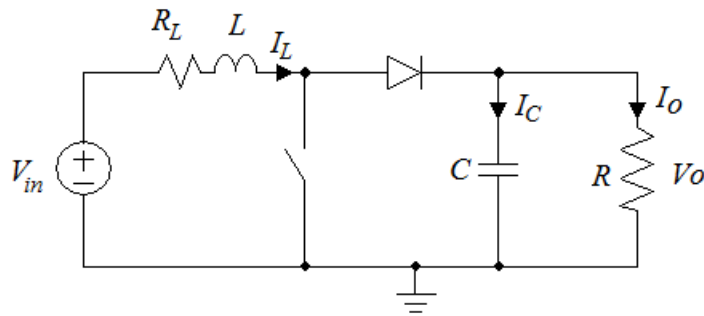


Fig. 4. Topología de un convertidor Boost.

Tomando en cuenta la topología del convertidor y que a una alta frecuencia de conmutación, el modelo promedio se puede obtener sustituyendo el estado del interruptor por el ciclo de trabajo (ver Fig. 4). El modelo en espacio de estados es:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_L \\ \frac{d}{dt} V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (6)$$

Se puede construir el modelo con bloques en simulink replicando las operaciones del espacio de estados. Nótese que el resultado de las operaciones es una derivada por lo que se puede utilizar una integral para obtener I_L y V_o (ver Fig. 5).

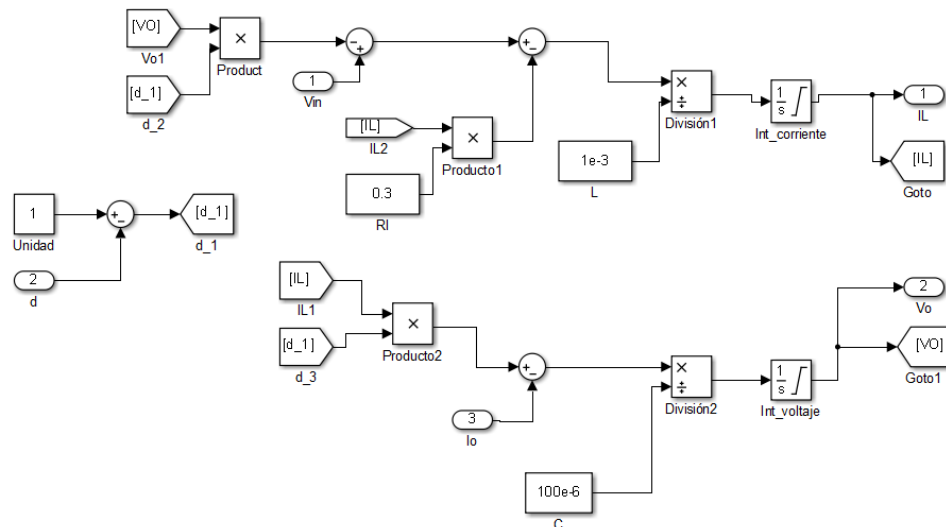


Fig. 5. Modelo del convertidor Boost en simulink.

2.1.3. Algoritmo MPPT

El algoritmo MPPT más sencillo es el llamado Perturbar y Observar. Éste método se basa en incrementar o disminuir la referencia a la que trabaja el convertidor de potencia conectado al panel solar. La referencia comúnmente es el voltaje de salida del panel aunque también se puede trabajar con la corriente o directamente con el ciclo de trabajo. Al realizar la modificación, se observa el cambio de potencia y si ésta disminuye se procede a modificar de manera contraria (ver Fig. 6).

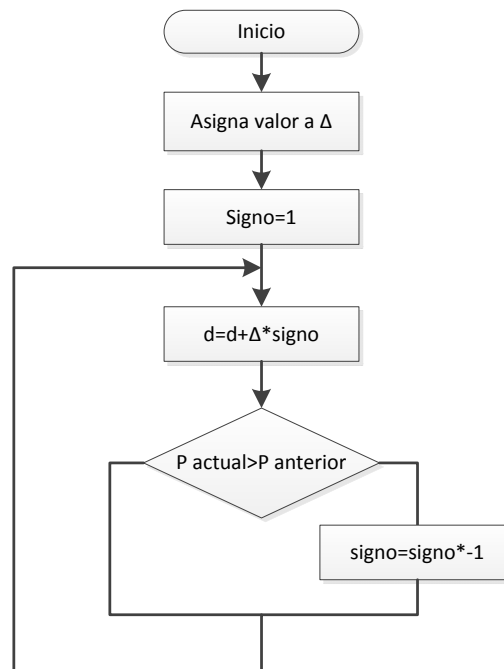


Fig. 6. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT perturbar y observar.

Para construir un algoritmo de éste tipo en simulink es necesario agregar retenedores de tiempo cero y retardos, de manera que simule el comportamiento de un sistema digital que toma muestras cada periodo de tiempo. Esto permite tomar una muestra de potencia y almacenar la anterior para realizar la comparación y aplicar el algoritmo perturbar y observar (ver Fig. 7 y 8).

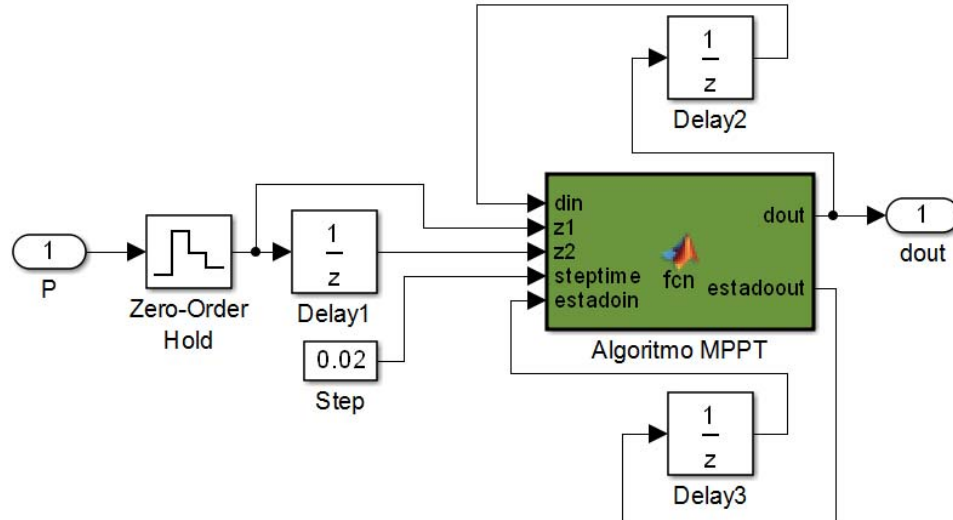


Fig. 7. Modelo del algoritmo MPPT en simulink.

```
function [dout,estadoout] = fcn(din,z1,z2,steptime,estadoin)
%#codegen
signo=0;
if(estadoin==0)
    signo=1;
elseif(z1<z2)
    signo=estadoin*-1;
else
    signo=estadoin;
end

if(din==0)
    dout=0.1;
else
    dout=din+signo*steptime;
end
estadoout=signo;
end
```

Fig. 8. Código del bloque de algoritmo de MPPT.

2.2. Sistema de conexión a la red eléctrica



Fig. 9. Esquema de un sistema de conexión a la red eléctrica.

La microred puede trabajar de manera aislada de la red, pero si la energía producida por las fuentes de generación no es suficiente o excede la demandada por las cargas, es necesario conectarse a la red eléctrica y pedir o entregar energía según se requiera.

2.2.1. Rectificador/Inversor

Un rectificador PWM regenerativo es un convertidor conmutado CD/CA (ver Fig. 10) con capacidad de corrección del Factor de Potencia y armónicas reducidas. Además tiene la capacidad de trabajar también como inversor.

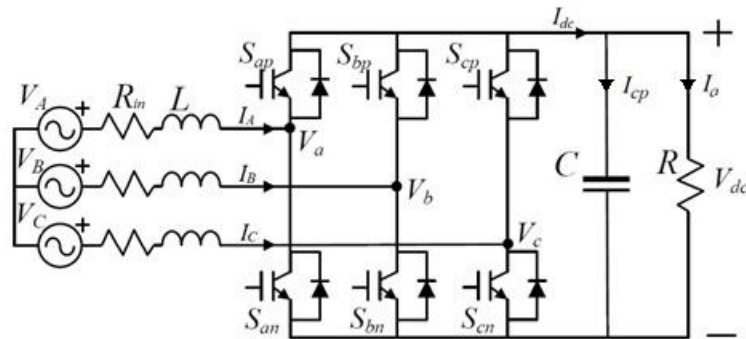


Fig. 10. Topología de un rectificador PWM regenerativo [12].

La función que describe el comportamiento de los interruptores es:

$$s_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{Si el interruptor esta cerrado} \\ 0 & \text{Si el interruptor esta abierto} \end{cases} \quad (7)$$

Dónde:

- i es la fase de la rama a la que pertenece
- j p si es un interruptor superior y n si es inferior

También es necesario determinar que ambos interruptores no pueden estar encendidos al mismo tiempo o cortocircuitaría la salida por lo que:

$$s_{ip} + s_{in} = 1 \quad (8)$$

Reduciendo el esquema a una malla que representa a cada fase (ver Fig. 11):

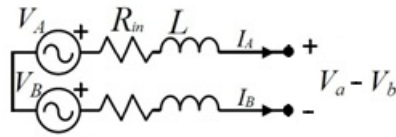


Fig. 11. Diagrama del rectificador PWM regenerativo reducido por fase.

Resolviendo por ley de Kirchhoff y acomodando matricialmente para cada una de las 3 fases obtenemos:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{AB} \\ I_{BC} \\ I_{CA} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} - \frac{R_{in}}{L} \begin{bmatrix} I_{AB} \\ I_{BC} \\ I_{CA} \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_{AB} \\ d_{BC} \\ d_{CA} \end{bmatrix} V_{dc}$$

$$\frac{d}{dt} \overrightarrow{I_{LL}} = \frac{1}{L} \overrightarrow{V_{LL}} - \frac{R_{in}}{L} \overrightarrow{I_{LL}} - \frac{1}{L} \overrightarrow{d_{LL}} V_{dc} \quad (9)$$

Dónde:

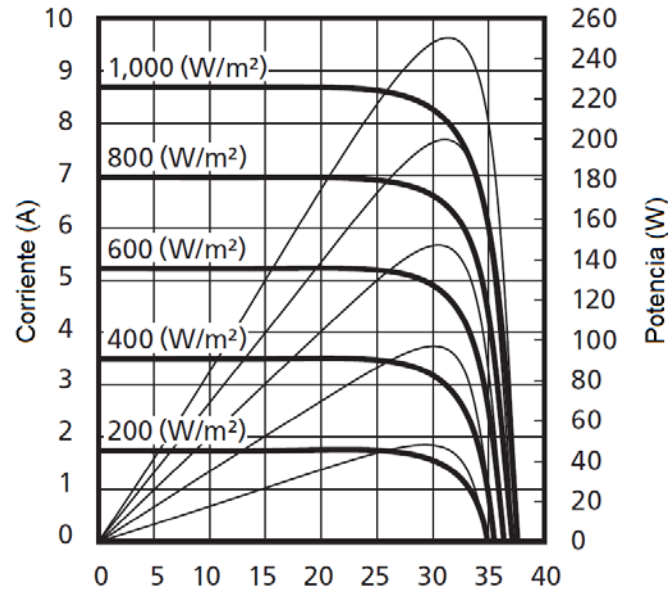
$$\overrightarrow{I_{LL}} = \begin{bmatrix} I_A - I_B \\ I_B - I_C \\ I_C - I_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{AB} \\ I_{BC} \\ I_{CA} \end{bmatrix} \quad \overrightarrow{V_{LL}} = \begin{bmatrix} V_A - V_B \\ V_B - V_C \\ V_C - V_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \quad \overrightarrow{d_{LL}} = \begin{bmatrix} d_A - d_B \\ d_B - d_C \\ d_C - d_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{AB} \\ d_{BC} \\ d_{CA} \end{bmatrix}$$

Ahora aplicando la ley de Kirchhoff en el nodo del capacitor:

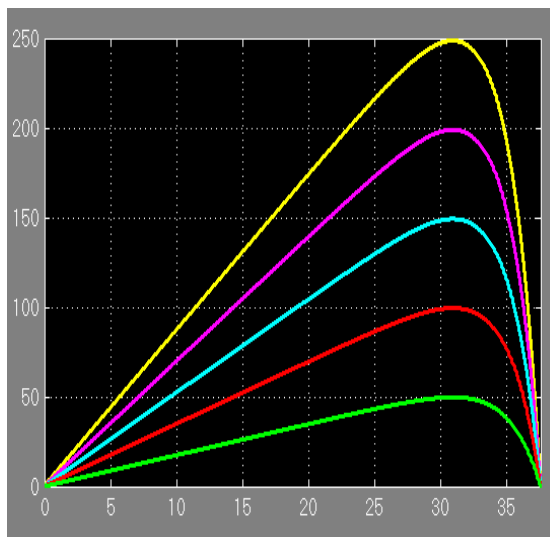
$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{3C} \overrightarrow{d_{LL}}^T \overrightarrow{I_{LL}} - \frac{V_{dc}}{RC} \quad (10)$$

El modelo del rectificador PWM regenerativo está compuesto por las expresiones (9) y (10), y al igual que en el caso del modelo del Boost, simplemente se replican las operaciones con los bloques de simulink (ver Fig. 12) y se integran las expresiones para obtener el vector de corrientes $\overrightarrow{I_{LL}}$ y el voltaje V_{dc} .

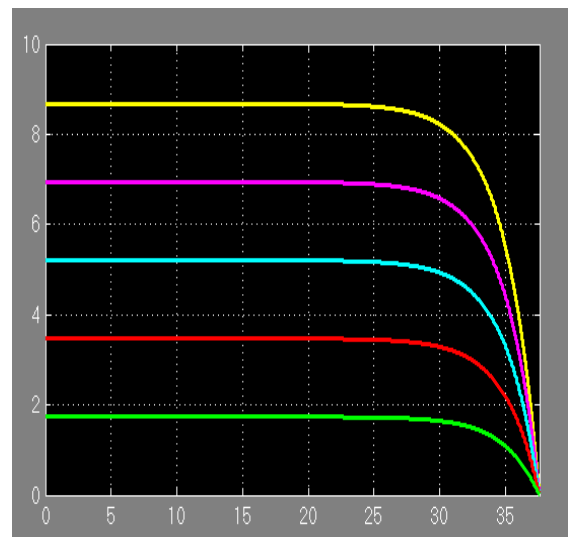




a)



b)



c)

Fig. 15. a) Curvas proporcionadas por el fabricante, b) Curva de corriente respecto a voltaje de salida, c) Curva de potencia respecto a voltaje.

Uniendo el modelo de 4 paneles en serie al convertidor Boost se comprobó el funcionamiento del algoritmo MPPT con un tiempo de muestreo de 0.2s y un cambio de ciclo de trabajo de 2% por iteración. Se puede observar que el algoritmo siempre busca extraer la máxima potencia del panel (ver Fig. 16). Al cambiar la irradiación, cambia la

potencia que puede proveer el panel. Nótese que la potencia oscila alrededor del punto máximo, éste es un inconveniente del algoritmo Perturbar y Observar.

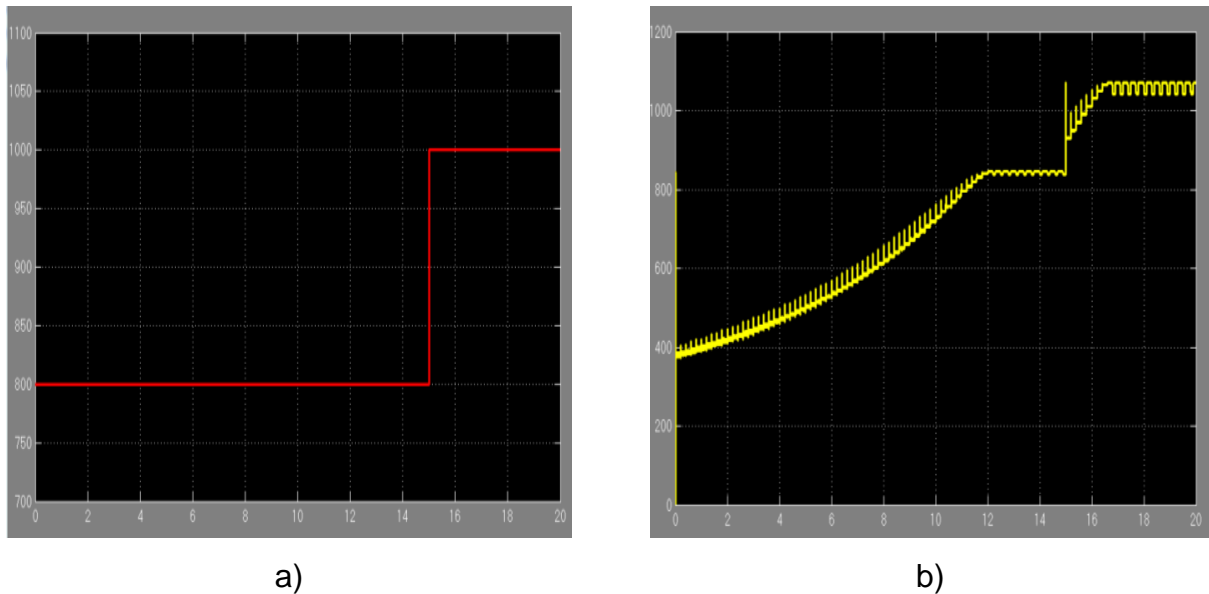
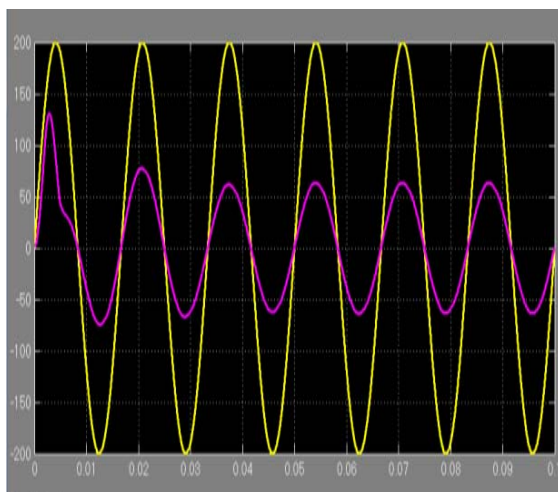
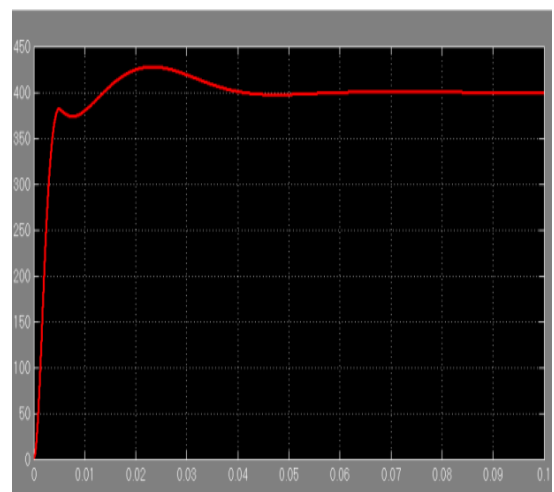


Fig. 16. Algoritmo MPPT funcionando durante un cambio de irradiación solar. a) Irradiación, b) Potencia que entrega el panel solar.

Se realizaron pruebas del rectificador conectado a una red trifásica de 200V de amplitud. Primero se probó en modo rectificador comparando el resultado con un rectificador de las mismas características simulado en PSIM. Se puede verificar que la respuesta en ambas simulaciones (ver Fig. 17 y 18) y que además de controlar el voltaje de salida corrige el factor de potencia.



a)



b)

Fig. 17. Modo rectificador. a) Voltaje de la red eléctrica y corriente en los inductores, b) Salida de voltaje de CD.

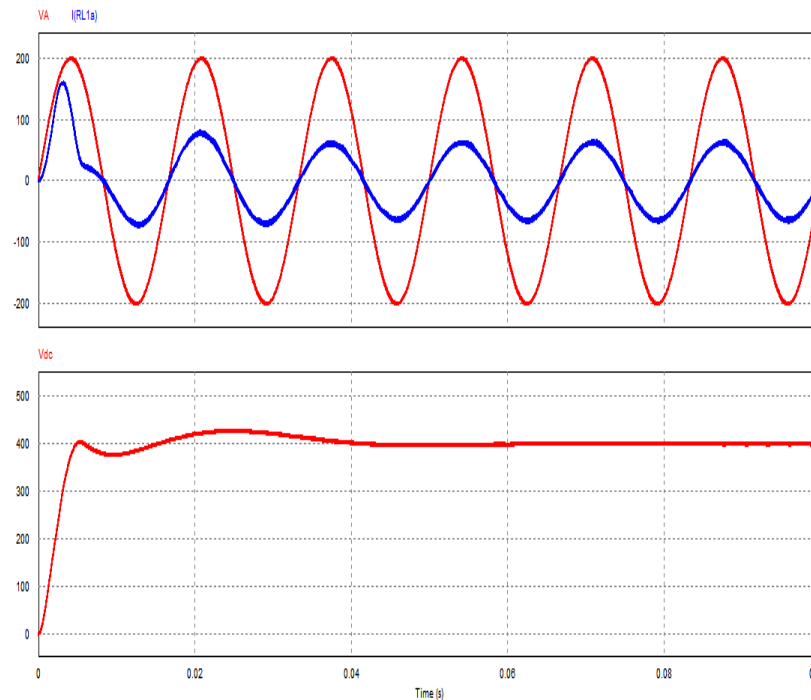


Fig. 18. Modo rectificador simulado en PSIM.

También se probó el modo inversor inyectando 10 A a la red eléctrica con un voltaje de 400 V en el bus de CD. Se puede ver como la corriente parece estar desfasada 180° respecto al voltaje, esto se debe a que la corriente fluye en sentido contrario que al

rectificar, por lo que en realidad se encuentra entregando energía con un factor de potencia cercano a la unidad (ver Fig. 19 y 20).

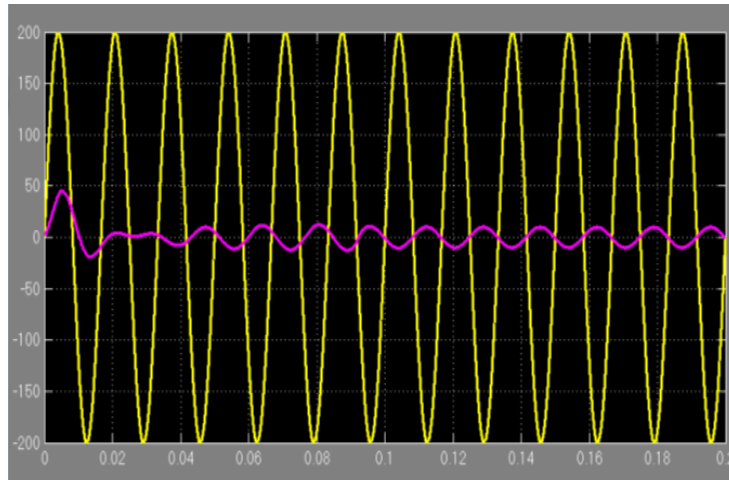


Fig. 19. Modo inversor en simulink.

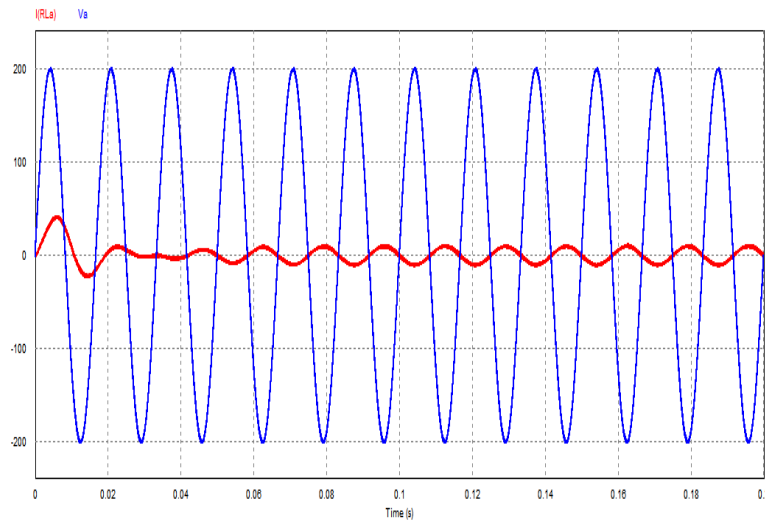


Fig. 20. Modo inversor en PSIM.

4. Conclusiones

En el presente trabajo se presentó una clasificación de las Microredes y el modelado, estrategias de control y simulación de algunos de sus componentes. Se comprobó el correcto funcionamiento del modelo del panel solar, del convertidor Boost y del rectificador PWM regenerativo. Se observó que el algoritmo Perturbar y Observar presenta oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia y el tiempo en el que alcanza el punto es alrededor de 12 segundos. La utilización de otro algoritmo puede mejorar el tiempo de convergencia al punto de máxima potencia y reducir las oscilaciones.

Se planea seguir trabajando a futuro sobre la simulación de la microred, probando otro algoritmo MPPT como el de conductancia incremental, modelando un sistema de almacenamiento de energía y un sistema de control general que administre la energía y el nivel de tensión en el bus de CD.

5. Referencias

- [1] La generación de energía eléctrica a partir de combustibles fósiles. Instituto de Investigaciones Eléctricas. En línea: <http://www.iie.org.mx/boletin042009/divulga.pdf>. Consulta: 14 de abril del 2014.
- [2] S. Anand, B. G. Fernandes, "Optimal voltage level for DC microgrids". in Proc. 36th IEEE IECON, Noviembre 2010. 3034–3039 pp.
- [3] S. S. Shi, Z. X. Lu, Y. Min, Y. Qao, "Modeling and simulation of themicrogridprototype in China". Advances in PowerSystem Control, Operation and Management (APSCOM 2009), 8th International Conference. Noviembre 2009.1, 6 pp.

- [4] S. Anand, B. G. Fernandes, "Reduced-Order Model and Stability Analysis of Low-Voltage DC Microgrid". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 60. No. 11. Noviembre 2013. 5040, 5049 pp.
- [5] L. Jianye, L. Jia, G. Xiao, L. Yunshan, "Model and Control of a DC Microgrid Made Up by Solar and Wind". *Computer Science and Electronics Engineering (ICCSEE)*, 2012 International Conference. Vol.1. Marzo 2012. 437, 441 pp.
- [6] H. Qin, X. Ai, J. Xu, "Control strategy of microgrid with different types of DG and its dynamical simulation". *Electricity Distribution (CICED)*, China International Conference. Septiembre 2012. 1, 4, 10-14 pp.
- [7] R. Pawelek, I. Wasiak, P. Gburczyk, R. Mienski, "Study on operation of energy storage in electrical power microgrid - Modeling and simulation". *Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 14th International Conference. Septiembre 2010. 1, 5, 26- 29 pp.
- [8] J. Zhou, Y. Chen, M. Huang, Y. Tong, "Study on Energy Control Strategies in Microgrid-Modeling and Simulation". *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Asia-Pacific. Marzo 2012. 1, 4, 27-29 pp.
- [9] K. Rouzbehi, A. Miranian, A. Luna, P. Rodriguez, "A generalized voltage droop strategy for control of multi-terminal DC grids". *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE. Septiembre 2013. 59, 64, 15-19 pp.
- [10] S. Sikkabut, N. H. Fuengwarodsakul, P. Sethakul, P. Thounthong, S. Pierfederici, M. Hinaje, B. Nahid-Mobarakeh, B. Davat, "Control strategy of solar/wind energy power plant with supercapacitor energy storage for smart DC microgrid". *Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, IEEE 10th International Conference. Abril 2013. 1213, 1218, 22-25 pp.
- [11] C. Robles, G. Villa, "Control del punto de máxima potencia de un panel solar fotovoltaico, utilizando lógica difusa". *Télématique*. Mayo-Agosto 2011.

- [12] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana. "PWM regenerative rectifiers: state of the art". *Industrial Electronics, IEEE*. Vol. 52. No.1. Febrero 2005. 5, 22 pp.

- [13] SHARP. ND-R250A5. Hoja de datos. En línea: http://eng.sfe-solar.com/wp-content/uploads/2012/05/SunFields_SHARP_Datasheet_ND-R-230-235-240-245-250A5_EN.pdf. Consulta: 20 de Marzo del 2015.

Tarjeta didáctica de control para tiristores

Luis Alejandro Flores Oropeza

Universidad Autónoma de Aguascalientes, Av. Universidad 940 Col. Cd. Universitaria,

Teléfono: 449 9 10 84 22

alejandro.floreso@edu.uaa.mx

Eduardo Anguiano Mendieta

Universidad Autónoma de Aguascalientes, Av. Universidad 940 Col. Cd. Universitaria,

Teléfono: 449 9 10 84 22

ea.anmen@gmail.com

Edgar López Delgadillo

Universidad Autónoma de Aguascalientes, Av. Universidad 940 Col. Cd. Universitaria,

Teléfono: 449 9 10 84 22

elopezd@correo.uaa.mx

Resumen

En este trabajo, se presenta una Tarjeta Didáctica de Control (TDC) para la activación de tiristores, con esta tarjeta se consiguen controlar SCR's y TRIAC's de potencia. Con la TDC, el alumno puede comprobar de una manera sencilla y por etapas la separación de pulsos para el semiciclo positivo y semiciclo negativo, la generación de señales de rampa para ser comparadas con una referencia y generar los ángulos de disparo (α) con valores desde 0° y hasta 180° eléctricos. Todo lo anterior haciendo uso de circuitos analógicos sencillos, fáciles de diseñar y calcular por los estudiantes. Para completar la TDC y ampliar su aplicabilidad, se le adicionó una etapa de aislamiento eléctrico que está formada por transformadores de pulsos o por optoaisladores con la intención de poder separar las tierras eléctricas del circuito de control y de potencia. En este trabajo se presentan los aspectos de diseño, simulación, construcción y prueba de un prototipo

de laboratorio de TDC utilizada para controlar SCR's y TRIAC's. Para las pruebas, se utilizaron cargas resistivas e inductivas obteniendo buenos resultados.

Palabra(s) Clave(s): aislamiento, ángulo de disparo, sincronización, tarjeta de control, tiristor.

1. Introducción

El SCR y el TRIAC son dos de los principales tiristores que se estudian en los programas de ingeniería electrónica ya que son útiles para controlar señales de corriente alterna (CA) en baja frecuencia. La importancia de su estudio radica en las múltiples aplicaciones en las que estos dispositivos electrónicos pueden ser utilizados. Los SCR fueron de los primeros dispositivos electrónicos capaces de variar el voltaje en los motores de corriente directa (CD), consiguiendo con ello la variación de la corriente, potencia y velocidad. Para el caso de las cargas de CA, los TRIAC son los dispositivos que se encargan de controlar la cantidad de señal eléctrica que se le entrega tanto en el semiciclo positivo como en el semiciclo negativo. De acuerdo a [6], los tiristores se suelen usar para controlar la rectificación en corriente alterna, es decir, para transformar esta corriente alterna en corriente continua (siendo en este punto los tiristores onduladores o inversores), para la realización de conmutaciones de baja potencia en circuitos electrónicos. El uso de los tiristores se extiende también en electrodomésticos, sistemas de iluminación, calentadores, control de temperatura, activación de alarmas, velocidad de ventiladores, herramientas eléctricas (para acciones controladas tales como velocidad de motores, cargadores de baterías), equipos para exteriores como aspersores de agua, encendido de motores de gas, pantallas electrónicas etc. [2]. En realidad hoy en día son muchas de las aplicaciones en las que se les puede encontrar a los tiristores. En el hogar, una de las aplicaciones más comunes que tienen los tiristores, es en el dispositivo llamado "Dimmer" que es el encargado de regular la intensidad de luz en las lámparas incandescentes. En la Fig. 1 se muestra el esquema básico de conexión de un Dimmer [1] y el aspecto comercial que puede tener [5].

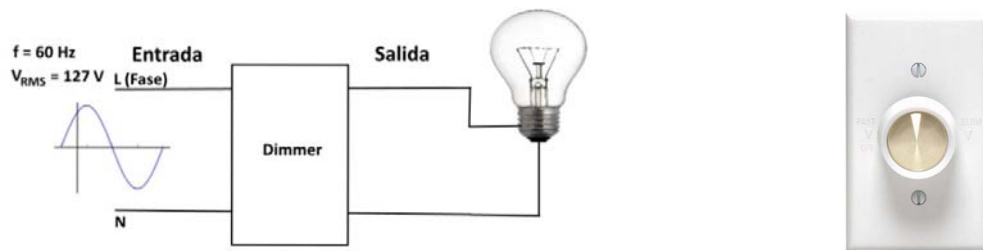
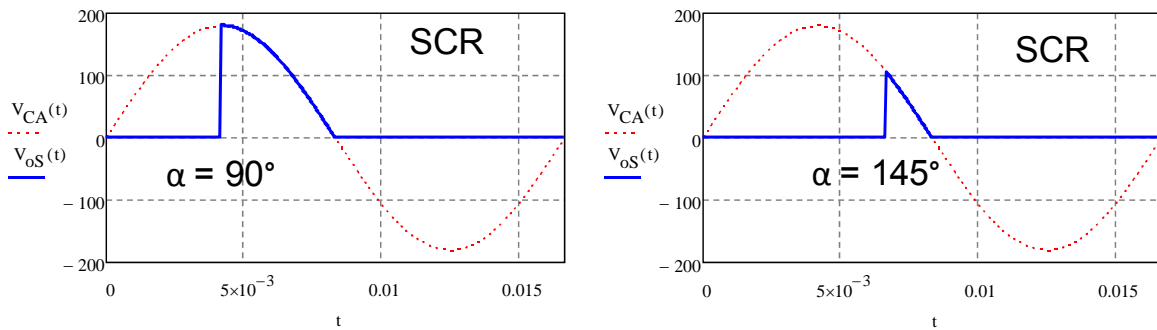
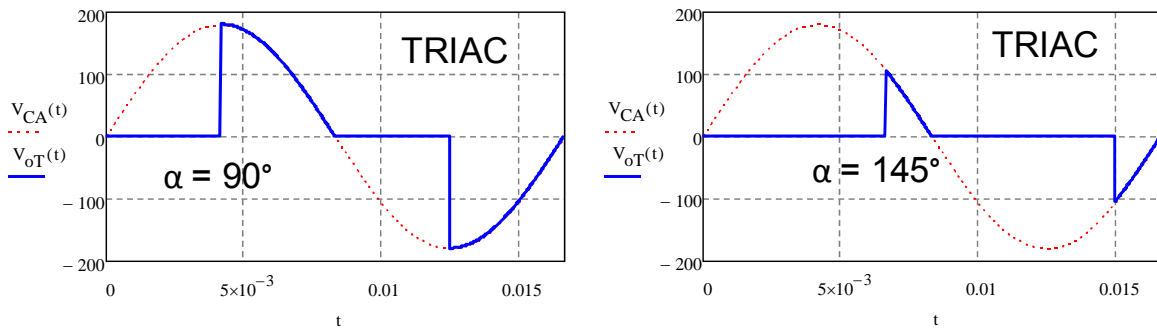


Fig. 1. Esquema básico de conexión de un Dimmer y aspecto comercial.



a) Señales para SCR.



b) Señales para TRIAC.

Fig. 2. Señales de voltaje de salida de los tiristores para distintos ángulos α de disparo donde $V_{CA}(t)$ es el voltaje de la fuente de alimentación y $V_{oS}(t)$ es el voltaje en la carga con SCR y $V_{oT}(t)$ es el voltaje en la carga con TRIAC.

El ángulo de disparo α en los tiristores, se define como el ángulo a partir del cual comienza a conducir el tiristor y deja pasar a la salida (carga) la señal del voltaje de entrada [7]. Para el caso del SCR (rectificador de media onda) y dado que solo conduce en uno de los semiciclos de la señal de red, este ángulo solo se aprecia en un semiciclo de la forma de onda, en este caso en el semiciclo positivo (Fig. 2a). Para el TRIAC, el ángulo se presenta de forma simétrica en ambos semiciclos de la señal (ver Fig. 2b). En

esta figura se aprecia la señal de entrada de voltaje en forma punteada $V_{CA}(t)$ y la señal de salida en forma continua y sólida $V_{oS}(t)$ y $V_{oT}(t)$.

Para el control del ángulo de disparo α en los tiristores se pueden encontrar circuitos de sencilla construcción como el mostrado en la Fig. 3 [8]. En este circuito y variando la resistencia R_{GT} se consigue activar el tiristor una vez que se alcanza la corriente de disparo (I_{GT}). Sin embargo, la sencillez de este circuito lleva implícita la limitación del máximo ángulo de disparo que se puede alcanzar en el tiristor siendo este de 90° . Además la resistencia R_{GT} debe ser de la potencia suficiente para no dañarse mientras aumenta el voltaje en el circuito. Para el caso del TRIAC, y con este circuito, es muy común que se presente una diferencia entre el ángulo de disparo del semiciclo positivo y el semiciclo negativo dejando a este esquema de control como un sistema deficiente debido a su falta de precisión.

Un circuito más preciso y con el que se consiguen tener ángulos de disparo mayores a 90° es el que se muestra en la Fig. 4. En este circuito formado por un arreglo RC y un DIAC, se elimina el efecto de desequilibrio en el ángulo de disparo para el caso del TRIAC. La desventaja que presenta este circuito es el hecho de que el DIAC se activa a partir de un determinado voltaje que limita el mínimo ángulo a partir del cual puede comenzar a conducir el tiristor.

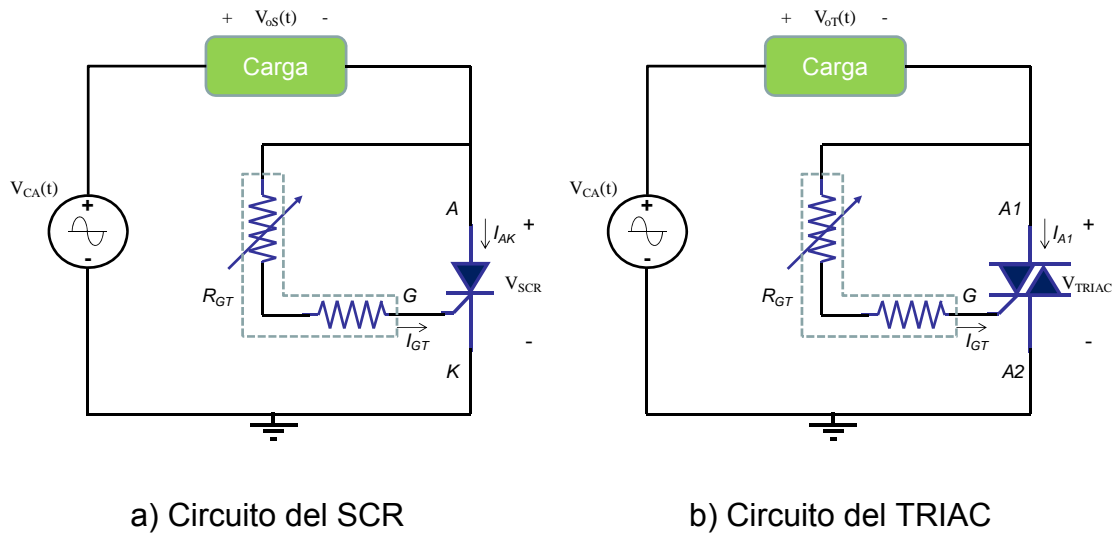


Fig. 3. Activación de tiristores mediante arreglo de resistencias en serie con la carga.

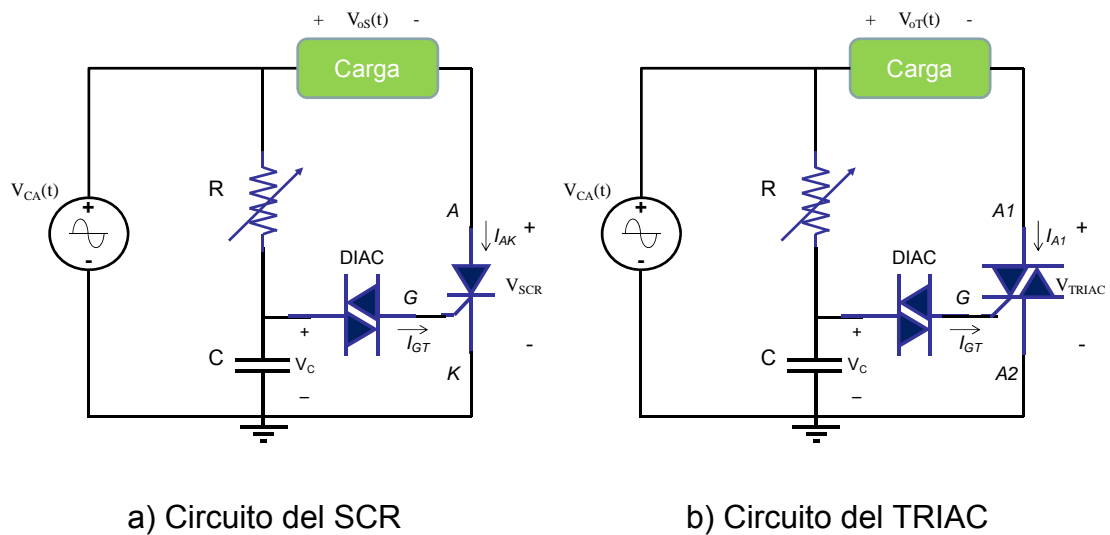


Fig. 4. Activación de tiristores mediante circuito RC y DIAC.

En general ambas propuestas de circuitos son muy sencillos y funcionales para controlar a los tiristores pero también tienen la desventaja de que se encuentran conectados directamente con el tiristor y con la carga. Este hecho limita su utilización por el hecho de estar mezclados eléctricamente el circuito de control con el circuito de potencia. En la bibliografía y con fines educativos, se presenta una tarjeta de control para gobernar el ángulo de disparo de los tiristores [4]. Sin embargo, el control del

ángulo de disparo se hace sobre una señal senoidal de bajo voltaje y las cargas que se utilizan para demostrar su funcionamiento son una resistencia de potencia y como inductor se utiliza el devanado primario o secundario de un transformador. Lo anterior permite demostrar el principio de funcionamiento de los tiristores, sobre todo el hecho de que el tiristor sigue funcionando mientras fluye corriente a pesar de que en sus terminales el voltaje se haya invertido. Lo que no permite, es poder trabajar con niveles de voltaje de la red eléctrica y por lo tanto colocar cargas de mayor potencia como motores de CA y lámparas.

La TDC que se propone en este trabajo supera las deficiencias mencionadas en los circuitos anteriores y se encuentra adecuada para utilizar los niveles de voltaje de la red eléctrica para cargas como lámparas y motores de CA.

2. Desarrollo

La TDC se desarrolla por etapas para su fácil comprensión, análisis y diseño (ver Fig. 5). Básicamente se encuentra integrada por 5 etapas con las cuales se logra hacer que funcione correctamente para el gobierno de los tiristores. La etapa 1 se encarga de proveer aislamiento utilizando un transformador (TF) entre el voltaje de la red eléctrica y la TDC. Se construye una fuente de alimentación a partir de la salida de esta etapa y además provee el voltaje sinusoidal con el que se sincroniza el circuito (V_{Sync}). La etapa 2 consiste en el desarrollo de circuitos comparadores, formados con amplificadores operacionales, que a partir de la señal V_{Sync} obtenida en la etapa 1 se compara a través de cruces por cero y de este modo se generan las señales para cada semiciclo de red. La etapa 3 es la generación de una rampa para cada semiciclo de red con la máxima amplitud de voltaje posible. Esta etapa es la que requiere de un poco mas de atención y análisis ya que está formada por un transistor que carga a un capacitor como una fuente de corriente constante. La etapa 4 también es un circuito comparador, formado con amplificadores operacionales, que se encarga de establecer el ángulo de disparo deseado en el tiristor. Por último, la etapa 5 consiste en proveer nuevamente aislamiento eléctrico solo que ahora entre la TDC y los tiristores. Este aislamiento

puede ser óptico utilizando optoacopladores (OPTO) o galvánico mediante un transformador de pulsos (TP).

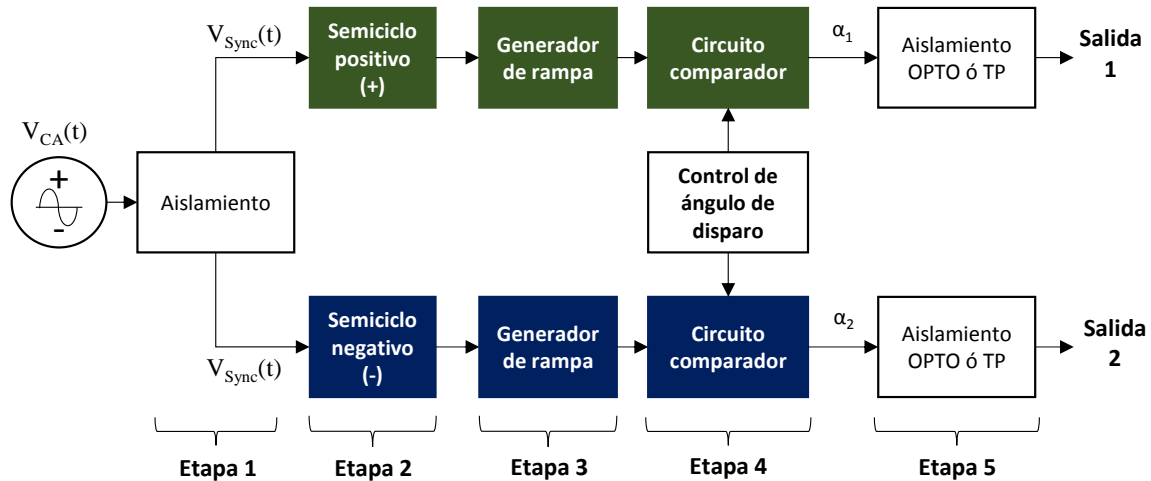


Fig. 5. Diagrama de bloques de la TDC con las 5 etapas propuestas.

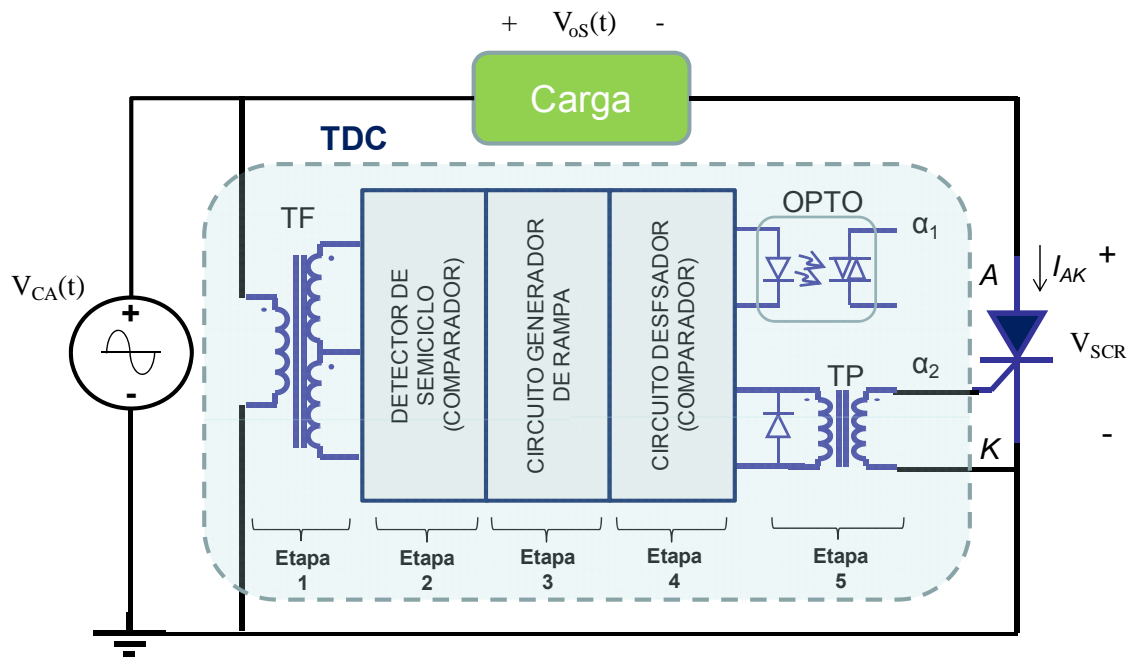


Fig. 6. Forma de conectar la TDC y sus etapas con el tiristor, en este caso a un SCR.

Una manera más general de observar cómo se conecta la TDC al tiristor desde la señal de red se muestra en la Fig. 6. En esta figura se observan todas las etapas que se

involucran desde la red eléctrica hasta la salida aislada por optoacoplador o transformador de pulsos.

Las salidas de la TDC pueden ser dos transformadores de pulsos (TP) para controlar directamente dos SCR's en antiparalelo y por separado o se le pueden conectar dos optoacopladores, también para controlar SCR's o TRIAC's. En la Fig. 7 se muestra cómo se deben conectar cada uno de los optoaisladores o transformadores a los tiristores.

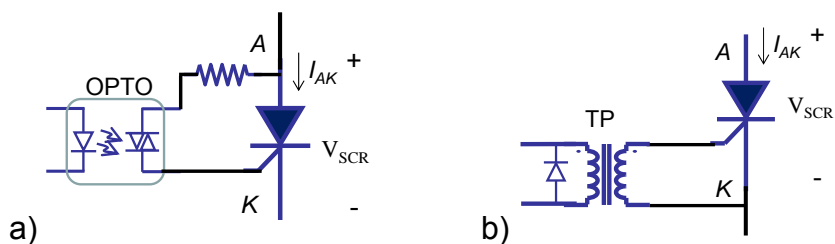


Fig. 7. Conexión del tiristor a) al optoacoplador y b) al transformador de pulsos.

Diseño de la TDC

Etapas 1

El diseño del aislamiento de la red de entrada, las fuentes de alimentación para el circuito de control (V_{cc} y V_{EE}) y la señal de referencia de corriente alterna V_{Sync} se obtienen con un transformador de 127V/24V con derivación central. De este modo, se tienen dos salidas de 12V eficaces cada una. Se construye un rectificador de onda completa con un puente de diodos, dos capacitores conectados en serie, dos reguladores de tensión, uno para el voltaje positivo LM7815 y otro para el voltaje negativo LM7915. De igual manera se agregan otros dos capacitores para la salida de los reguladores. La señal de voltaje de referencia con la que se sincroniza el pulso de los tiristores V_{Sync} se obtiene de uno de los devanados de 12V conectando entre sus terminales un divisor de voltaje para disminuir la amplitud de la señal al 50%. En la Fig. 8 se muestra el diagrama de la etapa 1 de la TDC.

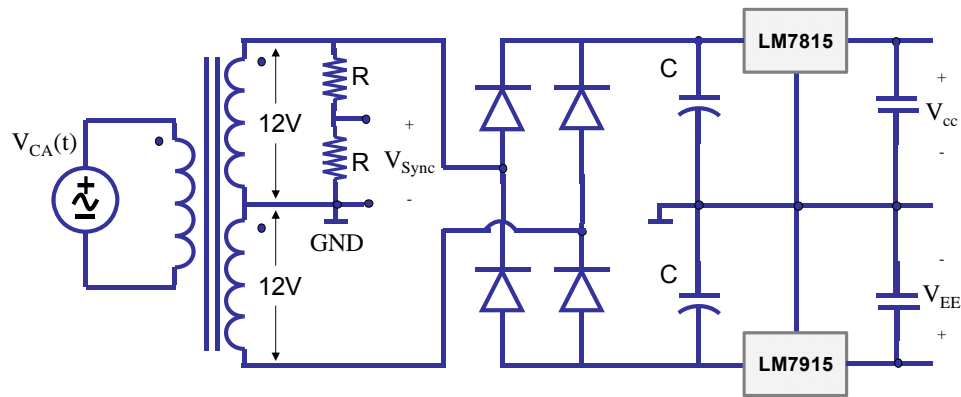


Fig. 8. Diseño de la Etapa 1 de la TDC.

Etapa 2

Esta etapa está constituida básicamente por dos Amplificadores Operacionales, uno para detectar el semiciclo positivo y el otro para detectar el semiciclo negativo, las entradas de los comparadores son GND y V_{Sync} de forma simétrica (ver Fig. 9). Las salidas son dos, una señal cuadrada en fase con el semiciclo positivo y otra en fase con el semiciclo negativo. En la salida de los OPAMPs se coloca un diodo que deja pasar únicamente la señal positiva de cada salida y son estas señales, a través de un transistor y una resistencia, las que en la siguiente etapa restablecen el valor alcanzado por los voltajes de rampa.

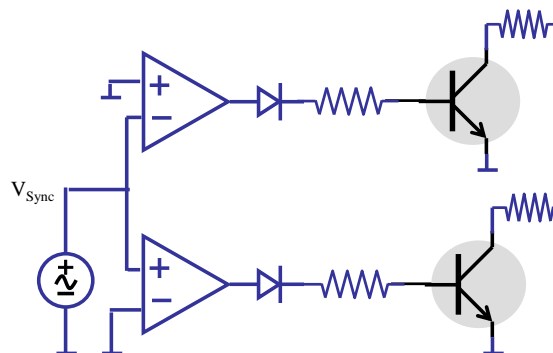


Fig. 9. Diseño de la Etapa 2, OPAMPS para la detección del cruce por cero de la señal y transistor para restablecimiento de la rampa.

Etapa 3

Esta etapa está compuesta por un transistor pnp que se encarga de entregar al capacitor C_i una corriente constante. El arreglo de resistencias (R_E , R_1 y R_2) debe ser capaz de mantener el flujo de corriente fija a través del colector del transistor y al mismo tiempo por el capacitor. Con esto se consigue tener una rampa de tensión para posteriormente ser comparada con una referencia de voltaje (V_{comp}) y determinar el ángulo de disparo del tiristor. De todo el circuito, esta etapa es la que requiere un poco más de análisis y reflexión para su implementación adecuada. En la Fig. 10 se muestra el arreglo del transistor y el capacitor.

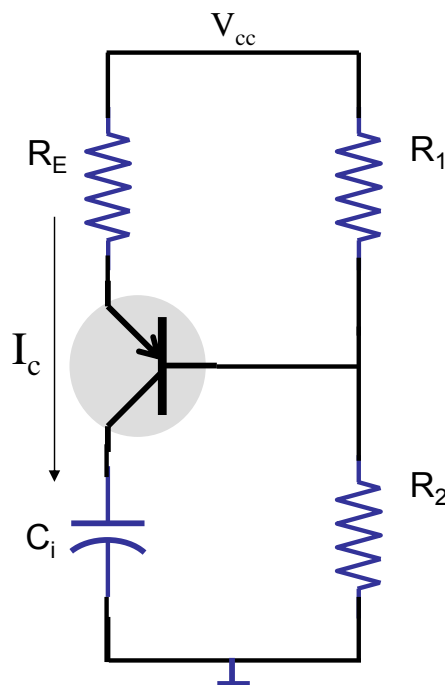


Fig. 10. Diseño de la Etapa 3, transistor pnp funcionando como fuente de corriente para el capacitor C_i .

Se sabe que el voltaje de un capacitor en función de la corriente está dado por la siguiente expresión [3]:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\infty} i(t) dt \quad (1)$$

Se puede considerar a la corriente I_C como constante dado que la idea es que se entregue de esta forma por el circuito del transistor. El voltaje inicial en el capacitor es cero, debido a que cada medio ciclo de red ($T/2$) se restablece para volver a cargarse. Entonces, al sustituir estas consideraciones en la Ec. (1) lo que resulta es:

$$V_C(t) = \frac{I_C}{C_i} \int_0^T dt = \frac{I_C T}{C_i 2} = \frac{I_C}{2C_i f} \quad (2)$$

Si la idea es que el capacitor C_i se cargue al máximo voltaje de alimentación (en este caso V_{cc}) durante el medio ciclo de red, entonces la Ec. (2) queda de la siguiente manera:

$$V_{cc} = \frac{I_C}{2C_i f} \quad (3)$$

Donde f es la frecuencia de la red eléctrica.

De acuerdo a la Fig. 10, y suponiendo que la corriente de base es despreciable frente a la corriente en las resistencias R_1 y R_2 se pueden determinar las siguientes ecuaciones.

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (4)$$

$$V_{R_E} = V_{R_1} - V_{BE} \quad (5)$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_{R_E}}{R_E} \quad (6)$$

Con la Ecuación 3 y despejando el valor de C_i , se construyó una gráfica de la variación de C_i para distintos valores de V_{cc} (ver Fig. 11). Se consideró un rango de diseño de corriente de colector de hasta 1mA (1,000µA) y voltajes de alimentación V_{cc} de 12V a 18V. Se establecieron estos valores debido a que son los valores más comunes que se pueden encontrar en el diseño de un transistor y además para no consumir demasiada energía del circuito. Con esto, lo que se consigue es una gráfica en la que se puede observar claramente la variación de la capacitancia en función del voltaje de alimentación V_{cc} y de la corriente I_C con la que se desee diseñar el circuito. Por ejemplo, si se selecciona una corriente de $I_C = 800\mu A$, entonces el capacitor que se debe escoger

para V_{cc} de 12V es de 550nF aproximadamente. Para 15V y 18V sería de 450nF y 380nF respectivamente. Es importante recordar que con estos valores, el capacitor C_i se cargará teóricamente hasta el valor de V_{cc} en medio ciclo de red.

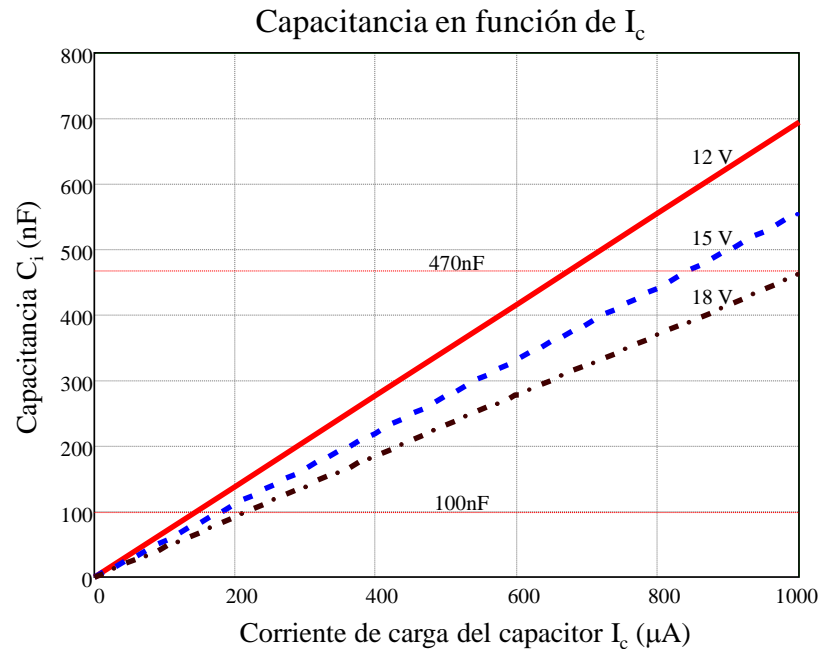


Fig. 11. Variación de C_i en función de la corriente I_c y del voltaje V_{cc} .

Etapas 4

Esta etapa resulta muy sencilla de construir ya que se trata únicamente de comparar por medio de amplificadores operacionales las señales de rampa generadas en la etapa anterior con un nivel de tensión fijo (ver Fig. 12). Lo que resulta de esta comparación es directamente el ángulo de disparo para los tiristores en fase con la señal de red y con la posibilidad de variar desde 0° hasta 180° .

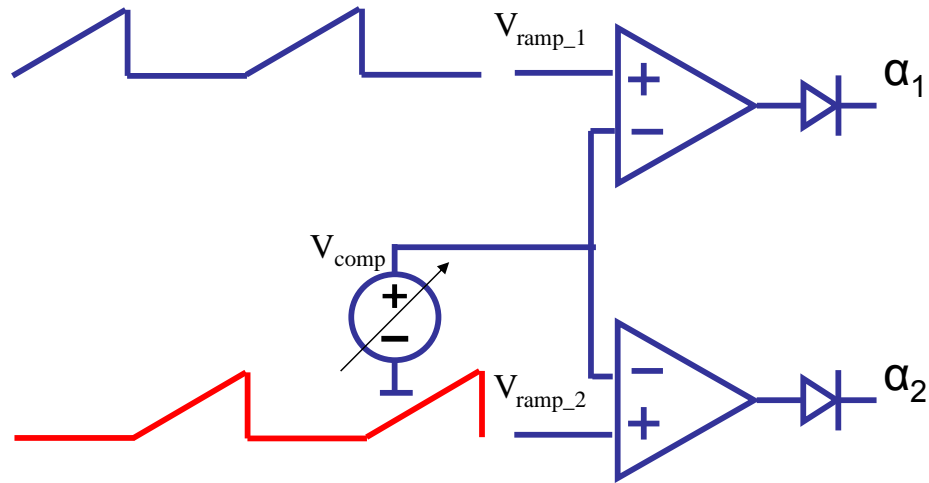


Fig. 12. Diseño de Etapa 4, circuito comparador para determinar el ángulo de fase de cada salida.

Etapa 5

Esta etapa es para aislar eléctricamente la TDC de los tiristores y sus respectivas tierras y voltajes de potencia. La forma de conectar estos optoacopladores o transformadores de pulsos se observa en la Fig. 7.

3. Resultados

Para comprobar el funcionamiento de la TDC se realizó un diseño con los datos presentes en la siguiente tabla:

Elemento	Valor
R_1	3.9 k Ω
R_2	15 k Ω
R_E	3.3 k Ω
V_{CC}	15V

Tomando en cuenta las ecuaciones de la Etapa 3 resulta.

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$V_{R_E} = V_{R_1} - V_{BE}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_{R_E}}{R_E} = 725.82\mu A$$

De acuerdo a la gráfica de la Fig. 11, resulta un capacitor aproximado de 430 nF, pero se colocó uno de 470 nF por ser el valor más cercano disponible.

Simulación

Para comprobar los resultados del circuito propuesto, se realizaron simulaciones en Orcad y verificar que los voltajes y sobre todo las señales estuvieran en fase con la señal de red de la entrada. Del mismo modo se varió el nivel de referencia de voltaje V_{comp} para comprobar que el ángulo de disparo para ambas salidas se veía modificado en la misma proporción y simultáneamente. En la Fig. 13 se muestra el circuito simulado en Orcad. En este circuito solo se incluyen con más detalle las etapas 2, 3 y 4 ya que las etapas 1 y 5 son de fácil implementación y no es necesario realizar una simulación para verificar su funcionamiento.

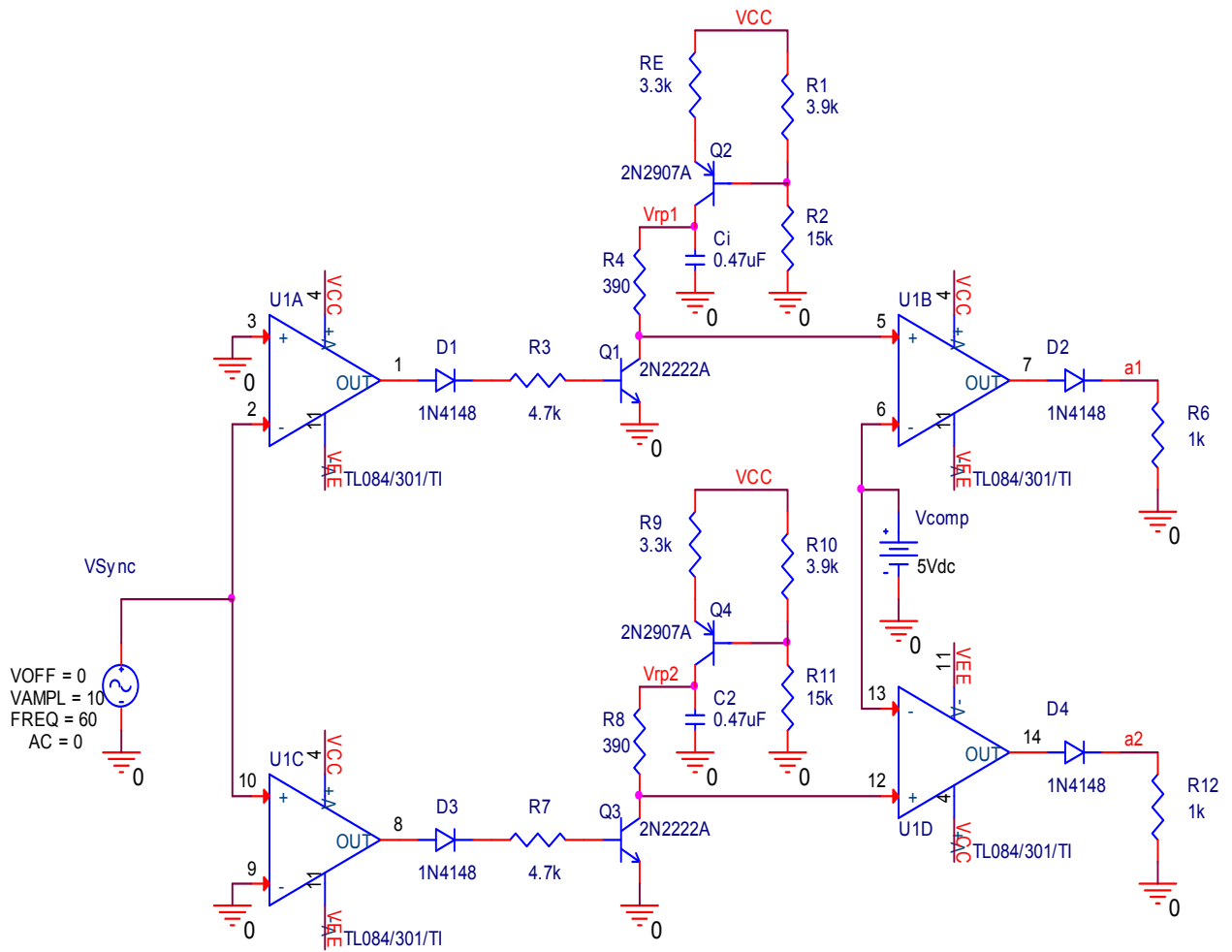


Fig. 13. Simulación de la TDC en Orcad SPICE.

Las formas de onda que se obtuvieron se muestran en la Fig. 14 y Fig. 15, se puede observar cómo se van generando a lo largo del circuito la señal de sincronización V_{Sync} , las señales de rampa V_{ramp1} y V_{ramp2} , del mismo modo y después de compararse las señales de rampa con V_{comp} se observa cómo cambia el ancho del pulso en α_1 , y α_2 .

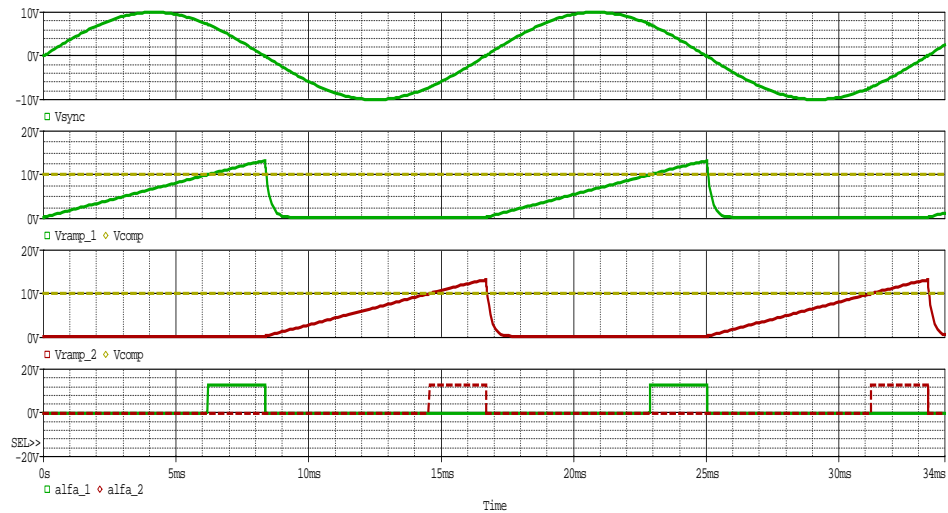


Fig. 14. Formas de onda de la simulación para $\alpha = 135^\circ$.

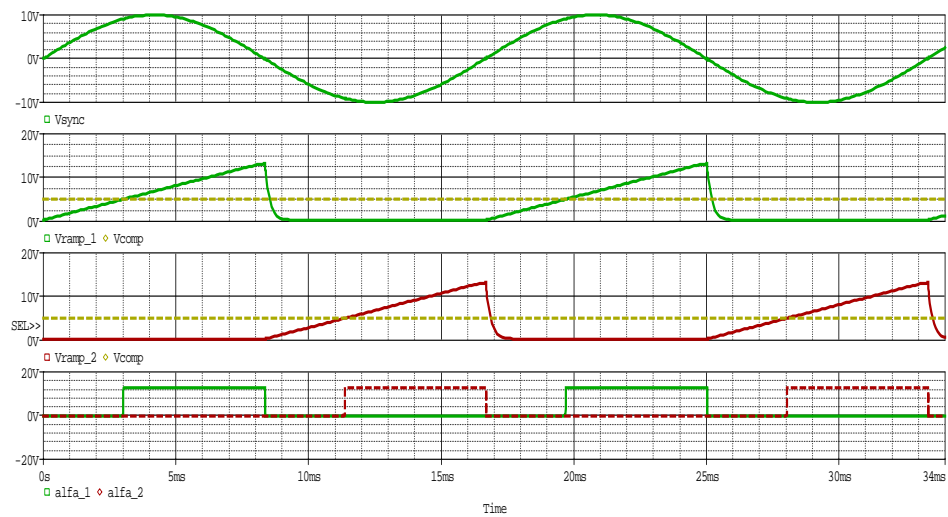


Fig. 15. Formas de onda de la simulación para $\alpha = 67.5^\circ$.

Pruebas en prototipo

Se realizaron distintas pruebas en el prototipo de laboratorio, se comprobó que las señales que se simularon coincidieran con las señales del prototipo. Por ejemplo, en la Fig. 15 se presenta el voltaje V_{sync} que es el voltaje de salida del transformador y con el cual se sincronizan los pulsos de la TDC.

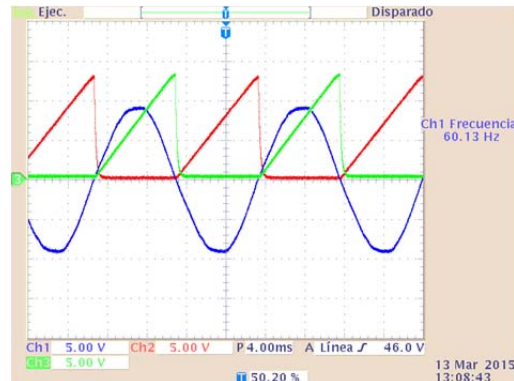


Fig. 16. Formas de onda de Ch1 V_{sync} , Ch3 V_{ramp1} y Ch2 V_{ramp2} .

En la Fig. 16 se presenta V_{sync} y la salida del circuito comparador tal como ingresa al transformador de pulsos. Lo que se observa en el canal 4 (Ch4), es el voltaje de salida del transformador de pulsos y que es lo que ingresa a la compuerta del tiristor. Obsérvese que solo se trata de un delgado pulso positivo cuando inicia la forma de onda y que con ese ancho del pulso es suficiente para poder activar el tiristor.

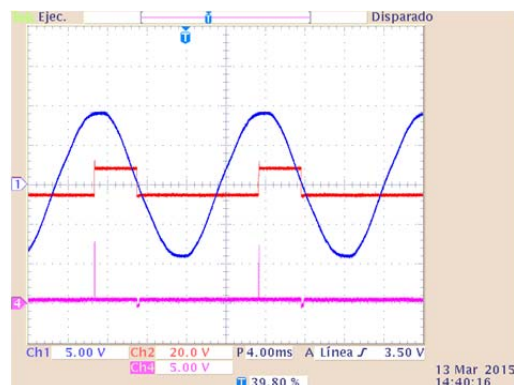


Fig. 17. Formas de onda de Ch1 V_{sync} , Ch2 α_1 y Ch4 voltaje en la compuerta del tiristor y después del Transformador de Pulsos (TP).

En la Fig. 17 se muestran el voltaje de sincronización V_{sync} los ángulos de disparo α_1 y α_2 así como el voltaje de salida en la carga $V_{oT}(t)$. En este caso el voltaje es simétrico porque se están controlando dos SCR's en antiparalelo lo cual permite que la señal sea como la que corresponde a un TRIAC. Obsérvese que a pesar de que se trata de dos SCR's, el ángulo de disparo para cada uno de los semiciclos es prácticamente el mismo por el hecho de estar gobernados mediante la TDC.

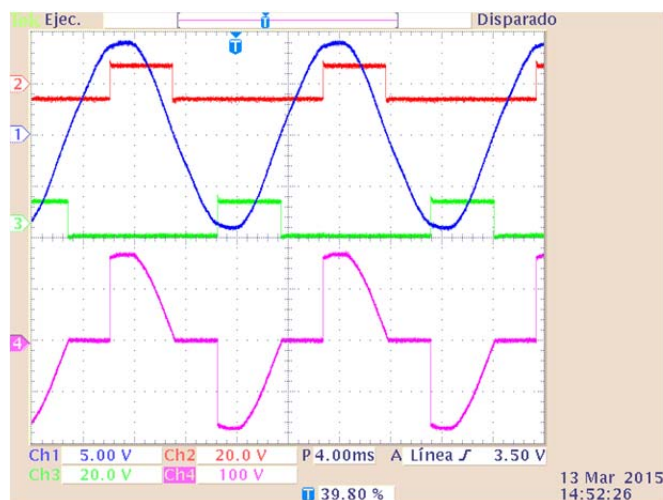


Fig. 18. Formas de onda de Ch 1 V_{sync} , Ch2 α_1 , Ch3 α_2 , y Ch4 $V_{oT}(t)$ controlando dos SCR's en antiparalelo con Transformadores de Pulsos (TP).

4. Discusión

Hoy en día se pueden encontrar múltiples propuestas de circuitos de control para el desarrollo de prácticas en las que se aplican los conceptos relacionados con el control de los tiristores. Sin embargo, en la mayoría de estas propuestas se incluyen circuitos que son de muy sencilla construcción pero con poca versatilidad en aspectos como el control del ángulo de disparo, ya que en muchos de ellos el control está limitado para valores de apenas 90° . También es verdad que en muchas de las referencias de electrónica, se obvia a los circuitos para control y disparo de los tiristores. En muchos de los libros solo aparecen recuadros que indican la existencia de un circuito de control o mando del tiristor pero no se dan más detalles de éste. Para el caso de los alumnos que inician con este estudio, cualquier ayuda es de utilidad. Con el desarrollo y

explicación teórica del funcionamiento de la TDC, los alumnos podrán construir su propia tarjeta de control logrando de este modo que el aprendizaje sea más significativo para ellos. Podrán hacer y proponer sus propias prácticas para que a partir de ellas se generen sus propias conclusiones.

De igual modo a pesar de que existen muchos circuitos de relativa sencillez en su construcción, el tiempo que se invierte en la construcción de estos puede afectar para el análisis adecuado de los mismos. Una vez que se tiene una TDC se puede optimizar el tiempo y aprovechar al máximo las prácticas de tiristores.

5. Conclusiones

Se presenta el análisis y diseño de una Tarjeta Didáctica de Control para tiristores. Se presentan las formas de onda de su implementación. Con esta tarjeta, el alumno tiene la posibilidad de controlar el ángulo de disparo de dos tiristores SCR's o un TRIAC. El ángulo de disparo puede estar comprendido desde 0° y hasta 180° sin ningún problema y con certeza de mayor precisión. Se cuenta con aislamiento eléctrico entre la red de alta tensión y el circuito de mando para los tiristores. El aislamiento para el control de los tiristores puede hacerse mediante optoacoplador o utilizando transformadores de pulsos. Simulaciones en Orcad SPICE corroboran buena operación de la TDC en sus partes medulares.

En trabajos futuros se pretende controlar el ángulo de disparo de los tiristores mediante un Control Digital. Al hacerlo de esta manera, las posibilidades de gobierno se multiplican significativamente debido a la alta precisión que pueden alcanzar los controladores digitales. Controlar sincrónicamente dos, tres, cuatro o la cantidad necesaria de tiristores será posible únicamente programando cada una de las salidas con su respectiva salida amplificada de control.

6. Referencias

- [1] ALF, Dimmer digital utilizando un microcontrolador PIC, Microcontroladores y Software. <http://microsysoftware.blogspot.mx/2015/02/dimmer-digital-de-3-niveles-de.html> Consultado por última vez en junio de 2015.
- [2] R. L. Boylestad, L. Nashelsky. Dispositivos pnnp y otros, Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos. 2003. México: Pearson, Prentice Hall. 923-964 pp.
- [3] W. H. Hayt, J. E. Kemmerly, S. M. Durbin. Capacitores e inductores, Análisis de circuitos en ingeniería. 2012. México D.F. Mc Graw Hill. 217-260 pp.
- [4] Control de potencia en alterna. Prácticas de laboratorio. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales ETSII, Universidad Politécnica de Madrid. Madrid, España. Noviembre 2011.
- [5] Home Depot, Dimmers y controles de luces. <http://www.homedepot.com.mx/comprar/es/centro/electrico/dimmers-y-controles-de-luces>. Consultado por última vez en junio de 2015.
- [6] Tiristores, teoría y aplicaciones. Escuela superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica IPN. <http://es.slideshare.net/Boytronic/tiristores-caractersticas-aplicaciones-y-funcionamiento>. Consultado por última vez en junio de 2015.
- [7] A. Malvino, J. B. Bates, Tiristores, Principios de Electrónica. 2007. Mc Graw Hill. Aravaca, Madrid. 490-529 pp.
- [8] T. Wildi, Elementos fundamentales de electrónica de potencia, Máquinas eléctricas y sistemas de potencia. 2007. Pearson, Prentice Hall. México. 480-554 pp.

7. Autores

Luis Alejandro Flores Oropeza nació en Aguascalientes, México en 1976, obtuvo el título de Ingeniero Eléctrico por parte del Instituto Tecnológico de Aguascalientes y el grado de Doctor en Ingeniería Electrónica por la Universidad Politécnica de Madrid en España en 1999 y 2005 respectivamente. Actualmente es profesor investigador de tiempo completo en la Universidad Autónoma de Aguascalientes. Sus intereses se centran en el estudio de las fuentes de alimentación conmutadas, corrección del factor de potencia y control.

Eduardo Anguiano Mendieta es alumno de 9º semestre de Ingeniería Electrónica de la Universidad Autónoma de Aguascalientes, forma parte del grupo de alumnos becarios participantes de los proyectos de investigación del Departamento de Sistemas Electrónicos.

Edgar López Delgadillo Graduado de Ingeniería en Electrónica y Sistemas de Comunicación Digital por la Universidad Autónoma de Aguascalientes en 2002. Obtuvo los grados de Maestro en Ciencias y Doctor en Ciencias por el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica en 2004 y 2010 respectivamente. Actualmente está adscrito al Centro de Ciencias Básicas de la Universidad Autónoma de Aguascalientes. Sus principales áreas de interés son el diseño de circuitos integrados analógicos y en modo mixto y los sistemas adaptables digitales y analógicos.