

IDENTIDAD ENERGÉTICA

VOLUMEN 2

NÚMERO 1

AÑO 2019

ISSN: 2448-7775



CINERGIA UG
Centro Interinstitucional de Energía
UNIVERSIDAD DE GUANAJUATO

EQUIPO EDITORIAL

Editores en jefe

Dr. Iván Abel Hernández Robles,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Dr. José Merced Lozano García,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Editores asociados

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo,
Centro de Investigación y de Estudios
Avanzados Unidad Guadalajara
(CINVESTAV GDL), México.

Dr. Juan Segundo Ramírez,
Facultad de Ingeniería
de la Universidad Autónoma
de San Luis Potosí, México.

Dr. Fredy Sanz Ramirez,
Universidad Manuela Beltrán,
Vicerrector de Investigación,
Bogotá, Colombia.

Dr. Juan Carlos Olivares Galván,
Universidad Autónoma Metropolitana
Unidad Azcapotzalco (UAM),
CDMX, México.

Dra. Gladys Caicedo Delgado
Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Universidad del Valle
Cali, Colombia

Consejo Editorial

Dr. Jesús Martínez Patiño,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Dr. Alejandro Pizano Martínez,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Dra. Xiomara González Ramírez,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Dr. Enrique Arnoldo Zamora Cárdenas,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Dr. Victor Javier Gutiérrez Martínez,
Universidad de Guanajuato,
Departamento de Ingeniería Eléctrica
(DIE-UG), México.

Coordinación Editorial

Mtro. Heriberto Gutiérrez Martin
Coordinador Editorial y Seguimiento

Airam Álvarez Bravo,
Victoria Sthepane Ángeles Hernández,
Edición, Diseño y Cuidado de Edición

Salamanca, Gto., México

IDENTIDAD ENERGÉTICA



VOLUMEN 2 NÚMERO 1 AÑO 2019 ISSN: 2448-7775

Adopción de las Tecnologías de la Información y la Comunicación y el Consumo de Energía Eléctrica en México

JESÚS MARTÍNEZ PATIÑO,
IVÁN ABEL HERNÁNDEZ ROBLES,
GEOVANNI HERNÁNDEZ GÓMEZ,
JOSÉ MERCED LOZANO GARCÍA.
Universidad de Guanajuato.

6

Propuesta de Mercado Eléctrico Minorista Transactivo en México

JUAN CARLOS OLIVARES ROJAS,
ENRIQUE REYES ARCHUNDIA,
SERGIO ADRIÁN CARRILLO VILLANUEVA,
JOSÉ ANTONIO GUTIÉRREZ GNECCHI.
*Tecnológico Nacional de México.
Instituto Tecnológico de Morelia.*

11

Interacción de la energía undimotriz con cargas invariantes

PAULINA LIZETH CUEVAS MUÑOZ,
XIOMARA GONZÁLEZ RAMÍREZ,
IVÁN ABEL HERNÁNDEZ ROBLES,
JESÚS MARTÍNEZ PATIÑO.
Universidad de Guanajuato.

18

Impacto de la Generación Eólica y Solar FV sobre las Emisiones Contaminantes Usando los Toolbox de MATLAB

LUIS CONTRERAS AGUILAR,
TIBERIO VENEGAS,
JAIME ARROYO,
RAMÓN BETANCOURT.
Universidad de Colima.

23

Diseño de Planta Fotovoltaica en un Entorno de Realidad Virtual

RICARDO CERVANTES GARCÍA,
JUAN M. CANO FIGUEROA,
J. MIGUEL GONZÁLEZ LÓPEZ*,
FERNANDO RODRÍGUEZ HARO,
MARCO PÉREZ GONZÁLEZ,
JESÚS CERVANTES GARCÍA,
H. DANIEL DÍAZ RODRÍGUEZ.
Universidad de Colima.

31

Flujos de Potencia Óptimos multi-objetivo: Análisis de la operación de sistemas de potencia considerando las emisiones de CO₂

DAVID CORONA MARTÍNEZ,
HECTOR ELIZARRARAZ MENDIOLA,
JOSUÉ ADRIÁN MÁRQUEZ ZAFRA,
JOSÉ MIGUEL GARCÍA GUZMÁN.
Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

37

Análisis y Simulación de Motores de Imanes Permanentes para Aplicaciones a Vehículos Eléctricos

IVÁN A. HERNÁNDEZ ROBLES,
RICARDO A. ARROYO PEREZ,
JOSÉ M. LOZANO GARCÍA,
JESÚS MARTÍNEZ PATIÑO,
HÉCTOR J. ESTRADA GARCÍA.
Universidad de Guanajuato.

44

Patrones de Falla en la Corriente por Corto Circuito entre Vueltas en Devanados de Transformadores

R.A. AYALA G,
G. A. HERREJÓN P.,
J. C. OLIVARES-GALVAN,
R. ESCARELA P.,
V.M. JIMÉNEZ M.
*Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Zamora.
Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco.*

49

Detección de fallas en máquinas eléctricas por medio del flujo de dispersión.

ADRIÁN GONZÁLEZ PARADA,
RUBÉN JARAMILLO VACÍO,
EDUARDO GONZÁLEZ SALAZAR.
*Universidad de Guanajuato.
LAPEM, CFE.*

57

Convertidor reductor doble en MCD para la mejora de factor de potencia

DIANA CECILIA VALDÉS DELGADO,
CESAR AUGUSTO LIMONES POZOS,
JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA,
CARLOS ANTONIO GÓMEZ SAAVEDRA.
Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

64

Inversores Trifásicos para Sistemas de Propulsión en Vehículos Eléctricos

HÉCTOR OSIEL VALDEZ CARRERA,
GERARDO VÁZQUEZ GUZMÁN,
MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS,
JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA.
Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

70

Análisis de eficiencia y THD de un inversor multinivel asimétrico de 9 niveles para Energías Renovables

CHRISTOPHER JESÚS RODRÍGUEZ CORTES,
CÉSAR AUGUSTO LIMONES POZOS*,
JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA.
Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

77

Diseño y Evaluación de Controles PID Discreto y Modos Deslizantes Discreto para un Convertidor CD-CD Push-Pull

MARCO ANTONIO JIMÉNEZ QUIROZ,
MARTÍN ALFREDO ALARCÓN CARBAJAL,
JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES*,
GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA.
*Tecnológico Nacional de México.
Instituto Tecnológico de Culiacán.*

84

Diseño y Construcción de un Convertidor CD-CD Push-Pull para un Sistema Fotovoltaico Aislado

RICARDO PAEZ VILLA,
MARTÍN ALFREDO ALARCÓN CARBAJAL,
JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES,
DAVID ENRIQUE CASTRO PALAZUELOS,
GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA.
*Tecnológico Nacional de México.
Instituto Tecnológico de Culiacán.*

92

Control PID y Difuso de un seguidor solar fotovoltaico para obtención de potencia nominal con sensor MPU6050

JOSÉ RAFAEL VÁZQUEZ SÁNCHEZ *,
CARLOS DAVID AVALOS GALINDO,
JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES,
NÉSTOR DANIEL GALÁN HERNÁNDEZ,
GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA.
*Tecnológico Nacional de México - Campus Culiacán.
Universidad Politécnica de Sinaloa.*

99

Software para la simulación de parámetros en la compensación vectorial del factor de potencia

EFRAÍN VILLALVAZO LAUREANO,
RAMÓN O. JIMÉNEZ BETANCOURT,
SERGIO A. VILLA AVIÑA,
MARCO A. PEREZ GONZÁLEZ,
JUAN M. GONZÁLEZ LÓPEZ.
Universidad de Colima.

106

Diseño Didáctico de Red de Tierras Apoyado con Software 3D y Programación Visual

MARCO A. PEREZ, ERIC MORALES,
ADAN CALATA,
IVÁN JIMÉNEZ,
JUAN M. GONZÁLEZ,
EFRAÍN VILLALVAZO.
Universidad de Colima.

111

Digestión y co-digestión anaerobia de la excreta de conejo para la producción de biogás

GERARDO PERÉZ MEZA,
GRACIELA MA. DE LA LUZ RUIZ AGUILAR,
ROGELIO COSTILLA SALAZAR,
VICENTE JAVIER ÁLVAREZ VILLAFIÑA,
JUAN HUMBERTO MARTÍNEZ MARTÍNEZ*.
Universidad de Guanajuato.

117

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 29 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Adopción de las Tecnologías de la Información, la Comunicación y el Consumo de Energía Eléctrica en México

JESÚS MARTÍNEZ PATIÑO*, IVÁN ABEL HERNÁNDEZ ROBLES, GEOVANNI HERNÁNDEZ GÓMEZ, JOSÉ MERCED LOZANO GARCÍA

Departamento de Ingeniería Eléctrica. Campus Irapuato-Salamanca. Universidad de Guanajuato.
jesusmp23@ugto.mx (* Autor de correspondencia)
ia.hernandez@ugto.mx
geov.hernandez@ugto.mx
jm.lozano@ugto.mx

RESUMEN Las tecnologías de la información es una base importante para la sociedad actual, dando lugar a la conjunción de los equipos informáticos y las redes que se conectan entre sí. Los datos recientes muestran un incremento importante en la introducción de equipos de cómputo en los hogares mexicanos, aumentando el uso de éstos según diversos rangos de edades. Aunado a ello, de manera paralela el uso de cualquier equipo que consume energía eléctrica refleja su impacto en la facturación de la casa-habitación. De ahí, la importancia del análisis del impacto que se tiene de manera directa con el uso de tecnologías de la información en el hogar, para determinar costos en la utilización de estos equipos y dispositivos.

PALABRAS CLAVE— Costos, Casa-habitación, Computadora, Tarifa.

I. INTRODUCCIÓN

Los datos estadísticos que se tienen recientemente indican un incremento considerable en los últimos años de la adopción de las tecnologías de la información en México, sobre todo en los hogares. En el año de 2018, se presentó el documento de adopción de las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TICs) y el uso de internet en México, en donde se expone el impacto de las características sociodemográficas de los usuarios [1]. Dentro de estas características se revisa, por ejemplo: sexo, edad, nivel de ingreso, entidad federativa de residencia, nivel educativo, entre otros, además, sobre determinados usos del Internet. En la encuesta citada anteriormente las TIC que se analizan son: Computadora, Internet, Teléfono Móvil e Internet mediante un teléfono inteligente conocido comúnmente como “Smartphone”. De este estudio se desprende que en función de las características sociodemográficas se tiene una influencia con el uso de internet, computadora o teléfono móvil, también se busca identificar el impacto de estas características (sociodemográficas) de la población que utiliza estas

herramientas, así como el perfil de los usuarios en los hogares. Es decir; qué personas utilizan las TIC, cómo las utilizan y qué impacto tienen en su entorno.

Como se sabe, en México se tiene una gran variedad de regiones y características de ciudades y comunidades rurales. Entonces, es muy relevante conocer ciertos perfiles de los usuarios de las TIC en función de si viven en una ciudad o fuera de ella (comunidad rural), debido a que esto puede incidir de manera importante en su probabilidad de adoptar o no el uso de las TIC. Ante ello, es importante conocer datos estadísticos que permitirán poner en el contexto dos elementos importantes: usuarios y las TIC. Los datos que se reportan en el año 2016 indican que en México existía una población de 122.2 millones de habitantes que representaron en ese entonces 33.3 millones de hogares. Aunado al dato anterior, sobresale que alrededor del 50% del total de la población es menor a 30 años. Otro dato resaltante para considerar es que ese mismo año, el 59% de la población tenía educación básica como último grado de estudios, posteriormente el 16% educación media superior y el 12 % educación superior. Es decir, existen múltiples variables

que inciden en adopción de las TIC, entre las que se encuentran: sexo, edad, nivel de ingreso, nivel educativo, ocupación, entidad federativa de residencia y la ciudad-comunidad de residencia.

Por otro lado, se tiene documentado que las TIC tienen un gran impacto en la economía muy semejante al del sector energético, debido a que tiene una gran influencia en la eficiencia de la producción y el costo final de muchos productos y servicios. La literatura en este contexto cita que la aplicación exitosa de las TIC facilita la reorganización de las empresas y crea nuevos modelos de negocios, mejora la planeación de recursos, facilita el diseño y las operaciones de producción, mercadeo y ventas, además de que cambia estilos de vida [2].

Esta influencia y la de las TIC tienen su repercusión en otros sectores económicos, concretamente sobre el sector energético. Para referenciar algunos datos se cita que en general, se estima que los dispositivos digitales (computadoras y teléfonos inteligentes) y las infraestructuras de apoyo (redes de comunicación y centros de datos) consumieron aproximadamente el 5% del uso global de electricidad en 2012; llegando a más del 9% si se incluyen televisores, equipos audiovisuales e infraestructuras de transmisión [3].

Aunado a esto, no solamente es el tema de las TIC y el consumo de energía, sino que para ambos temas es requerido un soporte de infraestructura complejo y que sea confiable. Es decir, van profundamente relacionados, aunque las TIC dependen del abastecimiento de la energía [4-11].

Por lo antes citado, se percibe altamente probable que el consumo de energía crezca de manera paralela a las TIC debido a diferentes factores tales como:

- Los usuarios adquieren equipos de cómputo sobredimensionados a sus necesidades.
- El creciente acceso a redes de internet que ayuda a transmitir más información.
- Aumento de conectividad entre usuarios que motiva a que las computadoras estén en línea las 24 horas del día.

Ante ello, el presente trabajo busca identificar los cálculos en el consumo de energía y el costo que se tiene al utilizar las TIC en los hogares mexicanos. Dichos cálculos se fundamentan en datos estadísticos y en los costos actuales de energía. Teniendo ambos datos (consumo de energía y costos) se analiza el impacto económico que puede llegar a representar en los hogares mexicanos.

II. INSERCIÓN Y USO DE COMPUTADORAS EN LOS HOGARES

Los datos estadísticos con los que se cuenta en este momento indican que los usuarios de las TIC tienen una probabilidad promedio de 45.8% de utilizar una computadora; obviamente, la variación radica (aumenta o se reduce) en función de múltiples variables que se han citado anteriormente: sexo, edad, nivel de ingreso, nivel educativo, ocupación, entidad federativa de residencia y la ciudad-comunidad de residencia. En el caso de los hombres se tiene una probabilidad de 47.9%, mientras que las mujeres un 43.9%. Por otro lado, pasando al ámbito de nivel de ingresos, los usuarios de TIC donde se tiene un ingreso alto se tiene una probabilidad de tener una computadora del 73.8 %, siendo el porcentaje más alto; mientras los que tienen un ingreso bajo solamente alcanzan un 30.4%. La adopción del uso de computadora por ocupación se vuelve más compleja debido a las múltiples opciones que se tienen, por lo que el estudio del Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT) lo resume en cuatro ocupaciones con su respectivo porcentaje: no trabaja (28.5%), en el hogar (21.6%), estudiantes (85.6%) y trabaja (47%) (Cada apartado tiene un 100% de rango). Otra referencia importante son los grupos de edad de los usuarios de las TIC y que tienen acceso a una computadora, el grupo con mayor porcentaje es el que tiene la edad de 6 a 17 años con un 76.6%, mientras que el grupo de 65 y más tiene el porcentaje más bajo de 9.6%. Una variable muy sensible es el nivel educativo, pues los resultados indican que mientras mayor sea este nivel, de igual forma será la probabilidad de utilizar una computadora, Los que tienen nivel básico tienen un 29.9% mientras que los que tienen estudios de nivel superior un 90.5%.

Con los datos citados anteriormente se pueden generar múltiples combinaciones, lo cual da lugar a diferentes porcentajes de utilización. Sin embargo, lo importante radica en considerar que conforme las nuevas generaciones y grupos de edades vayan pasando al siguiente bloque, el porcentaje del uso de la computadora en los próximos años irá creciendo en México.

III. TIPOS Y CONSUMO DE ENERGÍA ELÉCTRICA DE LOS EQUIPOS DE CÓMPUTO

Existe una gran variedad de equipos de cómputo que van en relación con su función operativa o su portabilidad. Por ejemplo, existen las computadoras de escritorio conformadas por dos equipos: el CPU (Central Processing Unit) y la pantalla, mientras que otros integran ambos equipos en uno solo; es decir, la pantalla ya integra al CPU. Existen también las computadoras portátiles que permiten llevar el equipo de un

lugar a otro con una autonomía parcial de tiempo en su operación en función de la batería, aquí también se aplica el caso de una integración de la pantalla y el CPU. Obviamente, también existen equipos de cómputo de altas prestaciones, pero en este estudio no se revisan debido a que dichos equipos no se ubican en los hogares.

Determinar el consumo de energía eléctrica de las computadoras hoy en día puede resultar complicado; debido a que existe una relación directa entre el consumo de energía y el uso de la aplicación o tarea que se desarrolle en el equipo de cómputo. La operación que esté realizando el equipo y el software (sistema operativo y programas usados), constituyen los factores más importantes para determinar el uso real de la energía en los lapsos de tiempo de uso. En este marco, las cargas de trabajo que se pueden identificar y categorizar van en función del uso activo y no activo del equipo: Hibernación, Suspensión, Inactividad, Productividad y Rendimiento Máximo.

Para facilitar los cálculos en el presente trabajo, se va a considerar para el equipo de cómputo el nivel típico de consumo de energía para equipo de oficina según la Guía F de la “Chartered Institute of Building Service Engineers” (CIBSE) por su nombre en inglés, conocida comúnmente como Guía F CIBSE [12]. El dato que proporciona para el equipo de cómputo tipo escritorio es una potencia media de 120 W y 175 W.

IV. CARACTERÍSTICAS DE LA TARIFA EN CASA-HABITACIÓN

Las tarifas llamadas domésticas son normalmente las que se cobran por parte del suministrador de energía eléctrica en los hogares en México, el cual es un servicio otorgado en un 99.6% por la Comisión Federal de Electricidad (CFE) según datos de la Encuesta Nacional sobre Consumo de Energéticos en Viviendas Particulares 2018 (ENCEVI) [13]. Hay una diversidad de tarifas domésticas, que se identifican con el número 1, y se diferencian con letras ordenadas alfabéticamente: 1, 1A, 1B, 1C, 1D, 1E y 1F; además de la Tarifa conocida como de Alto Consumo (también conocida como DAC) [14]. Lo que indica la CFE es que la Tarifa 1 se aplica para todos los servicios que se destinen exclusivamente para uso doméstico y que dependiendo de su consumo podrán ser consideradas de Alto Consumo. Uno de los particulares de esta tarifa es que se debe tener un consumo mínimo mensual de 25kWh en la casa-habitación; además que, sus cuotas-precios por mes se dividen en tres diferentes bloques de consumo: básico, intermedio y excedente, tal y como se describe en la Tabla I. De esta manera se va construyendo el costo total de facturación por este tipo de tarifa. Además, si la sumatoria de los seis periodos (bimestres)

anteriores al cobro de la factura dan como resultado mayor a 3000 kWh, automáticamente el servicio se cobra-factura como una Tarifa DAC.

V. RESULTADOS

Para dar resultados más certeros con respecto al consumo de electricidad en los hogares y el impacto que se tiene por la introducción-adopción de las TIC, se analiza un caso de estudio con datos que abonen a conocer más a fondo y con mayor exactitud el planteamiento que se estudia en este artículo.

A. DATOS DEL CASO DE ESTUDIO

En esta sección se presentan los datos y las características consideradas en el caso de estudio abordado; estos datos marcan de forma importante las condiciones básicas de los cálculos. Primeramente, es necesario identificar el lugar o región de la casa-habitación “tipo” con el fin de establecer su consumo de energía eléctrica; ante ello, el caso de estudio se desarrolla para el Estado de Guanajuato donde en función de los múltiples variables se puede determinar el consumo promedio de electricidad: variable relacionada al clima y temperatura, las características de la vivienda, de los aparatos electrodomésticos en el hogar, situación socioeconómica, la región geográfica según la clasificación del CFE (en relación al costo de la tarifa), conductas y hábitos en el consumo de los usuarios, entre otros. Ante ello, para los cálculos posteriores se tiene considerado el dato de 211 kWh como el consumo promedio bimestral de una casa-habitación según datos reportados en la literatura recientemente [15].

Para poder calcular los montos de la facturación de la casa-habitación “tipo” es necesario los precios por kWh que la CFE publica de manera mensual aplicable a la tarifa correspondiente (en este caso Tarifa 1), los cuales se presentan en la Tabla II.

TABLA I. TIPOS Y CARÁCTERÍSTICAS DE LOS COSTOS EN TARIFA 1 [14].

Tipo de consumo	Características
Básico	Costo por cada uno de los primeros 75kWh.
Intermedio	Costo por cada uno de los siguientes 65kWh.
Excedente	Costo por cada kWh adicional a los anteriores.

TABLA II. PRECIOS DE LA TARIFA 1 CORRESPONDIENTE AL MES DE JULIO DE 2019 [14].

Tipo de consumo (kWh)	Precio (\$, Pesos Mexicanos)
Básico	0.814
Intermedio	0.984
Excedente	2.879

Retomando los párrafos anteriores donde se menciona que la potencia promedio de los equipos de cómputo tipo escritorio es de: 120 W y 175 W. Es decir, se tienen dos variantes para analizar el consumo promedio para cada cifra antes citada. Se proponen tres diversos tiempos de uso promedio por parte de los usuarios: 1.5, 4 y 9 horas. Además de tres cantidades diferentes de equipos que se pueden tener y hacer uso en la casa-habitación: 1, 2 y 3 equipos. De estos datos se pueden construir múltiples combinaciones con diversas situaciones, las cuales se analizan en el apartado siguiente.

B. RESULTADOS DEL CASO DE ESTUDIO

Es necesario establecer el costo del consumo promedio de la vivienda para determinar el impacto del uso de las TIC bajo las condiciones y parámetros enunciados anteriormente. La Tabla III muestra el cálculo del costo de facturación de una vivienda promedio en México con Tarifa 1 utilizando los costos del mes de julio, los datos son de un periodo bimestral, dando un subtotal de \$ 182.12 pesos mexicanos. El subtotal de la facturación se debe a que, a esta cantidad se le deben de sumar los impuestos locales de alumbrado público (DAP) y del Valor Agregado (IVA) entre otros conceptos. Como se ha citado con anterioridad, se tienen referencias que las computadoras personales (PC, por sus siglas en inglés) en promedio tienen una potencia de 120 W y 175 W; por ello, los dos siguientes casos analizan cada uno de estos promedios para conocer el impacto del uso de las PC's en las viviendas en el Estado de Guanajuato.

TABLA III. CALCULO DE FACTURACIÓN BIMESTRAL.

Tipo de consumo	Precio (\$, Pesos Mexicanos)	Energía (kWh)	Costo (\$, Pesos Mexicanos)
Básico	0.814	150	122.10
Intermedio	0.984	61	60.02
Excedente	2.879	0	0
Sub-Total			182.12

1. Caso: consumo promedio de 120 W

Para los cálculos, es usado el valor del promedio de 120 W para una PC, los cuales se muestran en la Tabla IV. Los resultados se dividen en tres tipos de consumo: bajo, medio y alto según la cantidad de equipos (PC) que se usan en la casa-habitación: 1, 2 o 3 equipos. Posteriormente se multiplican por las tres situaciones de tiempo de uso que se proponen: 1.5, 4 y 9 horas. Estos son los casos diferenciadores del caso 1.

La facturación de la CFE se realiza para 60 días (bimestre); por lo que, la cantidad de kWh es el consumo energético de la PC en este periodo. Para conocer el impacto económico es necesario calcular el monto de los diferentes precios de los kWh según los bloques de las cantidades que se aplican; lo que ya se ha explicado en el apartado de las características de la Tarifa 1; por lo que, los kWh se aplican a los precios Intermedio y Excedente posteriores a los 21 kWh de consumo promedio-ordinario de la vivienda. En este caso, se puede tener un rango de impacto del 5.84 % como mínimo y hasta un 236.46 % como máximo del monto de la facturación ordinaria.

TABLA IV. RESULTADOS DEL CASO 1.

Consumo	Cantidad de Equipos	Horas de uso	Consumo PC (W)	Bimestre (días)	(kWh)	Básico (kWh) (\$0.814)	Intermedio (kWh) (\$0.984)	Excedente (kWh) (\$2.879)	Costo Por kWh Intermedio	Costo Por kWh Excedente	Costos del consumo TIC	Costos del Consumo de la Vivienda	Total del costo	Porcentaje del Costo del Uso de PC
Bajo	1	1.5	120	60	11	0	11	0	10.63	0.00	10.63	182.12	192.75	5.84%
Bajo	2	1.5	120	60	22	0	22	0	21.65	0.00	21.65	182.12	203.77	11.89%
Bajo	3	1.5	120	60	33	0	33	0	32.47	0.00	32.47	182.12	214.59	17.83%
Medio	1	4	120	60	29	0	29	0	28.54	0.00	28.54	182.12	210.66	15.67%
Medio	2	4	120	60	58	0	58	0	57.07	0.00	57.07	182.12	239.19	31.34%
Medio	3	4	120	60	87	0	69	18	67.90	51.82	119.72	182.12	301.84	65.74%
Alto	1	9	120	60	65	0	65	0	63.96	0.00	63.96	182.12	246.08	35.12%
Alto	2	9	120	60	130	0	69	61	67.90	175.62	243.52	182.12	425.64	133.71%
Alto	3	9	120	60	195	0	69	126	67.90	362.75	430.65	182.12	612.77	236.46%

TABLA V. RESULTADOS DEL CASO 2.

Consumo	Cantidad de Equipos	Horas de uso	Consumo PC (W)	Bimestre (días)	(kWh)	Básico (kWh) (\$0.814)	Intermedio (kWh) (\$0.984)	Excedente (kWh) (\$2.879)	Costo Por kWh Intermedio	Costo Por kWh Excedente	Costos del consumo TIC	Costos del Consumo de la Vivienda	Total del costo	Porcentaje del Costo del Uso de PC
Bajo	1	1.5	175	60	16	0	16	0	15.74	0.00	15.74	182.12	197.86	8.64%
Bajo	2	1.5	175	60	32	0	32	0	31.49	0.00	31.49	182.12	213.61	17.29%
Bajo	3	1.5	175	60	48	0	48	0	47.23	0.00	47.23	182.12	229.35	25.93%
Medio	1	4	175	60	42	0	42	0	41.33	0.00	41.33	182.12	223.45	22.69%
Medio	2	4	175	60	84	0	69	15	67.90	43.19	111.08	182.12	293.20	60.99%
Medio	3	4	175	60	126	0	69	57	67.90	164.10	232.00	182.12	414.12	127.39%
Alto	1	9	175	60	95	0	69	26	67.90	74.85	142.75	182.12	324.87	78.38%
Alto	2	9	175	60	189	0	69	120	67.90	345.48	413.38	182.12	595.50	226.98%
Alto	3	9	175	60	284	0	69	215	67.90	618.99	686.88	182.12	869.00	377.16%

2. Caso: consumo promedio de 175 W

Para este caso, ahora se aplica un consumo promedio de 175 W, usando los mismos datos de la situación anterior planteada. La Tabla V muestra a detalle cada uno de los datos y resultados para el caso que se aplica, resultando un 8.64 % como mínimo y un máximo de 377.16 % del impacto en el costo del uso de las PC's en una vivienda.

VI. CONCLUSIONES

Los datos ponen de manifiesto el creciente uso de las TIC en las casas-habitación en México yendo de la mano con el aumento del consumo de electricidad que se da en el momento de hacer uso del equipo o dispositivo.

Los resultados obtenidos dan muestra de la gran diversidad de factores para cada uno de los elementos que pueden incidir en el cálculo del costo del uso de las TIC en una casa-habitación, tales como el sexo, edad, nivel de ingreso, nivel educativo, ocupación, entidad federativa de residencia y la ciudad-comunidad de residencia; posteriormente pasando por el promedio de consumo energético que puede tener una PC y finalmente por la frecuencia del uso de este equipo.

Los resultados arrojados muestran cómo mínimo impacto del 5.84% y el extremo del consumo alto recae en un 377% de la incidencia en el costo de la facturación de una vivienda. Obviamente los extremos de mínimo y máximo incurrir en circunstancias muy particulares; por lo que, los valores de consumo medio según los datos estadísticos de la literatura en el tema serán los que más se estarán dando en las viviendas en México; por lo tanto, para los casos 1 y 2 se tienen el 31.34% y 60.99% respectivamente.

Los resultados arrojados en este trabajo revelan el impacto de las TIC en el consumo energético de los hogares mexicanos, lo cual se ve reflejado en la facturación del servicio de suministro de electricidad.

REFERENCIAS

- [1] IFT (2018). Adopción de las TIC y usos de Internet en México.
- [2] Binswanger, M. (2000). Technological Progress and Sustainable Development: What About the Rebound Effect? presentado en la ese Conference 2000 en Viena.
- [3] W. Van Heddeghem, S. Lambert, B. Lannoo, et al., Trends in worldwide ICT electricity consumption from 2007 to 2012, *Comput. Commun.* 50 (2014) [64–76].
- [4] Morley, J., Widdicks, K., & Hazas, M. (2018). Digitalisation, energy and data demand: The impact of Internet traffic on overall and peak electricity consumption. *Energy Research & Social Science*, 38, 128-137.
- [5] Viracachá, R. O. (2018). El Lado Oscuro Del Computador. *Letras Con* Ciencia Tecno* Lógica*, 102-119.
- [6] Fernández, F. T., Mariño, M. V., & de Madariaga, J. M. G. (2017). La cara oculta de la sociedad de la información: el impacto medioambiental de la

- producción, el consumo y los residuos tecnológicos. *Chasqui: Revista Latinoamericana de Comunicación*, (136), 45-61.
- [7] IEA, Digitalization & Energy, (2017) Available from: <http://www.iea.org/digital/>.
 - [8] Corcoran, P., & Andrae, A. (2013). Emerging trends in electricity consumption for consumer ICT. National University of Ireland, Galway, Connacht, Ireland, Tech. Rep.
 - [9] Gelenbe, E., & Caseau, Y. (2015). The impact of information technology on energy consumption and carbon emissions. *Ubiquity*, 2015(June), 1.
 - [10] Salahuddin, M., & Alam, K. (2016). Information and Communication Technology, electricity consumption and economic growth in OECD countries: A panel data analysis. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 76, 185-193.
 - [11] Huowen, J., & Xinai, X. (2016, October). Study on evaluation method of energy consumption in computer system. In 2016 IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC) (pp. 936-939). IEEE.
 - [12] Menezes, A. C., Cripps, A., Buswell, R. A., & Bouchlaghem, D. (2013). Benchmarking small power energy consumption in office buildings in the United Kingdom: A review of data published in CIBSE Guide F. *Building Services Engineering Research and Technology*, 34(1), 73-86
 - [13] INEGI [Instituto Nacional de Estadística y Geografía](2018). Encuesta Nacional sobre Consumo de Energéticos en Viviendas Particulares. México: INEGI.
 - [14] www.cfe.mx/tarifas/Pages/Tarifas.aspx
 - [15] Gutiérrez Mendieta, A. (2016). Determinantes de consumo eficiente de energía eléctrica en el sector residencial en México: un enfoque de regresión cuantílica.

BIOGRAFÍAS

JESUS MARTINEZ PATIÑO Doctorado en Energías Renovables y Eficiencia Energética (2008). Egresado del Master en Ecoeficiencia, Ahorro Energético y Ecología Industrial (2003-2004) en la Universidad de Zaragoza (España). Egresado de la carrera de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería Mecánica, Eléctrica y Electrónica de la Universidad de Guanajuato (F.I.M.E.E.) (1997-2002). Líneas de generación y aplicación del conocimiento en Eficiencia Energética y Energías Renovables.

IVÁN ABEL HERNÁNDEZ ROBLES Doctor en Ciencias en Sistemas Eléctricos por el CINVESTAV Unidad Gdl., México, 2013. Se desempeñó como Senior Diseñador de Transformadores de Distribución en la empresa Cooper Power by EATON, su adscripción actual en el departamento de Ingeniería Eléctrica de la División de Ingenierías de la Universidad de Guanajuato. Su línea de investigación se enfoca en electromagnetismo, diseño de máquinas eléctricas para renovables, generación inalámbrica y generación distribuida.

GEOVANNI HERNÁNDEZ GÓMEZ Es egresado del Centro de Investigaciones en Óptica A. C. donde obtuvo el título de Doctor en Ciencias (Óptica). Trabajó en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco en el laboratorio de sistemas complejos como profesor curricular. Su adscripción actual es en el departamento de Estudios Multidisciplinarios de la Universidad de Guanajuato donde su línea de investigación se basa en el estudio de aberraciones en el sistema óptico humano, instrumentación de sistemas oftálmicos y generación de sistemas operativos.

JOSE MERCED LOZANO GARCÍA Es egresado de la Facultad de Ingeniería Mecánica, Eléctrica y Electrónica de la Universidad de Guanajuato donde obtuvo el título de Ingeniero Electricista. Maestría y Doctorado en el CINVESTAV en Ingeniería Eléctrica. Actualmente es profesor-investigador del Departamento de Ingeniería Eléctrica en la División de Ingenierías del Campus Irapuato-Salamanca de la Universidad de Guanajuato.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 26 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Propuesta de Mercado Eléctrico Minorista Transactivo en México

JUAN CARLOS OLIVARES ROJAS*, ENRIQUE REYES ARCHUNDIA, SERGIO ADRIÁN CARRILLO VILLANUEVA, JOSÉ ANTONIO GUTIÉRREZ GNECCHI.

Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Morelia
 jcolivares@itmorelia.edu.mx (* Autor de correspondencia)
 ereyes@itmorelia.edu.mx
 agnecchi@itmorelia.edu.mx
 sergio_csua@hotmail.com

RESUMEN El abaratamiento de las energías renovables aunado al amplio uso de tecnologías de información y comunicaciones en la red eléctrica, entre otros factores han hecho que los mercados eléctricos principalmente en el sector minorista entre los usuarios finales estén cambiando de forma muy dinámica. En este trabajo se presenta un estudio de las diversas alternativas de mercados eléctricos minoristas transactivos y se propone un modelo mercado eléctrico simple con estas características adaptado para el entorno de los usuarios finales mexicanos.

PALABRAS CLAVE— Mercado Eléctrico Transactivo, Cadena de Bloques, Medidores Inteligentes.

I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo y calidad de vida de los países depende de gran manera de la energía eléctrica. Con la llegada de la cuarta revolución industrial muchos sectores han sido beneficiados, particularmente el sector eléctrico ha sido revolucionado con tecnologías como: Internet de las cosas, cadena de bloques, cómputo en la nube, datos masivos (Big Data), aprendizaje máquina, entre otras. Además, el desarrollo de nuevas tecnologías y productos para la red eléctrica como: sistemas de generación distribuida a través de energías renovables como paneles fotovoltaicos y sistemas aerogeneradores, sistemas de almacenamiento de energía, vehículos eléctricos, descarbonización y uso de energías limpias, sistemas de transmisión y distribución en corriente continua, microrredes, entre otras; han revitalizado el sector eléctrico. Todos estos nuevos desarrollos han llevado consigo a nuevas aplicaciones y sobre todo adaptaciones de los diversos componentes entorno a la red eléctrica por lo que los mercados eléctricos no son la excepción (ver Fig. 1).

Alrededor del mundo se han desarrollado diversos y complejos modelos de mercados eléctricos [1], teniendo como común denominador la promoción de la competencia en el sector eléctrico en beneficio de todas las partes involucradas [2]

- [7]. Recientemente se han hecho estudios de la integración de nuevas tecnologías como la cadena de bloques en los mercados de energía [8] y [9].

Se pueden separar a los mercados eléctricos en dos grandes grupos, aquellos que tienen una estructura centralizada y los descentralizados en la toma de decisiones [10]. Todo modelo de mercado suele tener limitaciones o deficiencias en el modelo finalmente adoptado y por lo tanto es susceptible a mejoras [11].

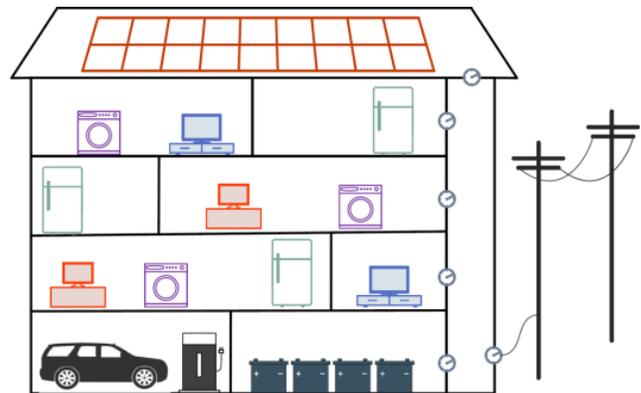


Fig 1. Panorama de Tecnologías en la Red Eléctrica Inteligente (REI) para los próximos años en México y el mundo.

En lugares donde no se cuenta con un modelo de operación de mercado eléctrico, al quererlo adoptar, se vuelve necesaria la creación de nuevas instituciones, leyes y reformas para la regulación del mercado, que consumen significativamente tiempo y recursos, se tiene en [12] el ejemplo en el caso de México. Y en algunos lugares donde ya se tiene un mercado establecido, las regulaciones de operación (cuando existen) permiten que las compañías participantes se aprovechen de ciertos aspectos, abusando de su papel como participante del mercado [13], a pesar de las reglas y herramientas desarrolladas para el monitoreo en el trading (comercio) en los mercados eléctricos [14] no ha sido suficiente como para lograr la operación de un mercado eléctrico transparente.

Este artículo presenta un nuevo modelo de mercado eléctrico, el cual es genérico, lo que quiere decir que, puede promoverse en cualquier sitio, además permite la interacción con otros sectores que manejen el mismo modelo de operación, lo que hace posible la proyección a una escala global adaptada a las condiciones del mercado minorista en México. Todo ello gracias a la aplicación de la tecnología de la cadena de bloques al modelo de los mercados eléctricos, asegurando un monitoreo confiable en tiempo real. Debido a la tecnología empleada, el nuevo modelo de mercado eléctrico propuesto eleva de manera significativa la utilidad y eficiencia que se esperan de los mercados eléctricos. Pues se garantiza la sana competencia en los mercados, un Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) confiable, anulación de cualquier práctica corrupta, la posibilidad de inversión externa y lo más importante garantiza la satisfacción del usuario final. La explicación del funcionamiento básico de los recursos tecnológicos a utilizar y como se pueden adoptar en el mercado eléctrico son descritos para validar la solución propuesta.

II. MERCADOS ELÉCTRICOS TRANSACTIVOS

En varias partes del mundo, pero tal vez principalmente en los Estados Unidos de América, hay un marcado interés por la innovación y modernización de modelos de mercados de energía eléctrica al menudeo, en el contexto de las redes eléctricas inteligentes de distribución, con el objetivo de transitar hacia un escenario de mayor participación de los recursos de energía distribuidos y un mayor número de consumidores-productores participando en la administración del servicio eléctrico [15].

En el extremo, está la visión de un sistema eléctrico en el que los sistemas de administración de energía y los equipos eléctricos de millones de consumidores interactúan en mercados minoristas, a través de Internet, en coexistencia con los mercados mayoristas, determinando colectivamente los precios de la energía, en equilibrio de oferta y demanda, y

optimizando el aprovechamiento de los recursos. A este concepto se le denomina Energía Transactiva [16]. Aunque no existe una definición única de Sistemas Transactivos de Energía, la mayoría de los autores coinciden en que ésta consiste en la optimización de la asignación de recursos energéticos con el correcto equilibrio de demanda-producción, atrayendo dispositivos de energía inteligentes y prosumidores (consumidores y productores de energía), usando incentivos del mercado e intercambio de información de la red eléctrica y señales económicas, para control y decisiones desde generación hasta distribución y consumo de poder.

Entre las nuevas estructuras de mercado al menudeo está la denominada “tarifa de suscripción en dos vías” (TeMIX) [17], que se opera en una plataforma automatizada de transacciones bilaterales. Este modelo, combina la suscripción de energía a un precio predeterminado para el perfil de consumo del cliente (caracterizado en términos horarios, diarios, y mensuales), y transacciones en tiempo real para liquidar las desviaciones sobre el perfil de consumo contratado al Precio Marginal Local de tiempo real. En principio, este esquema permite que el cliente tome sus propias decisiones de inversión en recursos distribuidos de energía (generación, almacenamiento, y de administración de la demanda), para gestionar los riesgos de precio y para maximizar su beneficio económico. Desde la perspectiva del Suministrador, éste configura su oferta de suscripción con base en su portafolio de contratos de energía y potencia de los mercados de largo y mediano plazo, limitando su exposición en los mercados de corto plazo. En California se prueba este concepto en un proyecto piloto que está dirigido a clientes residenciales, y clientes de comercios pequeños y medianos [17]. Otras estructuras propuestas requieren de un Operador Independiente de Distribución, que administra un mercado minorista, basado en Precios Marginales Locales al nivel de las redes de distribución.

Recientemente la tecnología de cadena de bloques utilizada en primera instancia en flujo de transacciones monetarias como moneda digital cifrada (criptomoneda) como en el caso de Bitcoin [18] se ha empezado a utilizar en diversas aplicaciones donde la confianza entre las partes puede realizarse de forma segura, sin intermediarios y a través de métodos de cifrado de la información no repudiables. Particularmente, una de las principales aplicaciones son los contratos inteligentes [19].

Un contrato inteligente es un acuerdo entre dos partes sin intermediarios. Puede considerarse como un procedimiento almacenado invocado en una transacción. Las entradas, salidas y estados afectados por la ejecución inteligente del contrato son acordados por cada nodo.

De manera general, las cadenas de bloques pueden integrarse de una manera ágil y eficiente a los sistemas transactivos de energía ya que permiten descentralizar la operación de los mercados eléctricos proveyendo confianza entre las empresas de servicios públicos, los operadores, cuerpos regulatorios con los proveedores servicios de energía y los recursos de energía transactiva. Todo esto a través de un libro mayor de contabilidad distribuida inmutable.

En un nivel alto, un sistema de cadena de bloques puede clasificarse como público o privado. En el primero, cualquier nodo puede unirse y abandonar el sistema, por lo que el blockchain está completamente descentralizado, se asemeja a un sistema de igual a igual (peer-to-peer) [20]. En este último, el blockchain impone estricta membresía. Más específicamente, existe un mecanismo de control de acceso para determinar quién puede unirse al sistema. Como resultado, cada nodo se autentica y su identidad es conocida por los otros nodos.

En el modelo tradicional de la REI, tanto la electricidad como el flujo de los pagos y datos fluye entre las distintas entidades a través de un mecanismo totalmente centralizado dependiente de la empresa eléctrica; en cambio en un modelo con blockchain todas las entidades y participantes trabajan de forma descentralizada (ver Fig. 2).

Por ejemplo, las transacciones de energía se pueden hacer de forma directa entre pequeños productores y consumidores. Todas las transacciones son almacenadas en la cadena de bloque haciéndolas resistentes a pruebas de manipulación, por lo que se garantiza confianza entre las partes.

Dentro de la teoría de mercados eléctricos, el uso de cadena de bloques ayuda a eliminar el intermediarismo (compañías de energía, proveedores de electricidad y agregadores) haciendo que las transacciones de energía y datos se hagan de forma directa.

Los componentes de un sistema de energía basado en blockchain de acuerdo con [21] son: Medidores Inteligentes, Dispositivos inteligentes/electrodomésticos, Tecnologías de sensores, y Aplicaciones para teléfonos inteligentes.

Por otra parte, en [22] se muestran las principales estrategias innovadoras dentro de la REI proporcionada por la empresa Smart Grid Council. En dicha gráfica se puede observar que el 90% de las implementaciones de Blockchain están en el área de Clientes/Distribución. A su vez, se puede observar que el 90% de las propuestas de cadenas de bloques que existen en el sector eléctrico están sobre las áreas de Comercialización de Energía P2P y los Sistemas Transactivos de Energía (STE).

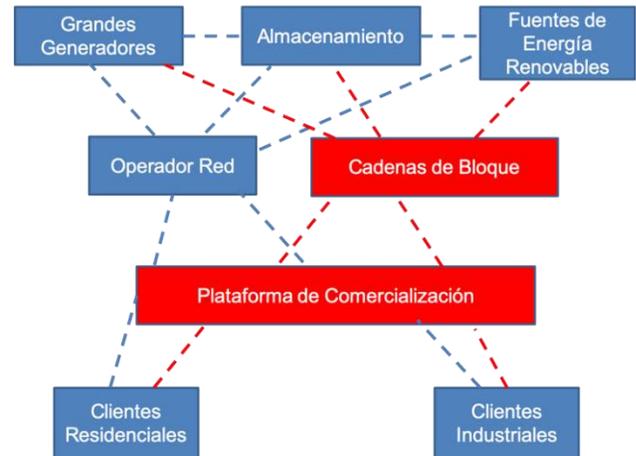


Fig 2. Modelo General de Operación de Mercados Eléctricos utilizando Cadenas de Bloques.

A su vez tanto en la academia como en la industria eléctrica se ha implementado y se está desarrollando diversos estudios y aplicaciones para integrar de mejor forma tecnologías como las cadenas de bloques con los STE.

En [23] se muestra una plataforma para la comercialización de energía segura y privada denominada Priwatt, la cual es de las primeras implementaciones de comercialización de energía utilizando cadena de bloques. Recientemente han aparecido otras implementaciones tanto a nivel comercial como científicos: PowerLedger [24], GridPlus [25], y LO3 [26], por mencionar solo algunas, aunque no son las únicas ya que las principales empresas del sector están lanzando o desarrollando programas con este tipo de características.

Además, existen diversos trabajos enfocados en generar criptomonedas y esquemas financieros para REI, como en [27] en donde se muestra NRGcoin. La cual es una criptomoneda que ayuda a la comercialización de energía limpia usando la infraestructura de la cadena de bloques.

Otra criptomoneda interesante es Helios Coin [28], en donde a través del uso de contratos inteligentes así como de sistemas de almacenamiento de energía y medidores inteligentes se puede comercializar energía entre productores y consumidores de forma descentralizada (ver Fig. 3).

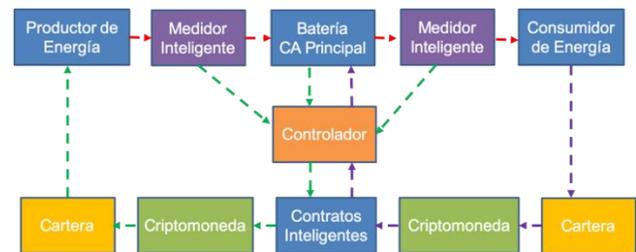


Fig 3. Arquitectura General de Operación de Mercados Eléctricos utilizando Criptomonedas.

Otros trabajos se han centrado en presentar nuevos modelos jerárquicos de sistemas de Blockchain. Por ejemplo, en [29] se presenta una propuesta de arquitectura de blockchain basada en la nube y en el nuevo concepto de cómputo en niebla (*fog computing*). En esta arquitectura las operaciones de la cadena de bloques se encuentran en la nube. La información fluye desde la capa de dispositivos hacia la nube a través de la capa de niebla. En la capa de niebla utilizando el paradigma de Redes Definidas por Software (SDN por sus siglas en inglés de Software Define Network) se forma una especie de cadena de bloques para problemas más concretos.

III. PROPUESTA

Como usuarios finales, además del consumo de energía eléctrica también podemos generar nuestra propia energía (derivado del abaratamiento de fuentes de generación renovables como eólica y solar), la cual se puede consumir o vender a su conveniencia. Este nuevo rol recibe el nombre de prosumidor (productor-consumidor). El problema radica en como los prosumidores y demás participantes del mercado eléctrico pueden realizar estas transacciones de forma rápida y segura.

Como se vio en la sección anterior, el incluir Tecnologías de Libros Mayores distribuidos como Blockchain, permite tener mayor control en la red eléctrica sobre estos usuarios (prosumidores), esto con la finalidad de suministrar la energía al punto más cercano de demanda, y así la transacción sea al costo más bajo posible.

El mercado eléctrico minorista transactivo para el usuario final propuesto está basado en general en las reglas del mercado eléctrico minorista en donde todos los actores se encuentran vinculados de forma descentralizada a una plataforma de energía transactiva basada en Blockchain. En esta plataforma a través de contratos inteligentes ligeros los participantes pueden establecer sus reglas de negocio del intercambio de flujos de energía eléctrica (ver Fig. 4)

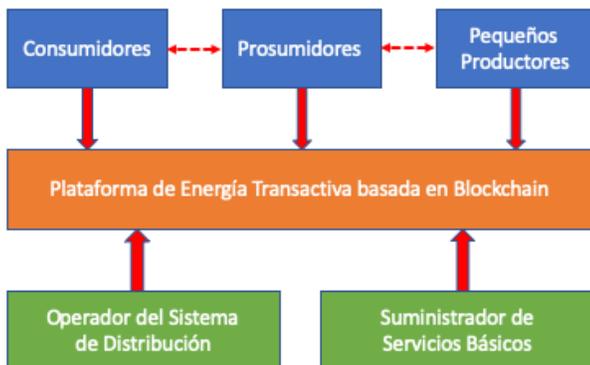


Fig 4. Modelo Propuesto de Mercados Eléctrico Minorista Transactivo.

La Plataforma de Energía Transactiva propuesta además de contener elementos de la tecnología de Blockchain, contiene dos elementos fundamentales: un sistema de almacenamiento de datos masivos con su respectivo módulo de analítica de datos en donde a través de técnicas de inteligencia artificial y aprendizaje máquina puede procesar los datos en conocimiento útil para la toma de decisiones. Por otra parte la plataforma propuesta tiene interfaces de comunicación hacia otros componentes del mercado eléctrico no tran presentes en el mercado minorista como los comercializadores y agregadores más comunes en el mercado eléctrico mayorista (ver Fig. 5).

Para tener un (Sistema Eléctrico de Potencia) SEP con estas características es necesario que el usuario del sistema tenga un medidor de consumo inteligente, con el cual él sea capaz de interactuar. Este medidor debe tener la capacidad de proporcionar información gráfica respecto al consumo y a la producción (si aplica) del usuario, con las nuevas tecnologías referentes a los “Hogares Inteligentes” será posible detallar el electrodoméstico y la potencia que consume, esto para arrojar consejos sobre cómo ahorrar más energía y proporcionarle al usuario información sobre las tendencias de consumo futuras. El contar con información como la anteriormente descrita, así como si es productor y tiene datos de predictivos de su generación, permitirá al usuario evaluar e interactuar más con el sistema de mercado propuesto.

En la Fig. 6 se ilustra la arquitectura de la plataforma de energía transactiva propuesta. En ella se puede ver que cada actor participante en el mercado eléctrico transactivo cuenta con un medidor inteligente que es bidireccional pudiendo medir consumo de distintas cargas (electrodomésticos, etc.) y producción de energía a través de energías renovables. Los medidores de cada actor se enlazan entre sí a través del concentrador de datos del suministrador o del operador del sistema de distribución formando una red de par a par (P2P) de nodos Blockchain.

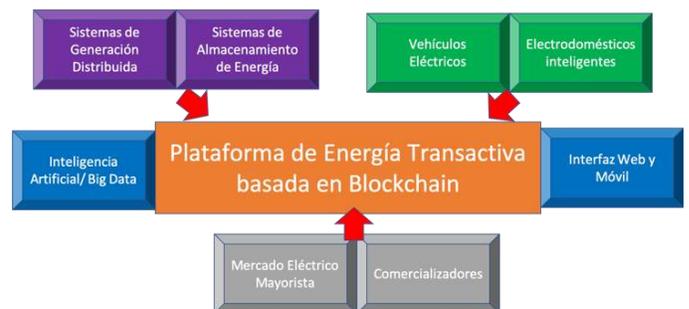


Fig 5. Interfaces de la plataforma de energía transactiva propuesta.

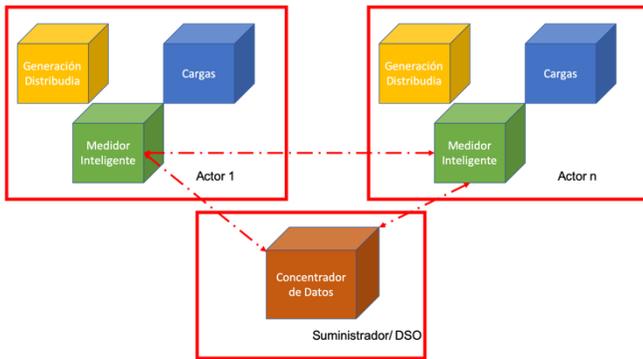


Fig 6. Interfaces de la plataforma de energía transactiva propuesta.

Como el sistema de mercado está basado en blockchain, al igual que todos los participantes, los usuarios finales contarán con una “cartera electrónica” la cual les permitirá hacer las transacciones en el mercado eléctrico, y podrán hacer depósitos así como retiros directamente a sus tarjetas bancarias. La operación de su cuenta personal en el sistema de mercado eléctrico es operada por internet, pudiendo interactuar en tiempo real en todo momento a través de cualquier dispositivo electrónico. Esta cartera electrónica se integra a la interfaz de los portales de los medidores inteligente de forma transparente.

IV. VALIDACIÓN

Para la validación de esta propuesta se implementó un Sistema de Medición Inteligente basado en AMI utilizando medidores inteligentes construidos con una placa Raspberry Pi y una tarjeta electrónica SmartPi [30] para sensar los valores de intensidad de corriente eléctrica, potencia activa y reactiva, voltaje, frecuencia, así como consumo y producción de energía. Las mediciones se realizan en tres fases.

Los medidores inteligentes se comunican entre sí utilizando una red mallada WiFi entre sí. Aunque también pueden comunicarse via PLT (Power Line Telecommunications) usando Ethernet y un modem PLT. Los medidores a su vez se pueden comunicar vía Bluetooth con electrodomésticos inteligentes.

El Concentrador de Datos está realizado con una placa Assus ThinkerBoard para la cual se diseño un programa en Python para concentrador los datos de los medidores conectados al concentrador.

La implementación del Blockchain está realizada en Python pensando en su alta portabilidad a diferentes arquitecturas de computadoras como los medidores inteligentes y concentradores de datos.

Para la implementación de los contratos inteligentes ligeros se implementó una pequeña interfaz que deriva en la especificación de una serie de acciones a realizar por el medidor. El contrato posee como datos relevantes la fecha en

que se firma el contrato, la vigencia y los parámetros del contrato, En la Fig. 7 se muestra un ejemplo de un contrato inteligente ligero validado por la plataforma propuesta.

Como puede observarse en la Fig. 7, el lenguaje del contrato inteligente es muy simple. Su sintaxis está basada en palabras claves en inglés las cuales son muy descriptivas y no son sensibles a mayúsculas y minúsculas. En la línea 1, se indica el nombre del contrato, en este caso ‘prueba’. En la línea 2, se especifica el rango de fechas para las cuales el contrato es válido. En la línea 3, se especifica si se va a consumir energía del suministrador del servicio eléctrico, en caso de estar en falso se indica que el sistema local es autosuficiente, pero puede configurarse como ‘programmed’ para indicar un horario de posible consumo. En la línea 4 se indica que el sistema puede inyectar energía al sistema de distribución en caso de que la producción de energía sobre pase el consumo. La línea 5 indica que el excedente de energía producida no consumida no se va almacenar. La línea 6 indica que no se participa en el programa de respuesta a la demanda. Las líneas 7, 8 y 9; indican que si el precio del kWh está menor a 3 entonces se puede activar un dispositivo como una lavadora. Finalmente, la línea 10 indica con que entidades se firma el contrato, en este caso con el suministrador del servicio eléctrico.

Una vez que las entidades participantes en el contrato inteligente están de acuerdo, cada parte con su clave públicas y privada firman y validan el contrato, el cual es pasado al Blockchain para que sea validado por los nodos participantes.

Una vez validado el contrato se devuelve una salida como la siguiente: *Timestamp 2019/07/11 18:23:47 to ‘prueba’ [0x23ABCD92B5]*, la cual indica que el contrato está validado y en espera de ser cumplido.

Para el cumplimiento de los contratos, cada medidor revisa los contratos en los que participa y cada que se notifica un evento (reporte de consumo cada 15 minutos, corte y reconexión del servicio, señal de precio dinámico, señal de respuesta a la demanda) le da seguimiento a los contratos.

1	Contract ‘prueba’
2	Valid from 2019/08/01 00:00:00 to 2019/09/31 23:59:59
3	Consumption true
4	Production true and sell
5	Store false
6	DemandResponse false
7	IF Price < 3 THEN
8	TURN ON DEVICE ‘Lavadora’
9	ENDIF
10	Parties: ISO

Fig 7. Ejemplo de contrato inteligente ligero.

Para verificar el correcto funcionamiento de los contratos inteligentes ligeros se ejecutaron diversos casos de prueba en donde se contemplaban diversos escenarios que el medidor inteligente debía de realizar en combinación con los diversos componentes del modelo. Por ejemplo, para el contrato de la Fig. 7, referente a la venta de energía, se desconectaban cargas de tal forma que existiera más producción. Para la prueba de encendido de la lavadora, el concentrador de datos envió una señal de precio bajo (2 pesos) y se conectó una lavadora convencional aun módulo de comunicación bluetooth con un actuador para el encendido/apagado del dispositivo. Este mismo esquema fue utilizado para probar la respuesta a la demanda, en donde el concentrador mandaba una señal y está apagaba de forma automática la lavadora en caso de estar encendida.

V. CONCLUSIONES

Esta investigación presenta un sistema funcional, con capacidad crecimiento a nivel mundial, con el mismo sistema de comunicación del blockchain adaptado a la generación de energía eléctrica, la cual tendrá un valor en moneda con la que funcionará el sistema, permitiendo monitorear la capacidad de potencia generada y carga demandada en tiempo real, precios más competitivos, eficiencia en el sistema y el acceso a la compra y venta de energía. El proceso de generación, transmisión y distribución no se ven afectados, en el caso de los últimos reciben remuneración por el uso de la infraestructura. Lo anterior supone un sistema eficiente, justo, equitativo y competitivo en el sector eléctrico minorista.

REFERENCIAS

- [1] S. Steven, "Power System Economics: Designing Markets for Electricity". IEEE-Wiley Press, pp. 496, ISBN: 978-0-471-15040-4, February 2002. doi: <https://doi.org/10.1109/9780470545584>
- [2] Parlamento Europeo y Consejo de la CE, "Richtlinie 96/92/EG des Europäischen Parlaments und Rates vom 19.02.1996 betreffend gemeinsame Vorschriften für den Elektrizitätsbinnenmarkt" Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaften, 40. Jahrgang, Nr. L27/20, 30. Enero 1997.
- [3] M. Einhorn, "From Regulation to Competition: New Frontiers in Electricity Markets", Kluwer Academic Publishers, ISBN: 0-7923-9456-9, 1994.
- [4] Bundestag der Bundesrepublik Deutschland: Gesetz zur Neuregelung des Energiewirtschaftsrechts", Bundesgesetzblatt, Jahrgang 1998 Teil I, Nr. 23, Bonn, 28 de Abril de 1998.
- [5] Federal Energy Regulatory Commission, "Final Order 888: Promoting Wholesale Competition Through Open Access Non-Discriminatory Transmission Services by Public Utilities", United States of America, 24 de Abril de 1996.
- [6] Ministerio de Industria y Energía: "Nueva Ley del Sector Eléctrico", Madrid, España, 28 de Noviembre de 1997.
- [7] W. Hogan "Coordination for Competition in the Electricity Market – A Contract Network Approach", Harvard University, Public Policies Toward Competition in the Electric Power Industry, Wisconsin Public Utility Institute, Octubre 1994.
- [8] Claudio Lima, "Blockchain in Energy Smart Grid". BEC (Blockchain Engineering Council). Webminar del IEEE Smart Grid, 17 de Mayo de 2018.
- [9] M. Valentinu, "Blockchain Technology in the Energy Sector: A Systematic Review of Challenges & Opportunities", School of Engineering & Physical Sciences, Heriot-Watt University, Julio de 2019.
- [10] G. Rothwell, T. San Gomez San Roman, "Electricity Economics: Regulation and Deregulation", IEEE Press, 2003.
- [11] A. Marulanda, "Modelos para la Explotación Óptima de la Generación en Mercados Eléctricos Competitivos", Universidad de Sevilla: Tesis Doctoral, 2004.
- [12] R. Rionda, L. Guerrero, "Prospectiva del Sector Eléctrico 2015-2029", Secretaría de Energía, México 2015. Disponible en línea en: https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/44328/Prospectiva_de_1_Sector_Electrico.pdf
- [13] E. Lakić, T. Medved, J. Zupančič, "The review of market power detection tools in organised electricity markets", *IEEE 2017 14th International Conference on the European Energy Market (EEM)*, Dresden, 2017, pp. 1-6. doi: 10.1109/EEM.2017.7982010
- [14] Agency for the Cooperation of Energy Regulators, "REMIT - Background," [En línea]. Disponible: <http://www.acer.europa.eu/en/remit/About/Pages/Background.aspx>.
- [15] NIST, "NIST Transactive Energy Modeling and Simulation Challenge for the Smart Grid", <https://www.nist.gov/engineering-laboratory/smart-grid/hot-topics/transactive-energy-modeling-and-simulation-challenge>.
- [16] NIST, Inicial Transactive energy models, NIST Transactive Energy Challenge: Business and Regulatory Models Working Group, September 2016
- [17] TeMix, Retail Automated Transactive Energy System (RATES) on the Southern California Edison distribution grid with the sponsorship of the California Energy Commission; <http://www.temix.net/>
- [18] S. Nakamoto, "Bitcoin: A peer-to-peer electronic cash system", 2008, <https://bitcoin.org/bitcoin.pdf>
- [19] Ethereum, "Ethereum blockchain app platform," <https://www.ethereum.org/>
- [20] Melonport, "Blockchain software for asset management," <http://melonport.com>
- [21] PwC global power & utilities. "Blockchain – an opportunity for energy producers and consumer?," <https://www.pwc.com/gx/en/industries/assets/pwc-blockchain-opportunity-for-energy-producers-and-consumers.pdf>
- [22] Indigo Advisory (2018). Blockchain in Energy and Utilities. Disponible en: <https://www.indigoadvisorygroup.com/blockchain/>
- [23] Priwat. N. Z. Aitzhan and D. Svetinovic, "Security and Privacy in Decentralized Energy Trading Through Multi-Signatures, Blockchain and Anonymous Messaging Streams," in *IEEE Transactions on Dependable and Secure Computing*, vol. 15, no. 5, pp. 840-852, 1 Sept.-Oct. 2018. doi: 10.1109/TDSC.2016.2616861
- [24] PowerLedger. <https://powerledger.io/>
- [25] GridPlus. <https://gridplus.io/>
- [26] LO3. <https://lo3energy.com/>
- [27] Mihail Mihaylov, "NRG-X-Change: a Novel Mechanism for Trading of Renewable Energy in Smart Grids". Department Sensing & Control, Barcelona, Spain. NRGCoin.
- [28] Helios Coin, <https://heliosprotocol.io/>
- [29] P. K. Sharma, M. Chen and J. H. Park, "A Software Defined Fog Node Based Distributed Blockchain Cloud Architecture for IoT," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 115-124, 2018. doi: 10.1109/ACCESS.2017.2757955
- [30] nDenerserve, SmarPi 2.0, disponible en línea en: <https://www.enerserve.eu/en/smartpi.html>

BIOGRAFÍAS



JUAN CARLOS OLIVARES ROJAS es Ingeniero en Sistemas Computacionales por el Instituto Tecnológico de Morelia. Maestro en Ciencias en Ciencias de la Computación por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET). Es profesor del Departamento de Sistemas y Computación del Instituto Tecnológico de Morelia. Actualmente está estudiando el Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en el Instituto Tecnológico de Morelia. Sus áreas de interés son la ciber seguridad, las redes eléctricas inteligentes y los sistemas de cómputo distribuidos.



ENRIQUE REYES ARCHUNDIA es Doctor en Ingeniería Eléctrica por el Instituto Tecnológico de Morelia. Es profesor/investigador de tiempo completo en el Posgrado en Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Morelia. Sus áreas de interés son los sistemas de control para redes eléctricas inteligentes y el procesamiento de señales.



SERGIO ADRIAN CARRILLO VILLANUEVA es estudiante del 9º semestre de la carrera de Ingeniería Eléctrica en el Instituto Tecnológico de Morelia. Es Experto Universitario en Energías Renovables y Eficiencia energética por la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC). Sus áreas de interés son los mercados eléctricos, energías renovables y los sistemas eléctricos de potencia.



JOSÉ ANTONIO GUTIÉRREZ GNECCHI es Doctor en Ingeniería Eléctrica y Electrónica por la Universidad de Manchester. Es profesor/investigador de tiempo completo en el Posgrado en Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Morelia. Sus áreas de interés incluyen los sistemas de medición inteligente en diversos campos como biomédica y agricultura.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 25 Noviembre 2019. Publicación 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Interacción de la energía undimotriz con cargas invariantes

PAULINA CUEVAS, XIOMARA GONZÁLEZ*, IVÁN HERNÁNDEZ, JESÚS MARTÍNEZ

División de Ingenierías, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Guanajuato, Salamanca, Gto., México.

pl.cuevasmunoz@ugto.mx

x.gonzalez@ugto.mx (*Autor de correspondencia)

RESUMEN Debido al creciente aumento del uso de los recursos fósiles utilizados para la generación de energía eléctrica, y al aumento de los índices de contaminación ocasionados por el uso de estos recursos, se ha optado por la búsqueda de nuevas alternativas para su generación. Se ha incursionado en el estudio de las energías renovables ya que el índice de contaminación generado por la utilización de estos recursos es menor. Un recurso para la generación de energía eléctrica es la proveniente de los océanos, especialmente la proveniente del oleaje, por tanto, el presente trabajo propone el desarrollo de una herramienta encargada de simular el potencial eléctrico undimotriz en la zona costera de México. El desarrollo de dicha herramienta está basado en los parámetros característicos del oleaje como altura significativa (H_s) y periodo pico (T_p) de diferentes puntos de estudio, los cuales son tomados por cada hora, durante un periodo de seis años.

PALABRAS CLAVE— Energía undimotriz, oleaje, energías renovables, herramienta de simulación.

I. INTRODUCCIÓN

En el siglo XX se trabajó con energías a base de combustibles fósiles tales como el petróleo, el gas o el carbón. En el siglo XXI se abren las puertas a las energías renovables, que además de que emiten menos contaminantes son inagotables, y se perfilan como la gran solución para un mundo donde el consumo de energía es indispensable [1]. A grandes rasgos, el objetivo primordial de las naciones en cuanto a recursos energéticos radica en abastecer de energía a todas sus comunidades con precios competitivos, calidad y eficiencia a lo largo de la cadena productiva, por lo que se hace necesario promover el uso eficiente de la energía, el desarrollo y aprovechamiento eficiente de fuentes de energías renovables.

Una gran fuente de energía renovable con la que se cuenta es la proveniente de los océanos, debido a que es una fuente de energía inagotable, tan solo México está rodeado por dos océanos, la anchura del mar territorial es de 12 millas náuticas, es decir, se extiende hasta unos 22.2 km; y tiene unos 11.122 km de costa, por lo tanto, se puede tener un gran aprovechamiento de la energía proveniente del oleaje.

De los recursos del océano se puede obtener energía eléctrica a través de diferentes metodologías de conversión, obteniéndose energías como la mareomotriz (mareas),

undimotriz (oleaje) y maremotérmica, y energías provenientes de corrientes marinas y gradiente salino [2].

El potencial teórico mundial de suministro de energía, que se estima podría aportar estas fuentes, ronda los 82,950 TWh anualmente, destacando la maremotérmica con 53%, undimotriz con 36%, mareomotriz 9%, y el aprovechamiento del gradiente salino con 2% [3].

En enero del 2017 la SENER conformó el Centro Mexicano de Innovación en Energías del Océano (CEMIE - Océano) [1]. En diciembre del mismo año se publicó el mapa de ruta tecnológica, con el objetivo de identificar los retos y barreras en el aprovechamiento del recurso marino para el año 2030, en él se considera factible tener una capacidad instalada de 500 a 1000 MW para generar electricidad a través de proyectos demostrativos y comerciales [4]. De acuerdo con el Centro Europeo de Energía Marina (EMEC, por sus siglas en inglés *The European Marine Energy Centre*), EE. UU., el Reino Unido y Australia presentan los principales proyectos de desarrollo undimotriz en su zona costera [5]. Además, el Centro Mexicano de Innovación en Energía Océano (CEMIE - Océano) ha estado desarrollando dos proyectos de energía de olas que se instalarán en el mar, específicamente en: Puerto Sausal en Baja California, y Lázaro Cárdenas en Michoacán. Se está invirtiendo en la instalación de un OTEC (Ocean

Thermal Energy Conversion) en Acapulco, Guerrero [2], lo que quiere decir que se está invirtiendo en un método de generación basado en la conversión de la energía térmica oceánica para la instalación en la zona costera de Acapulco, Guerrero.

Debido a que México se encuentra rodeado por dos océanos, este se ha visto como un gran recurso de aprovechamiento para la generación de energía eléctrica. Por tanto, en este trabajo se presenta el desarrollo de una herramienta de simulación del potencial eléctrico Undimotriz en las zonas costeras de México, el desarrollo de dicha herramienta fue posible gracias a la adquisición de datos de los parámetros de altura significativa (H_s) y periodo pico (T_p) tomadas cada hora durante un periodo de seis años de estudio, en diferentes puntos de las vertientes del Golfo de México.

II. EXTRACCIÓN DE LA ENERGÍA UNDIMOTRIZ

De la radiación solar incidente sobre la superficie de la Tierra, una fracción se invierte en un calentamiento desigual de la misma, lo que provoca en la atmósfera zonas de altas y bajas presiones, generando desplazamientos del aire (viento) de mayor o menor intensidad. El oleaje es una consecuencia del rozamiento del aire sobre la superficie del mar, la intensidad del oleaje depende de la intensidad del viento, de su duración y de la longitud sobre la cual éste transmite energía a la ola [6].

A. POTENCIA MÁXIMA ABSORBIDA POR UN CUERPO ASIMÉTRICO

El movimiento de un cuerpo rígido se caracteriza por sus seis grados de libertad o modos de movimiento, los cuales corresponden a tres traslacionales y tres rotacionales [7], es decir, que si un cuerpo no tiene algún tipo de restricción dispone de seis grados de libertad: tres a través de los ejes y tres alrededor de dichos ejes, pero cada restricción limita el movimiento de una forma específica. En la Fig. 1 se pueden identificar los movimientos traslacionales como 1, 2 y 3, y los movimientos rotacionales como 4, 5 y 6.

Si una ola sinusoidal incide con una densidad de potencia, expresada por la siguiente ecuación

$$J = \frac{\rho g^2 T_e H_s^2}{64\pi} \quad (1)$$

sobre un cuerpo rígido, de acuerdo con sus grados de libertad esta podrá absorber un máximo de potencia de [7][8]:

$$P_{max} = \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right) J \quad (2)$$

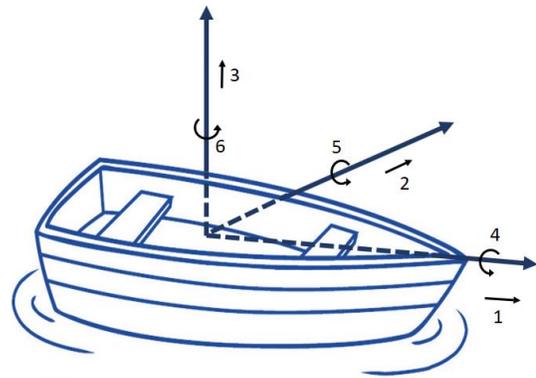


Fig. 1. Grados de libertad de un cuerpo asimétrico [9].

La cual corresponde a un movimiento vertical, punto de absorción o un solo grado de libertad. Donde λ es equivalente a la longitud de onda (m).

B. DATOS DE OLAJE Y ANÁLISIS

Se tomaron datos de los parámetros del oleaje de 11 puntos de estudio en la Vertiente del Golfo de México con cercanía a los estados de Campeche y Veracruz, localizados tal y como se muestra en la Fig. 2. En forma más detallada se indican algunas características geográficas en la Tabla I, donde se muestra la localización geográfica y las claves de cada punto con las que se manejó cada una de las zonas de estudio. Los datos fueron tomados de la base de datos ERDDAP (Environmental Research Division's Data Access Program) [10], el cuál es un servidor de datos que proporciona de una manera simple y consistente datos oceanográficos.

El estudio fue realizado en los 11 puntos (Fig. 2). Para llevar a cabo el análisis se tomaron datos cada hora tanto de la altura significativa (H_s) como el periodo pico (T_p), desde el año 2010 al 2016.

De acuerdo con los datos obtenidos durante seis años de estudio, de la altura significativa (H_s) y el periodo pico (T_p), se analizaron los datos estadísticamente con el fin de obtener datos base, esto para tener un fácil manejo de la información, posteriormente se relacionaron los parámetros con las ecuaciones de potencia máxima absorbida por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad Ec. (2).



Fig. 2 Puntos de estudio del Golfo de México.

TABLA I. LOCALIZACIÓN GEOGRÁFICA

	Estado	Municipio Cercano	Clave	Ubicación	
				Lat.	Lon.
Campeche		Campeche	CAM-Cam.Zona.I	20°N	91° O
		Champotón	CAM-Cham.Zona.I	19°30' N	91°30' O
			CAM-Cham.Zona.II	19°30' N	91° O
		Carmen	CAM-Car.Zona.II	19° N	91°30' O
			CAM-Car.Zona.I	19° N	92° O
			CAM-Car.Zona.III	19° N	92°30' O
Veracruz		San Andrés Tuxtla	VER-Tuxtla-Zona II	18°30' N	94°30' O
		Lechuguillas	VER - Zona V	20° N	96°30' O
		Papantla	VER-Papantla - Zona I	20°30' N	97° O
		Tuxpan	VER-Tuxpan-Zona III	21° N	97° O
		Ensenada de Mangles	VER - Zona IV	22° N	97°30' O

Los datos de la potencia máxima absorbida por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad fueron analizados de manera anual, es decir se obtuvo la potencia promedio anual de cada punto de estudio tal y como se muestra en la Fig. 3. Una vez realizado el análisis de la potencia máxima anual se encontró que en el punto de estudio donde se obtiene un mayor potencial es en *VER_Zona IV* el cual corresponde al estado de Veracruz en el municipio de Ensenada de Mangles con 29.21 kW de potencia promedio anual, y el punto de estudio donde se encontró un menor potencial promedio anual es en *CAM-Cham.Zona.II* con 1.94 kW.

III. IMPLEMENTACIÓN DE LA HERRAMIENTA

A continuación, se describen los elementos que conformaron la herramienta de simulación para conocer la interacción de la energía undimotriz con cargas invariantes.

La herramienta de simulación del potencial eléctrico Undimotriz desarrollada con base a los datos de la zona costera

de México, permite al usuario identificar (de una forma sencilla) la aportación que pudiera entregar un captador undimotriz, correspondiente a un cuerpo asimétrico de un grado de libertad, al sistema eléctrico en los diferentes puntos de estudio.

La simulación realizada corresponde a un sistema de 120V, el captador undimotriz contiene el máximo potencial absorbido por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad en los diferentes puntos de estudio, la conexión realizada para dicha herramienta se ilustra en Fig. 4.

A. BLOQUE RED ELÉCTRICA O SIN

Este bloque consiste en una red monofásica de corriente alterna, está conectado a la red eléctrica, o al Sistema Interconectado Nacional (SIN), a través de un transformador que reduce el voltaje de 6.6 kV a 120 V.

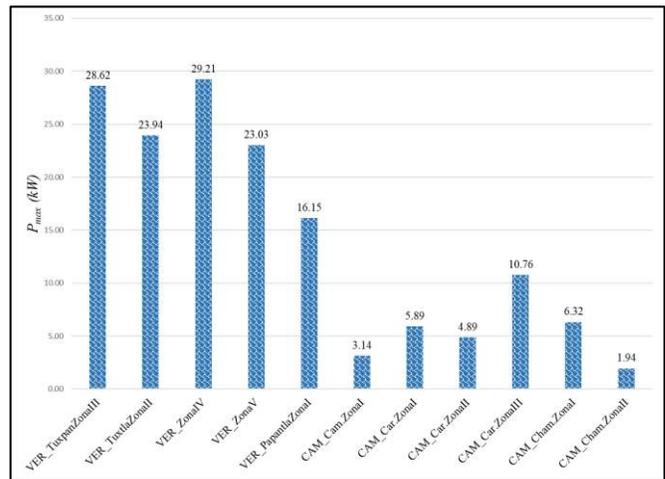


Fig. 3. P_{max} promedio en un año de los puntos de estudio.

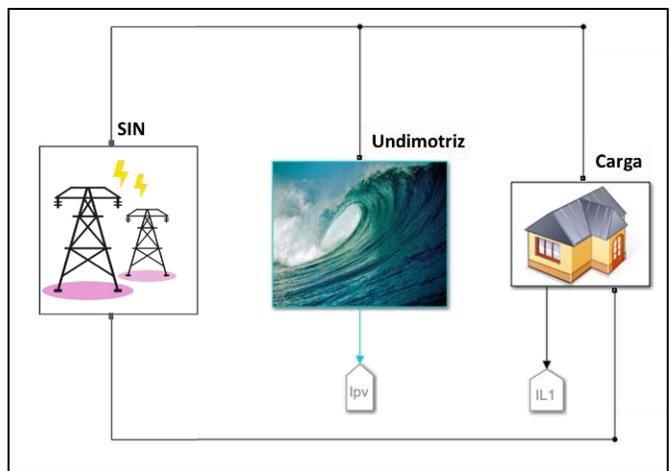


Fig. 4. Herramienta undimotriz interconectada.

B. BLOQUE UNDIMOTRIZ

El bloque undimotriz es un sistema integrado por datos, analizados estadísticamente, del comportamiento de la potencia undimotriz máxima absorbida por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad, en diferentes puntos de estudio en la vertiente del Golfo de México, es importante mencionar que dichos datos fueron adquiridos de una base de datos y manejados mediante diferentes metodologías estadísticas para un fácil manejo de la información, este sistema se encuentra interconectado con la red eléctrica tal y como se vio en la Fig. 4.

C. BLOQUE CARGA

El bloque de la carga en la simulación corresponde a resistencias, cuyo valor resistivo es invariante con respecto al tiempo, es decir, su valor no cambia, estas cargas se encuentran conectadas en paralelo, el valor de estas resistencias puede ser modificado, pero no durante el tiempo de simulación, se tomó este tipo de carga por fines de simplificación pues el objetivo de este trabajo es identificar la variación de la potencia Undimotriz y su aportación.

IV. RESULTADOS

Para la verificación del funcionamiento de dicha herramienta se ingresaron los datos correspondientes de *CAM-Car.Zona. II* del mes de enero con una carga total de 25 kVA y 753 kVA, el análisis fue realizado para un rango de 24 horas en la Fig. 5 y Fig. 6, respectivamente.

En la Fig. 5 se puede apreciar que la potencia aparente requerida por la carga es en gran parte suministrada por el sistema suministrador de energía convencional, en el momento en que empieza a producir energía el captador undimotriz, se empieza a reducir el consumo de energía por parte del sistema suministrador de energía convencional o por el Sistema Interconectado Nacional (SIN). En la Fig. 6 al ser demandada menor potencia por la carga, gran parte de esta potencia es suministrada por el captador undimotriz, y la potencia que no es posible ser suministrada por el captador undimotriz es suministrado por el sistema, así bien la potencia producida por el captador undimotriz que no es aprovechada por la carga es suministrada al sistema convencional. Cabe destacar que fue comprobado en ambos casos la ley de la conservación de la potencia y en efecto la potencia entregada por la fuente es igual a la potencia absorbida por la carga.

El comportamiento de la potencia undimotriz máxima absorbida por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad simulada en el punto de *Cam-Car.Zona.II* durante 24 horas del primer día del mes de enero, se observa en la Fig. 7, el comportamiento de dicha potencia se comporta variable con respecto al tiempo pues claramente se ve que a inicios del día

la potencia suministrada por el captador undimotriz alcanza los 434.4 VA pero al cabo de 8 horas este potencial se ve disminuido a 256.7 VA, unas horas más tarde el potencial tiene una elevación de 1.21 kVA, por lo cual es indispensable que este tipo de captador se encuentre interconectado, debido a la variación del potencia que este tiene a lo largo del día. El comportamiento de la potencia mostrada en las Fig. 5, Fig. 6 y Fig. 7 es el mismo lo único que cambia en el caso de la Fig. 5 y Fig. 6 es el valor del potencial absorbido por la carga y la potencia aportada por el SIN.

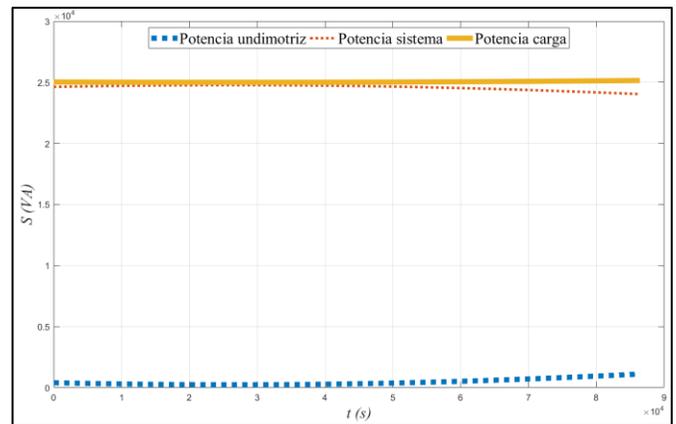


Fig. 5. Potencia de simulación con carga 25 kVA.

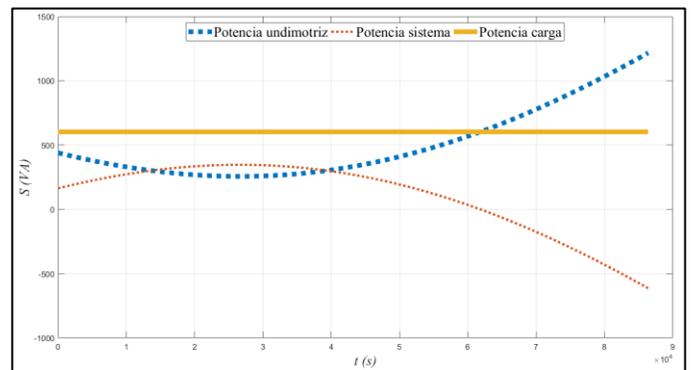


Fig. 6. Potencia de simulación con carga 753 VA.

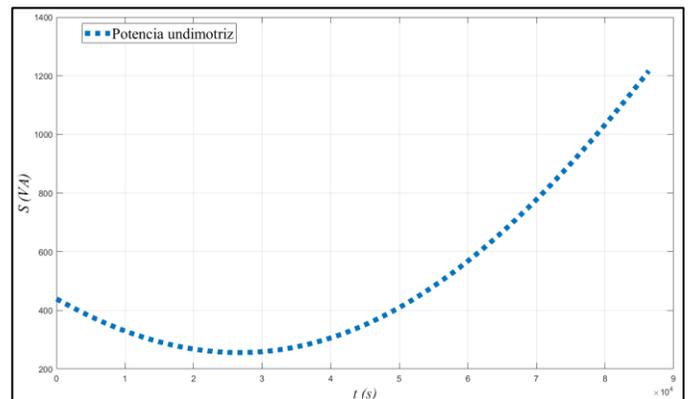


Fig. 7. Energía undimotriz en *CAM-Car.Zona. II* durante un día del mes de enero.

La potencia entregada mediante el captador Undimotriz es variante con respecto al tiempo, esto es porque los parámetros del oleaje varían dependiendo del viento, otra de las variantes para la obtención del potencial eléctrico en dichos puntos de estudio es su localización geográfica, es decir en donde se encuentran localizados los captadores pues, debido a esto, se adquiere mayor potencial en el estado de Veracruz ya que, los puntos de estudio localizados en el estado de Campeche, como se muestra en la Fig. 2, se encuentran cercanos a una bahía y esta zona se comporta como un disipador natural de energía, por lo cual en esta zona es generado menor potencial, Fig. 3, en comparación con los puntos localizados en la zona costera de Veracruz, ya que los parámetros de altura significativa H_s y periodo energético T_e en el estado de Campeche son relativamente menores que los parámetros en el estado de Veracruz.

La herramienta de simulación del máximo potencial absorbido por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad expresa el máximo potencial eléctrico entregado, cabe destacar que por fines de simplificación en este documento únicamente se abordó la información referente al comportamiento del potencial durante un día en *CAM-Car.Zona. II* en el mes de enero, en dicho punto las primeras horas del día el potencial es cero, esto es mostrado de esta forma debido a que al ser realizado el estudio de potencia promedio entregada durante seis años en el respectivo horario, la potencia máxima se aproxima a cero, cabe destacar que en el estado de Campeche este es el punto que cuenta con un potencial promedio anual de 4.89 kW, lo que nos indica que de los puntos de estudio del estado de Campeche este entrega un valor de potencia promedio anual intermedio. En la simulación al cabo del transcurso del día la potencia comienza a aumentar alcanzando 1.2 kVA a las 24 horas.

Una casa habitación normalmente cuenta con un contrato de 2.3 kW de potencia, por lo cual un captador Undimotriz es capaz de alimentar este tipo de viviendas en prácticamente casi todos los puntos de estudio.

V. CONCLUSIONES

La herramienta de simulación y el análisis de los parámetros en puntos de estudio permitió analizar el comportamiento de la potencia undimotriz máxima absorbida por un cuerpo asimétrico de un grado de libertad en un lapso de 24 horas en el punto de *CAM-Car.Zona. II* de la vertiente del Golfo de México, así como también identificar cuanta potencia pudiese ser aprovechada por la carga, además le permite al usuario ampliar su conocimiento respecto al potencial obtenido a partir del oleaje en diferentes puntos de estudio en la vertiente del Golfo de México, además de identificar en que épocas del año u horas del día el potencial Undimotriz es mayor.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la Universidad de Guanajuato por el financiamiento del trabajo a través del apoyo de la Convocatoria Institucional de Investigación Científica 2019, con el proyecto No. 314/2019.

REFERENCIAS

- [1] CEMIE Océano. “Centro Mexicano de Innovación en Energía Océano”, 2017. [Online]. Recuperado de: <https://cemieoceano.mx/>.
- [2] The Executive Committee of Ocean Energy Systems. “Annual report an overview of ocean energy activities in 2017”. Ocean Energy Systems (OES), pp.12, 19, 2017.
- [3] Secretaría de Energía (SENER). “Prospectiva de energías renovables 2012 – 2026”. México, 2012.
- [4] Secretaria de Energía (SENER). “Prospectivas de Energías Renovables 2018-2032”. México, D. F., 2018.
- [5] EMEC. “Wave developers”. 2016 (Accessed on 21 November 2019). Recuperado de <http://www.emec.org.uk/marine-energy/wave-developers/>.
- [6] Fernández Díez, P. F. “Energía de las olas”. Universidad de Cantabria: Departamento de Ingeniería eléctrica y energética, 2005. Obtenido de Energía del mar: <http://es.pfernandezdiez.es/libro/?id=5>
- [7] J. Falnes, Ocean Waves and Oscillating Systems. 2002.
- [8] J. Falnes, “A review of wave-energy extraction”, Marine Structures, Volume 20, Issue 4, October 2007, Pages 185-201, ISSN 0951-8339, <http://dx.doi.org/10.1016/j.marstruc.2007.09.001>.
- [9] P. Cuevas, X. González. “Wave energy potential in Veracruz state coast”. ROC&C 2018/2019, México, 2019.
- [10] ERDDAP. “Easier access to scientific data,” 2016. Recuperado de <http://oos.soest.hawaii.edu/erddap/index.html>.

BIOGRAFÍAS

PAULINA LIZETH CUEVAS MUÑOZ es estudiante de licenciatura en la carrera de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Guanajuato, en la División de Ingenierías del Campus Irapuato-Salamanca, Salamanca, Guanajuato, México.

XIOMARA GONZÁLEZ RAMÍREZ obtuvo el grado de Ingeniera Electricista en la Universidad del Valle (Cali, Colombia) en 2008; obtuvo el grado de Maestría en 2010 y el grado de Doctorado en 2015 en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de Sistemas Eléctricos de Potencia en el CINVESTAV-Guadalajara. Ha trabajado en el campo de sustentabilidad energética con CONACYT y la Secretaría de Energía. En la actualidad es profesora en la Universidad de Guanajuato en el Departamento de Ingeniería Eléctrica.

IVAN ABEL HERNÁNDEZ ROBLES recibió un título en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Guanajuato en 2002, y M.Sc. y Ph.D. títulos en Ingeniería Eléctrica del Campus CINVESTAV Guadalajara en 2005 y 2013, respectivamente. En la actualidad es profesor en la Universidad de Guanajuato en el Departamento de Ingeniería Eléctrica. Sus intereses de investigación se encuentran en el análisis numérico aplicado al diseño de máquinas eléctricas.

JESÚS MARTÍNEZ PATIÑO Profesor de la Universidad de Guanajuato desde 2004. Doctorado en Energías Renovables y Eficiencia Energética (Universidad de Zaragoza, 2008). Master en Ecoeficiencia, Ahorro Energético y Ecología Industrial (Universidad de Zaragoza, 2004). Egresado de la carrera de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería Mecánica, Eléctrica y Electrónica de la Universidad de Guanajuato en Salamanca, 2002

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 29 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Impacto de la Generación Eólica y Solar FV sobre las Emisiones Contaminantes Usando los Toolbox de MATLAB

LUIS CONTRERAS-AGUILAR*, TIBERIO VENEGAS, JAIME ARROYO, RAMÓN BETANCOURT.

Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Facultad de Ingeniería Electromecánica, Universidad de Colima.

luisc@uclm.mx (* Autor de correspondencia)

tvenegas@uclm.mx

jaime_arroyo@uclm.mx

rjimenez@uclm.mx

RESUMEN El impacto que tienen las fuentes de generación renovables (eólica y solar fotovoltaica) dentro de los estudios de flujos de potencia se han incrementado en los últimos años, debido principalmente a la necesidad de cuantificar el efecto de estas tecnologías sobre la operación de los sistemas eléctricos. Además, debido a su naturaleza estocástica y con cierta incertidumbre en su disponibilidad, se hace necesario analizar el sistema incluyendo periodos o series de tiempo. Asimismo, el uso de las herramientas simples como lo son los Toolbox de MATLAB proveerá de simplicidad a la solución y simplificará el análisis para cuantificar su impacto. En este trabajo se implementó una herramienta para la solución del problema de despacho económico y de emisiones de CO₂, y la solución de flujos de potencia usando los Toolbox de MATLAB. También, se incluyeron las fuentes de energía renovable para cuantificar el impacto que tienen su uso sobre las emisiones del sistema. El caso de prueba es la red de 9 nodos modificada, donde se obtuvieron hasta un poco más de 30% menos emisiones contaminantes respecto al caso base.

PALABRAS CLAVE— Generación eólica y fotovoltaica, despacho económico y de emisiones, series de tiempo.

I. INTRODUCCIÓN

Una problemática en las ciudades está asociada a los servicios que ofrecen a sus habitantes, por ejemplo: el suministro de agua, energía eléctrica, transporte, combustibles, y entre otros. Entonces, para garantizar el abasto las empresas proveedoras de servicios tienen que acceder a información estadística de grandes bases de datos para anticipar o conocer los posibles problemas que pudieran ocurrir. De tal forma, que el manejo y uso de la información demandará de técnicas y estrategias que permitan a estas empresas tomar las mejores decisiones para lograr los objetivos que se planteen.

Por otro lado, el uso y quema de los combustibles fósiles durante el último siglo, han provocado que las condiciones ambientales en zonas conurbadas presenten impactos negativos en la salud y la ecología. En ese mismo sentido, el consumo y sobreexplotación de los recursos energéticos han permitido que los gobiernos promuevan políticas en materia de energía y medio ambiente [1]. Asimismo, el desarrollo industrial ha

logrado que el aprovechamiento de los recursos energéticos sea un área de oportunidad para las tecnologías emergentes [2]. Por tal motivo, la generación de energía eléctrica por medio de fuentes alternas, como lo son la energía eólica y la energía solar fotovoltaica (FV), han presentado un desarrollo importante ya que contribuyen a reducir y/o mejorar el problema de emisiones contaminantes en el sistema eléctrico [3].

En otro sentido, los estudios clásicos de flujos de potencia se realizan para conocer la operación del sistema eléctrico bajo las condiciones más críticas de demanda, y considerando que la operación de los generadores y controladores en el sistema tiene la capacidad para mantener el balance de energía dentro de los límites operativos [4-5]. De la misma manera, el despacho económico permite asignar la generación adecuada para garantizar la economía del sistema y satisfacer las restricciones del mismo, e inclusive se han involucrado las emisiones contaminantes como parte del problema a resolver [6]. Sin embargo, cuando las energías renovables son integradas al sistema eléctrico se pueden presentar variaciones

no controladas de potencia a lo largo del día, por ello el sistema requiere ser evaluado como soluciones sucesivas en series de tiempo [7]. Por lo tanto, la extensión de los algoritmos de Flujos de Potencia (FP) y Despacho Económico y de Emisiones (DEE), para la solución en series de tiempo implica contar con información suficiente que permita estudiar al sistema bajo ciertas condiciones de operación. Teniendo en mente esto, la gran cantidad de datos que se involucran, los modelos que se deseen incluir y la complejidad de los diferentes algoritmos hacen que su implementación no sea una tarea sencilla. Por ello y debido a su simplicidad el uso de los Toolbox en los lenguajes de programación se ha popularizado. Así, que para este trabajo se usa el software MATLAB, el cual es muy popular en universidades y centros de investigación [8] y contiene funciones de optimización enfocadas a la solución de este tipo de problemas.

Dado lo anterior, en este trabajo se usan las funciones *fmincon* y *fsolve* de MATLAB para optimizar el problema de despacho económico y de emisiones, así como la solución de flujos de potencia. La solución para una condición específica de operación se hace de manera secuencial, tal que los argumentos de salida de una función forman parte de los argumentos de entrada para la otra, y viceversa. Además, a la solución se incluyen los sistemas de generación renovable eólicos y solar fotovoltaico. Para los cuales, dada su condición de generación de potencia variable las soluciones sucesivas en series de tiempo se ajustan a esta necesidad. En las siguientes secciones se hace describe la formulación general para la solución usando series de tiempo, el despacho económico y de emisiones, y solución de flujos de potencia. Finalmente, se presenta un caso de estudio para la red de 9 nodos donde se cuantifica el impacto de las emisiones contaminantes cuando se tiene presencia los sistemas de generación renovables.

II. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

A. SERIES DE TIEMPO

Los datos que se obtienen del muestreo en las mediciones de un sistema se conocen como series de tiempo [9]. El propósito del análisis de series de tiempo es en dos sentidos [10]: comprender o modelar el comportamiento estocástico de la serie de tiempo y predecir o pronosticar el valor futuro de la serie. En sistemas eléctricos los perfiles o series de tiempo de la demanda eléctrica, así como las condiciones climatológicas: viento, radiación solar, etc., son utilizadas para un sinfín de estudios. En este trabajo, las series de tiempo de los perfiles de demanda y climatológicas se combinarán en la solución secuencial del problema de despacho económico y de emisiones junto con flujos de potencia, para obtener los perfiles de generación, emisiones o cualquier variable sujeta a análisis.

La Fig. 1 muestra el contexto general para la solución sucesiva en series de tiempo de sistemas eléctricos de potencia.

B. DESPACHO ECONÓMICO Y DE EMISIONES

El despacho económico y de emisiones es un problema de optimización bi-objetivo, el cual puede ser convertido en un problema mono-objetivo por introducir un factor de penalización [11]. Entonces, su formulación es,

$$\min F(f_C, f_E) \quad (1)$$

con

$$F(f_C, f_E) = \sum_{i=1}^{N_g} [f_{C,i}(P_{G,i}) + h_i \cdot f_{E,i}(P_{G,i})] \quad (2)$$

donde $F(f_C, f_E)$ es la función mono-objetivo a ser minimizada, $f_{C,i}$ es la función de costos que depende de las potencias generadas, $f_{E,i}$ es la función de emisiones, h_i es el factor de penalización que relaciona la unidades de la función de emisiones a costos y N_g es el número de unidades generadoras a ser despachadas en el sistema (incluyendo la generación eólica y solar fotovoltaica). La función está sujeta a la siguiente restricción de igualdad,

$$\sum_{i=1}^{N_g} P_{G,i} - \sum_{j=1}^{N_d} P_{D,j} - \sum_{k=1}^{N_s} P_{p,k} = 0 \quad (3)$$

donde $P_{G,i}$ es la potencia activa generada por el generador i -ésimo, $P_{D,j}$ es la potencia activa demandada por la carga j -ésima, $P_{p,k}$ son las pérdidas de potencia activa en cada elemento k -ésimo del sistema y calculados a partir de la solución de flujos de potencia, N_d es el número total de cargas y N_s es el número total de elementos de transmisión del sistema eléctrico. Finalmente, las restricciones de desigualdad son,

$$P_{G,i}^{\min} \leq P_{G,i} \leq P_{G,i}^{\max} \quad (4)$$

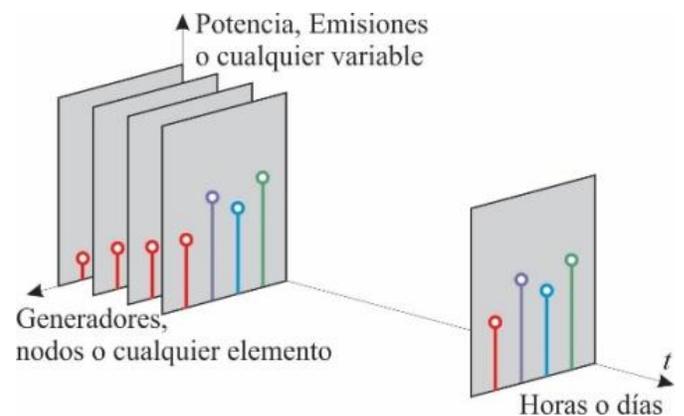


Fig. 1. Solución sucesiva en series de tiempo.

donde $P_{G,i}^{min}$ y $P_{G,i}^{max}$ es la potencia activa mínima y máxima, respectivamente. De la Ec. (2) las funciones de costos [12], sin tomar en cuenta el efecto de las válvulas, son

$$f_{c,i}(P_{G,i}) = a_i + b_i P_{G,i} + c_i P_{G,i}^2 \quad (5)$$

y para las emisiones [12],

$$f_{E,i}(P_{G,i}) = \alpha_i + \beta_i P_{G,i} + \gamma_i P_{G,i}^2 \quad (6)$$

donde a, b, c, α, β y γ son coeficientes asociados a la función de costos y de emisiones, respectivamente. El factor de penalización h_i es calculado como [12],

$$h_i = \frac{\alpha_i + \beta_i P_{G,i}^{max} + \gamma_i P_{G,i}^{2,max}}{\alpha_i + \beta_i P_{G,i}^{max} + \gamma_i P_{G,i}^{2,max}} \quad (7)$$

Cabe mencionar que en este trabajo las funciones de costo para los generadores eólicos y fotovoltaicos se consideraron como una función lineal [13-14], tal que los coeficientes en la Ec. (5) son $a = c = 0$. También, se considera que estos generadores no contribuyen a las emisiones, por lo tanto para la Ec. (6) los coeficientes son $\alpha = \beta = \gamma = 0$. Asimismo, su factor de penalización definido en la Ec. (7) es $h_i = cte$. Además, no se consideran los costos asociados con la penalización por la disponibilidad de recurso tanto eólico como fotovoltaico. Así, que para ambos recursos se dispone de toda la potencia máxima actual que se puede despachar en el momento, entonces los límites de potencia activa para estos generadores son,

$$0 \leq P_G \leq P_G^{act} \quad (8)$$

donde las potencias actuales tanto para la generación eólica como fotovoltaica son calculadas con [14] y [13],

$$P_G^{eólica} = K_1 v_\omega^3 P_{nom} \quad (9)$$

$$P_G^{PV} = K_2 S P_{nom} \quad (10)$$

Donde $K_{1,2}$ son constantes calculadas a partir de los coeficientes asociados a los parámetros físicos y ambientales, v_ω es la velocidad de viento, S es la radiación solar y P_{nom} es la potencia nominal del parque eólico o fotovoltaico.

C. FLUJOS DE POTENCIA

La solución general del problema de Flujos de Potencia consiste en determinar los valores de magnitudes de voltaje y ángulos en todos los nodos de la red, tal que se cumpla con el balance de potencia para una condición específica de operación (punto de operación). Una vez calculados los voltajes fasoriales se determinan los flujos de potencia para todos los elementos de la red, así como generación y pérdidas para cada elemento.

De forma general, las ecuaciones no lineales de balance de potencia activa y reactiva en el nodo m -ésimo pueden ser representadas como [15],

$$\Delta P_m = P_{G,m} - P_{D,m} - P_m^{cal} = 0 \quad (11)$$

$$\Delta Q_m = Q_{G,m} - Q_{D,m} - Q_m^{cal} = 0 \quad (12)$$

donde $P_{G,m}$ y $Q_{G,m}$ son la potencia activa y reactiva generada en el nodo, $P_{D,m}$ y $Q_{D,m}$ son la potencia activa y reactiva demandada, P_m^{cal} y Q_m^{cal} son la potencia activa y reactiva transmitida, las cuales se calculan usando las ecuaciones de flujos de potencia y son función de los voltajes nodales y la matriz de admitancia nodal, Nn es el número de nodos del sistema y se mantienen los tipos: slack, PVs y PQs. Para los nodos con generadores eólicos y fotovoltaicos la potencia activa generada se obtiene del problema de DEE (ver Ec. (9) y Ec. (10)), mientras que la potencia reactiva es [16],

$$Q_G^{eólica} \approx -K_3 V_G^2 - K_4 \frac{P_G^2}{V_G^2} \quad (13)$$

$$Q_G^{PV} = 0 \quad (14)$$

donde $K_{3,4}$ son constantes que depende de los parámetros del generador eólico. La Ec. (13) también depende de la potencia activa eólica generada y el voltaje al nodo conectado. Además, en este trabajo la potencia reactiva del sistema fotovoltaico no es considerada y los nodos para ambos sistemas de generación son considerados como tipo PQ, ya que no se consideran con capacidad de control de voltaje.

III. IMPLEMENTACIÓN

La implementación práctica usando los Toolbox de MATLAB se describe a continuación, asimismo el diagrama de flujo para la solución sucesiva en series de tiempo se muestra en la Fig. 2.

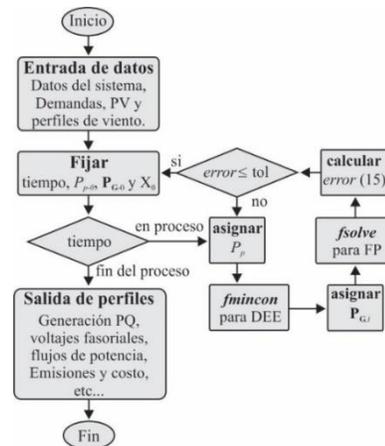


Fig. 2. Diagrama de flujo del esquema implementado.

Primeramente, se leen los datos desde archivos en Excel, los archivos están clasificados en: datos de la red, series de tiempo de demanda, perfil de viento y radiación solar. Una vez disponibles los datos, se indica el tiempo de ejecución y se fijan las Condiciones Iniciales (CI). El proceso interno inicia con la ejecución del DEE usando la función *fmincon* de MATLAB, donde las variables de estado son las potencias generadas. Una vez calculadas las potencias, estas se asignan a los nodos slack y PVs para resolver los FP usando la función *fsolve* de MATLAB. Ahí las variables de estado son magnitudes de voltaje y ángulos, además se calculan otras variables como flujos de potencia, potencias generadas y pérdidas en los elementos de transmisión. Puesto que el generador slack compensa las pérdidas del sistema en la solución de FP, existe una diferencia entre la potencia calculada por la función *fmincon* y la función *fsolve*. Entonces, para ajustar la potencia del nodo slack, se asignan las pérdidas del sistema a la función *fmincon* y se calcula el DEE. El proceso itera hasta que el error máximo entre la potencia del nodo slack calculada por ambas funciones y las pérdidas del sistema son menor o igual a una tolerancia $error \leq tol$ (ver Ec. (15) para el error).

$$error = \max \left| \begin{matrix} P_{G,slack}^{fmincon} - P_{G,slack}^{fsolve} \\ P_p^{act} - P_p^{ant} \end{matrix} \right| \quad (15)$$

donde $P_{G,slack}^{fmincon}$ es la potencia calculada por la función *fmincon* para el nodo slack, $P_{G,slack}^{fsolve}$ es la potencia calculada por la función *fsolve* para el nodo slack, P_p^{act} son las pérdidas totales del sistema para la iteración actual y P_p^{ant} son las pérdidas totales del sistema en una iteración anterior. Finalmente, el proceso se repite hasta que se determina todo el intervalo de tiempo para la solución. Adicionalmente durante el proceso se almacenan todas las variables entre las que se incluye emisiones y costos.

A. FUNCIÓN *fmincon*

El Toolbox de Optimización en MATLAB es un conjunto de funciones que ayuda al cálculo numérico para minimizar o maximizar los sistemas no lineales generales [17]. La función *fmincon* es una función predefinida con el propósito de encontrar el valor mínimo de una función de variables no lineal y sujeta a una serie de restricciones. La función a minimizar se le conoce como función objetivo y si se requiere se debe agregar una función de restricciones. El usuario debe implementar las funciones objetivo y de restricciones para la apropiada ejecución de la función *fmincon*. El código general de la función *fmincon*, objetivo y restricciones que se usa en este trabajo se muestra en la Fig. 3.

Los argumentos de entrada y salida de la función *fmincon* se muestran en la Tabla I. Los argumentos en orden de aparición son: **y** es el vector de potencias generadas de salida de la función *fmincon*, así como el vector de Condiciones Iniciales (CI) para la entrada, en este caso no existe conflicto por el uso de la misma variable. Además, tiene la dimensión del número de generadores del sistema y pertenece a los argumentos de entrada para la función objetivo y de restricciones. **@fobj_()** es la función objetivo a minimizar y es definida por el usuario, se conforma por argumentos de entrada y de salida que se describirán más adelante. **[]** son elementos vacíos posicionados y necesarios para la adecuada ejecución de la función. **Pmin** y **Pmax** son vectores que contienen los límites de potencia activa mínima y máxima de cada generador, respectivamente. **@rest_()** es la función definida por el usuario con las restricciones de igualdad y desigualdad, requeridas para la minimización de la función objetivo.

Los argumentos en orden de aparición para la función objetivo son (ver Fig. 3): **f_obj** es el valor escalar de la función objetivo y se evalúa bajo las condiciones actuales de los argumentos de entrada. **y** es el vector de potencias activas actuales de cada generador para evaluarse dentro de la función.

```

%% llamado a la función fmincon
y = fmincon(@fobjfun_(y,Ng,CC,CE,Pmin,Pmax),y,...
[],[],[],[],Pmin,Pmax,@(y)rest_(y,PD,Pp));

%% función objetivo
function f_obj=objfun_(y,Ng,CC,CE,Pmin,Pmax)
f_obj=0;
FC_max=CC(:,1)+CC(:,2).*Pmax+CC(:,3).*Pmax.^2;
FE_max=CE(:,1)+CE(:,2).*Pmax+CE(:,3).*Pmax.^2;
hi=zeros(size(FE_max));
for k=1:Ng
    f_cost=CC(k,1)+CC(k,2)*y(k)+CC(k,3)*y(k)^2;
    f_emss=CE(k,1)+CE(k,2)*y(k)+CE(k,3)*y(k)^2;
    if FE_max(k)~=0
        hi(k)=FC_max(k)/FE_max(k);
    end
    f_obj=f_obj+f_cost+hi(k)*f_emss;
end

%% función de restricciones
function [ci,ce]=rest_(y,PD,Pp)
ci=[];
ce=sum(y)-sum(PD)-Pp;

```

Fig. 3. Código para la implementación de la función *fmincon* en MATLAB.

TABLA I. ARGUMENTOS DE ENTRADA Y SALIDA DE LA FUNCIÓN *fmincon*

Argumento	Descripción
y	Vector de potencias generadas finales, y las CI.
@fobj_()	Función objetivo
[]	Elemento vacío
Pmin	Vector con el límite inferior
Pmax	Vector con el límite superior
@rest_()	Función de restricciones

N_g es el número de generadores tanto convencionales como renovables del sistema. CC son los coeficientes para las funciones de costo. CE son los coeficientes de las funciones de emisiones. P_{min} y P_{max} son los vectores que contienen los límites de potencia activa mínima y máxima de cada generador. Para los argumentos de la función de restricciones son (ver Fig. 3): ci son las restricciones no lineales de desigualdad. ce son las restricciones no lineales de igualdad. y es el vector de potencias actuales a evaluarse en la función. PD es el vector de potencias demandadas a evaluarse en la función y Pp son las pérdidas totales del sistema.

B. FUNCIÓN *fsolve*

La función *fsolve* de MATLAB es parte del Toolbox que permite la solución de sistemas de ecuaciones no lineales. El propósito de la función es encontrar el vector de variables de estado que satisfice la igualdad del sistema no lineal $F(X) = 0$. Asimismo, el usuario debe implementar la función donde se encuentren las ecuaciones de balance de potencias del sistema a resolver. La Fig. 4 muestra la implementación de la función *fsolve* en este trabajo.

Los argumentos de entrada y salida para la función *fsolve* se muestran en la Tabla II. Donde los argumentos en orden de aparición son: x es un vector aumentado con las variables de estado ángulos y magnitud de voltajes nodales. Además, tiene la dimensión del número de ecuaciones de potencia activa y reactiva involucradas según el tipo de nodo. Igualmente, contienen los valores finales de las variables de estado, así como las condiciones iniciales del sistema de ecuaciones. `@ec_balancePQ_()` esta función es definida e implementada por el usuario con las ecuaciones de balance de potencia del sistema. La Y_{bus} es la matriz de admitancias nodales de la cual se obtienen, PQG contiene los vectores de potencia activa y reactiva generados. PQD contiene los vectores de potencia activa y reactiva demandados. V y A son los vectores de voltaje y ángulos iniciales, de ahí se obtienen los voltajes y ángulos que no cambian en la solución (slack y PVs). nod_P son todos los nodos excepto el slack. Ec_P es la cantidad de ecuaciones de potencia activa. nod_Q son todos los nodos PQs. Ec_Q es la cantidad de ecuaciones de potencia reactiva. $K3$ y $K4$ son las constantes para el cálculo de la potencia reactiva del generador eólico.

```
%% llamado a la función fsolve
x=fsolve(@ec_balancePQ_(x,Ybus,PQG,PQD,V,A,...
    nod_P,Ec_P,nod_Q,Ec_Q,K3,K4),x);
```

Fig. 4. Código para la implementación de la función *fsolve* en MATLAB.

TABLA II. ARGUMENTOS DE ENTRADA Y SALIDA DE LA FUNCIÓN *fsolve*

Argumento	Descripción
x	Vector de variables de estado finales y CI.
@ec_balancePQ_()	Función de ecuaciones no lineales.
Y_{bus}	Matriz de admitancias nodales.
PQG	Vector de potencias generadas.
PQD	Vector de potencias demandadas.
V y A	Vectores de magnitud de voltajes y ángulos.
nod_P	Vector con los nodos de potencia activa.
Ec_P	Cantidad de ecuaciones de potencia activa.
nod_Q	Vector con los nodos de potencia reactiva.
Ec_Q	Cantidad de ecuaciones y de potencia reactiva.

IV. CASO DE ESTUDIO

El caso de estudio es formado a partir de la red de 9 nodos, donde se ha modificado para poder incluir tanto la generación fotovoltaica, así como la eólica. La generación fotovoltaica se ubicó muy cerca del nodo 5 y el parque eólico cerca del nodo 6, donde además se usaron transformadores para realizar la conexión. El sistema resultante es de 11 nodos y se muestra en la Fig. 5. Las bases del sistema son 230 kV y 100 MVA, a una frecuencia de 60 Hz. Los parámetros de la red eléctrica son tomados de [18], y los perfiles de demanda eléctrica se obtuvieron de una base de datos en [19]. Para este caso, se tomaron los registros de los perfiles de demanda eléctrica de tres ciudades diferentes a lo largo de un mes y se generó un perfil unitario, el cual se utiliza como factor de la demanda máxima en cada carga. Asimismo, los perfiles de radiación fueron obtenidos a partir de las mediciones y monitoreo de un sistema fotovoltaico, donde a partir de estas mediciones se hizo una estimación de la radiación solar. De la misma forma, los perfiles de viento fueron tomados de mediciones reales y a una distancia de 15 m sobre el plano terrestre. De [20] son tomados los datos para los coeficientes de costo y emisiones de los generadores convencionales. Mientras que los coeficientes de los generadores eólicos y fotovoltaicos se proponen. Así los datos usados en este trabajo se muestran en el apéndice.

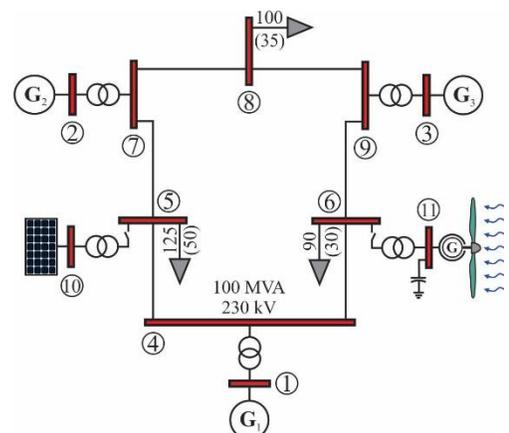


Fig. 5. Diagrama simple modificado del sistema de prueba.

La Fig. 6 muestra los perfiles de demanda de potencia activa para los nodos 5, 6 y 9. Para estas series de tiempos se debe notar que las demandas máximas no coinciden en el mismo día, tal que para el nodo 5 (P_{D5}) la demanda máxima es el día 14, mientras que para el nodo 6 (P_{D6}) y 8 (P_{D8}) las demandas máximas son los días 11 y 22, respectivamente. Por otro lado, los perfiles de las variables atmosféricas de radiación solar y viento se muestran en la Fig. 7 donde se muestra el perfil unitario (pu) determinado a partir de las unidades base de $S_B = 1000 \frac{W}{m^2}$ y $v_B = 14 \frac{m}{s}$. Para la radiación solar, el día 3 es donde se tienen el mayor pico de radiación con el 82% y el día con el menor pico es día 30 con 52% de radiación, así el promedio de los picos de radiación solar para este mes es de aproximadamente 71%. Para el perfil de viento se tiene un comportamiento muy estocástico, donde se observan rachas aleatorias con máximos cercanos al 136% y sostenidas a lo largo varias horas. De esta manera, para los primeros 4 días se tiene un importante recurso eólico, mientras que después se presenta una disminución relativa para los días 5-6, y el recurso se recupera para los días del 7 al 18. Después, para los días del 19-28 se observa una tendencia de reducción del potencial eólico, teniendo días por debajo del 50% y finalmente para los últimos días del mes se incrementa recurso. Por otra parte, los sistemas de medición y monitoreo comúnmente registran la información en intervalos de tiempo de entre los 5-15 min., así que en este trabajo solo se considera la información registrada en cada hora. Para aquellos datos faltantes y que no se registraron en la hora requerida se hizo una interpolación lineal simple para obtener dicha información.

Una vez que se tienen los datos de entrada en series de tiempo se procede a realizar el estudio referente al impacto de las emisiones en el sistema. Como caso base (CB) se procede a realizar una simulación donde no se incluyen las energías renovables. Además, en la simulación no se considera el DEE, tal que todos los generadores convencionales generaran la misma cantidad de potencia activa requerida para abastecer la demanda del sistema. Esto se puede lograr simplemente poniendo los límites de generación muy grandes para los generadores convencionales (p.e. $0 \leq P_{G,i}^{conv} \leq 1000 MW$), y para los generadores eólicos y fotovoltaicos en modo desconectado (p.e. $0 \leq P_{G,i}^{renv} \leq 0 MW$), además la función objetivo se cambia por la suma de las potencias generadas ($f_{obj} = \sum_{i=1}^{Ng} P_{G,i}$). Los resultados para este caso se muestran en la Fig. 8, ahí se muestra la potencia activa generada total (PGT) por el del sistema, la potencia activa demandada total (PDT), las pérdidas totales (Pp) y las emisiones totales (Ems) producidas por el sistema. En esta serie de tiempo el día 21 se presenta el pico máximo de demanda con un poco más de 300 MW, además se tiene el mayor pico de generación y las emisiones contaminantes son de 1860 ton/h. Asimismo, el día

24 se presentan las menores emisiones en su pico con 1110 ton/h y el promedio aproximado de emisiones para todo el mes es de 1200 ton/h. Respecto a las pérdidas los picos máximos son de un poco más de 3 MW y el promedio del mes es cerca de 2.16 MW.

Con el fin de cuantificar el impacto de las energías renovables sobre las emisiones contaminantes, se procede a realizar los casos de estudio usando el problema de despacho económico y de emisiones. El primer caso es sin considerar los recursos renovables, para el cual solo se hace el DEE incluyendo límites de generación y las pérdidas del sistema.

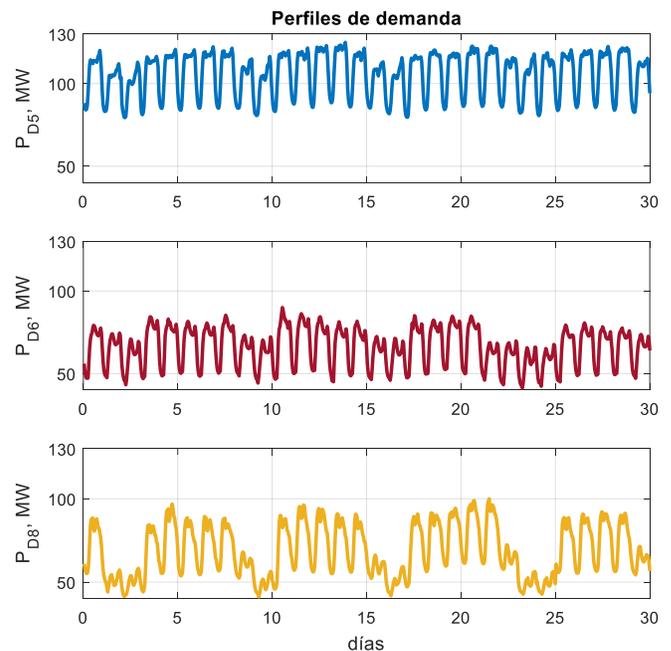


Fig. 6. Perfiles de demanda de potencia activa del sistema.

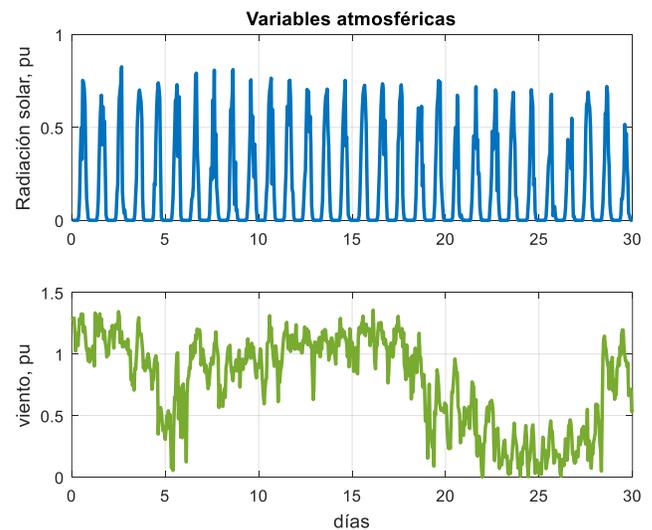


Fig. 7. Perfiles de radiación solar y viento.

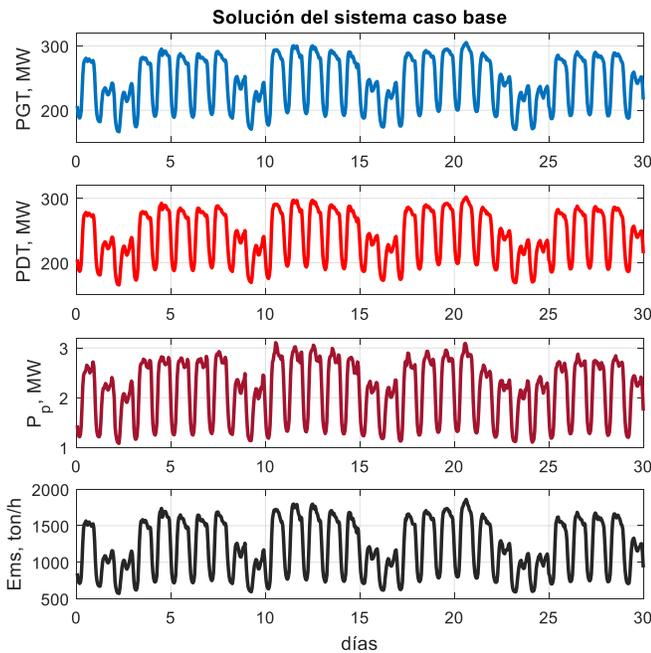


Fig. 8. Solución del sistema para el CB.

El siguiente caso es hacer el DEE incluyendo los sistemas fotovoltaicos en el nodo 5, a este caso se le conoce como DEE(PV). La capacidad del sistema fotovoltaico en este caso es considerada de 25 MW nominales. Se consideran 25 MW por incluir un máximo del 15% en generación renovable durante los valles mínimos del perfil de demanda. El siguiente caso es incluir 25 MW nominales de generación eólica en el nodo 6 y sin el sistema fotovoltaico, a este caso se le conoce como DEE(W). El último caso es incluir ambos sistemas de generación alternativa DEE(W+PV). Para este caso, se considera un sistema fotovoltaico de 10 MW nominales, mientras que el sistema eólico de 15 MW nominales, ambos sumando 25 MW nominales.

La Fig. 9 muestra el resultado en la reducción de emisiones contaminantes para los generadores convencionales en los casos mencionados anteriormente. El cálculo para cuantificar el porcentaje de esta reducción se realizó con la siguiente expresión,

$$R\% = \frac{E_{CB} - E_C}{E_{CB}} \times 100 \quad (16)$$

donde $R\%$ es el vector con la reducción de emisiones respecto al caso base en porcentaje, E_{CB} es el vector de emisiones producidas por el caso base y E_C es el vector de emisiones producidas por el caso analizado.

Para el caso DEE se observa un máximo cercano al 5% en la reducción de emisiones contaminantes del sistema, mientras que la reducción mínima está por debajo del 3%. El promedio

mensual aproximado para este caso es de alrededor del 4.1% en la reducción de emisiones contaminantes. Cuando se agregan los sistemas fotovoltaicos DEE(PV) se logra alcanzar hasta el 20% en la reducción de emisiones contaminantes, pero esto solo se logra en los picos máximos de radiación solar. El promedio mensual para este caso está cerca del 7.35% en la reducción de emisiones contaminantes. Para el caso DEE(W) se logran pequeños periodos de tiempo con una reducción de emisiones máxima de un poco más de 30% y el promedio mensual en la reducción de emisiones contaminantes es de aproximadamente 13.43%. Para el caso DEE(W+PV) la reducción de emisiones máxima obtenida es cerca del 27% y el promedio mensual aproximado de 11.1% en la reducción de emisiones.

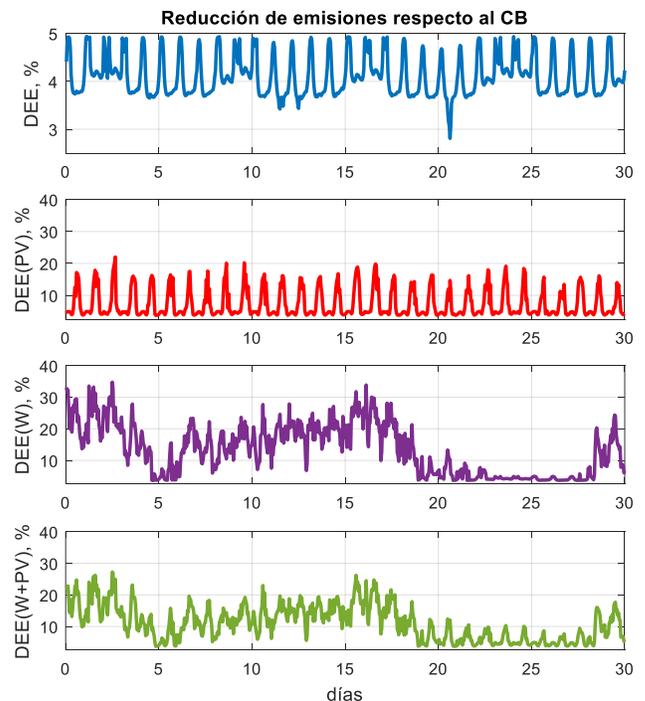


Fig. 9. Porcentaje de reducción de las emisiones respecto al CB.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó una alternativa para solucionar las series de tiempo, despacho económico y de emisiones (DEE), y solución de flujos de potencia de sistemas eléctricos. Para solucionar el problema de DEE y FP se usaron las funciones *fmincon* y *fsolve* de MATLAB, donde el Toolbox de este software provee de simplicidad para la implementación. El hecho de resolver los FP simultáneamente con el DEE, ayuda a incluir las pérdidas del sistema de forma más realista y al mismo tiempo conocer todas las variables asociadas a la solución. Además, se incluyó las fuentes de generación renovable fotovoltaica y eólica a la formulación del DEE y FP. Para probar la herramienta se implementó un esquema basado

en la red de 9 nodos, donde se plantea un caso base que sirve de referencia para cuantificar la solución de DEE y la inclusión de las energías renovables. Considerando los diferentes casos de estudio, el sistema de generación eólica presenta el mayor porcentaje en las reducciones de emisiones contaminantes con hasta un poco más de 30%. Adicionalmente, es notorio que el porcentaje en la reducción de las emisiones contaminantes es similar a los perfiles de las variables atmosféricas usados en el trabajo. De tal forma, que las reducciones en las emisiones contaminantes dependerán en gran medida de recurso renovable disponible durante la solución.

APENDICE

Los parámetros del DEE, así como los coeficientes de las funciones de costo y emisiones usados en este trabajo se muestran en la Tabla III. Las potencias mínimas y máximas están en MW, para los coeficientes a (\$/h), b (\$/MWh), c (\$/MW²h), α (ton/h), β (ton/MWh) y γ (ton/ MW²h).

TABLA III. PARÁMETROS PARA EL DEE Y SUS COEFICIENTES.

Nodo	P _{mín}	P _{máx}	a	b	c	α	β	γ
1	36	114	94.70	6.73	0.0069	60	-2.22	0.048
2	60	120	309.5	7.07	0.0202	100	-2.36	0.076
3	25	110	307.4	5.88	0.0161	100	-1.89	0.095
10	0	P ^{act}	0	4.5	0	0	0	0
11	0	P ^{act}	0	4.5	0	0	0	0

REFERENCIAS

[1] L. Lingyue, X. Ren, Y. Yang, P. Zhang and X. Chen. "Analysis and recommendations for onshore wind power policies in China", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 82, Part 1, pp. 156-167, Feb. 2018.

[2] SENER, "Prospectiva de Energías Renovables". 2012-2026.

[3] SENER, "Prospectiva del sector Eléctrico 2017-2031".

[4] Kundur, P. *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill: New York, NY, USA, 1994.

[5] Sauer, P. W. y Pai, M. A. *Power System Dynamics and Stability*, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, NJ, USA, 1998.

[6] F. N. Al Farsi, M. H. Albadi, N. Hosseinzadeh y A. H. Al Badi, "Economic Dispatch in power systems", *8th GCC Conference & Exhibition*, Muscat, 2015, pp. 1-6.

[7] T. Venegas-Trujillo, J. Arroyo-Ledesma, L. Contreras-Aguilar y V. Castillo-Topete, "Análisis comparativo del estudio de flujos de potencia en series de tiempo por el cambio de paso en el muestreo de perfiles de carga y generación de sistemas fotovoltaicos interconectados", *Revista de Aplicación Científica y Técnica*, Vol. 3 No. 10, pág., 11-19, Dic. 2017.

[8] online: "<https://es.wikipedia.org/wiki/MATLAB>"

[9] R. H. Shumway y D. S. Stoffer, *Time Series Analysis and Its Applications with R examples*. Springer, New York, 2011.

[10] J. D. Cryer y K. S. Chan, *Time Series Analysis with Applications in R*. Springer, New York, 2008.

[11] Y. Sonmez. "Multi-objective environmental/economic dispatch solution with penalty factor using Artificial Bee Colony algorithm", *Scientific Research and Essays*, Vol. 6 (13), pp. 2824-2831, 4 July, 2011.

[12] S. Subramanian y S. Ganesan, "A Simple Approach for Emission Constrained Economic Dispatch Problems", *International Journal of Computer Applications*, Volume 8, No.11, pp. 39-45, October 2010.

[13] N. A. Khan, et al., "Combined emission economic dispatch of power system including solar photo voltaic generation", *Energy Conversion and Management*, Vol. 92, págs. 82-91, 2015.

[14] Azza A. ElDesouky, "Security and Stochastic Economic Dispatch of Power System Including Wind and Solar Resources with Environmental Consideration", *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol.3, No.4, 2013.

[15] E. Acha, C.R. Fuerte-Esquivel, H. Ambriz-Perez, C. Angeles-Camacho, *FACTS Modelling and Simulation in Power Networks*, John Wiley & Sons, 2004.

[16] A. E. Feijóo y J. Cidrás, "Modeling of Wind Farm in the Load Flow Analysis", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, No. 1, Feb. 2000.

[17] The MathWorks, Inc., *Matlab Optimization Toolbox, User's Guide 2019*.

[18] P. M. Anderson and A. A. Fouad, *Power system control and stability*, N.J: IEEE Press, John Wiley & Sons, 2003.

[19] online: "https://data.open-power-system-data.org/time_series/".

[20] U. Güvenç, Y. Sönmez, S. Duman, N. Yörükere, "Combined economic and emission dispatch solution using gravitational search algorithm", *Scientia Iranica*, Volume 19, Issue 6, Pág., 1754-1762, Feb. 2012

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 26 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Diseño de Planta Fotovoltaica en un Entorno de Realidad Virtual

RICARDO CERVANTES GARCÍA, JUAN M. CANO FIGUEROA, J. MIGUEL GONZÁLEZ LÓPEZ*, FERNANDO RODRÍGUEZ HARO, MARCO PÉREZ GONZÁLEZ, JESÚS CERVANTES GARCÍA, H. DANIEL DÍAZ RODRÍGUEZ.

Universidad de Colima, Facultad de Ingeniería Electromecánica.

rcervantes7@uclm.mx

Jgonzalez71@uclm.mx (*Autor de correspondencia)

ferharo@uclm.mx

jcano@uclm.mx

mbarreto7@uclm.mx

RESUMEN Este artículo describe el desarrollo de un entorno virtual de una instalación fotovoltaica de 200kWp en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima. El usuario podrá interactuar con el sistema en un entorno inmerso mostrando todo lo necesario para llevar a cabo un proyecto; las características del equipamiento son desplegadas mientras el usuario esta interactuando utilizando lentes de realidad virtual. En el desarrollo del mundo ficticio se utilizaron las herramientas de diseño Google Sketchup, SolidWorks y Blender. Los objetos creados en estas herramientas son exportados a Unity para darle una apariencia de ser reales. Este software es propuesto ante la falta de financiamiento y equipo para que los estudiantes puedan realizar prácticas de instalaciones fotovoltaicas a gran escala. La eficacia de la herramienta propuesta es evaluada por medio de una encuesta, los resultados ilustran que la realidad virtual son una alternativa de enseñanza.

PALABRAS CLAVE— Planta fotovoltaica, realidad virtual.

I. INTRODUCCIÓN

Las energías renovables han tenido un desarrollo relevante a nivel mundial, de acuerdo con la Secretaria de Energía [1] en la última década la capacidad instalada con tecnología solar creció anualmente en promedio 36.6% en México, solo por debajo de la hidráulica y eólica. Este documento prevé un crecimiento promedio anual de 21.1% de la capacidad de generación solar fotovoltaica a instalar de 2017 a 2031 con un incremento de una tasa media anual de 29.3%. La rápida expansión de estas tecnologías se debe principalmente a los avances tecnológicos que reducen los costos y mejorar la eficiencia, y a diferentes políticas que apoyan a estas tecnologías.

Las políticas en México establecen como objetivos mínimos en la generación de energía limpia del 30% para el 2021 y 35% en 2024 [2]. Desde 2017 la manufactura de módulos fotovoltaicos en México registró una tasa promedio de utilización de 81% en 2015. México tenía una capacidad de manufactura de paneles solares para generar 1,727.5 MW

alrededor del 2% de la capacidad de manufactura a nivel mundial. Así, incentivando proyectos especialmente en el norte del país.

En México, la energía solar es un recurso abundante, Gutiérrez [3] cuantificó la radiación solar incidente a lo largo de México a través de un método propuesto que permite la cuantificación de la influencia del grado de perturbación en ambas irradiaciones, directa y difusa. La irradiación media en México ha sido estimada en alrededor de $5.5\text{kWhm}^{-2}\text{d}^{-1}$ [4].

En la literatura se puede encontrar con procedimientos que describen el modelado de los paneles solares con propósitos educativos [5]. Por otro lado, el análisis de desempeño en plantas fotovoltaicas instaladas en diferentes partes del mundo se ha llevado a cabo en el pasado. Mohandas [6] presenta resultados prácticos con respecto al efecto de la temperatura, humedad y polvo en el rendimiento de las tecnologías fotovoltaicas de capa fina. En [7] se calcula la exactitud de TRNSYS, Archelios, Polysun, PVSyst, PV*SOL y PVGIS en comparación con una instalación conectada a la red de

19.8kWp. Shetwi [8] diseña una planta fotovoltaica a gran escala conectada a la red de Malasia modelada en MATLAB/SimuLink con potencia nominal máxima de 1.5MW. Aunque estas propuestas encontradas en la literatura sirven como material de apoyo, no discuten el costo inicial de un proyecto o los detalles que conlleva realizar una instalación.

La enseñanza debe complementarse con equipos educativos en los laboratorios, pero el alto precio de estos denota un desafío, ya que los fondos financieros están restringidos para adquirirlos y los existentes deben mantenerse en buenas condiciones, por lo que es imposible comprar equipos educativos. Por lo tanto, las herramientas emergentes, como la realidad virtual, los laboratorios de Internet y la aplicación de dispositivos móviles, pueden permitir lograr nuevas formas de implementar la capacitación y el aprendizaje. Recientemente, se han desarrollado algunos proyectos de realidad virtual, por ejemplo [9] presenta el diseño y construcción de una turbina de viento de 5kW, además de un simulador de realidad virtual. Mientras que [10] incorpora un entrenador de ensamblaje automotriz con realidad virtual. [11] propone un sistema para proveer al usuario información para mejorar la experiencia de compra en tiendas comerciales. Dorozhkin [12] combina la simulación, manufactura interactiva y realidad virtual inmersa para un mejor entendimiento operativo. El grupo ACCIONA ha incorporado realidad virtual como una parte esencial en la forma de hacer negocios en el campo de la energía.

Por lo tanto, este artículo presenta el diseño virtual del programa propuesto que provee una visión técnica considerando los detalles de cómo debe ser instalado una planta solar, incluyendo los accesorios, la instalación eléctrica, el sistema de montaje y las protecciones eléctricas; esto es realizado con la ayuda de SolidWorks, SketchUp y Unity. El usuario es capaz de realizar un recorrido virtual por las instalaciones para verificar que todos los detalles técnicos han sido considerados en el diseño y llevarse a cabo en la instalación. El caso de estudio planea instalar un sistema fotovoltaico en la Facultad de Ingeniería Electromecánica en el estado de Colima, México.

II. METODOLOGÍA PROPUESTA PARA INCORPORAR EL SISTEMA FOTOVOLTAICO EN LA REALIDAD VIRTUAL

La metodología propuesta se muestra en la Fig. 1. En general, el dimensionamiento de un sistema de conexión a la red se basa en la factura de consumo de energía. Estos gráficos generalmente se obtienen del análisis de la factura de electricidad que se puede usar en la realidad virtual para aclarar cómo se logra una reducción en la facturación debido a la contribución de la energía de los sistemas fotovoltaicos. De este análisis se obtiene la capacidad necesaria para instalar un

sistema fotovoltaico. El siguiente paso es construir los modelos 3D de diferentes edificios, pasillos, objetos, árboles que son necesarios para mostrar las posibles pérdidas que afectan al sistema por las sombras. Existen diferentes herramientas, como SketchUp, Blender y algunas otras, cada una tiene sus ventajas y desventajas en comparación con ellas. En este proyecto, SketchUp se utiliza para modelar los edificios, ya que cuenta con un complemento para sistemas fotovoltaicos y con Google SketchUp tiene una ubicación geográfica y permite diseñar programas de dibujo en 3D con incorporación de sistemas solares haciendo un estudio para evitar sombras.

En este caso, el mundo virtual desarrollado en 3D (VW) es implementado con la ayuda de Unity [13] una multiplataforma de código abierto, un servidor de aplicaciones 3D multiusuario que permite proporcionar características físicas como textura y detalle a los objetos 3D una vez que los archivos de Sketchup se guardan / exportan como extensión .obj en para ser utilizado en la UNITY. El uso del espacio virtual proporciona una experiencia realista que le da al usuario la sensación de poder inspeccionar / visitar de manera virtual, lo que permite caminar entre los edificios con una instalación solar fotovoltaica.

A. DESARROLLO DEL MUNDO VIRTUAL

Para una explicación específica, la Facultad de Electromecánica de la Universidad de Colima, México, se considera como un estudio de caso, se ubica en la latitud 19.1239 y longitud -104.4001. El diseño se considera en los edificios del campus que pertenecen a la facultad. Por lo tanto; cada edificio está dimensionado de acuerdo con su capacidad instalada evitando sombras.

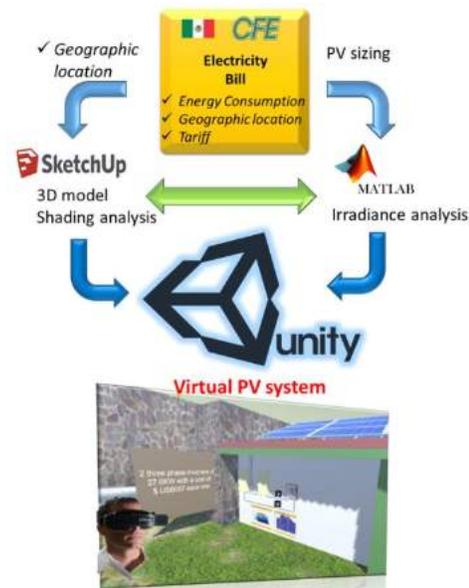


Fig. 1. Desarrollo del entorno virtual.

La Fig. 2 ilustra el diseño 3D, el usuario puede caminar en las instalaciones para ver los detalles considerados, lo que permite interactuar con los objetos haciendo clic en las partes específicas, como el panel solar, para obtener la información de las características y el costo. El objetivo es comprender mejor una instalación de forma técnica en la que los estudiantes puedan realizar una visita industrial a una granja solar de forma virtual para lograr un mejor entendimiento.

La Fig. 3 ilustra el equipo utilizado para la propuesta, se trata de los lentes de realidad virtual Oculus rift con controles touch, y una computadora de escritorio tipo Gammer con una tarjeta gráfica gtx 1050 ti 4Gb.

La Fig. 4 muestra la trayectoria del sol en uno de los edificios donde se puede colocar la instalación para verificar el sistema fotovoltaico en caso de que se vea afectado por las sombras, lo que ilustra la consideración de las pérdidas de sombra. Para obtener una trayectoria solar real, se utiliza una Aplicación móvil de trayectoria solar para ayudar a descubrir dónde está el sol, o dónde estará; luego se reproduce en Unity. Se puede obtener información adicional, por ejemplo, el usuario puede ir a verificar la instalación y obtener información sobre el sistema en cada edificio. La Fig. 5 ilustra la vista del usuario en un edificio donde se pueden observar las características del panel solar, así como la inversión en costo total de los paneles solares en ese edificio.

La cantidad necesaria de material para el sistema de montaje se muestra en la Fig. 6, en la que se incluyen los rieles, pernos y accesorios necesarios, así como el costo del sistema de montaje en ese edificio. El propósito es ilustrar que cada detalle individual está integrado en el proyecto.



Fig. 3. Hardware utilizado Oculus rift

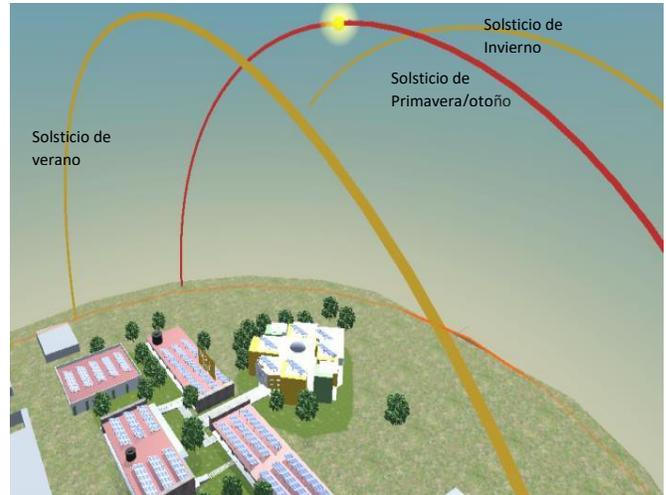


Fig. 4. Franja solar anual en forma virtual.



Fig. 5. Interactuando en un edificio.



Fig. 2. Diseño de entorno virtual de instalación fotovoltaica 3D de 200kW.



Fig. 6. Interactuando con el sistema de montaje, mostrando detalles técnicos y accesorios.

La Fig. 7 ilustra la instalación eléctrica desde el cableado, tubería, accesorios, hasta los inversores con sus protecciones. El costo de las inversiones iniciales también se describe de forma virtual. Toda la parte de la instalación se considera hasta este punto; sin embargo, es necesario ilustrar la generación de energía que tendrá la instalación. Hay programas que ayudan a obtener esta información; sin embargo, el modelado es una técnica que ayuda a visualizar y comprender profundamente el comportamiento del sistema con gran detalle, por esta razón y como parte de enseñanza de sistemas fotovoltaicos a continuación se ilustra de forma breve el modelado hecho en Simulink. Los resultados de estas simulaciones son exportados a Unity 3D para integrarlos en el mundo virtual.

B. MODELADO DE PLANTA SOLAR FOTOVOLTAICA EN SIMULINK.

La Fig. 8 muestra la simulación realizada en Simulink como ejemplo de un sistema fotovoltaico de 3kW [14], esta simulación es hecha para validar los resultados con un sistema real instalado de 3kW con sistema de monitoreo, la Fig. 9 ilustra la comparación del modelado en Simulink con el sistema real de monitoreo. La matriz fotovoltaica ilustrada en la Fig. 8 como "PV Array", se basa en el circuito equivalente de una célula solar, representada por una fuente de corriente en derivación con un diodo, e incluye los efectos de la temperatura y la radiación solar. Mientras que el inversor se modela utilizando un módulo IGBT de puente completo monofásico controlado. Una vez validados los resultados se realizan las simulaciones para la planta de generación de 200kW, los resultados son mostrados también en la Fig. 7 en la cual se ilustra la producción anual por día y por mes.

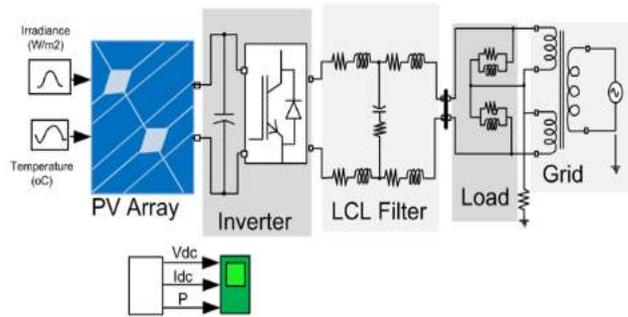


Fig. 8. Modelado de planta fotovoltaica.

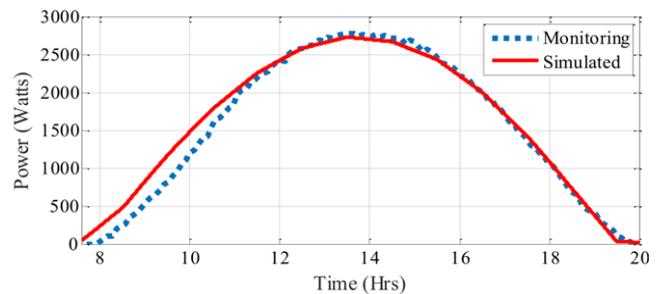


Fig. 9. Validación del modelado para generación de energía

III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN.

La evaluación del software se realiza a través de una encuesta implementada, Tabla I, aplicada a los estudiantes de ciencias de la computación y electromecánicos de la Facultad de Electromecánica de la Universidad de Colima. Se les pidió que hicieran una prueba en el mundo virtual.

La respuesta a Q1 ilustra que prácticamente todos están de acuerdo con respecto a una presentación de realidad virtual, ya que les resulta mucho más comprensible y claro cómo sería una instalación. La mayoría está de acuerdo en que la inversión requerida para instalar un sistema de este tipo se presenta muy explícitamente en la realidad virtual; el hecho de que el usuario pueda interactuar de forma virtual con la instalación e incluso mostrar el costo de los accesorios lo hace muy ilustrativo. De manera similar, para Q3, en relación con la parte técnica, todos los detalles se ilustran desde el sistema de montaje, el cableado del panel solar y la instalación eléctrica. Por lo tanto, todos están de acuerdo con la claridad sobre la planificación técnica de la instalación del sistema fotovoltaico. En Q4, algunos de los encuestados mencionaron que no está del todo claro cómo se logra el ahorro en la factura, se manifiesta un poco de confusión al analizar los resultados en forma de barras presentadas en la Fig. 7. Sin embargo, el 95% de los encuestados declaró que es comprensible cómo el sistema consigue ahorrar energía.

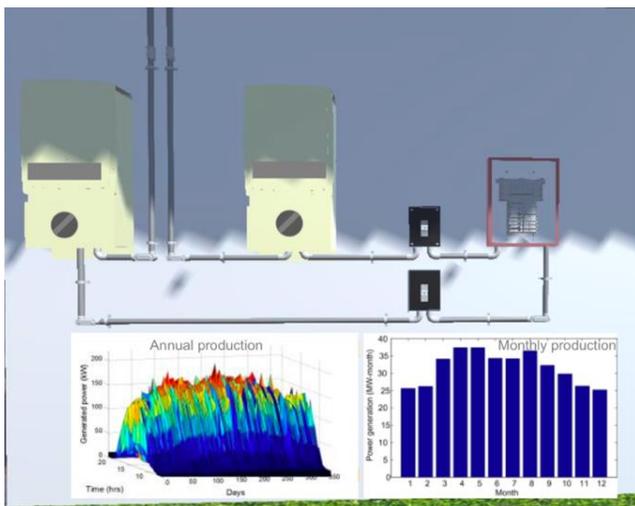
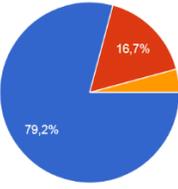
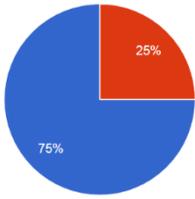
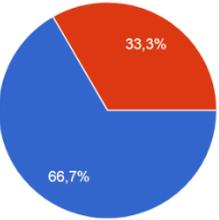
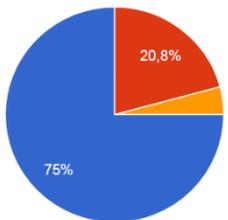
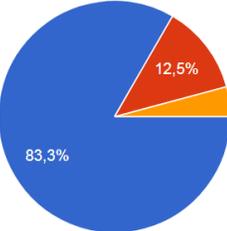
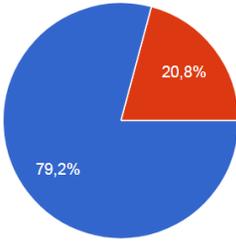


Fig. 7. Detalles de la instalación eléctrica, vista virtual del usuario.

TABLA I. EVALUACION DE SOFTWARE MEDIANTE ENCUESTA

Parámetros	Valores 1
<p>Q1 La forma de realizar el recorrido virtual es adecuada?</p> 	<p>Q2 La inversión inicial requerida para todos los equipos y accesorios esta clara en el mundo virtual??</p> 
<p>Q3 Le quedan claros todos los aspectos técnicos de una instalación fotovoltaica?</p> 	<p>Q4 ¿El ahorro de energía son comprensibles con la instalación?</p> 
<p>Q5 ¿El mundo virtual es similar a las instalaciones de la facultad?</p> 	<p>Q6 ¿Se parecen los objetos virtuales a la realidad?</p> 
<ul style="list-style-type: none"> ● Strongly agree ● Agree ● Disagree ● Strongly disagree 	

Respecto al mundo virtual, en Q5, el 95.8% de los encuestados está de acuerdo en que el entorno virtual exhibido tiene mucha similitud con la representatividad en términos de las instalaciones en la Facultad y cómo se planea el sistema fotovoltaico. En Q6 todos declaran estar de acuerdo con la similitud de los objetos. Específicamente, los usuarios consideran más el enfoque en la textura del inversor, pero no lo suficiente como para generar confusión en la planificación técnica.

IV. CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un entorno virtual para la incorporación de una instalación fotovoltaica de 200kW con propósitos educativos. El entorno virtual fue desarrollado con la ayuda de Sketchup and Unity; Sketchup facilita el dimensionamiento de la capacidad instalada para edificios utilizando un dimensionamiento 3D, los diseños de estos se exportaron a Unity para crear el entorno virtual y dar un acabado a la textura de los objetos programados. El resultado de la encuesta indica que la planificación de los sistemas fotovoltaicos en un entorno virtual puede ser una mejor manera de presentar proyectos, ya que; proporcionan información clara sobre los problemas técnicos de cómo puede ser una instalación, así como una certeza sobre la inversión inicial requerida, ya que incluso se pueden incluir los detalles más pequeños, como los accesorios. Este tipo de entorno virtual también se puede utilizar como un sistema de enseñanza.

REFERENCIAS

- [1] S. d. Energia, "Prospectiva de Energias Renovables 2017-2031," 2018. [Online]. Available: https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/284342/Prospectiva_de_Energ_as_Renovables_2017.pdf.
- [2] J. S. Suarez, "Secretaria de economia. La Industria solar fotovoltaica y fototermica en Mexico.," 2018. [Online]. Available: <https://www.promexico.mx/documentos/biblioteca/industria-solar.pdf>.
- [3] A. Gutiérrez Trashorras, "Attenuation processes of solar radiation. Application to the quantification of direct and diffuse solar irradiances on horizontal surfaces in Mexico by means of an overall atmospheric transmittance.," *ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews.*, vol. 1, no. 81, pp. 93-106, 2018.
- [4] I. D. I. Electricas, "Sistema de Informacion Geografica para las energias renovables en Mexico. (Instituto de Investigaciones Electricas)," 2019. [Online]. Available: <http://sag01.iie.org.mx/evaluarer/SIGER.html>.
- [5] Y. Mahmoud and E. El-Saadany, "Accuracy Improvement of the Ideal PV Model," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, no. 3, pp. 909-911, 2015.
- [6] B. Mohandes, L. El Chaar and L. Lamnot, "Application Study of 500 W Photovoltaic (PV) System.," *Springer, Applied Solar Energy*, vol. 4, no. 45, pp. 242-247, 2009.
- [7] J. Petros Axaopoulos, "Accuracy analysis of software for the estimation and planning of photovoltaic installations.," *Springer, International Journal of Energy and Environmental Engineering*, vol. 1, no. 5, pp. 1-7, 2014.
- [8] A. Al Sheti. and Z. Sujod, "Modeling and design of photovoltaic power plant connected to the MV side of Malaysian grid with TNB technical regulation compatibility.," *Springer Electrical Engineering*, vol. 100, no. 4, pp. 2407-2419, 2018.
- [9] M. H. López, "CEMIE-Eólico.," 2018. [Online]. Available: <http://cemiee.iie.org.mx/Proyectos/Proyecto-P08>.
- [10] S. Borci, G. Lawson. and B. Burgues, "Effectiveness of a multidevice 3D virtual environment application to train car service maintenance procedures.," *Springer, Virtual Reality*, vol. 20, no. 1, pp. 41-55, 2016.

- [11] S. Orts Escolano and D. Gomez, "An augmented reality application for improving shopping experience in large retail stores.," *Springer, Virtual Reality*, 2018.
- [12] D. Dorozhkin, J. Vance and M. Lemessi, "Coupling of interactive manufacturing operations simulation and immersive virtual reality.," *Springer, Virtual Reality*, vol. 16, no. 1, pp. 15-23, 2018.
- [13] Unity, *Software Unity.*, <https://unity3d.com/>, 2019.
- [14] Mathlab, "Mathworks.," 2019. [Online]. Available: https://la.mathworks.com/help/physmod/sps/example_s/single-phase-240-vrms-3500-w-transformerless-grid-connected-pv-array.html.

BIOGRAFÍAS



Ricardo Cervantes García. Estudiante de ingeniería en sistemas computacionales por la Facultad de ingeniería electromecánica de la Universidad de Colima 2015-2019. Su área de interés es el modelado de entornos con realidad virtual y Realidad Aumentada.



Juan M. Cano Figueroa. Estudiante de ingeniería en sistemas computacionales por la Facultad de ingeniería electromecánica de la Universidad de Colima 2015-2019. Su área de interés es el modelado de entornos con realidad virtual y Realidad Aumentada.



JUAN MIGUEL GONZALEZ (S'07 – M'17) recibido en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Colima, Colima, México, en 2004, Maestro y Doctor en ingeniería eléctrica de CINVESTAV, Guadalajara, México, en 2006 y 2010, respectivamente. De 2010 a 2017, ocupó diferentes cargos docentes en la Universidad Tecnológica de Manzanillo, México. De 2008 a 2009, fue un estudiante visitante en la Universidad de Waterloo, Waterloo, ON, Canadá, y realizó un postdoctorado de 2011-2012, trabajando en temas de redes inteligentes. Se unió al Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Colima, en 2017, como profesor a tiempo completo. Sus intereses de investigación incluyen modelado, simulación, control, estabilidad en sistemas de energía y hogares inteligentes, análisis de sistemas eléctricos de potencia, las energías renovables y la enseñanza de tópicos de ingeniería en el ambiente de realidad expandida y realidad virtual.



Fernando Rodríguez Haro. ISC Instituto Tecnológico de Colima (1998), M.Cs. por el Centro de Investigación y de estudios Avanzados (CINVESTAV 2001), Doctor por la Universidad Politécnica de Cataluña (2009). PTC Universidad de Colima (2001-). Áreas de interés: Virtualización, Cloud Computing, Sistemas de gestión de recursos, Realidad Virtual, y Realidad Aumentada.



MARCO PEREZ Maestro en Ciencias por el CINVESTAV (2001). Profesor de la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima desde 2000. Sus intereses académicos son el análisis y simulación del control y operación de sistemas eléctricos de potencia. La instrumentación virtual y la programación de herramientas didácticas.



Jesús Cervantes García. Estudiante de ingeniería en sistemas computacionales por la Facultad de ingeniería electromecánica de la Universidad de Colima 2016-2020. Su área de interés es el modelado de entornos con realidad virtual y realidad aumentada.



H. Daniel Díaz Rodríguez. Estudiante de ingeniería en sistemas computacionales por la Facultad de ingeniería electromecánica de la Universidad de Colima 2016-2020. Su área de interés es el modelado de entornos con realidad virtual y realidad aumentada.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 29 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Flujos de Potencia Óptimos multi-objetivo: Análisis de la operación de sistemas de potencia considerando las emisiones de CO₂

DAVID CORONA MARTÍNEZ, HECTOR ELIZARRARAZ MENDIOLA, JOSUÉ ADRIÁN MARQUEZ ZAFRA, JOSÉ MIGUEL GARCÍA GUZMÁN*

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato
dcoronamartinez@gmail.com
hectorelizarrarazmendiola@gmail.com
ajmzafra@gmail.com
migarcia@itesi.edu.mx (*Autor de correspondencia)

RESUMEN En este trabajo se utiliza una formulación de flujos de potencia óptimos (FPO) multi-objetivo para llevar a cabo el análisis de la operación de sistemas eléctricos de potencia (SEP) considerando las emisiones de dióxido de carbono (CO₂). El FPO se modela como un problema de optimización no lineal multi-objetivo porque optimiza dos funciones: el costo de generación de potencia activa y las emisiones de CO₂. Diversos casos de estudio son llevados a cabo utilizando el sistema de potencia de 11 nodos y el de Nueva Inglaterra. Los resultados de estos casos de estudio muestran que al considerarse las emisiones de dióxido de carbono en la formulación de FPO se podría perjudicar la rentabilidad económica del SEP, ya que se presenta una disminución en el perfil de tensión nodal y un aumento en el costo de generación de potencia activa debido al incremento de las pérdidas de potencia.

PALABRAS CLAVE— FPO multi-objetivo, sistemas eléctricos de potencia, emisiones de CO₂.

I. INTRODUCCIÓN

Las compañías suministradoras de energía eléctrica están en una búsqueda constante de aumentar su rentabilidad económica para competir de manera exitosa en el mercado de energía eléctrica, por lo que, su intención es generar la mayor cantidad de potencia al menor costo. El punto óptimo de operación de estado estacionario de las centrales termoeléctricas, tomando en consideración a los distintos elementos que conforman la red eléctrica, se determina mediante el análisis de Flujos de Potencia Óptimos o FPO. Este análisis permite optimizar una función objetivo, la cual puede considerar aspectos económicos, de seguridad o ambientales, sujeta a restricciones de igualdad y desigualdad que representan las leyes físicas que gobiernan la generación de potencia, la capacidad de transmisión de las líneas, los valores nominales de operación de los equipos eléctricos, etc. [1]. En general, estas restricciones modelan la operación propia del sistema de potencia y lo restringen a límites físicos que garantizan una correcta operación de éste. En el estudio de FPO clásico los elementos del sistema que se modelan son las líneas de transmisión, los generadores, los transformadores, los elementos de compensación en paralelo

y las cargas, estas últimas se manejan como valores constantes de consumo en los nodos del sistema [1-2].

Por otro lado, los altos niveles de contaminación y las grandes cantidades de emisiones de gases de efecto invernadero (GEI) y de dióxido de carbono que se han presentado en los últimos años, han dado lugar a regulaciones ambientales cada vez más estrictas alrededor del mundo con el fin de controlar y disminuir las emisiones de GEI que provocan el calentamiento global del planeta [3-5]. Las fuentes de este tipo de contaminación son variadas, pero algunos reportes indican que, en los países desarrollados, la industria eléctrica contribuye en gran manera a la generación de contaminación del aire por emisiones de GEI, por ejemplo, de acuerdo a [6] en Estados Unidos la industria eléctrica es responsable de alrededor del 38% de las emisiones de CO₂ y de una tercera parte de las emisiones de gases de efecto invernadero, lo que la convierte en la principal fuente de contaminación del país a causa de dichas emisiones.

Por lo antes mencionado, en diferentes países se han realizado esfuerzos para disminuir la contaminación ocasionada por la industria eléctrica, principalmente por las centrales termoeléctricas, dando lugar a legislaciones en materia ambiental cada vez más estrictas, donde se penaliza

económicamente a las compañías suministradoras de energía eléctrica si violan ciertos límites permitidos de emisión de gases contaminantes. Estas penalizaciones afectan directamente a la rentabilidad económica del sistema de potencia y por ende la utilidad neta de las compañías suministradoras. Por esta razón, y debido a que las emisiones de gases contaminantes tienen un gran impacto negativo en el ambiente, la reducción de los tales gases se ha convertido en un tema de gran interés para las compañías suministradoras y para los investigadores alrededor del mundo.

Tanto las compañías suministradoras como los investigadores han propuesto e implementado diferentes métodos para reducir las emisiones de las centrales termoeléctricas, entre los cuales se pueden mencionar los siguientes: cambiar a combustibles fósiles con menor potencial de emisiones, instalar un sistema de limpieza post-combustión, modificar la forma en que se quema el combustible o despachar de manera adecuada las unidades de generación con el objetivo de minimizar las emisiones de gases contaminantes [7-8]. Los primeros métodos hacen necesaria la adecuación o construcción de nuevas instalaciones en las centrales de generación eléctrica, por lo que, la implementación de estos métodos resulta muy costosa y poco factible. En este sentido, el último método resulta ser el más adecuado para lograr la reducción de emisiones porque es mucho más sencillo de implementar y requiere un mínimo costo adicional [9]. Es de destacar que la reducción de las emisiones se trabaja como un problema de optimización no lineal restringido, el cual normalmente va de la mano con la minimización del costo de generación, dando lugar a lo que se conoce como despacho óptimo multi-objetivo o despacho económico y ambiental, esto cuando no se considera la topología del SEP. Algunos estudios sobre esta temática se han presentado en diversas publicaciones, tales como [7-11], donde las emisiones se integran en el análisis del sistema, ya sea en la función objetivo o en las restricciones. Cuando se considera la topología del sistema de potencia el despacho de las unidades de generación se realiza mediante el análisis de flujos de potencia óptimos, y si se incluyen las emisiones de gases contaminantes se considera un FPO multi-objetivo o un FPO económico y ambiental. Los principales gases contaminantes provenientes de las centrales termoeléctricas son el monóxido de carbono (CO), dióxido de carbono CO₂, dióxido de azufre (SO₂) y los óxidos de nitrógeno (NO_x) [9]. Sin embargo, en este trabajo se consideran únicamente las emisiones de CO₂, por ser el principal impulsor del calentamiento global [12], además de ser el gas contaminante que se emite en mayor cantidad en las centrales de generación termoeléctrica [13], siendo, por lo tanto, el gas con mayores probabilidades de violar los niveles permitidos de emisiones causando penalizaciones económicas a las compañías suministradoras.

En México las regulaciones ambientales para la industria eléctrica no están definidas ni clarificadas por completo, pero en el marco de la Reforma Energética impulsada y aprobada en el sexenio anterior y

bajo la nueva normatividad del Código de Red para la industria eléctrica se está intentando establecer y madurar una adecuada legislación que controle las emisiones de gases contaminantes en la industria eléctrica nacional.

En el contexto descrito anteriormente y teniendo en consideración la enorme área de oportunidad que representa en nuestro país la operación del sistema eléctrico nacional desde una perspectiva ambiental y económica, en este trabajo se presenta un análisis de la operación de sistemas eléctricos de potencia cuando se consideran las emisiones de CO₂ mediante el empleo de una formulación de Flujos de Potencia Óptimos multi-objetivo.

La estructura del artículo es como sigue: en la Sección II se desarrolla la formulación general del problema de FPO. El modelo matemático en el cual se integra la función de emisiones de dióxido de carbono en el problema de FPO, que da lugar a un problema de optimización multi-objetivo, se formula en la Sección III, mientras que en la Sección IV y V se presentan, en forma respectiva, los resultados de los casos de estudio y las conclusiones obtenidas del presente trabajo.

II. FORMULACIÓN GENERAL DEL PROBLEMA DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS

La formulación general del problema de flujos de potencia óptimos se modela como un problema de optimización no lineal restringido, el cual consiste en minimizar una función objetivo sujeta a restricciones de igualdad y desigualdad. Matemáticamente, la formulación general de FPO se expresa como sigue,

$$\min f(x) \quad (1)$$

$$\text{sujeto a } h_i(x) = 0 \quad (2)$$

$$g_j(x) \leq 0 \quad (3)$$

$$x^{\min} \leq x \leq x^{\max} \quad (4)$$

donde x es el vector de variables de estado del sistema de potencia; estas variables normalmente son la magnitud y ángulo de tensión nodal y la potencia activa generada por las máquinas síncronas, cuyos límites son modelados mediante la restricción de desigualdad denotada por la Ec. (4). $f(x)$ es la función objetivo a minimizar, la cual puede considerarse, como se mencionó, aspectos económicos, ambientales o de seguridad del sistema de potencia [1]. Los términos $h_i(x)$ y $g_j(x)$ corresponden, respectivamente, a los conjuntos de restricciones de igualdad y desigualdad a funciones. Las restricciones de igualdad permiten modelar el balance de potencia activa y reactiva en cada subestación, mientras que las restricciones de desigualdad modelan los límites físicos y operacionales de los elementos que integran el sistema de potencia. Se debe mencionar que en esta formulación la función objetivo y las restricciones son del tipo no lineal. Un modelado más detallado de estas restricciones se presenta en la siguiente sección.

III. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS MULTI-OBJETIVO

El problema del FPO multi-objetivo consiste en minimizar de manera simultánea dos o más funciones objetivo, mientras se satisfacen las restricciones de igualdad y desigualdad que gobiernan la operación del sistema. En este trabajo se consideran dos funciones: la función de costo de generación de potencia activa y la función de emisiones de CO₂, las cuales consideran aspectos económicos y ambientales, respectivamente. Aquí, el problema de optimización multi-objetivo se resuelve empleando el método de los coeficientes de ponderación, por lo que, un factor de penalización es utilizado para combinar la función de costo de generación y la de emisiones en una función multi-objetivo global, esto con el fin de minimizar simultáneamente ambas funciones durante el proceso de optimización. Las funciones objetivo individuales, tanto de costo como de emisiones, y el modelado matemático del problema de FPO multi-objetivo se describen a continuación.

A. FUNCIÓN DE COSTO DE GENERACIÓN

El costo total de generación de potencia activa, $F_C(P_{G,i})$, en las plantas termoeléctricas se puede expresar mediante una función cuadrática no lineal. Esta función se formula como se muestra en (5),

$$F_C(P_{G,i}) = \sum_{i=1}^{N_g} a_i + b_i P_{G,i} + c_i P_{G,i}^2 \quad (5)$$

donde N_g es el número total de generadores incluyendo al nodo de referencia. Los términos a_i , b_i y c_i son los coeficientes de las curvas de costo de los generadores y $P_{G,i}$ corresponde a la potencia generada por cada generador conectado en el nodo i .

B. FUNCIÓN DE EMISIONES DE CO₂

La cantidad total de emisiones de CO₂, $F_E(P_{G,i})$, derivadas de la combustión de combustibles en las centrales de generación se puede expresar, de manera similar a la función de costo, mediante una función cuadrática no lineal como sigue [7-11],

$$F_E(P_{G,i}) = \sum_{i=1}^{N_g} d_i + e_i P_{G,i} + f_i P_{G,i}^2 \quad (6)$$

En la ecuación anterior, los términos d_i , e_i y f_i son los coeficientes de la curva de emisiones de cada generador i . Es importante mencionar que en este trabajo se omite el efecto de los puntos válvula de las unidades de generación.

C. MODELO MATEMÁTICO DEL PROBLEMA DE FPO MULTI-OBJETIVO

La función objetivo global del problema de FPO considerado en este trabajo se formula mediante la combinación de la función de costo y de emisiones dadas por las Ec. (5) y (6), respectivamente, tal como se muestra [7-11],

$$F_T(P_{G,i}) = w_C \cdot F_C(P_{G,i}) + w_E \cdot h \cdot F_E(P_{G,i}) \quad (7)$$

En esta función w_C y w_E representan los coeficientes de ponderación para las funciones de costo y de emisiones. Estas ponderaciones pueden tomar valores entre 0 y 1, siempre y cuando la suma de ambos resulte igual a la unidad. El término h es el coeficiente que permite combinar las dos funciones objetivo individuales. El cálculo de h hace necesario obtener el vector de factores individuales h_i de cada generador en su máxima potencia, lo cual se lleva a cabo mediante la relación entre las funciones de costo y de emisiones evaluadas en la máxima potencia de salida de cada generador i , tal como sigue [9],

$$h_i = \frac{F_{C_i}(P_{G_i}^{max})/P_{G_i}^{max}}{F_{E_i}(P_{G_i}^{max})/P_{G_i}^{max}} \quad (8)$$

Una vez que se calcula el vector de los coeficientes individuales h_i para cada generador, estos se ordenan en forma ascendente, comenzando con el coeficiente h_i más pequeño hasta que la sumatoria de la potencia generada considerada hasta este punto sea mayor o igual a la potencia demandada. El último h_i que se obtiene cuando se cumple la condición anterior corresponde al coeficiente h de la función objetivo global dada por la Ec. (7) [9].

Las restricciones de igualdad y desigualdad del problema de FPO multi-objetivo son las mismas que cuando se considera una sola función, ya que en este trabajo las emisiones de CO₂ se integran en la función objetivo y no en las restricciones del modelo de FPO. De este modo, las restricciones de igualdad que modelan el balance potencia activa y reactiva nodal son dadas por las Ec. (9) y (10), respectivamente, como sigue [14-15],

$$P_{G,k} - P_{D,k} - \sum_{m=1}^{N_b} P_{iny,k} = 0 \quad (9)$$

$$Q_{G,k} - Q_{D,k} - \sum_{m=1}^{N_b} Q_{iny,k} = 0 \quad (10)$$

En las ecuaciones anteriores N_b es el número de buses del sistema; los términos $P_{G,k}$ y $P_{D,k}$ son la potencia activa generada y demandada en el nodo k ($k=1, 2, \dots, N_b$), respectivamente, mientras que el tercer término representa la potencia activa inyectada en el nodo k a través de los elementos de transmisión conectados entre este nodo y el nodo m ($m=1, 2, \dots, N_b$). En el caso de la Ec. (10) solo cambia la variable P por la Q por tratarse de la potencia reactiva.

Tal como se mencionó en la Sección II, las restricciones de desigualdad modelan los límites físicos y operativos del sistema eléctrico de potencia. Estas restricciones son las siguientes,

$$\delta_k^{min} < \delta_k < \delta_k^{max} \quad k = 1, 2, \dots, N_b \quad (11)$$

$$V_k^{min} < V_k < V_k^{max} \quad k = 1, 2, \dots, N_b \quad (12)$$

$$P_{G,i}^{min} < P_{G,i} < P_{G,i}^{max} \quad i = 1, 2, \dots, N_g \quad (13)$$

$$Q_{G,i}^{min} < Q_{G,i} < Q_{G,i}^{max} \quad i = 1, 2, \dots, N_g \quad (14)$$

Es importante mencionar que las expresiones anteriores se dividen en restricciones de desigualdad a variables y a funciones. Las primeras representan los límites del ángulo de

fase y magnitud de tensión en los nodos del sistema, así como la generación de potencia activa en los nodos de generación, mientras que las segundas modelan la generación de potencia reactiva. Esto es porque la potencia Q es dependiente de la magnitud de tensión en los nodos de generación, donde primero se debe verificar que se satisfaga la restricción de la Ec. (12) para posteriormente satisfacer las Ec. (10) y (14).

IV. CASOS DE ESTUDIO

En esta sección se presentan los casos de estudio que permiten analizar la operación del sistema de potencia cuando se consideran las emisiones de CO₂. En las simulaciones numéricas se utilizó el sistema de dos áreas-11 nodos [16] y el SEP de Nueva Inglaterra de 39 nodos [17] con una tolerancia de convergencia, en todos los casos, de 1×10^{-9} .

A. SISTEMA DE POTENCIA DE DOS ÁREAS-11 NODOS

En la primera sección de los casos de estudio, se emplea el sistema eléctrico de potencia de dos áreas-11 nodos [16], el cual se muestra en la Fig. 1, mientras que los coeficientes de las funciones de costo y de emisiones de las unidades de generación de este SEP se aprecian en la Tabla I.

Los límites de tensión utilizados en las simulaciones numéricas de los casos de estudio para este SEP son de 0.95 pu para los límites inferiores y de 1.05 pu para los superiores, mientras que los valores iniciales de los ángulos de fase de tensión son de 0°. Los límites utilizados para la potencia activa y reactiva de cada generador de este sistema son de $30 \leq P_{G_i} \leq 1200$ MW y $-500 \leq Q_{G_i} \leq 500$ MVAR, respectivamente.

El primer caso de estudio con este sistema se realiza considerando los siguientes factores de ponderación: $w_C=1$ y $w_E=0$ (se consideran únicamente factores económicos), $w_C=0$ y $w_E=1$ (se consideran únicamente factores ambientales) y $w_C=0.5$ y $w_E=0.5$ (se consideran factores económico-ambientales), esto con la finalidad de observar y comparar la operación del sistema eléctrico de potencia cuando se considera en forma independiente el FPO económico, el FPO ambiental y el FPO multi-objetivo. Es importante resaltar que en el último se combina la función de costo y la función de emisiones en la función global con el mismo factor de peso, cuya finalidad es analizar la operación del SEP dando la misma importancia al aspecto económico y ambiental.

Un resumen de los resultados obtenidos para esta simulación numérica se presenta en la Tabla II, mientras que en la Fig. 2 se muestra el perfil de tensión nodal de este sistema de potencia para cada función individual y multi-objetivo.

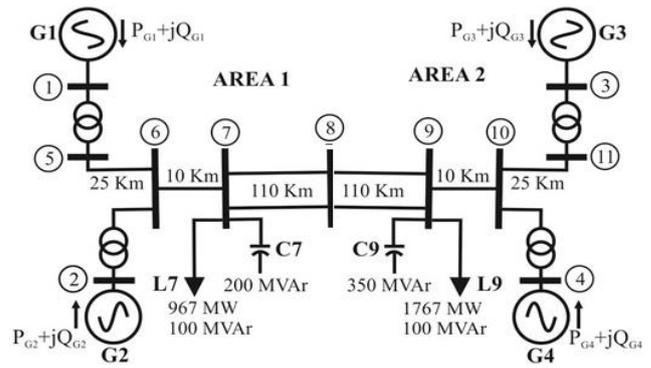


Fig. 1. SEP de dos áreas-11 nodos.

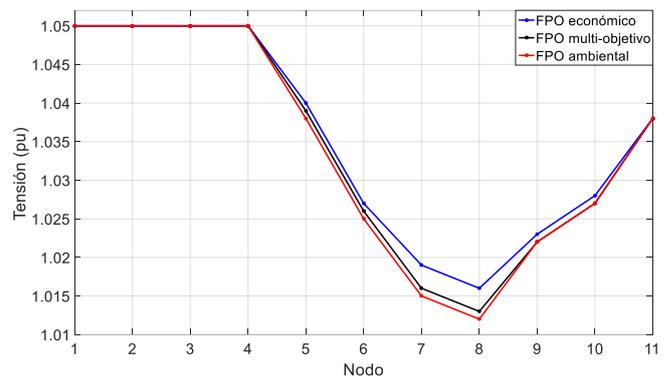


Fig. 2. Perfiles de tensión nodal para el SEP de 11 nodos.

TABLA I. COEFICIENTES DE LAS FUNCIONES DE COSTO Y EMISIONES PARA LOS GENERADORES DEL SEP DOS ÁREAS-11 NODOS.

Gen	a (\$/h)	b (\$/MWh)	c (\$/MW ² h)	d (lb/h)	e (lb/MWh)	f (lb/MW ² h)
1	60	3.4	0.004	13.86	0.33	0.0042
2	60	3.4	0.004	13.86	0.33	0.0042
3	60	3.4	0.004	13.86	0.33	0.0042
4	60	3.4	0.004	13.86	0.33	0.0042

TABLA II. RESUMEN DE RESULTADOS DEL SEP DE 11 NODOS.

Parámetros	FPO económico ($w_C=1, w_E=0$)	FPO multi-objetivo ($w_C=0.5, w_E=0.5$)	FPO ambiental ($w_C=0, w_E=1$)
P_g (MW)	2,803.595	2,805.365	2,805.731
Q_g (MVAR)	570.829	589.698	593.641
$P_{pérdidas}$ (MW)	69.595	71.365	71.731
$Q_{pérdidas}$ (MVAR)	920.829	939.698	943.641
Costo de generación (\$/h)	17,665.602	17,667.996	17,669.041
Emisiones (lb/h)	801.908	801.629	801.621

A partir de los resultados mostrados en la Tabla II se puede observar que en el caso del FPO multi-objetivo ocurre un aumento en el costo de generación a causa de un aumento en las pérdidas del SEP, lo cual se debe a que el costo de generación tiene una ponderación menor que en el caso del

FPO económico. Algo similar se presenta con el FPO ambiental, en el que el costo de generación es aún mayor que en los otros dos casos, ya que el objetivo es minimizar las emisiones de CO₂ y no el costo. Obviamente, en este caso las emisiones son menores, pero es importante notar que las pérdidas de potencia y la generación son mayores que en los otros casos, lo que posiblemente disminuirá la rentabilidad económica y operativa del sistema. Por otro lado, los perfiles de tensión nodal de la Fig. 2 muestran que se tiene un perfil de tensión menor con el FPO ambiental que en los otros dos casos, sin embargo, esta variación en el perfil de tensión nodal no es muy significativa para la operación del SEP. Dicha disminución en la tensión se debe a las mayores pérdidas de potencia, tanto activas como reactivas, lo cual a su vez posiblemente obedezca a los coeficientes de las curvas de emisiones y a la redistribución de los flujos de carga en el SEP.

Una forma de observar de manera más detallada lo antes mencionado es mediante la Tabla III, en la que se presentan los resultados de la variación de la función de costo, de emisiones y multi-objetivo en términos de la variación de los coeficientes de ponderación w . La variación de ambos coeficientes se hace en forma inversa y en intervalos de 0.1, es decir, w_C empieza en 1 y disminuye hasta 0, mientras que w_E empieza simultáneamente en 0 y aumenta hasta 1, manteniendo siempre una combinación de las funciones tal que $w_C + w_E = 1$, tal como se muestra en la tabla mencionada.

En la tabla anterior se puede observar que conforme aumenta la ponderación de las emisiones, estas disminuyen y aumenta simultáneamente el costo de generación. Esto ocurre de igual manera para el caso en que se aumenta la ponderación del costo de generación, ya que este disminuye y las emisiones aumentan. Lo anterior permite inferir que el algoritmo de optimización minimiza de manera correcta la función objetivo global del problema de FPO multi-objetivo. Se debe notar que al ponderar en mayor medida las emisiones ocurre un aumento en las pérdidas de potencia, tanto activa como reactiva, lo que trae consigo un aumento en el costo de generación.

B. SISTEMA DE POTENCIA DE 39 NODOS

El sistema de Nueva Inglaterra [17] es utilizado para realizar los mismos casos de estudio con el propósito de analizar la operación de sistemas de potencia reales cuando se consideran las emisiones de CO₂. Los límites de generación de potencia activa y reactiva de este sistema, así como los coeficientes de las curvas de costo y emisiones se muestran en las Tablas IV y V, respectivamente.

Al igual que en el caso del SEP de 11 nodos, en la Tabla VI se presenta un resumen de resultados para el FPO económico, ambiental y multi-objetivo. Del mismo modo en la Fig. 3 se muestra el perfil de tensión obtenido para este sistema.

TABLA III. FUNCIONES OBJETIVO DEL SISTEMA DE DOS ÁEAS-11 NODOS EN TÉRMINOS DE LA VARIACIÓN DE LOS COEFICIENTES W.

w_C	w_E	F_C (\$/h)	F_E (lb/h)
1	0	17,665.6017	801.9076
0.9	0.1	17,666.0453	801.7387
0.8	0.2	17,666.6709	801.6772
0.7	0.3	17,667.2084	801.6499
0.6	0.4	17,667.6437	801.6363
0.5	0.5	17,667.9959	801.6291
0.4	0.6	17,668.2841	801.6251
0.3	0.7	17,668.5229	801.623
0.2	0.8	17,668.7245	801.6219
0.1	0.9	17,668.8944	801.6214
0	1	17,669.0414	801.6212

TABLA IV. LÍMITES PARA LOS GENERADORES DEL SEP DE 39 NODOS DE NUEVA INGLATERRA

Generador	P_{\min} (MW)	P_{\max} (MW)	Q_{\min} (MVAR)	Q_{\max} (MVAR)
1	0	350	140	400
2	0	650	-100	300
3	0	800	150	300
4	0	750	0	250
5	0	650	0	167
6	0	750	-100	300
7	0	750	0	240
8	0	700	0	250
9	0	900	-150	300
10	0	1200	-100	300

TABLA V. VALORES DE LOS COEFICIENTES DE LAS FUNCIONES DE COSTO Y EMISIONES PARA LOS GENERADORES DEL SEP DE 39 NODOS

Gen	a (\$/h)	b (\$/MWh)	c (\$/MW ² h)	d (lb/h)	e (lb/MWh)	f (lb/MW ² h)
1	0	6.9	0.019	27.14	0.54	0.0068
2	0	3.7	0.011	13.85	0.32	0.0042
3	0	2.8	0.010	13.86	0.33	0.0042
4	0	4.7	0.008	13.86	0.33	0.0042
5	0	2.8	0.012	13.85	0.32	0.0042
6	0	3.7	0.009	40.26	0.33	0.0068
7	0	4.8	0.009	40.26	0.33	0.0068
8	0	3.6	0.011	13.85	0.32	0.0042
9	0	3.7	0.007	13.86	0.33	0.0042
10	0	3.9	0.006	13.86	0.33	0.0042

TABLA VI. RESUMEN DE RESULTADOS DEL SEP DE 39 NODOS

Parámetros	FPO económico ($w_C=1$, $w_E=0$)	FPO multi-objetivo ($w_C=0.5$, $w_E=0.5$)	FPO ambiental ($w_C=0$, $w_E=1$)
P_g (MW)	6,158.137	6,159.342	6,164.004
Q_g (MVAR)	1,211.282	1,230.140	1,283.340
$P_{pérdidas}$ (MW)	42.037	43.242	47.904
$Q_{pérdidas}$ (MVAR)	-197.618	-178.760	-125.560
Costo (\$/h)	61,213.813	61,928.168	63,207.933
Emisiones (lb/h)	4,719.444	4,491.827	4,436.197

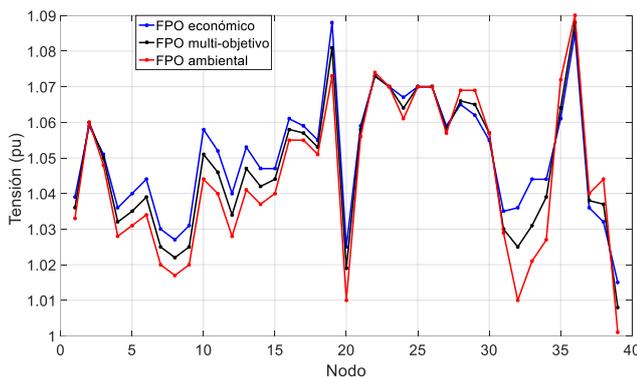


Fig. 3. Perfiles de tensión nodal para el sistema eléctrico de 39 nodos.

Los resultados anteriores muestran que las funciones objetivo y el perfil de tensión nodal tienen el mismo comportamiento que en el caso del SEP de 11 nodos, por lo que, es posible señalar que el comportamiento es muy similar en sistemas de potencia reales y de prueba. Esta simulación numérica resulta importante de realizar, ya que en algunos estudios distintos al presentado en este trabajo la operación es muy distinta entre sistemas de potencia reales y de prueba.

Al igual que en el sistema de 11 nodos, lo anterior se puede complementar con los resultados presentados en la Tabla VII, en la cual se muestra la variación de las funciones objetivo en términos de los coeficientes w . En esta tabla, al igual que la Tabla III, es posible observar que al considerar las emisiones de dióxido de carbono en el modelo de FPO se aumenta el costo, lo que posiblemente reduce, como se mencionó, la rentabilidad económica del sistema de potencia, aunque se debe resaltar que la posibilidad de afección en la rentabilidad ocurre únicamente en el caso de que la proporción en el aumento del costo de generación sea mayor a la proporción del costo por concepto de penalización que se pudiera presentar en caso de violar los límites de emisiones de CO₂. Caso en el cual, resulta más rentable a la empresa suministradora de energía absorber la proporción de los costos de penalización por emisiones y operar el sistema considerando un enfoque orientado hacia el aspecto económico. En caso contrario, es más conveniente operar el SEP desde una perspectiva ambiental, que permita minimizar el dióxido de carbono que emiten las centrales de generación a fin de evitar las penalizaciones y aumentar la rentabilidad económica de la empresa. Se debe resaltar que, en ambos

casos, la formulación de FPO multi-objetivo siempre será indispensable como herramienta de apoyo para las empresas suministradoras de energía eléctrica en la toma de decisiones asociadas con la operación de los sistemas de potencia considerando las emisiones de CO₂.

Por último, se lleva a cabo una simulación numérica en la que se selecciona el nodo con menor carga activa, nodo 31. En este nodo se eleva la carga de potencia activa hasta 1,000 MW para visualizar el comportamiento de las funciones de costo, emisiones y global ante la variación de la carga en el sistema de potencia. Esta simulación se realiza considerando los siguientes valores de ponderación para las funciones de costo y emisiones: ($w_C=1$ y $w_E=0$), ($w_C=0.5$ y $w_E=0.5$) y ($w_C=0$ y $w_E=1$). El efecto de la carga en la función objetivo del FPO económico y ambiental se presenta en las Fig. 4 y 5, respectivamente; cabe mencionar que no se presentan gráficas asociadas de esta simulación para el sistema de potencia de 11 nodos, ya que no se observaron cambios notables en las funciones objetivos del FPO ante la variación de la carga.

Las figuras muestran que con el aumento de la carga se incrementa el valor individual de las funciones objetivo, ya que se tiene una mayor generación de potencia activa y un incremento en las pérdidas. De manera lógica, en el caso del FPO económico la pendiente de incremento del costo es menor que en los otros dos casos, de igual manera en el FPO ambiental el incremento en el valor de las emisiones de CO₂ es menor y en el FPO multi-objetivo se tiene un crecimiento intermedio para ambas funciones porque se minimizan ambas funciones de forma simultánea. Por otro lado, se observa que al ir aumentando gradualmente la carga los resultados que se obtienen son los mismos para el costo de generación y para las emisiones.

TABLA VII. EFECTO DE LOS COEFICIENTES DE PONDERACIÓN EN LAS FUNCIONES OBJETIVO DEL SEP DE 39 NODOS.

w_C	w_E	F_C (\$/h)	F_E (lb/h)
1	0	61,213.8130	4,719.4439
0.9	0.1	61,243.9526	4,659.6288
0.8	0.2	61,332.4154	4,607.4348
0.7	0.3	61,476.8899	4,562.3358
0.6	0.4	61,675.7897	4,523.9105
0.5	0.5	61,928.1739	4,491.8255
0.4	0.6	62,222.8139	4,466.6532
0.3	0.7	62,495.3363	4,451.1687
0.2	0.8	62,770.8649	4,441.5392
0.1	0.9	62,990.7469	4,437.5013
0	1	63,207.9332	4,436.1966

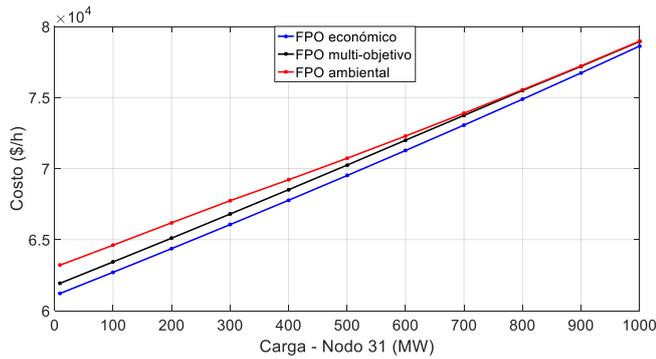


Fig. 4. Efecto de la carga en la función de costo del SEP de 39 nodos.

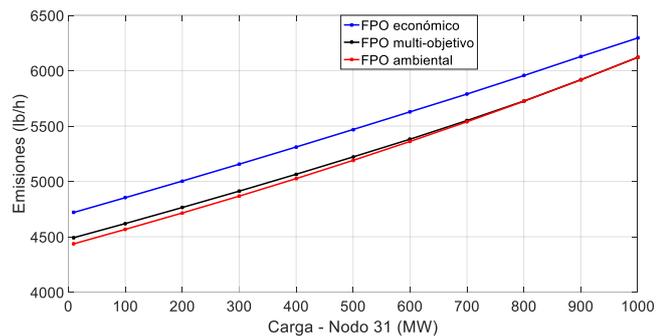


Fig. 5. Efecto de la carga en la función de emisiones del SEP de 39 nodos.

V. CONCLUSIONES

Una formulación de FPO multi-objetivo que permite llevar a cabo el análisis de la operación de sistemas de potencia considerando las emisiones de CO₂ se ha presentado. Los resultados obtenidos de las simulaciones numéricas muestran que al incluir las emisiones en el FPO multi-objetivo se disminuye la rentabilidad económica y operativa del SEP debido al aumento de las pérdidas y a la elevación de los niveles de generación del sistema de potencia. Los casos de estudio también muestran que al incluirse las emisiones de dióxido de carbono en la formulación de FPO se presenta una disminución poco significativa en el perfil de magnitud de tensión nodal del sistema, que no afecta de manera considerable la operación del SEP.

Por lo anterior, es posible concluir que la formulación de FPO multi-objetivo permite operar, controlar y planear un SEP con una orientación económica y cumpliendo con las regulaciones en materia ambiental, por lo que, utilizar esta formulación de Flujos de Potencia Óptimos resultará indispensable en nuestro país una vez que se materialicen y maduren las regulaciones ambientales asociadas con las emisiones de los gases GEI y en especial con las emisiones del dióxido de carbono, ya que ayudará a las empresas suministradoras de energía eléctrica en la toma de decisiones ante posibles penalizaciones por concepto de violación de límites de emisiones de CO₂, lo cual coadyuvará con la intención de garantizar y en lo posible aumentar la rentabilidad de los sistemas de potencia a fin avalar su participación exitosa en el mercado de la energía eléctrica.

Por último, se debe mencionar que este tipo de trabajos resultan de gran interés en nuestro país por el tipo de problemática que tratan, ya que actualmente no existen regulaciones ambientales lo suficientemente maduras en un mercado de energía eléctrica, lo cual se traduce en un amplio y casi infinito océano de posibilidades para los investigadores y empresas de generación de nuestro país, ya que en un futuro no muy cercano resultará preponderante aumentar la rentabilidad del SEP mientras se satisfacen los requerimientos medioambientales.

REFERENCIAS

- [1] H. Saadat, "Power System Analysis," New York, USA, Mc Graw Hill, 2002.
- [2] E. Acha, C. R. Fuerte, H. Ambriz y C. C. Angeles, "FACTS; Modelling and Simulation in Power Networks," Wiltshire, Gran Bretaña, John Wiley & Sons, 2004.
- [3] M. Huneault and F. D. Galiana, "A survey of the optimal power flow literature," *IEEE Trans. on Power Syst.*, Vol. 6, No. 2, pp. 762-770, May, 1991.
- [4] J. A. Momoh, "Optimal Power Flow with Multiple Objective Functions," in Twenty-first Annual North American Power Symposium, Rolla, MO., USA, 1989, pp.105-108.
- [5] J. A. Momoh, M.E. El-Hawari, and R. Adapa, "A review of selected optimal power flow literature to 1993: part I: nonlinear and quadratic programming approaches," *IEEE Trans. Power System*, Vol. 14, No. 1, pp. 96-104, Feb., 1999.
- [6] B. Stott, "Power system dynamic response calculations," *Proc. of the IEEE, Special Issue on Computers in Power System Operations*, Vol. 67, No. 2, pp. 219-241, Feb., 1979.
- [7] P. S. Kulkarni, A. G. Kothari, and D. P. Kothari, "Combined Economic and Emission Dispatch Using Improved Backpropagation Neural Network," *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 28, No. 1, pp. 31-44, Nov., 2010.
- [8] H. Song, S. Wang, Y. Wang and T. Johns, "Environmental / Economic Dispatch Using Fuzzy Logic Controlled Genetic Algorithms," *IEEE Proceedings, Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 144. No. 4, pp. 377-382, Jul., 1997.
- [9] Y. Demirel and A. Demiroren, "Economic and minimum emission dispatch," in International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Turkey, 2003, pp. 1-5, 2003.
- [10] J. S. Dhillon, S. C. Parti and D. P. Kothari, "Stochastic Economic Emission Load Dispatch," *Electric Power Systems Research*, Vol. 26, No. 3, pp.179-186, April, 1993.
- [11] T. D. King, M. E. El-Hawary and F. El-Hawary, "Optimal Environmental Dispatching of Electric Power Systems via an Improved Hopfield Neural Network Model," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 10, No. 3, pp.1559-1565, Aug., 1995.
- [12] OCEANA, "Gases de efecto invernadero," 2008, [Online]. Available: <https://eu.oceana.org/es/node/46897>.
- [13] C. V. Atten, M. J. Bradley and Paul J. Miller, 2004, "Emisiones atmosféricas de las centrales eléctricas en América del Norte," 2004, [Online]. Available: <http://www3.cec.org/islandora/es/item/2165-north-american-power-plant-air-emissions-es.pdf>.
- [14] A. Ahmad, "Optimal Power Flow Solution Using Second Order Newton Method", Ph. D. dissertation, University of Manchester-Institute of Engineering and Electronics, Manchester, Inglaterra, 1991.
- [15] A. Pizano, C. R. Fuerte, E. A. Zamora and J. Segundo-Ramírez, "Conventional Optimal Power Flow Analysis Using the Matlab Optimization Toolbox," in XII Reunión de Otoño de Potencia, Electrónica y Computación, ROPEC Internacional, Morelia, Mich., México, 2010, pp. 1-6.
- [16] A. Ambriz, "Flexible AC Transmission Systems Modelling in Optimal Power Flows Using Newton's Method", Ph. Dissertation, University of Glasgow, Glasgow, Scotland, 1998.
- [17] M. A. Pai, "Energy Function Analysis for Power System Stability," New York, USA, Springer US, 1989.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 26 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Análisis y Simulación de Motores de Imanes Permanentes para Aplicaciones a Vehículos Eléctricos

IVAN A. HERNANDEZ-ROBLES*, R. A. ARROYO-PEREZ, J. MERCED LOZANO G, J. MARTINEZ PATIÑO, H. J. ESTRADA GARCIA.

Departamento de Ingeniería Eléctrica/ Universidad de Guanajuato, Salamanca, Gto., México
ia.hernandez@ugto.mx (*Autor de correspondencia)
ra.arroyoperez@ugto.mx
jm.lozano@ugto.mx
jesusmp23@ugto.mx
hestrada@ugto.mx

RESUMEN Con el objetivo de realizar investigación necesaria para el progreso y generación del conocimiento asociado en el diseño de motores eléctricos del tipo compacto (Hub), se realiza este trabajo abordando el análisis y simulación de este tipo de motores para aplicarse como unidades de potencia para automóviles eléctricos. Este trabajo realiza simulación con elemento finito y simulación circuital para estudiar y analizar los parámetros relevantes del motor, como es el par, la velocidad, fuerzas electromotriz inducidas en la fase del motor, además se realizó la comparación de resultados con las dos diferentes técnicas de simulación, la diferencia en resultados es del 12% esto valida al modelo circuital para ser una herramienta útil para implementarse en aplicaciones de diseño de estos motores. El desarrollo de este trabajo contribuye al conocimiento y desarrollo tecnológico de nuevas alternativas de diseño y fabricación de motores eléctricos para vehículos eléctricos.

PALABRAS CLAVE bobinas, campo magnético, motor eléctrico, motor compacto Hub, torque.

I. INTRODUCCIÓN

La mayoría de los actuales avances tecnológicos en los vehículos eléctricos se han centrado en la mejora de la eficiencia energética, por lo que varios estudios de investigación existentes se centran en el desarrollo de nuevas unidades de potencia (propulsión) del vehículo eléctrico, en particular [1]-[3] se investiga el motor eléctrico incrustado en la rueda del vehículo eléctrico. Los scooters eléctricos con propósitos de transporte y entretenimiento se demandan cada vez, esta tendencia es impulsada por el aumento en el desarrollo de tecnologías para vehículos eléctricos. La tecnología de motor en rueda requiere el montaje de un motor eléctrico directamente en el cubo (espacio de rin) de la llanta del vehículo, sin engranajes o cadenas evitando el número de piezas mecánicas de transmisión de potencia y por lo tanto reducir la pérdida de energía [4]. El motor Hub se refiere al motor encapsulado (de ahí su nombre) en el rin de la llanta, este tipo de motor eléctrico actualmente es el más popular que se está analizando para incorporarse dentro en los vehículos eléctricos; el análisis para este tipo de motores se concentra en algunos parámetros como la eficiencia de la transmisión, la fiabilidad y la densidad de energía se está trabajando para mejoras en estos parámetros; el espacio donde son montados (rin de la llanta) limita la potencia del motor, esto incrementa la búsqueda de optimización de tamaño y sin descuidar la potencia; las características de relación de calidad-

precio y par-peso también se intentan reducir, algunos estudios con estos objetivos [5]-[7]. Debido al creciente interés por el desarrollo de vehículos eléctricos surge este trabajo enfocado a revisar el análisis y simulación de motores eléctricos para aplicarse como las unidades de potencia de los vehículos eléctricos. Además, con este trabajo se busca fortalecer la parte académica y de enseñanza en el diseño óptimo de los parámetros relevantes para funcionamiento del motor eléctrico compacto y consolidar la base de conocimiento para una investigación en la optimización de potencia de estos motores.

II. MOTORES ELECTRICOS PARA LA MOVILIDAD DEL FUTURO

A. Modelo fisico del motor Hub

En términos generales un motor eléctrico compacto-Hub es un motor con imanes permanentes, al sistema de movilidad que utiliza un motor compacto Hub como su unidad de potencia lo integran 3 elementos, a) *el motor Hub*, b) *el controlador y accionador (driver)*, c) *el sistema de almacenamiento (batería)*, ver Fig.1a. El motor Hub es alimentado mediante energía eléctrica de corriente continua C.C. por lo general es construido con tres circuitos o fases para su alimentación. Cada una de

estos circuitos se energiza de manera sucesiva mediante el controlador. En el perímetro exterior del motor eléctrico generalmente se colocan los imanes permanentes actualmente de neodimio. Usualmente la estructura que soporta a la flecha contiene también a las bobinas conductoras, ver Fig.1b. Un pulso de energía eléctrica se envía a las bobinas del motor desde el controlador, este pulso produce un campo magnético que interactúa con el campo magnético producido por los imanes, la interacción en los campos magnéticos produce el movimiento (giro) de los imanes. El controlador envía otro pulso de energía eléctrica en los demás circuitos produciendo otra interacción del campo magnético con el campo magnético producido por los imanes permanentes y hará que el rotor continúe girando. Para lograr que la interacción de los campos magnéticos producidos por los imanes permanentes y por los pulsos de energía eléctrica se utilizan sensores de efecto Hall, Fig.1b. Los sensores de efecto Hall se utilizan para mandar la secuencia correcta para que el controlador produzca el disparo de energización de las fases del motor. El controlador determina la velocidad a la que gira el motor. Los pulsos de energía eléctrica enviados al motor Hub están determinadas por la válvula reguladora por ej. el acelerador en una bicicleta eléctrica. El acelerador es un reóstato que regula la cantidad de voltaje enviado al driver, cuando se gira el acelerador se cambia los niveles de voltaje, los sensores de efecto Hall observan este cambio en el voltaje y envían y envían la señal al controlador para lanzar la secuencia correcta para disparar los pulsos de energización. Los pulsos de energización son proporcionados por la batería que por lo general para este sistema de movilidad se emplea de Litio-Ferrofostado (LiFePO4).

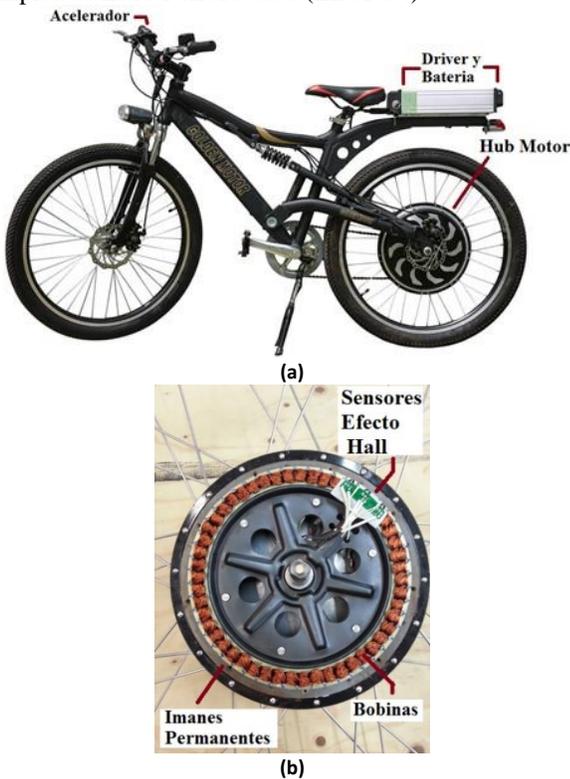


Fig. 1. Sistema de movilidad utilizando motor eléctrico compacto Hub. a) Componentes. b) Motor Hub componentes.

B. Modelo circuital para la operación del motor Hub

Los componentes del sistema de movilidad del motor eléctrico compacto Hub pueden modelarse a través de una batería, controlador, motor Hub, y sensores Hall, Fig.2a. la representación del circuito equivalente se muestra en Fig.2b. Donde $R_a, R_b, R_c, L_a, L_b, L_c$ representan los valores de la resistencia e inductancia de los devanados o fases A, B, C respectivamente. e_A, e_B, e_C , son las fuentes electromotrices inducidas en las fases A, B, C respectivamente, y por ultimo las variables V_a, V_b, V_c , representan los voltajes en las terminales de cada fase, voltajes que determinan la secuencia de energización de los circuitos o fases del motor Hub.

El circuito equivalente de la Fig.2b usando leyes de voltajes de Kirchoff, el voltaje en las terminales del motor Hub puede representarse mediante las ecuaciones de corriente de malla:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde I_a, I_b, I_c denotan la corriente suministrada a las bobinas A, B, C de los tres circuitos del motor Hub, la fuerza electromotriz inducida se determina aplicando la ley de Faraday, un campo magnético Φ en movimiento o variante en el tiempo produce una fuerza electromotriz inducida, este esta dada por:

$$e = -\frac{Nd\Phi}{dt} = -\frac{Nd(\Phi_m \cos(\omega t))}{dt} = N\omega\Phi_m \sin(\omega t) \quad (2)$$

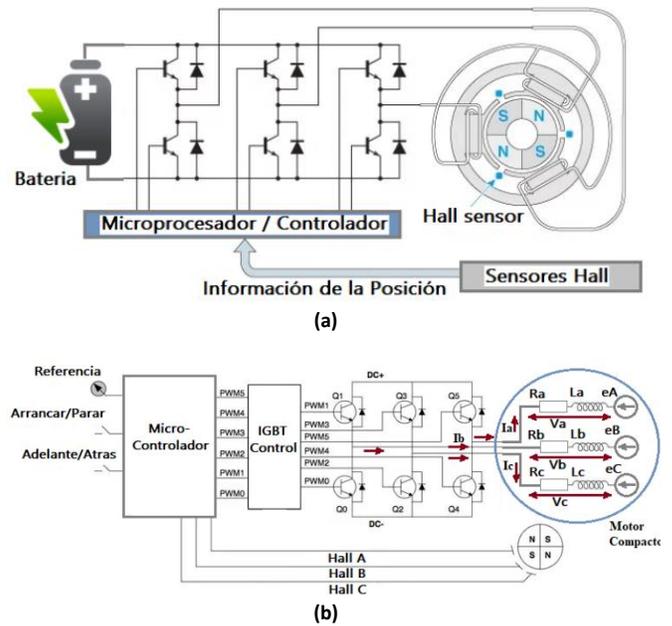


Fig. 2. Modelado del sistema de movilidad utilizando motor eléctrico compacto Hub. a) componentes. b) circuito equivalente.

El vector de la fuerza electromotriz quedaría entonces como:

$$\begin{bmatrix} eA \\ eB \\ eC \end{bmatrix} = k_M \psi B_m \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta - 2\pi/3) \\ \sin(p\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Donde k_M es la constante del motor, ψ es la velocidad angular mecánica, B_m es la densidad de campo magnético y θ es el ángulo entre el flujo magnético resultante entre el campo magnético producido por los imanes permanentes y las bobinas, p denota el número de polos del motor.

Las ecuaciones del sistema mecánico del motor Hub puede estar dadas por:

$$J \frac{d\psi}{dt} = T_e - T_L - D\psi \quad (4)$$

Donde J es el momento de inercia, D coeficiente de fricción de amortiguamiento, T_L torque de carga y T_e es el torque eléctrico, éste este dado por:

$$T_e = \frac{eAa}{\psi} + \frac{eBb}{\psi} + \frac{eCc}{\psi} \quad (5)$$

III. SIMULACIÓN DEL MOTOR HUB

A. Simulación con Elemento Finito

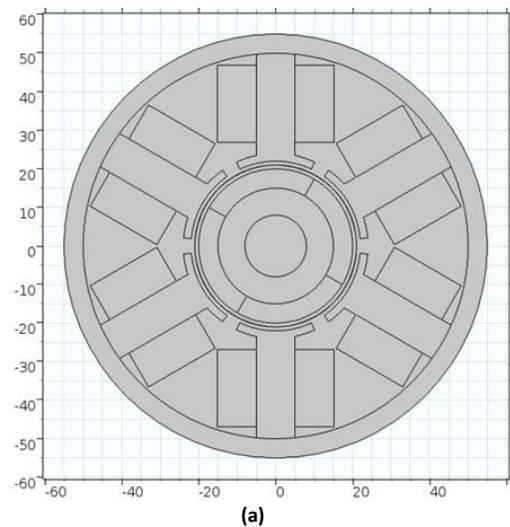
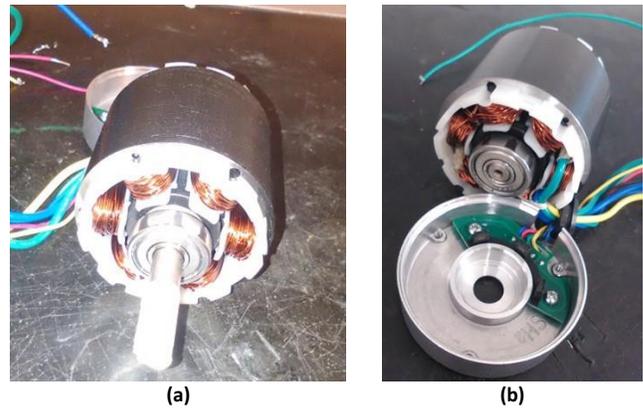
En este trabajo para realizar la simulación y análisis electromagnético de los campos magnéticos que interactúan en el interior del motor Hub, se utilizó un motor de imanes permanentes de 70 W, la Tabla I contiene los parámetros de este motor analizado, para modelarlo se realizó una inspección interior del motor, se determinó el número de polos, las vueltas en el embobinado, dimensiones de calibre, dimensiones exteriores e interiores accesibles, revisión de conexiones, posición de los sensores Hall; Fig. 3 muestra el interior del motor Hub analizado.

La simulación electromagnética del motor se hace con el software comercial e elemento finito COMSOL con el módulo AC/DC-Rotative/Machinery; de acuerdo con la inspección interna, a las dimensiones extraídas y complementada con las dimensiones especificadas del fabricante se logra modelar al motor en el ambiente del simulador Fig.4a; con el modelo geométrico del motor se le adiciona la fuente de excitación, el resultado de la simulación arroja la densidad del flujo magnético y las líneas de flujo obtenido, en estado estable ($t=0$) se muestra en la Fig.4b.

El rango de tiempo de simulación es hasta 2 segundos con pasos de tiempo de 0.1 ms. Las características de torque-tiempo y velocidad-tiempo se muestran en Fig.5. El torque nominal de acuerdo con la especificación del fabricante es de 0.22 N*m.

TABLA I. PARÁMETROS DEL MOTOR HUB ANALIZADO

PARÁMETRO	VALOR
Voltaje DC en las Terminales [V]	24
Velocidad Nominal [rpm]	3000
Par constante y mantenido [N*m]	0.22
Potencia Nominal [W]	70
Torque Pico [N*m]	0.8
Corriente Pico [A]	13.2
Resistencia Línea-Línea [Ohms]	0.65
Inductancia Línea-Línea [H]	1.1
Back EMF [V/krpm]	6.5
Momento de Inercia [gr*cm ²]	72
Peso [kg]	0.75



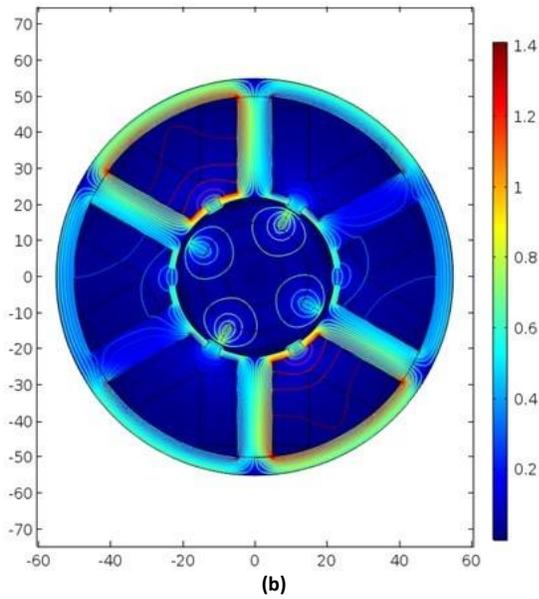


Fig. 4. a) Interior del motor BLDC-8105A en el ambiente del simulador COMSOL. b) Densidad del Flujo Magnético y líneas de flujo magnético producidas por la energización de las bobinas del motor mediante su driver.

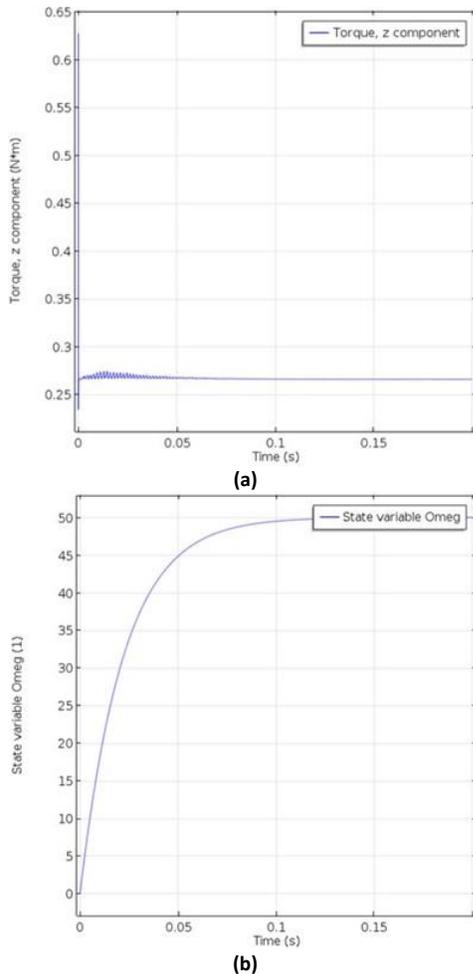


Fig. 5. a) Característica Torque ($N \cdot m$) vs tiempo obtenía por simulación electromagnética. b) Característica Velocidad (Hz).

B. Simulación el software Matlab

El modelo del circuito equivalente de la Fig.2 fue realizado en el programa de simulink y los parámetros del motor compacto Hub, de la Tabla 1 fueron introducidos, se obtuvieron los resultados del par electromagnético, corriente en la fase, la fuerza electromotriz inducida en la fase del motor, la velocidad mecánica, estos parámetros son esenciales para diseñar y probar al motor Hub. El voltaje de suministro para este motor es de 24V de CD, Fig.6a muestra la fuerza electromotriz (3) inducida en la fase A en el motor, los valores obtenidos de eA son de 21 V pico. La corriente en la fase A obtenida es 8 A pico, esta puede observarse en Fig.6b. La velocidad de referencia es de 3000 rpm tanto por simulación electromagnética como circuital esta fue obtenida, Fig5b dada en revoluciones por segundo y Fig. 7b por simulación circuital. Con respecto al par electromagnético (5) que se obtuvo por simulación electromagnética fue de $0.275 N \cdot m$ Fig.5a, y a través de circuital fue de $0.32 N \cdot m$. Los valores y graficas obtenidas tanto en simulación electromagnética y circuital tienen una diferencia del 12%.

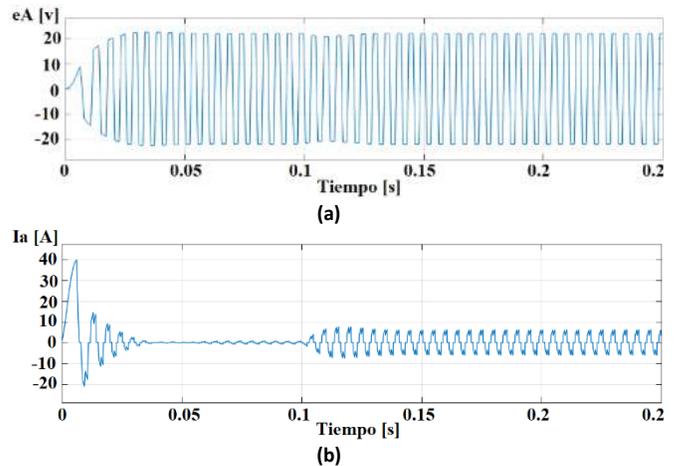


Fig. 6. a) Característica fuerza electromotriz inducida (V) versus tiempo obtenía por simulación circuital. b) Característica de la corriente por fase (A).

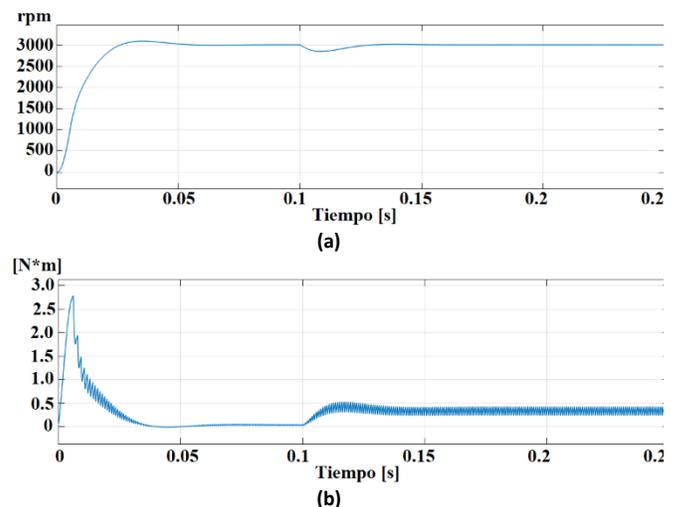


Fig. 7. a) Característica velocidad (rpm) versus tiempo obtenía por simulación circuital. b) Característica del par electromagnético ($N \cdot m$) de (5).

IV. CONCLUSIONES

Existe un creciente interés para desarrollar vehículos eléctricos, este trabajo abordó el análisis y simulación de motores compactos Hub para aplicarse como unidades de potencia para automóviles eléctricos. Las ecuaciones analíticas que presenta este trabajo para modelar a estos motores Hub fueron validas a través de la simulación con elemento finito. El trabajo se enfocó a estudiar y analizar los parámetros relevantes del motor, como es el par, la velocidad, fuerzas electromotrices inducidas en la fase del motor. Como herramienta de validación se utilizó la simulación electromagnética del motor Hub, además de validar al modelo circuital, permitió comprender y determinar el campo magnético resultante de la interacción entre el flujo magnético de los imanes y de las bobinas. La comparación de resultados con las dos diferentes técnicas de simulación, arrojó una diferencia del 12% a pesar de no estar entre abajo del 10% de diferencia, este trabajo confirma que el modelo circuital es una buena aproximación y por su simplicidad puede utilizarse como una herramienta útil para implementarse en aplicaciones de diseño de estos motores Hub. El desarrollo de este trabajo contribuye al conocimiento y desarrollo tecnológico de nuevas alternativas de diseño y fabricación de motores eléctricos para vehículos eléctricos.

REFERENCIAS

- [1] Kazim Cakir and A. Sabanovic, In-wheel Motor Design for Electric Vehicles, AMC'06-Istanbul, Turkey, 2006, pp. 613-618.
- [2] Manu Jain, and Sheldon S. Williamson, Suitability Analysis of In-Wheel Motor Direct Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles, IEEE Electrical Power & Energy Conference, 2009.
- [3] Shin-ichiro Sakai, Hideo Sado, and Yoichi Hori, 1999, Motion Control in an Electric Vehicle with Four Independently Driven In-Wheel Motors, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 4, No. March 1999.
- [4] Yee-Pien Yang and Down Su Chuang, 2007, Optimal Design and Control of a Wheel Motor for Electric Passenger Cars, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, No. 1, January 2007.
- [5] Bianchi, N.; Bolognani, S.; Zigliotto, M.; "High-performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, pp. 1348-1355, Sep/Oct 2001 .
- [6] Ravi, N.; Ekram, S.; Mahajan, D.; "Design and Development of a InWheel Brushless D.C. Motor Drive for an Electric Scooter," Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Dec. 2006.
- [7] Byeong-Mun Song; Ki-Chan Chang; Jang-Young Choi; "Design of an outer-rotor-type permanent magnet motor for electric scooter propulsion systems," Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC), pp.2763-2742, June 2010.

Recibido 10 Enero 2019. Aceptado 07 Marzo 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Patrones de Falla en la Corriente por Cortocircuito entre Vueltas en Devanados de Transformadores

R. A. AYALA G.¹, G. A. HERREJÓN¹, P. J. C. OLIVARES-GALVÁN^{2,*}, R. ESCARELA-PÉREZ², V. M. JIMÉNEZ-MONDRAGÓN²

¹Departamento de Ingeniería Electrónica. Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Zamora, Zamora Michoacán, México.

²Departamento de Energía. Universidad Autónoma Metropolitana-Azcapotzalco, Azcapotzalco CDMX, México.

ralejandro.ag@gmail.com

jolivares@azc.uam.mx (* Autor de correspondencia)

RESUMEN La continuidad de servicio en los sistemas eléctricos de distribución es una prioridad, por tal motivo es necesario investigar y desarrollar métodos que coadyuven en mantener dicha continuidad. En este trabajo se presentan los resultados obtenidos de aproximadamente 460 experimentos, de fallas de cortocircuito entre vueltas en transformadores monofásicos. Estas pruebas se realizaron para caracterizar los cambios en la corriente del primario del transformador, cuando la falla ocurre en el secundario. El objetivo es encontrar las bases que permitan el desarrollo de un prototipo de reconocimiento de fallas internas en transformadores para tomar decisiones de mantenimiento que eviten la agudización a nivel crítico de dichas fallas y con esto se coadyuve para evitar que ocurra una falla catastrófica en el transformador. Se propone un algoritmo de detección de fallas basado en la derivada de la corriente en el primario del transformador.

PALABRAS CLAVE—Reconocimiento de patrones, fallas, cortocircuito entre vueltas, transformador monofásico.

I. INTRODUCCIÓN

Un cortocircuito entre vueltas de los devanados debe tomarse con seriedad, ya que de no ser detectado a tiempo puede conducir a una falla drástica, tanto para el transformador, como para elementos conectados a la sección del sistema eléctrico de potencia. Dentro de las fallas internas más comunes del transformador, se encuentran las fallas entre vueltas y fallas de devanados a tierra [1]. De acuerdo a estadísticas sobre fallas en el aislamiento eléctrico de transformadores, el 50% de estas son originadas por un cortocircuito entre vueltas de los devanados que no fueron detectadas a tiempo, y que inicialmente solo involucran pocas vueltas del devanado [2].

En los sistemas eléctricos, se presentan disturbios como sobrecargas, cortocircuitos externos generados en el lado secundario del transformador y sobretensiones [3]. Estos disturbios tienen un efecto negativo sobre el aislamiento del transformador, ya que logran su degradación prematura. El decaimiento del aislamiento ocurre cuando los esfuerzos, provocados por los fenómenos antes mencionados, exceden la rigidez dieléctrica del aislamiento de los devanados del transformador [4], [5], y entonces ocurre el cortocircuito entre vueltas. Aunque la falla involucre al inicio pocas vueltas, esta va evolucionando a fallas de mayor gravedad, pues en el momento

del cortocircuito las vueltas en buen estado cercanas a la falla experimentan una elevación de temperatura debido a la corriente de cortocircuito entre vueltas y esfuerzos mecánicos que paulatinamente deforman los devanados, debido a los elevados valores de las fuerzas magnéticas en el momento del cortocircuito. Esto provoca que el aislamiento de las vueltas no involucradas en la falla se degrade en forma acelerada y el cortocircuito se extienda en corto plazo a un mayor número de vueltas, hasta llevar al transformador a un nivel de falla destructivo. Las fallas internas por cortocircuito entre vueltas tienen un efecto importante sobre el tiempo de vida del transformador y usualmente ocurren en el lado de alta tensión en una de las fases, involucrando un pequeño número de vueltas [6].

Se han realizado diferentes trabajos en la detección y análisis de fallas internas en transformadores. En [1] se describe como una falla entre vueltas causa una alta corriente circulante entre las vueltas involucradas. Esta corriente circula a través de un arco eléctrico generando calor intenso, que térmicamente acelera la degradación del aislamiento entre vueltas del devanado que originalmente no estaban involucradas. Como consecuencia el número de vueltas cortocircuitadas será mayor, incrementando la corriente que fluye entre éstas y el calor generado en la zona de falla.

En [4] también se muestran resultados en una bobina en donde se pudieron manipular el número de vueltas en cortocircuito, mostrando resultados del comportamiento de esta bajo condiciones de falla. En este caso, solo se trabajó con una bobina y se emplea una metodología basada en la característica de la impedancia del devanado en el dominio de la frecuencia para detectar la falla.

Uno de los primeros trabajos sobre análisis de fallas internas en transformadores se presenta en [7]. Se utilizó un modelo de transformador para el análisis de fallas entre vueltas y de vueltas a tierra, que se basa en la rutina BCTRAN del software ATP-EMTP (ATP es la versión gratuita del Electromagnetic Transient Program). BCTRAN provee una serie de resultados que son usados para describir el comportamiento del transformador. Este es uno de los primeros trabajos que analiza la física de las fallas internas en los transformadores y su autor describe de forma matemática lo que sucede cuando una falla interna se presenta en el transformador, indicando las variaciones que sufren los parámetros de los devanados del transformador, aunque este trabajo solo puede tomarse como un trabajo de referencia o de base para poder aplicar modelados más exactos y eficientes para la detección precisa de este tipo de fallas.

Actualmente se cuenta con diferentes métodos para la detección de fallas en transformadores, algunos de estos son descritos en [8]. Hoy en día se realizan análisis específicamente diseñados para transformadores, que permiten detectar problemas en ellos, algunos se basan en modelos de transformadores que son modificados para este tipo de fallas, otros se modelan a través de ecuaciones que describen el comportamiento de los flujos que interactúan entre los devanados primario y secundario, estos modelos ayudan a comprender el comportamiento de la falla interna en el transformador y en base a estos y pruebas experimentales se puede dar un diagnóstico del transformador.

En [9] se analizan las fallas entre vueltas por medio del método de los elementos finitos observando el comportamiento de las corrientes primaria y secundaria bajo condiciones de falla y comparándolas con las corrientes del transformador sin falla. También mostraron la magnitud que llega a alcanzar la corriente que fluye entre las vueltas cortocircuitadas. Desde el punto de vista de campos electromagnéticos, cuando una falla interna ocurre, la distribución del flujo magnético se altera. El devanado a través del cual la falla ocurre se divide en dos partes: la parte cortocircuitada y la parte sin falla. El flujo de dispersión producido por una falla interna provoca una gran corriente que fluye en la parte cortocircuitada. Cuando una falla entre vueltas se hace presente, las corrientes primaria y secundaria sufren cambios, así mismo la corriente que fluye entre las vueltas cortocircuitadas es de una gran magnitud.

En [10] los autores presentan un modelo electromagnético del transformador con vueltas cortocircuitadas explicando en su trabajo el comportamiento de la falla y como ésta afecta en el transformador, esto a través de ecuaciones diferenciales que describen los flujos magnéticos que se inducen tanto en el devanado primario como en el secundario cuando ocurre la falla.

Otros artículos como en [11] muestran pruebas en laboratorio con prototipos en donde se pudo manipular un cierto número de vueltas a través de un cambiador de derivaciones externo de un transformador de prueba, para controlar la falla y de esta forma observar el comportamiento que tiene en el transformador a través de las corrientes primaria y secundaria. Se realizaron las simulaciones con ayuda del programa ATP y se compararon los resultados simulados con los de laboratorio. También observaron el incremento de la corriente que fluye entre las vueltas cortocircuitadas, conforme el número de vueltas aumentaba. Sin embargo, este trabajo no fue realizado con la tensión nominal del transformador y se optó por realizar los experimentos con un valor de voltaje menor. Se tuvo que alimentar el transformador a tensión reducida para poder observar el comportamiento del transformador bajo condiciones de falla.

También puede usarse el análisis de señales por medio de extracción y análisis de componentes armónicas presentes en las corrientes de falla o presentes en la corriente primaria del transformador [12]. En este tipo de análisis se encuentra el uso de la transformada Wavelet, la cual es una herramienta matemática para analizar señales y funciona de forma similar a la Transformada de Fourier con ciertos cambios. El uso de esta última se ha utilizado para el análisis de las corrientes de energización y las corrientes primaria y secundaria del transformador, cuando se presenta una falla entre vueltas [13].

En [14] se presenta un modelo variable de fase rápido y preciso de transformadores de distribución monofásicos con fallas internas de cortocircuito en el devanado.

[15] propone un método que utiliza los parámetros del modelo Jiles-Atherton para identificar las corrientes de falla incipiente. Se utilizan dos tipos de parámetros: el primero es el coeficiente de correlación de los parámetros Jiles-Atherton de un transformador en excitación sin carga. El segundo tipo es la tendencia de variación de la inductancia de fuga; se utiliza la validación cruzada de los dos métodos para distinguir si la corriente de entrada contiene una corriente de falla.

En [16] se propone un algoritmo que combina información de la componente de corriente de secuencia negativa y el cambio de ángulo de fase. El algoritmo de protección propuesto es capaz de detectar todas las fallas internas que ocurrieron en ambas unidades (unidad de serie y unidad de excitación) de un transformador de cambio de fase simétrico. El algoritmo también se prueba para detectar fallas internas leves de giro a giro con 1% de las vueltas del devanado en cortocircuito. La simulación de diferentes condiciones de falla del transformador se ha realizado utilizando la plataforma PSCAD / EMTDC. El algoritmo se basa en los componentes de corriente de secuencia negativa (NSCC) y cambio de fase (PAS) entre el NSCC de origen y de carga. El funcionamiento del algoritmo depende de la posición relativa del NSCC del lado de la fuente y de la carga. En otras palabras, el algoritmo compara el PAS entre las componentes de secuencia negativa de la corriente del lado fuente y carga.

En [17] se propone un método para discriminar la corriente de entrada del transformador de una corriente de falla interna.

Primero, se deriva el modelo no-lineal de espacio de estados de un transformador real monofásico, que incorpora los fenómenos no-lineales de histéresis y saturación magnética. Basado en el modelo derivado, se utiliza un filtro de Kalman extendido (EKF) para la estimación de la corriente del devanado primario. Una señal residual se define como la diferencia entre las corrientes medidas y estimadas. Cuando se energiza un transformador en buen estado, el EKF calcula perfectamente la corriente de bobinado primaria y, por lo tanto, la señal residual es casi cero. Sin embargo, cuando el transformador está defectuoso, el EKF no puede estimar efectivamente la corriente debido a los desajustes de modelo existentes. En consecuencia, se crea una gran señal residual. Las superioridades del algoritmo propuesto se demuestran utilizando diferentes escenarios experimentales.

En [18] se discute un algoritmo basado en el análisis de correlación de formas de onda, para detectar una falla interna en un transformador monofásico. El algoritmo depende de los cambios en la forma de onda de la corriente diferencial que se producen durante la falla. El algoritmo puede detectar la falla dentro del primer semiciclo de la forma de onda de falla interna. El esquema ha sido probado utilizando el software Matlab / Simulink. Los resultados de la prueba muestran que la falla interna, incluso del tipo entre vueltas, se puede identificar correctamente a partir de una falla externa. El algoritmo es simple y se puede implementar en un proceso de tiempo real. El principio de la técnica se basa principalmente en los coeficientes de correlación de las señales actuales y muestra cómo las señales actuales son similares para el caso normal y cómo son diferentes en caso de falla interna.

La técnica propuesta en este trabajo, consiste primeramente en la adquisición de datos, luego caracterización de la transición de la corriente ante la falla y finalmente la implementación de un algoritmo de reconocimiento de patrones de falla en la corriente del primario.

Por ello, este trabajo se enfoca en la obtención de señales de corriente para su procesamiento y caracterizar el fenómeno, búsqueda e identificación de patrones bajo condiciones de cortocircuito entre vueltas de los devanados de un conjunto de transformadores monofásicos de control.

II. EXPERIMENTACIÓN

Se implementaron los siguientes esquemáticos, con la intención de preparar un conjunto de pruebas. El circuito que se muestra en la Fig. 1 se emplea para la energización de los transformadores de prueba y para inducir fallas entre los devanados.

A la implementación del circuito de la Fig. 1, se incorpora la implementación del circuito de la Fig. 2 para la medición de voltajes y corrientes. La resistencia de 0.05 Ohm que está en serie con el transformador, permite realizar la medición de corriente. Los arreglos de resistencias en serie, son divisores de tensión para obtener solo una fracción de los 127 V de fase, esto es necesario porque el equipo de adquisición de datos tiene como límite la lectura de voltajes de +/- 10V. Se contempla un segundo divisor de tensión para cuando se requiera energizar

el transformador en su lado secundario y provocar las fallas en el lado primario.

EL propósito es tener un circuito de energización que además de contener la instrumentación para la medición de corriente y voltaje del primario, permita seleccionar diferentes modos de energización, aleatorio, ordenado y permanente. En la Fig. 3 se muestra el prototipo correspondiente a las etapas antes mencionadas.

En la Fig. 3 se observan el transformador de prueba B, la tarjeta de adquisición de datos y el equipo de energización implementado con base en los diagramas de las Fig. 1 y 2. A esto se añade una segunda caja de pruebas, esta es la que posibilita realizar las fallas de cortocircuito entre diferentes vueltas del transformador. La siguiente sección del juego de pruebas se muestra en la Fig. 4. También se puede ver el transformador de prueba B que es alimentado por el transformador A y que se utilizó en los experimentos finales.

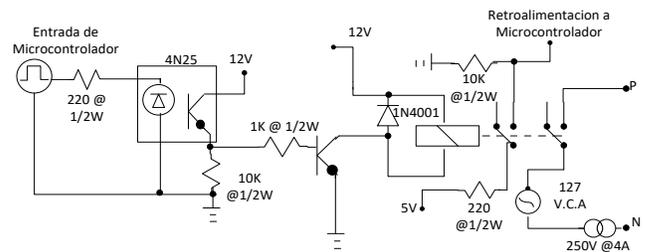


Fig. 1. Circuito de energización para el transformador monofásico.

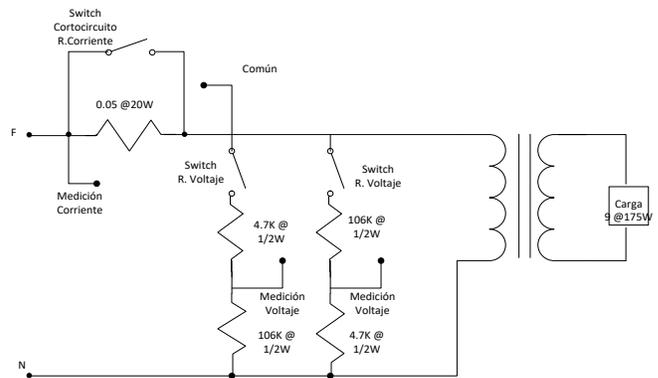


Fig. 2. Circuito de medición de corriente y voltaje.

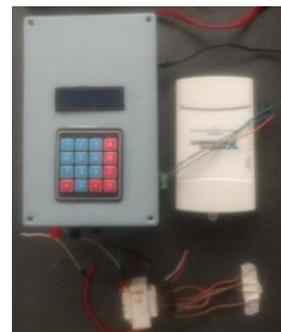


Fig. 3. Parte del juego de pruebas.

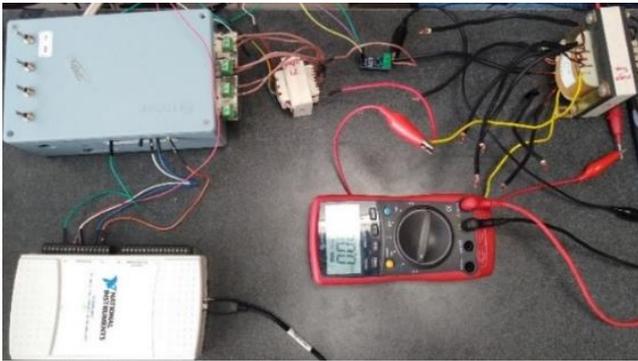


Fig. 4. Segunda parte del juego de pruebas.

III. MEDICIÓN DE LAS CORRIENTES DE FALLA

Con el juego de pruebas que se construyó, se realizaron distintos experimentos de falla provocando un cortocircuito en el secundario del transformador con diferente número de vueltas (ver Tabla I). Las mediciones de corriente se realizan en el primario, buscando caracterizar las fallas internas en el secundario vistas desde el primario.

La gráfica que se muestra en la Fig. 5 corresponde al experimento con la falla 1, en la cual se cortocircuitaron las vueltas 1 y 2. Se observa que la señal de corriente fluye normalmente en el primario, hasta el momento que ocurre la falla en el secundario, entonces se registra un aumento en la magnitud de la corriente en el primario. En el momento de transición de la señal, se observa una anomalía que a simple vista es de alta frecuencia y de amplitud baja, que de acuerdo a los datos es un ciclo que se manifiesta justo en ese instante. Analizando las gráficas de voltaje y corriente, la anomalía se presenta cuando el voltaje se encuentra en el rango donde su magnitud es máxima, esto es cercana a los 90° .

En la Tabla I se relaciona el número de falla inducida con el número de vueltas correspondiente a dicha falla para el transformador A. Cabe destacar que, en todos los experimentos de falla de cortocircuito en el secundario, la corriente en el primario exhibió la anomalía que antecede al establecimiento de la falla en estado estable.

Posteriormente se realizaron otro conjunto de pruebas con el transformador operando con carga resistiva e inductiva. En los experimentos con carga resistiva, se busca aplicar la falla en diferentes ángulos de la onda de voltaje y con diferentes vueltas del transformador en cortocircuito, desde las más cercanas al núcleo (falla 1) hasta las más alejadas del mismo (falla 4). En las Fig. 6, 7 y 8 se observan los oscilogramas del experimento de falla con distintas cargas resistivas. En la Fig. 6 se observa que la magnitud de la corriente con falla es mayor en comparación cuando el transformador opera en vacío.

TABLA I. VUELTAS INVOLUCRADAS POR FALLA EN EL TRANSFORMADOR A.

Falla 1	Cortocircuito entre vueltas 1 y 2
Falla 2	Cortocircuito entre vueltas 3 y 4
Falla 3	Cortocircuito entre vueltas 5 y 6
Falla 4	Cortocircuito entre vueltas 7 y 8

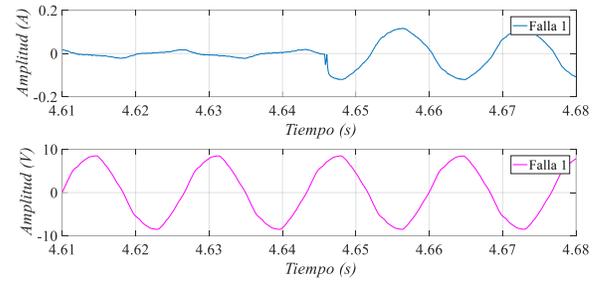


Fig. 5. Falla entre vueltas 1 y 2 del secundario operando vacío.

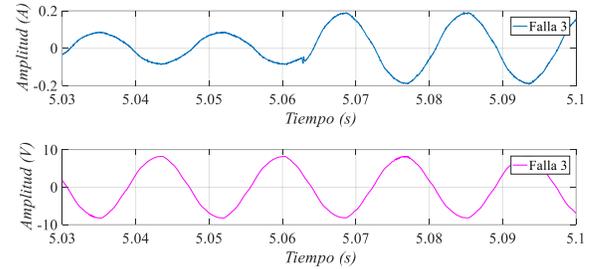


Fig. 6. Falla en el transformador A entre vueltas 5 y 6 del secundario con carga $R= 45.2$ Ohms.

La falla que se muestra en la Fig. 7, se presentó cerca del cruce por cero grados de la onda senoidal de voltaje. La intención de esta prueba es tener un conjunto de datos de la señal que permita poner a prueba los métodos de detección de falla, debido a que el transitorio bajo estas condiciones tiene una amplitud difícil de reconocer, en comparación cuando la falla se presenta cuando la amplitud del voltaje es máxima. Se aprecia que a pesar de tratarse de la falla 1, que involucra las vueltas más cercanas al núcleo, cuando la onda de voltaje pasa en el cruce por cero o cercano a este punto, se presenta el fenómeno en magnitudes apenas perceptibles.

En la medición mostrada en la Fig. 8 se puede observar que el transitorio de falla tiene un ligero cambio de comportamiento, se ve como el aumento de corriente es repentino y no existe el ciclo de alta frecuencia en esa zona. El motivo de este comportamiento es que las vueltas cortocircuitadas son las más alejadas del núcleo.

A continuación, se realizaron experimentos con carga puramente inductiva. En la Fig. 9 se observan los resultados cuando se induce la falla 2.

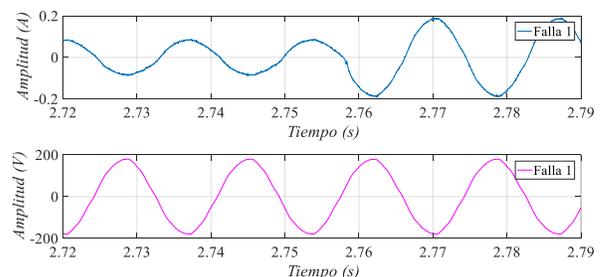


Fig. 7. Falla en vueltas 1 y 2 del secundario con carga $R=39$ Ohm.

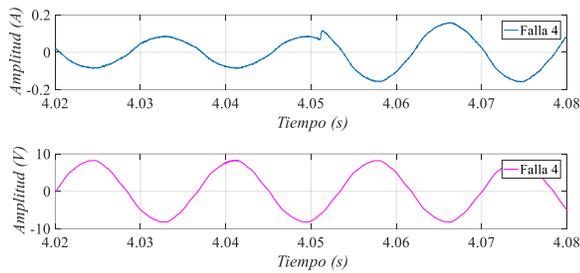


Fig. 8. Falla entre vueltas 7 y 8 del secundario con carga $R=39$ Ohm.

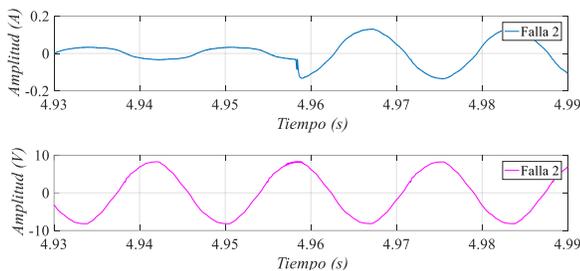


Fig. 9. Falla 2 en el transformador A en vueltas 3 y 4, con carga $L=1237$ mH.

Se observa nuevamente que el comportamiento transitorio en la falla se manifiesta con mayor magnitud cuando el cortocircuito ocurre en el instante en que la onda de voltaje está en su máxima amplitud.

En la Fig. 10 se observa un fenómeno similar a la carga resistiva, en el que si la falla ocurre en un cruce cercano por cero de la onda de voltaje y las vueltas en cortocircuito están alejadas del núcleo, resulta casi imperceptible el punto de inicio de la falla. Lo anterior constituye un reto para el reconocimiento de los patrones de falla, como podrá verse en la siguiente sección.

IV. PROPUESTAS DE RECONOCIMIENTO DE LOS PATRONES DE FALLA

A. PRIMERA PROPUESTA: DESVIACIÓN ESTÁNDAR

Como primera selección de algoritmo para la detección de fallas se consideró la desviación estándar de las señales de corriente medida en el primario. Para poder aplicar la definición de desviación estándar, primero se ha tenido que probar que la distribución estadística que mejor describe el comportamiento de la corriente es la distribución normal o Gaussiana.

El algoritmo se basa en el cálculo de la desviación estándar, por ello deben seguirse los siguientes pasos previos: a) adquisición de datos, b) convertir los datos negativos en positivos, c) alimentar al software Minitab con los vectores de señales ya acondicionados y d) analizar los resultados.

La Fig. 11 muestra la comparativa de tres ajustes. Las curvas de densidad de probabilidad corresponden a los datos del experimento 24b, representado por el histograma que se tiene en la misma figura. Se observa como las distribuciones Normal y Logistic son las que mayor ajustan a los datos del experimento, esto también ocurre para el resto de los experimentos.

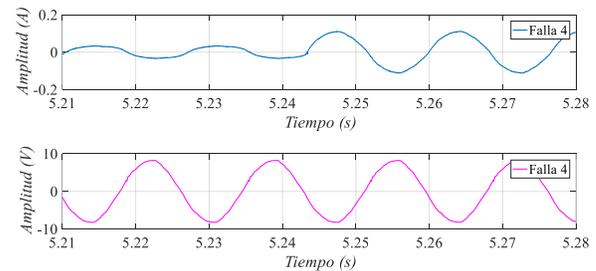


Fig. 10. Falla 4 en el transformador A entre vueltas 7 y 8 en el momento que la onda de voltaje pasa por cero grados.

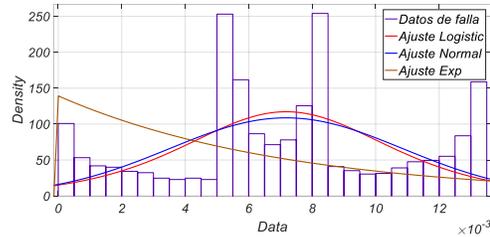


Fig. 11. Ajustes de curvas de densidad de probabilidad.

Ya que las dos distribuciones que mayor ajustan al conjunto de datos de los experimentos no siguen fielmente el comportamiento de estos en el histograma, puede esperarse que al utilizar la distribución normal para describir el comportamiento de la corriente antes y durante la falla y aplicar la desviación estándar como técnica para el reconocimiento de patrones de falla, no resulte completamente confiable.

Tomando en cuenta el coeficiente de correlación normal reportado por Minitab de 0,975, se decide emplear la desviación estándar para la búsqueda de los patrones de falla. Se encontró que el método propuesto da buenos resultados, pero demostró no ser eficaz en todas las situaciones, por ejemplo, en las Fig. 12 y 13 pueden verse ambos casos.

En la Fig. 13 puede notarse que la idea de utilizar la desviación estándar para localizar el inicio de la falla, no resulta precisa. La línea negra horizontal y continua con valor de 0.00367 A. en el eje de la magnitud, es el reporte de la falla utilizando el enfoque de la desviación estándar. Se puede ver que en los puntos que cruza la línea negra con tal valor, no existe la dispersión de puntos que indican la falla real. Esto indica que este enfoque no es el adecuado para la búsqueda de la falla. Es por ello que se hace una propuesta diferente.

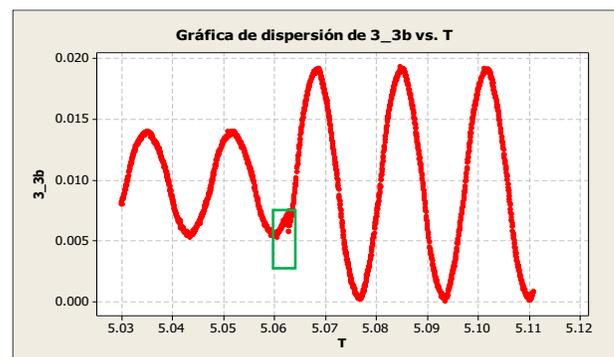


Fig. 12. Localización de la falla.

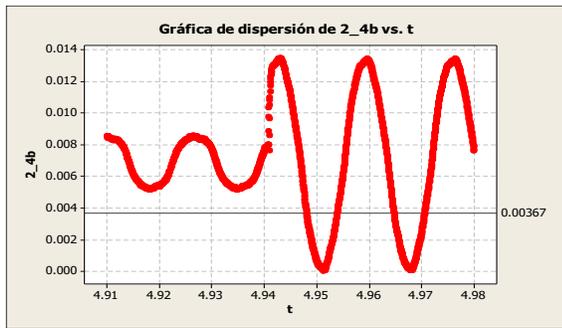


Fig. 13. Incorrecta localización de la falla.

B. SEGUNDA PROPUESTA: DERIVADA DE LA CORRIENTE

Se propone un método distinto para la localización de los patrones de falla en la corriente del primario, este se basa en la derivada de la señal de corriente. El fenómeno de la anomalía en la corriente al momento de la falla se comporta semejante a un armónico de alta frecuencia, sin llegar a serlo. Entonces, al momento de derivar esta parte de la onda de corriente, la resultante será de mucho mayor amplitud que el resto de la derivada, debido a que la frecuencia multiplica al coeficiente de la magnitud de las corrientes, una vez realizada la derivada. Esto se puede aproximar y apreciar mejor con la siguiente ecuación:

$$\frac{d(I_{\max} \sin(\omega t) + \sin(n\omega t))}{dt} = I_{\max} \omega \cos(\omega t) + n\omega \cos(n\omega t) \quad (1)$$

y entonces se logra una diferencia de magnitudes en la señal resultante, aún más notoria que la mostrada por las mediciones de corriente.

Se probó la nueva propuesta de localización de patrones de falla con los diferentes vectores de corriente obtenidos en los distintos experimentos realizados. Esto con la intención de validar su funcionalidad. En la Fig. 14 se puede apreciar como después del tratamiento a la señal de corriente se logra amplificar numéricamente el fenómeno al inicio de la falla y que este coincide en el momento de la falla.

En la Fig. 15 se muestra el resultado de aplicar el nuevo método basado en diferencias, en otro de los casos con alto grado de dificultad en la identificación del inicio de falla. Se puede apreciar que también se logra amplificar el fenómeno para la detección de la falla.

El fenómeno de falla interna podría ser confundido por el algoritmo con el aumento de carga en el secundario, sin embargo, existen diferencias marcadas entre un fenómeno y otro. En la Fig. 16 puede apreciarse en la corriente primaria el fenómeno de aumento de carga en el secundario desde una condición de vacío. Es notorio que cuando aumenta la carga, se genera un transitorio de alta frecuencia y de más de un ciclo que disminuye paulatinamente. Este comportamiento del transitorio no se da cuando es ocasionado por una falla de cortocircuito entre vueltas, ya sea del primario o del secundario.

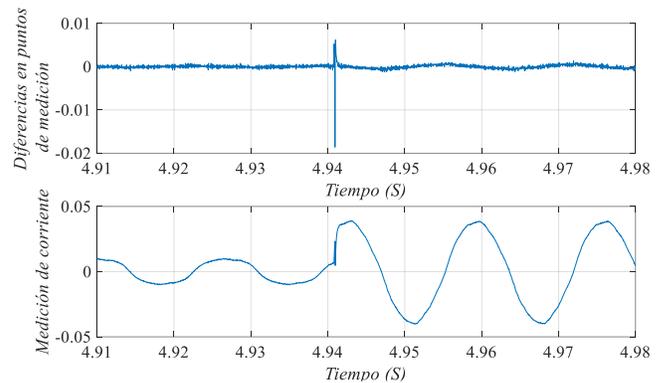


Fig. 14. Señales de corriente con y sin tratamiento de identificación de patrón de falla (falla 2 con carga inductiva).

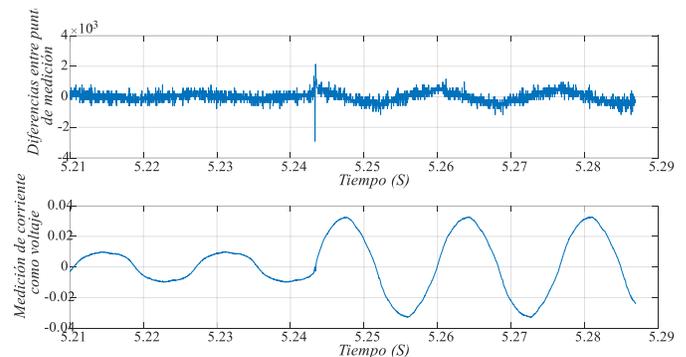


Fig. 15. Señales de corriente con y sin procesamiento de identificación de patrón de falla (falla 4 con carga L=1237 mH).

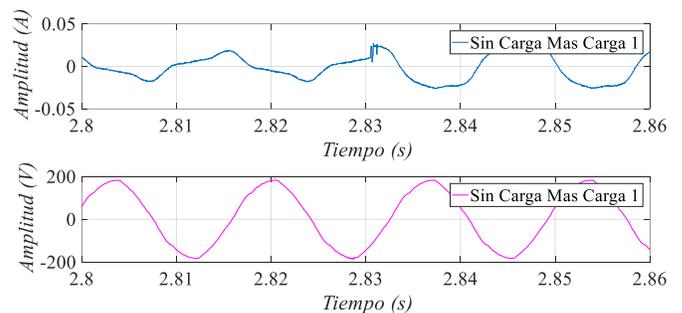


Fig. 16. Transición entre corriente de magnetización y el aumento de carga visto en el primario.

En la Fig. 17 se muestra el comportamiento de un aumento de carga cuando el transformador está operando en vacío. La corriente en el primario aumenta en magnitud de forma abrupta, presentando además oscilaciones de alta frecuencia de más de un ciclo de duración y como la magnitud de dichas oscilaciones disminuye en magnitud, durante el transitorio del aumento de la carga.

Ahora se analiza el caso cuando ya existe carga en el transformador y este experimenta un nuevo aumento de carga (ver Fig. 18).

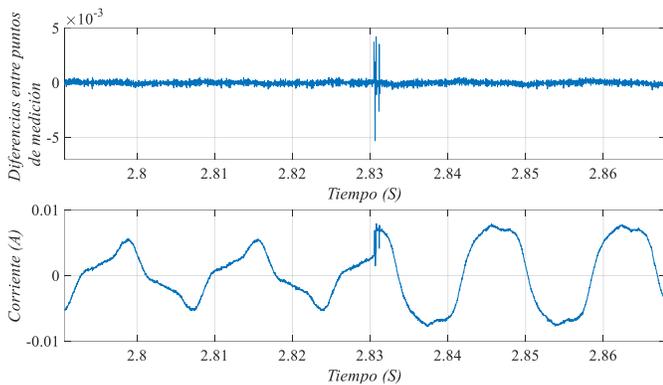


Fig. 17. Patrón de aumento de carga después del procesamiento de la señal.

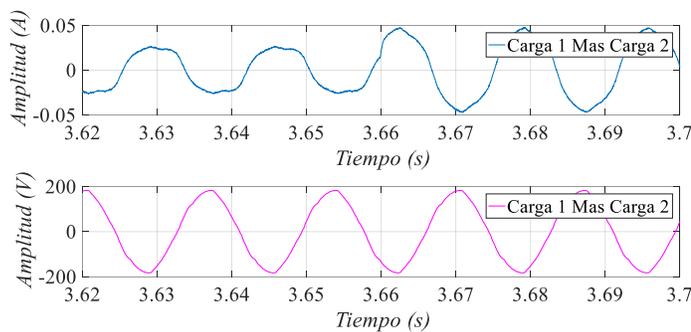


Fig. 18. Carga y aumento de la misma reflejada en la corriente del primario.

De la Fig. 18 puede apreciarse que cuando el transformador ya tiene un nivel de carga y se le conecta mayor carga en el secundario; la magnitud de la corriente del primario se eleva de forma abrupta, pero sin mostrar contenido de alta frecuencia, como él mostrado en la Fig. 16 cuando el transformador operaba en vacío. Esta es otra diferencia con el fenómeno de falla que el algoritmo debe discriminar.

En la Fig. 19 se observa como al aumentar la carga, el algoritmo detecta el cambio, pero el patrón de falla es mucho menor en magnitud, dato que es de utilidad, lo que discrimina entre una falla de cortocircuito entre vueltas y un incremento de carga en el secundario.

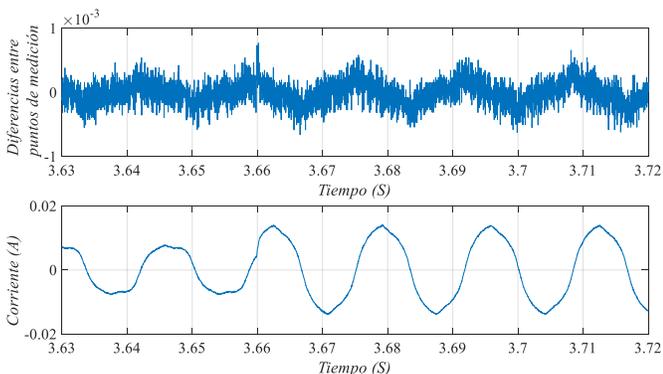


Fig. 19. Patrón de aumento de carga en el transformador B.

V. CONCLUSIONES

Se propuso un nuevo algoritmo para la identificación de patrones de falla de cortocircuito entre vueltas y este mostró ser acertado en las diferentes mediciones. La propuesta está basada en las diferencias de magnitud entre pares de puntos de corriente muestreados. Se caracterizó el comportamiento de la corriente ante el aumento de carga, para tener información que ayudó a implementar en la nueva propuesta la discriminación entre falla y aumento de carga.

VI. RERERENCIAS

- [1] E. O. Egovora, "ATP modeling of internal transformer faults for relay performance testing," Master Thesis, Michigan Technological University, 2011.
- [2] V. Behjat, and A. Vahedi, "Analysis of internal winding short circuit faults in power transformers using transient finite element method coupling with external circuit equations," International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 26, pp. 425-442, 2013.
- [3] X. Zhang, "Neural network-based classification of single phase distribution transformer fault data," University Undergraduate Research Fellows, April 2006.
- [4] P. Tuethong, P. Yutthagowith, A.Kunakorn, and S. Potivejkul, "Internal failure analysis of transformer windings," 2012 International Conference on High Voltage Engineering and Application, Shanghai, China, September 17-20, 2012.
- [5] V. Behjat, A.Vahedi, A. Setayeshmehr, H. Borsi, and E. Gockenbach, "Diagnosing shorted turns on the windings of power transformers based upon Online FRA using capacitive and inductive couplings," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, No. 4, October 2011.
- [6] M. Jablonski, and E. Napieralska-Juszczak, "Internal faults in power transformers," IET Electr. Power Appl., vol. 1, No. 1, January 2007.
- [7] P. Bastard, P. Bertrand, and M. Meunier, "A transformer model for winding fault studies", IEEE Transactions on Power Delivery. vol. 9. No. 2, April 1994.
- [8] R. S. Bhide, M. S. S. Srinivas, A. Banerjee, and R. Somakumar, "Analysis of winding inter-turn fault in transformer: a review and transformer models," IEEE ICSET 2010, Dec 2010, Kandy, Sri Lanka.
- [9] H. Wang, K. L. Butler, "Finite element analysis of internal winding faults in distribution transformers," IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 16, No. 3, July 2001.
- [10] G. Díaz, J. Gómez-Aleixandre, and P. Arboleya, "Electromagnetic model of turn-to-turn short circuits in transformers," COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering Vol. 23 No. 2, 2004 pp. 558-571.
- [11] P. Palmer, K. L. Butler, and N. D. R. Sarma, "Characteristics of transformer parameters during internal winding faults based on experimental measurements," Power System Automation Laboratory Department of Electrical Engineering Texas A&M University College Station, TX 77840-3 128, IEEE.
- [12] H. B. Elrefaie, and A. I. Megahed, "Modeling transformer internal faults using matlab," IEEE MELECON 2002, May 7-9,2002, Cairn, EGYPT.
- [13] Y. Long, and J. Ning, "A wavelet transform based discrimination between internal faults and inrush currents in power transformers." 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering. IEEE, 2011.
- [14] S. Liu, Z. Liu, and O. A. Mohammed, "FE-based modeling of single-phase distribution transformers with winding short circuit faults," IEEE Transactions On Magnetics, vol. 43, No. 4, April 2007.
- [15] S. Huang, H. Chen, C. Wu, C. Guan, and C. Cheng, "Distinguishing internal winding faults from inrush currents in power transformers using jiles-atherton model parameters based on correlation coefficient," IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 27, No. 2, April 2012.

- [16] S. K. Bhasker, and M. Tripathy, "Tum-to- tum fault detection in indirect symmetrical PST based on negative sequence current components," 2018 5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON), Gorakhpur, 2018, pp. 1-6.
- [17] F. Naseri, Z. Kazemi, M. M. Arefi, and E. Farjah, "Fast discrimination of transformer magnetizing current from internal faults: an extended kalman filter-based approach," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 33, no. 1, pp. 110-118, February 2018.
- [18] A. A. A. Etumi, F. J. Anayi, A. A. Fahmy and E. E. Eldukhri, "New algorithm based on auto-correlation and cross-correlation scheme to detect the internal fault in single phase transformer," 12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014), Copenhagen, 2014, pp. 1-5.
- [19] A. M. Shah, and B. R. Bhalja, "Fault discrimination scheme for power transformer using random forest technique," IET Gen., Transm. Distrib., vol. 10, no. 6, pp. 1431-1439, May 2016.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 29 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Detección de fallas en máquinas eléctricas por medio del flujo magnético disperso

Dr. Adrián González Parada^{1,*}, Dr. Rubén Jaramillo Vacío², Eduardo González Salazar¹

¹ Depto. de Ingeniería Eléctrica, DICIS Universidad de Guanajuato

² Depto. de Sistemas de Distribución, LAPEM - CFE

gonzaleza@ugto.mx (*Autor de correspondencia)

ruben.jaramillo@cfe.gob.mx

eduardo.g.s_95@hotmail.com

RESUMEN En la industria en general el empleo de las máquinas eléctricas rotativas es de vital importancia; ya que muchas de las veces una sola máquina es el componente clave del sistema. Por tal motivo el tenerlas en condiciones óptimas de operación o el hecho de anticiparse a una posible falla puede ser muy importante, evitando así paros inesperados del sistema debido al fallo de la máquina. En este trabajo se presenta la caracterización y detección anticipada de falla de una máquina eléctrica rotativa, por medio del flujo magnético de dispersión presente en la máquina; detectando fallas en los devanados y el rotor, así como su interpretación a una posible solución de detección anticipada del inicio de la falla, analizando en el dominio de la frecuencia el flujo magnético de dispersión. Se desarrollaron los sensores y se realizó la detección en un banco de simulación de fallas en motores eléctricos.

PALABRAS CLAVE— Mantenimiento predictivo, Motores eléctricos, detección de fallas, sensores de campo, flujo magnético de dispersión.

I. INTRODUCCIÓN

En la industria el desarrollo de sistemas de mantenimiento predictivo, ha cobrado una gran relevancia, esto debido principalmente a que el objetivo es desarrollar sistemas que permitan evitar los paros de producción por fallas en los sistemas eléctricos y mecánicos; por lo que el desarrollo de sistemas de monitoreo en tiempo real y con alarmas de advertencia de una posible falla o el inicio de la misma, viene a ser una prioridad en la operación de los sistemas de mantenimiento predictivo y preventivo.

En el caso del mantenimiento predictivo o mantenimiento basado en la condición, se evalúa el estado del sistema y en base a su condición se pueden tomar acciones de intervención para evitar el paro, lo que representa un ahorro significativo en los costos de operación y mantenimiento en la industria.

El motor de inducción es la máquina eléctrica más utilizada en la actualidad, es utilizada en el 70% de las aplicaciones industriales y estos consumen más del 50% de la energía generada en las naciones industrializadas. Una falla imprevista en un motor de inducción puede llevar a un paro no planeado en una línea de producción lo cual se puede convertir en pérdidas de hasta miles de dólares por minuto. Es por eso por

lo que es crucial monitorear el estado del motor de manera continua y detectar la falla de una manera anticipada [1-4].

Una detección temprana prolonga el periodo de la vida útil del motor, reduce el costo en partes de repuesto y asegura la programación de un mantenimiento predictivo en lugar de un mantenimiento correctivo. Por otro lado, de acuerdo con las estadísticas de falla un motor o máquina eléctrica rotativa se presentan principalmente tres puntos principales de falla, los cuales se presentan; en el devanado del estator, en el rotor y en los rodamientos.

En la Fig. 1. se pueden observar las estadísticas de las condiciones de fallas más comunes, en porcentaje, en un motor de inducción.

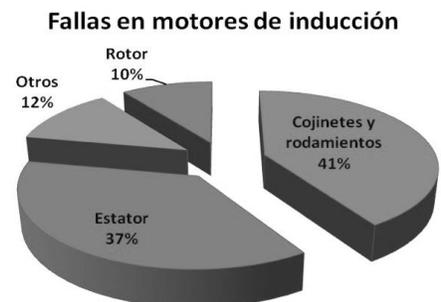


Fig. 1. Distribución de las fallas más comunes en motores de inducción [1].

Para el monitoreo del comportamiento de las máquinas eléctricas rotativas, se han desarrollado un sinnúmero de técnicas que involucran principalmente el análisis de alguna de las variables del motor, como pueden ser: la corriente que consume, el estado de las vibraciones producidas por el movimiento, el ruido producido por su funcionamiento, la temperatura que se tiene durante su operación y la detección de puntos calientes en la misma máquina; destacando en la literatura a nivel mundial, los siguientes métodos y análisis:

1. Análisis de la excentricidad del motor. Basado en el monitoreo de la corriente que consume y el análisis en frecuencia de las bandas laterales sobre la armónica principal a determinadas frecuencias, siendo la principal ventaja que no requiere conocimiento del diseño del motor [5].
2. Daño en los rodamientos del motor. Detectado a partir del análisis de las vibraciones presentes en el motor y la frecuencia a las que se presentan debido al tipo de falla en el rodamiento; pista interior, pista exterior, o bola [5].
3. Barras rotas en el rotor. Al igual que el anterior se monitorea la corriente que consume y basado en el análisis en frecuencia de esta corriente y considerando frecuencias específicas, se analizan las bandas laterales a frecuencias específicas, siendo el aumento del valor de estas bandas laterales el número de barras rotas presentes en el rotor [6], [7].
4. Análisis espectral de la corriente (MCSA), por sus siglas en inglés, en donde a partir de técnicas de análisis en función de la frecuencia, se puede determinar si existe una falla en el devanado, las barras del rotor y/o los rodamientos en función de la frecuencia a las que se presentan el tipo de falla [8-11].

II. METODOLOGÍA DE MONITOREO

En el caso de los motores de inducción, el flujo magnético generado en el estator interactúa con el rotor y produce el movimiento y el par asociado a este. Este flujo magnético circula por todo el núcleo del motor y una pequeña parte se puede dispersar sobre la periferia del núcleo. El flujo magnético generado por el estator, se ve afectado por las variaciones que se presenten debido al comportamiento del motor, en el caso de un corto circuito en el devanado, este puede verse afectado ocasionando una disminución de este o teniendo una variación en la frecuencia; en caso de tener barras rotas en el rotor la variación resultante se va a ver reflejado en el aumento de corriente demandada por el motor, ya que va a ser necesario compensar la pérdida de corriente en el rotor por la ausencia de algunas barras. En el presente trabajo se presenta el desarrollo de los sensores de detección, la metodología de monitoreo y el análisis de las señales obtenidas para correlacionarla con fallas

específicas, controladas en un banco de pruebas construido para ese fin.

A. BANCO DE PRUEBAS

Para el desarrollo de esta investigación, se diseñó y construyó un banco de pruebas con motores idénticos y fallas específicas, las cuales se pueden controlar en cuanto a su magnitud y duración.

Las características generales de los motores utilizados se muestran en la Tabla I.

En el banco de pruebas se consideraron dos tipos característicos de falla, corto circuito en los devanados y barras rotas en el rotor. Para el corto circuito en los devanados se bobinó el motor con porcentajes de vueltas en corto circuito (CC), considerando niveles de corto circuito para cada una de las fases del 10 %, 20%, 30% y 40%, del total de las espiras en el devanado; las cuales pueden ser controladas por medio de un interruptor de acuerdo con nivel de falla que se requiera en su magnitud y la fase específica.

En el caso de barras rotas (BR) del rotor, se realizaron barrenos en dos barras consecutivas, controlando la falla por medio de opresores, los cuales se pueden quitar o poner de acuerdo con el número de BR que se desean.

En la Fig. 2, se muestra el banco de pruebas en donde se observa la colocación del motor en CC con los interruptores de control de fallas para cada una de las fases y el motor de BR.

TABLA I. CARACTERÍSTICAS GENERALES DE MOTORES

Descripción	Valor
Potencia	0.75 Hp
Tensión de operación	230/430 V
Corriente	3.2/1.5 A
Velocidad	1725 rpm
Número de Polos	4
Frecuencia	60 Hz
Conexión	YY/Y



Fig. 2. Banco de pruebas de fallas de motores de inducción en corto circuito (CC) y barras rotas (BR) en el rotor.

La señal asociada al tipo de falla se obtiene por medio de un osciloscopio con dos canales aislados y sistema de adquisición de datos en tiempo real, el cual es conectado directamente a las terminales de los sensores desarrollados.

B. DESARROLLO DE SENSORES

En los motores de inducción se presenta una interacción entre el campo magnético producido por el estator con el rotor, dando lugar a la rotación y producción de par en la máquina; este campo magnético se ve afectado por cualquier variación que se presente en las condiciones de operación de la máquina eléctrica, ya sea por un corto circuito en el estator o una rotura de alguna barra en el rotor.

En la Fig. 3 se muestra la distribución del campo magnético en un motor cuando en este se presenta un corto circuito en una de las fases.

Observando que se presenta una anomalía en la distribución del campo magnético en el estator, mostrando una

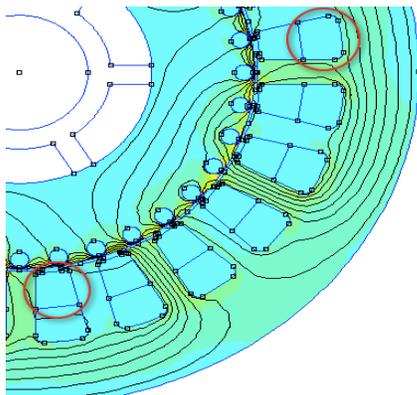


Fig. 3. Distribución del campo magnético debido a la falla por corto circuito en una de las fases de un motor de inducción.

disminución del flujo magnético marcado entre los dos círculos rojos, que es donde la falla por CC se encuentra presente; por lo que ésta se puede ver reflejada si se mide el flujo magnético que circula por la periferia del motor, esta disminución de campo se puede presentar de acuerdo con el lugar de falla y es de manera estática en la posición que se presenta, pero afectando el comportamiento completo del motor.

En el caso cuando se presenta una falla por BR en el rotor; la Fig. 4, muestra la distribución de campo magnético con dos barras rotas en el rotor.

En donde se observa que la concentración de campo magnético producida por el efecto de dos barras rotas en el rotor, afecta directamente al campo magnético en el estator, pero debido a que el rotor se encuentra girando en el interior del estator, esta distorsión se presentará de manera dinámica conforme el rotor se encuentra girando dentro del campo magnético del estator.

Considerando que se presenta un flujo magnético de dispersión en el exterior del estator, este flujo magnético se ve afectado por la interacción del rotor con el estator, en condiciones estables, este tiene una forma de onda definida y se ve modificada cuando existe una variación en el comportamiento del motor, como puede ser una falla que afecte la forma de onda original.

Este flujo magnético puede ser detectado de acuerdo con la ley de inducción de Faraday, en donde se puede detectar la variación del campo magnético por medio de una bobina por la que circula un flujo magnético en el interior de esta.

Para el desarrollo de los sensores de detección de campo se consideró una geometría de forma rectangular de tal manera que pudiera ser colocada de manera horizontal sobre el estator. En la Fig. 5 se muestra la construcción del sensor sobre una base de fibra de vidrio y resina epóxica para darle protección contra los agentes externos y rigidez mecánica.

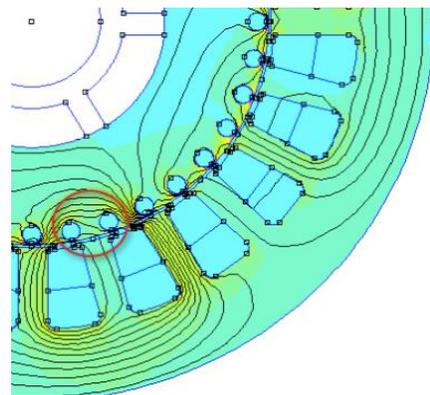


Fig. 4. Distribución del campo magnético debido a la falla por barras rotas en un motor de inducción.

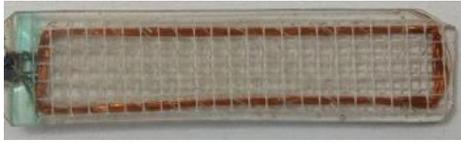


Fig. 5. Construcción del sensor para la medición del flujo magnético de dispersión sobre la superficie del estator.

En la Fig. 6 se muestra la posición de los sensores que fueron colocados a 45°, 135°, 225° y 315°, aprovechando el diseño electromagnético del motor, sobre el hueco que se presenta entre el estator y la carcasa de este.

En la Fig. 7 se observa la colocación del sensor en el motor, el cual se ubica entre el estator y la carcasa, esto con el fin de proteger el sensor de agentes externos.

III. EVALUACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL MOTOR

Para verificar el comportamiento del motor se realizaron evaluaciones previas del comportamiento de los sensores en donde se desarrollaron las siguientes evaluaciones:

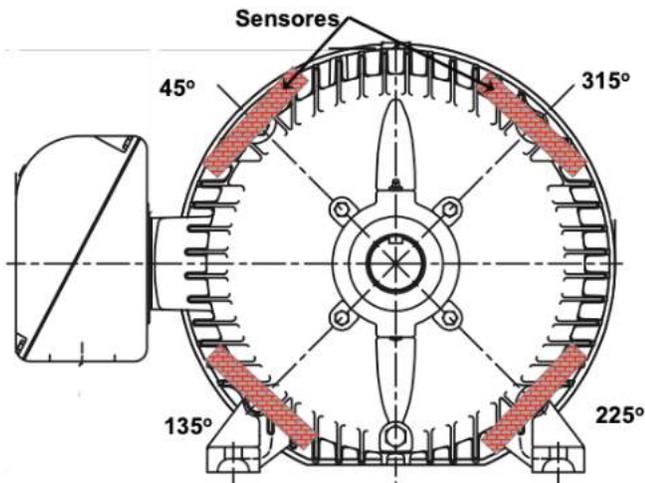


Fig. 6. Colocación de los sensores de acuerdo con el diseño electromagnético del motor.



Fig. 7. Colocación física del sensor entre el núcleo del estator y la carcasa del motor.

- Comportamiento en estado normal, sin falla.
- Comportamiento con falla en el estator.
- Comportamiento con falla en el rotor.

A. COMPORTAMIENTO EN ESTADO NORMAL

Para determinar el comportamiento en el estado normal del motor se realizaron las mediciones de las cuatro posiciones de los sensores dentro del motor, encontrándose que la caja de conexión ejerce una influencia sobre la magnitud del flujo magnético de dispersión, principalmente sobre los sensores ubicados a 45° y 135° cercanos a esta. La Fig. 8 muestra este comportamiento, donde los valores picos de ambas posiciones, se ven afectados por este comportamiento; por un lado, se ven reducidos (45°) y por otro lado se ven aumentados (135°).

Considerando lo anterior y tomando en cuenta este comportamiento, para el análisis del comportamiento en condiciones de falla únicamente se considerarán los sensores en la parte opuesta a la caja de conexiones (225°, 315°), con el fin de evitar la interferencia sobre los valores obtenidos con los sensores, del efecto de la caja de conexiones del motor.

B. COMPORTAMIENTO CON FALLA EN EL ESTATOR

El banco de pruebas está diseñado para tener fallas de CC en el estator a diferentes porcentajes, y en diferente combinación de fases del motor; para el caso de la evaluación con falla de CC en el estator se consideraron los puntos extremos de la falla, el 10% y el 40% de CC entre espiras del estator y únicamente la fase A; siendo estos los puntos representativos de la falla, los cuales para los otros puntos estos no cambiarían sino únicamente en la magnitud de la falla dependiendo de las fases que se tengan en CC y el porcentaje de esta.

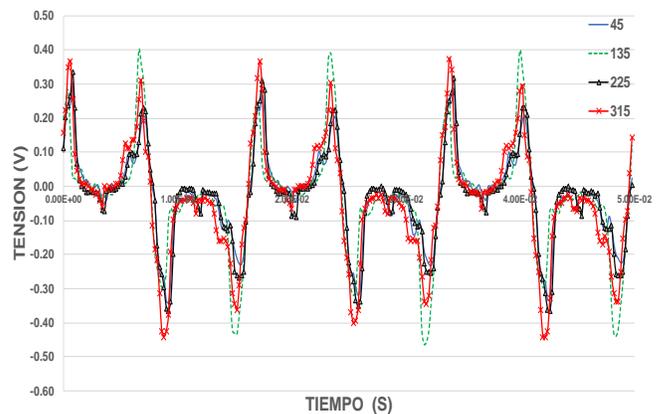


Fig. 8. Comportamiento del flujo magnético de dispersión del motor en condiciones de operación sin falla

En la Fig. 9, se observa que la magnitud de la falla por CC en la fase A; únicamente aumenta en su valor en la magnitud si comparamos el valor del 10% contra el 40% respecto al valor original y la medida obtenida con los sensores a 225° y 315°, es similar y esta se encuentra en fase, siendo únicamente la diferencia en la magnitud respecto al porcentaje de la falla.

C. COMPORTAMIENTO CON FALLA EN EL ROTOR

La falla por barras rotas del motor se consideró únicamente dos barras adyacentes, de acuerdo con la simulación de la Fig. 4, en donde se observa la distorsión del campo magnético en el estator, debido a la concentración de esta falla debido a la ausencia de barras del rotor, tal y como se mencionó anteriormente, este tipo de falla es dinámica debido a la rotación del rotor.

En la Fig. 10 se observa que la distorsión de la forma de onda cambia en los picos máximos, aumentando su valor, y cambiando también la frecuencia a la que se presenta este aumento del pico máximo de la forma de onda.

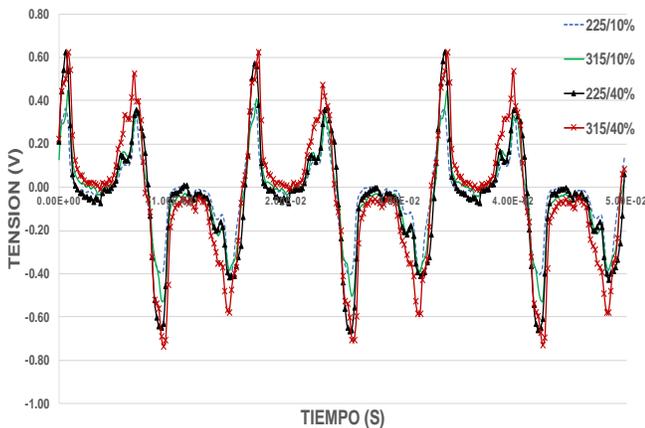


Fig. 9. Falla de CC del 10% y 40% en la fase A del motor.

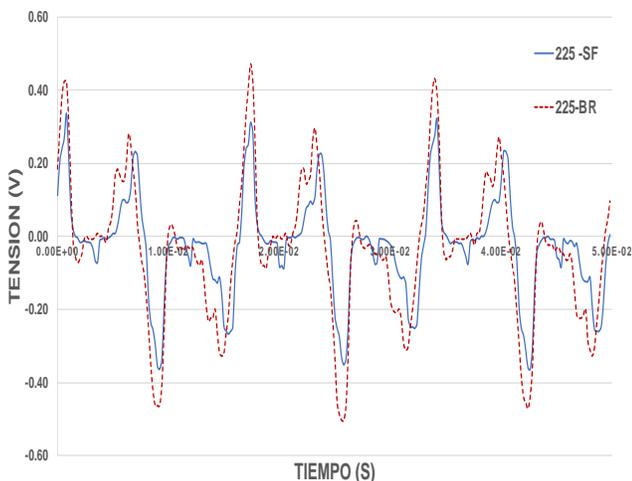


Fig. 10. Flujo magnético de dispersión en el motor sin falla (SF) y Barras Rotas (BR), en la posición de 225°.

IV. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Las formas de onda obtenidas del flujo de dispersión muestran una distorsión armónica importante, lo cual es debido a que en principio es un flujo que circula a través de todo el motor y que se dispersa en dos puntos principales; el espacio en el entrehierro y el espacio fuera del núcleo del estator.

Tomando en cuenta las ondas obtenidas es necesario realizar un análisis comparativo que permita conocer las variaciones que se presentan en las formas de onda con falla y sin falla de acuerdo con el tipo que presentan; una de las formas más sencillas de hacer es por medio de realizar un análisis empleando la transformada rápida de Fourier (FFT), que nos permite descomponer señales periódicas en sus componentes armónicas principales. Con base en esta descomposición se hará el análisis del comportamiento del motor comparándola con la señal original sin falla

A. ANÁLISIS DE FALLA EN EL DEVANADO DEL ESTATOR

La Fig. 11 muestra el comportamiento de la FFT del flujo magnético de dispersión sin falla (SF) y comparándolo con el 10% de CC y el 40% de CC en el devanado. Se observa un incremento en tanto en los valores de la fundamental (60 Hz) y el resto de las componentes armónicas del 3°, 5°, 7° y existe una variación entre el resto de los armónicos del 9° al 15°. Tomado como base esto el análisis principal se puede hacer con el análisis de los tres primeros armónicos (3°, 5° y 7°) en donde la tendencia en cuanto se presenta la falla es a presentar un incremento tanto en la componente fundamental como en las componentes armónicas.

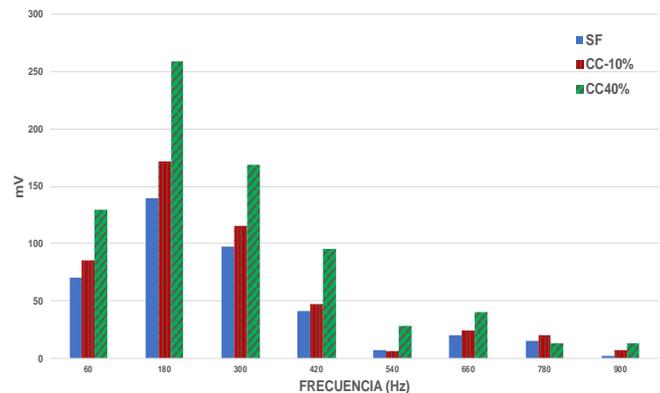


Fig. 11. Descomposición armónica del campo magnético de dispersión sin falla y con falla al 10% y 40% de CC en el devanado.

B. ANÁLISIS DE LA FALLA CON BARRAS ROTAS EN EL ROTOR

Tomando como base el mismo procedimiento de análisis, se hace la descomposición armónica por medio de la FFT de las señales sin falla (SF) y con falla de barras rotas en el rotor (BR), en la Fig. 12, se muestran los resultados de la descomposición armónica de ambas señales.

El comportamiento de la parte armónica se presenta con mayor relevancia sobre la componente fundamental y el 3° armónico, siendo no tan relevante para el resto de los armónicos, en este caso el porcentaje de incremento presenta un porcentaje mayor y de manera súbita con respecto al incremento presentado en el caso de CC, siendo del 80% para la fundamental y 40% para el 3° armónico.

V. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos muestran una clara tendencia sobre el comportamiento del contenido armónico de la señal sin falla y con falla; esta tendencia se desarrolla con base en el incremento del contenido armónico de la señal con falla, por lo que este comportamiento puede ser un indicativo clave en el análisis de fallas incipientes, ya que se muestra una tendencia que se incrementa cuando la falla se empieza a producir (pocas espiras), y va aumentando progresivamente hasta tener una falla franca.

En el caso de las fallas presentes en el devanado el incremento del contenido armónico puede ser de manera paulatina pudiendo llegar hasta un incremento del 80% -100% del contenido armónico, cuando la falla es aproximadamente el 40% de CC en el devanado. Este proceso de incremento paulatino puede ser detectado y ser un indicador del inicio de falla.

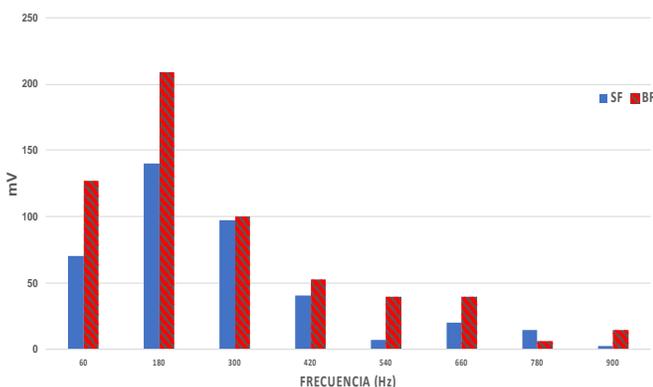


Fig. 12. Descomposición armónica del campo magnético de dispersión sin falla y con falla BR del rotor

Para el caso de barras rotas, se presenta un incremento súbito del contenido armónico de la fundamental y el 3° armónico sobre el 80%, cuando el tipo de falla es por BR, esto puede ser un indicativo sobre la tendencia e identificación del tipo de falla; adicionalmente a esto se observa en la Fig. 10, un ligero desfase sobre la forma de onda fundamental lo cual también es indicativo del tipo de falla que se presenta.

Se han sentado las bases para iniciar con el desarrollo de una nueva técnica de análisis para la detección temprana de fallas por medio de la detección del flujo magnético disperso en el núcleo de un motor de inducción.

REFERENCIAS

- [1] M El Hachemi Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection", *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 47, No. 5, pag 984-993, Oct, 2000.
- [2] Ye Zhongming, Wu Bin, "A review on induction motor online fault diagnosis", *Proceedings IPEMC 2000*. Third International Power Electronics and Motion Control Conference (IEEE Cat. No.00EX435).
- [3] R.M. Tallam, S.B. Lee, G.Stone, G.B. Kliman, J. Yoo, T.G. Habetler, R.G. Harley, "A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines", *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 2003. SDEMPED 2003.
- [4] P.J. Tavner, "Review of condition monitoring of rotating electrical machines", *IET Electric Power Application*, Vol. 2, No. 4, pp 215-247, July 2008.
- [5] R.R. Schien, T.G. Habetler, F. Kamran, R.G. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol: 31, No. 6, pp 1274-1279, Nov/Dec 1995.
- [6] N.M. Elkasabgy, A.R. Eastham, G.E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 1, pp 165-171, Jan/Feb 1992.
- [7] Abbaszadeh, J. Milimonfared, M. Haji, H.A. Toliyat, "Broken bar detection in induction motor via wavelet transformation", *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 29 Nov.-2 Dec. 2001.
- [8] J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd, W.T. Fink, "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 4, pp 652-658, Dec 1994.
- [9] M.E.H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, "Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 1, pp 14-22, Jan 1999.
- [10] A.J. Marques Cardoso, S.M.A. Cruz, D.S.B. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp 595-598, Sep 1999.
- [11] M. Florkowski, J. Furgal, "Detection of winding faults in electrical machines using the frequency response analysis method", *Measurement Science and Technology*, Vol. 15, No. 10, Agust 2004.

BIOGRAFÍAS



Adrián González Parada. Ingeniero Eléctrico por el Instituto Tecnológico de Querétaro, realizó estudios de Maestría en Ingeniería Eléctrica con especialidad en Alta Tensión en la F.I.M.E.E. de la Universidad de Guanajuato, Doctorado por la Universidad Politécnica de Cataluña en Barcelona, España becado por el CONACYT, en diseño y construcción de

motores superconductores de flujo axial de alta temperatura. Actualmente es el responsable del laboratorio de Superconductividad Aplicada y Máquinas Eléctricas Especiales. Sus áreas de investigación son la superconductividad aplicada en equipos eléctricos y el uso eficiente de la energía en los sistemas eléctricos.



Rubén Jaramillo Vacio. Recibió el grado de Ingeniero Electromecánico en ITESI (2002), Maestría en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí (2005), Maestría en Ingeniería Administrativa y Calidad en la Universidad La Salle (2010). Doctor en Ciencias por el CIATEC (Centro de Investigación de CONACYT) en 2015. Posdoctorado en Cómputo Aplicado por la Universidad Autónoma de Ciudad Juárez en 2016. Actualmente es ingeniero de pruebas en CFE-LAPEM, signatario ante EMA, experto técnico en redes subterráneas, transformadores de distribución y equipo de desconexión. Es autor de más de 100 artículos de investigación, incluyendo

1 libro científico y 6 capítulos de libro, artículos indexados y estrictamente arbitrados. Sus áreas de interés son la evaluación y diagnóstico de redes subterráneas, minería de datos, inteligencia artificial y teoría de aprendizaje competitivo.



Eduardo González Salazar. Estudiante de Ingeniería Eléctrica en la DICIS-UG, con inclinación a los fenómenos de fallas eléctricas, modelos de rompimiento e instrumentación para pruebas de equipos. Docente de medio tiempo en Cetis no. 149 campus valle de Santiago (2015). Ganador del programa para impulso internacional de talentos (PIIT) con sede en Montreal Canadá. De EDUCAFIN. (Nov. 2018). Participación en el panel “Mejores Prácticas en Comercialización de Tecnología” Guanajuato, Gto. (Oct. 2017).Curso de capacitación en sistemas fotovoltaicos, DICIS UG, Salamanca, Gto. (Sep. 2018).

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 22 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Convertidor reductor doble en MCD para corrección de Factor de Potencia

DIANA CECILIA VALDÉS DELGADO, CESAR AUGUSTO LIMONES POZOS*, JOSE MIGUEL SOSA ZUÑIGA, CARLOS ANTONIO GOMEZ SAAVEDRA.

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato
dianavd95@gmail.com
cesar.limones@itesi.edu.mx (* Autor de correspondencia)
jmsosa@itesi.edu.mx
cags.dcm@gmail.com

RESUMEN En el presente trabajo se muestra el análisis e implementación de un convertidor reductor doble con filtro LC a la entrada operando en modo de conducción discontinua, el convertidor reductor es alimentado desde la red eléctrica a través de un rectificador no controlado sin filtro capacitivo. El convertidor reductor doble disminuye un voltaje de DC promedio en la salida. El modo de operación del convertidor es en modo de conducción discontinua para asegurar que la componente fundamental de la corriente eléctrica demandada en la red eléctrica esté en fase con el voltaje, es decir, no se presente desplazamiento entre corriente y voltaje, asegurando un factor de potencia alto. Se desarrolló el análisis matemático en modo de conducción discontinua y se implementó el convertidor reductor doble en lazo abierto para corroborar el funcionamiento.

PALABRAS CLAVE— modo de conducción discontinua, factor de potencia, reductor doble.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas electrónicos comerciales, industriales, y residenciales conectados a la red han ido en aumento y además han provocado distorsiones en el voltaje de la línea. Este tipo de problemas produce una deficiencia en la calidad de energía, lo cual es un factor muy importante para la exitosa operación de diversas cargas. La calidad de la energía eléctrica se entiende como un bajo nivel de disturbios en la red, por ejemplo, distorsiones armónicas, variaciones de voltaje en distintos tiempos, interrupciones cortas o largas, entre otros. Actualmente el funcionamiento de cargas industriales, comerciales y/o residenciales están basados en la electrónica de potencia, los cuales son fuentes emisoras de distorsión armónica en la red eléctrica, debido a que en ciertas condiciones pueden deteriorar la forma de onda en la amplitud y la simetría del voltaje de la red eléctrica donde son utilizados estos dispositivos [1]. El tipo de carga conectada a redes de distribución de energía eléctrica de baja tensión ha experimentado un notable cambio. Las cargas lineales, tanto resistivas como inductivas han cedido un significativo porcentaje de su presencia a favor de otras cargas, que generalmente son conocidas como cargas no lineales o cargas

electrónicas. Ejemplos de estas cargas son los llamados electrodomésticos como los televisores, los diversos equipos de presencia habitual en centros de trabajo, los sistemas de telecomunicaciones y sin fin de nuevos equipos electrónicos. Todos ellos tienen un denominador común: sus circuitos electrónicos, alimentados en continua, obtiene la energía de alimentación en el que ha de realizarse una primera conversión AC/DC.

Tradicionalmente se realiza esta conversión acudiendo al uso de un puente de diodos no controlado y un capacitor de alisamiento. Sin embargo, esta estructura tiene problemas como la distorsión armónica [2]. La distorsión armónica ha disminuido la calidad de la energía, la cual se considera puede seguir disminuyendo ya que la utilización de equipo electrónico más eficiente y rápido es cada día más frecuente y lo será debido a su mayor eficiencia y bajo costo. Y debido a esta distorsión que es fundamentalmente por los circuitos rectificadores que contienen estos equipos que a su vez representan confiabilidad y economía, pero como consecuencia de su uso se tiene la presencia no deseada de ciertas fluctuaciones en las ondas fundamentales de voltaje y corriente de la red eléctrica, que generan un alto nivel de armónico y una disminución en el factor de potencia (FP) del sistema. Estos

problemas se deben a la no linealidad de los circuitos rectificadores [3].

A. CORRECCIÓN DE FACTOR DE POTENCIA.

Las consecuencias de tener un exceso de cargas no lineales conectadas al suministro eléctrico son un bajo rendimiento y un mal funcionamiento de equipos electrónicos y eléctricos. El uso excesivo de las cargas no lineales se regula mediante normas establecidas internacionalmente. Dentro de las normativas registradas a nivel mundial, la mayoría son de organizaciones tales como la IEEE en EUA ó IEC en Europa. Dentro de los estándares o normas que rigen o recomiendan estos niveles están: “IEEE Guide for Harmonic Control” publicado en 1979, “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems” en 1989, “IEEE 519-1992” realizado en 1992. De cualquier forma, estos impresos están dirigidos hacia la limitación de la distorsión armónica de los consumidores, en función del tamaño relativo de la carga y la distorsión del suministro de potencia, proporcionando niveles de distorsión basados en la tensión de utilización. Los límites impuestos al usuario deben referirse a distorsiones máximas permisibles en la onda de la corriente. Dentro de la norma europea, podemos destacar las siguientes: “IEC 55-2 “Norma Europea aprobada en el año de 1991, para limitar las corrientes armónicas en equipos de línea menores a 16 A. “IEC 61000-3-4” en 1998, la cual está enfocada a limitar equipos con corrientes mayores de 16 A. “EN 61000-3-2”, en enero 2001, la cual establece los límites para emisiones armónicas para equipos con 16 A por fase como máximo [4].

Algunos convertidores para corrección de FP consisten en un rectificador de puente completo no controlado conectado a convertidores DC-DC sin aislamiento [5] - [8], y convertidores DC-DC sin puente rectificador se muestran en [8] - [12]. En los convertidores con corrección PF con un puente rectificador de diodo no controlado, el voltaje de AC de la red eléctrica se convierte en un voltaje con componente principalmente de DC, y posteriormente, se regula a la carga de DC mediante convertidores DC-DC para disminuir el rizo de corriente. En este caso la corriente de entrada del lado de AC tiende a ser una forma de onda sinusoidal.

En este artículo se implementó un convertidor reductor doble operando en Modo de Conducción Discontinua (MCD) funcionando en lazo abierto. En la parte II se muestra el desarrollo matemático del convertidor en MCD. En la parte III se muestra los resultados experimentales obtenidos con un prototipo experimental de 100 W. Finalmente, en la parte IV se muestran las conclusiones de este trabajo.

II. DESARROLLO

En la Fig. 1 se muestra el diagrama eléctrico del convertidor reductor doble. El circuito está compuesto por rectificadores no controlados, filtros de entrada LC y salida LC, y un convertidor reductor doble.

El convertidor opera en MCD para asegurar que la componente fundamental de la corriente demandada a la red eléctrica esté en fase con el voltaje y no se presente desplazamiento entre corriente y voltaje, asegurando un FP cercano a la unidad. El sistema es simplificado suponiendo dos inductores idénticos, de esta manera las ecuaciones son similares al de un convertidor reductor convencional. Además, se supone que el filtro de la entrada no afecta a la entrada del convertidor reductor doble.

A. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR EN MCD

El análisis del convertidor en MCD, se basa principalmente en las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores Q_1 y Q_2 y del comportamiento de la corriente del inductor L_2 , en estado estacionario. Estas señales se muestran en la Fig. 3 y Fig.4. Donde se simplifica el sistema como se muestra en la Fig. 2.

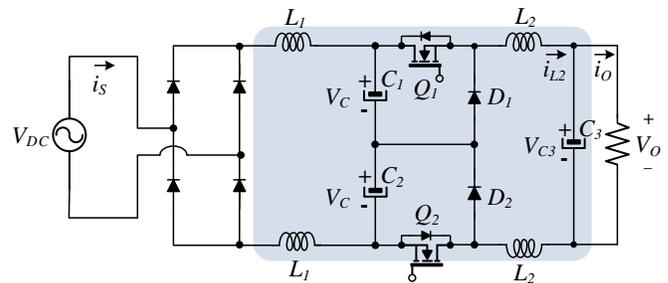


Fig. 1. Topología de convertidor reductor doble conectado a la red.

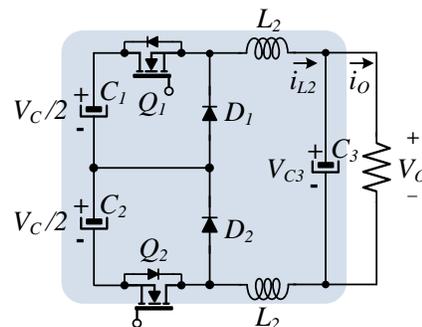


Fig. 2. Convertidor reductor doble.

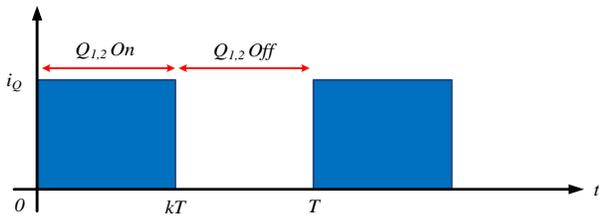


Fig. 3. Formas de onda en estado estacionario estados de $Q_{1,2}$.

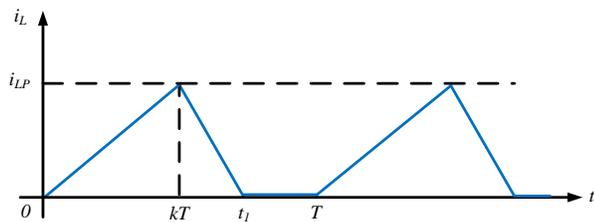


Fig. 4. Corriente del inductor L_2 en modo de conducción discontinua.

Para realizar el análisis se asume que el convertidor es ideal, es decir no existen pérdidas por conmutación, conducción ni de potencia, llevando a la Ec. (1).

$$P_{in} = P_o \quad (1)$$

Donde, P_{in} , es representada por $P_{in} = V_{in} I_{in}$ y P_o , es representada por $P_o = V_o^2 / R$, de manera que se sustituyen en la Ec. (1) se obtiene:

$$V_{in} I_{in} = V_o^2 / R \quad (2)$$

De esta manera se puede obtener la función de la forma de onda de corriente del inductor L_2 . En la Fig. 4 se obtiene que $i_L = i_{LP} = [kT(V_{in} - V_o)/L]$, del mismo modo se obtiene la corriente de entrada $i_{in} = k i_L / 2$ sustituyendo i_L en i_{in} se obtiene:

$$I_{in} = \frac{T k^2}{2} (V_{in} - V_o) \quad (3)$$

Sustituyendo I_{in} en la Ec. 2 en la Ec. 2, se obtiene la expresión de voltaje de salida en la Ec. (4).

$$V_o = V_{in} \left[-\frac{k^2 TR}{4L_2} + k \sqrt{\frac{TR}{2L_2} + \frac{T^2 k^2 R^2}{16L_2^2}} \right] \quad (4)$$

De la Fig. 4, se puede observar que hay un tiempo en que la señal cae a cero ese tiempo es t_1 , y se puede calcular suponiendo que el tiempo de carga y descarga del inductor son el mismo expresado en la Ec. (5)

$$\left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) kT = -\frac{V_o}{L} (t_1 - kT) \quad (5)$$

De la Ec. (5) se puede despejar t_1 para obtener su posible valor, tenemos en la Ec. (6).

$$t_1 = \frac{kT}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{8L_2}{TRk^2}} - 1 \right) + kT \quad (6)$$

Para el modelado se considera que el convertidor opera en MCD a una frecuencia alta. Con la señal de la Fig. 4 se obtiene los circuitos equivalentes en el MCD los cuales son tres; los dos primeros circuitos son los mismos que se presentan en MCC y se muestran en la Fig. 5 [13]. El tercer circuito se presenta en el instante que la corriente del inductor es cero como se observa en la Fig. 4 y los circuitos equivalentes se muestran en la Fig. 5.

El modelo promedio es una técnica aproximada que se puede aplicar para describir las relaciones de entrada y salida de un convertidor conmutador que tenga distintos modos de operación. Para cada uno de los modos se define las variables de estados como x_1 para la corriente del inductor L_2 , es decir, $x_1 \triangleq L_2$ x_2 para el voltaje del capacitor C_3 , es decir, $x_2 \triangleq C_3$. El análisis consiste en aplicar las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff para obtener las ecuaciones de las variables de estados de cada modo de operación. Se denota como Modo 1 y Modo 2.

En el Modo 1 el interruptor está activo durante el tiempo kT y en el Modo 2 el interruptor está apagado durante el tiempo $(t_1 + k)T$. En el Modo 1 se cierran los interruptores Q_1 y Q_2 de la Fig. 2 y mediante leyes de Kirchhoff aplicadas en el circuito se obtienen las Ec. (7) y Ec. (8).

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{2L_2} + \frac{V_{in}}{2L_2} \quad (7)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_3} + \frac{x_2}{C_3 R} \quad (8)$$

Para el Modo 2 los interruptores Q_1 y Q_2 están abiertos, y se obtiene la Ec. (9) y Ec. (10).

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{2L_2} \quad (9)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_3} + \frac{x_2}{C_3 R} \quad (10)$$

Para el Modo 3 los interruptores Q_1 y Q_2 están abiertos, y se presenta en el instante que la corriente del inductor es cero por ello solo está C_3 en paralelo a R , de igual manera se analiza el modo obteniendo la Ec. (11) y la Ec. (12).

$$x_2 = V_o \quad (11)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C_3} + \frac{x_2}{C_3 R} \quad (12)$$

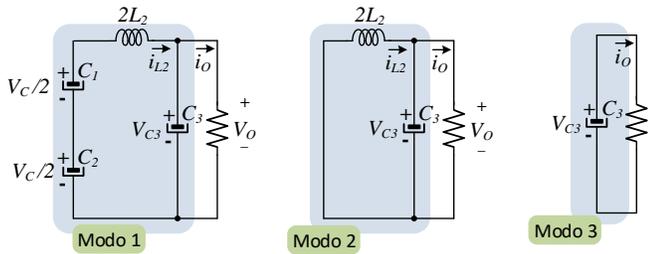


Fig. 5. Estados del convertidor reductor doble.

Las ecuaciones obtenidas en el modelo de espacio de estados expresan matemáticamente el comportamiento del convertidor y además ayuda para obtener un modelo promedio y a su vez diseñar una ley de control, con el objetivo de regular el voltaje de salida.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El diseño del prototipo se divide en dos etapas: La primera parte describe, la adquisición para el acondicionamiento de señales que permitirán el control de las conmutaciones a los semiconductores de potencia. La segunda etapa se enfoca al diseño del sistema de potencia y finalmente se muestra la topología implementada en la Fig. 1. Con los parámetros mostrados en la Tabla I se realizaron pruebas en lazo abierto considerando un ciclo de trabajo de $k = 0.5$.

Los resultados experimentales del convertidor reductor doble en lazo abierto, la frecuencia de conmutación f_{sw} del MOSFET fue de 10 kHz. La señal de control fue obtenida utilizando la dSPACE 1104, para la conexión a la red se utilizó un autotransformador a una 30 % de V_{RMS} .

En la Fig. 6 se muestra el voltaje de entrada y corriente de entrada, donde se observa que el voltaje de red tiene distorsión armónica lo que se refleja en el corriente de red. La medida del factor de potencia se obtuvo mediante un analizador de la calidad de la energía, se observa que la corriente de red es discontinua y el factor de potencia $PF=0.8$.

TABLA I. PARÁMETROS DEL PROTOTIPO

Parámetros	Valores
MOSFET Q_1, Q_2	$V_{CE} = 600V$ $I_C = 16A$
Diodo MUR D_1, D_2	$V = 400V$ $I = 16A$
Capacitor C_3	2200 μF
Capacitor $C_{1,2}$	0.47 μF
Inductor L_1	0.5 mH
Inductor L_2	0.6 mH
f_{sw}	10 kHz
R	50 Ω
v_s	30 % de la red eléctrica monofásica

En la Fig. 7 se muestra el voltaje y corriente de salida del convertidor con el ciclo de trabajo constante, en estado estacionario se tiene un voltaje de salida promedio de 16 V y con una corriente de salida promedio de 375 mA.

En la Fig. 8 se observa que el voltaje y corriente de salida contiene un rizo, donde el rizo de voltaje es $\Delta V_0 = 0.4 V$ y el rizo de corriente $\Delta I_0 = 0.05 A$.

En la Fig. 9 La corriente en el inductor L_1 en estado estacionario es discontinua, mientras que en el inductor L_2 en estado estacionario tiene una parte continua y otra discontinua. Se diseñó de esta manera para asegurar que de manera natural la corriente de entrada siga la forma del voltaje de la red.

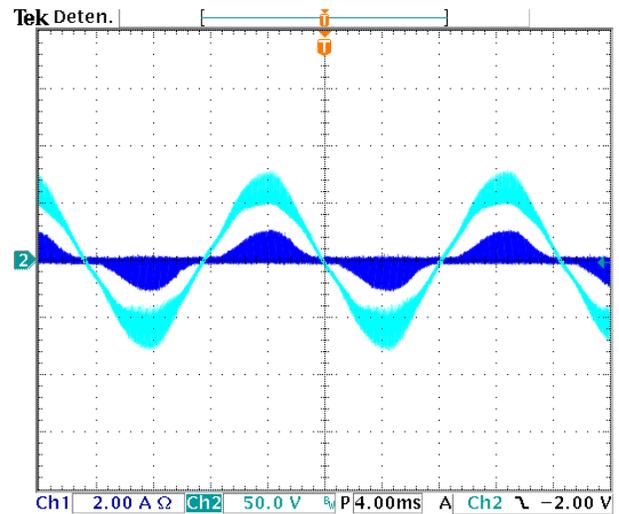


Fig. 6. Voltaje de la red y corriente de la red.

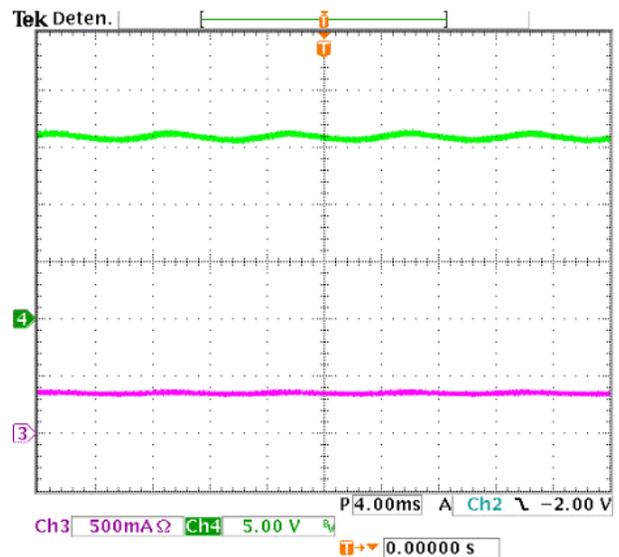


Fig. 7. De arriba abajo, voltaje de carga V_o , la corriente de salida i_o .

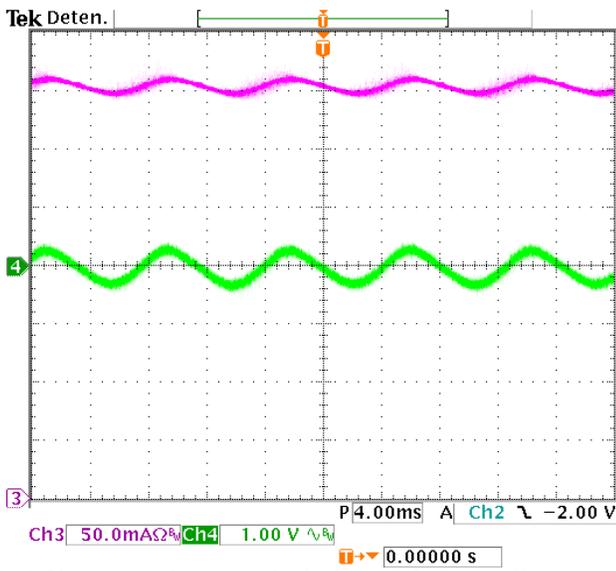


Fig. 8. Rizo de la corriente de salida I_o , rizo voltaje de carga V_o .

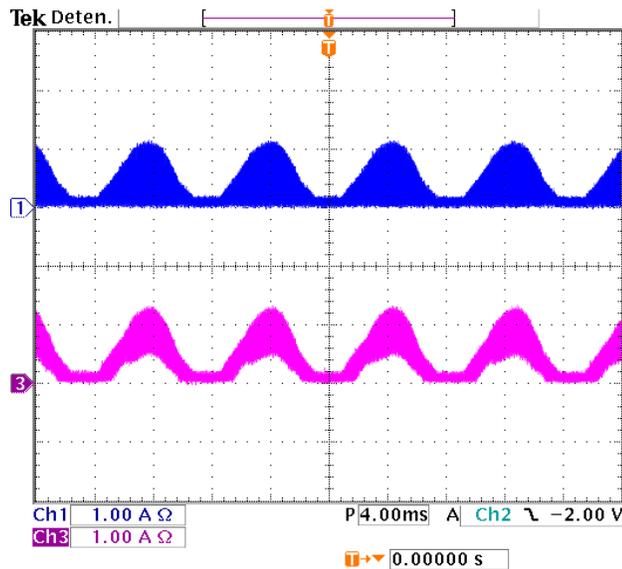


Fig. 9. Corriente en el inductor L_1 , corriente en el inductor L_2 .

IV. CONCLUSIÓN

En el presente artículo se analiza un convertidor DC-DC no aislado conocido como reductor doble. El convertidor reductor doble opera en modo de conducción discontinua. El convertidor fue probado en un prototipo experimental de diseñado para 100 W. Se puede notar que el convertidor reductor doble tiene un factor de potencia de 0.8. El diseño del convertidor consta de un filtro LC a la entrada y un filtro LC a la salida. El aumento en los componentes ayuda a aumentar la vida útil de los componentes debido a que la potencia es menor en cada componente y se distribuye. Debido al diseño de los inductores se asegura que de manera natural la corriente de entrada siga la forma del voltaje de la red.

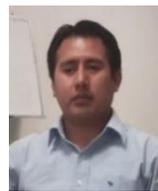
REFERENCIAS

- [1] Madrigal Martínez Manuel, (Junio 2002). Calidad de la Energía Eléctrica y análisis armónico en Sistemas Eléctricos, curso, México.
- [2] B. Singh, S. B. N., C. A., A.-H. K., P. A. y K. D. P., A review of single-phase improved power quality ac-dc converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, n° 5, p. 962–981, 2003.
- [3] Fredy Hernán Martínez Sarmiento, Diego Fernando Gómez Molano, “Active correction of the power factor in no linear charges,” Universidad Nacional de Colombia, junio 2004.
- [4] Cárdenas Galindo Víctor Manuel, (2001) Análisis de corrientes armónicas en sistemas trifásicos, Notas complementarias., Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
- [5] T. Nussbaumer, K. Raggl, and J. W. Kolar, “Design guidelines for interleaved single-phase boost pfc circuits,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2559–2573, July 2009.
- [6] Y. S. Kim, W. Y. Sung, and B. K. Lee, “Comparative performance analysis of high density and efficiency pfc topologies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2666–2679, June 2014.
- [7] J. M. Alonso, J. Vina, D. G. Vaquero, G. Martínez, and R. Osorio, “Analysis and design of the integrated double buck-boost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1689–1697, April 2012.
- [8] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, “A review of single-phase improved power quality ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, Oct 2003.
- [9] K. K. M. Siu and C. N. M. Ho, “A critical review of bridgeless pfc boost rectifiers with common-mode voltage mitigation,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016, pp. 3654–3659.
- [10] M. Mahdavi and H. Farzanehfar, “Bridgeless sepic pfc rectifier with reduced components and conduction losses,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4153–4160, Sept 2011.
- [11] K. S. B. Muhammad and D. D. C. Lu, “Zcs bridgeless boost pfc rectifier using only two active switches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2795–2806, May 2015.
- [12] Y. Jang and M. M. Jovanovic, “Bridgeless high-power-factor buck converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 602–611, Feb 2011.
- [13] Diana Cecilia Valdés Delgado (2018), Diseño, Analisis e Implemetación de un convertidor Buck Doble (tesis de licenciatura). Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, Irapuato, Gto.

BIOGRAFÍAS



Diana Cecilia Valdés Delgado, obtuvo el grado de licenciatura en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2018. Actualmente es alumna de la Maestría en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI). Dentro de sus principales temas de interés de estudio son la calidad de la energía y generación de energía eléctrica mediante energías renovables.



Cesar A. Limones Pozos, obtuvo el grado de Maestría en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2012. Actualmente se encuentra adscrito como profesor de tiempo completo al ITESI. Sus principales intereses de investigación incluyen la aplicación de leyes de control lineal en los sistemas electrónicos de potencia como inversores y convertidores DC-DC, en temas relacionados con la calidad de la energía y generación de energía eléctrica mediante energías renovables.



José Miguel Sosa Zúñiga, es profesor titular del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, ITESI. Actualmente está asociado a los programas de licenciatura y maestría en ingeniería electrónica de dicho instituto. Sus intereses de investigación se enfocan en el área de control y aplicaciones a electrónica de potencia e incluyen la teoría de control y el modelado y diseño de controladores para convertidores de electrónica de potencia entre ellos convertidores DC-DC e inversores conectados a la red eléctrica, aplicados a la conversión de la energía eléctrica de fuentes no convencionales.



Carlos Antonio Gómez Saavedra, obtuvo el grado de licenciatura en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2018. Actualmente es alumna de la Maestría en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI). Dentro de sus principales temas de interés de estudio son la calidad de la energía y energías renovables.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 25 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Inversores Trifásicos para Sistemas de Propulsión en Vehículos Eléctricos

HÉCTOR OSIEL VALDEZ CARRERA, GERARDO VÁZQUEZ GUZMÁN*, MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS Y JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato
hosielvc@gmail.com
gerardo.vazquez@itesi.edu.mx (*Autor de correspondencia)
mario.juarez@itesi.edu.mx
jmsosa@itesi.edu.mx

RESUMEN En la actualidad existe una gran preocupación por la cantidad CO₂ que se emite a la atmosfera. Es por esta razón que se han desarrollado nuevas tecnologías amigables con el medio ambiente que contribuyen a disminuir este tipo de emisiones. Uno de los mayores avances tecnológicos y que se está haciendo cada vez más popular alrededor del mundo es el diseño de vehículos eléctricos usando nuevas tecnologías. Un vehículo eléctrico utiliza un sistema de propulsión basado en el accionamiento de un motor eléctrico de corriente alterna a partir de un convertidor de potencia y un sistema de almacenamiento de energía. El convertidor de potencia tiene como función convertir la corriente directa entregada por las baterías en corriente alterna, a este tipo de convertidores se les llama comúnmente “inversores”. En este documento se presenta una revisión de las configuraciones de inversores más utilizadas para los sistemas de propulsión en los vehículos eléctricos, la descripción de las topologías de inversores trifásicos comúnmente usadas en estos sistemas y finalmente se presenta un análisis comparativo usando simulaciones numéricas y considerando el contenido armónico y la corriente de fuga como parámetros de referencia.

PALABRAS CLAVE— vehículos eléctricos, contenido armónico, corriente de modo común

I. INTRODUCCIÓN

Debido a la preocupación por el incremento en las emisiones de gases de efecto invernadero en todo el mundo, el desarrollo de vehículos con cero/baja emisión de gases por parte de las empresas fabricantes de automóviles, se ha acelerado. Estos vehículos ofrecen algunas ventajas importantes debido a que es posible usar fuentes renovables de energía eléctrica. Además, presentan una eficiencia alta y contribuyen a la reducción de la contaminación ambiental causada por los motores de combustión interna (MCI). Estos vehículos se clasifican principalmente en dos tipos diferentes: Vehículo Eléctrico Híbrido (VEH) y Vehículo Eléctrico de Baterías (VEB), los cuales se describen a continuación.

A. VEH

Un VEH es aquel que para su propulsión dispone de dos o más fuente de energía. Sin embargo, en este documento solo se describirán las configuraciones que cuentan con un MCI y

un motor eléctrico los cuales se clasifican en 3 tipos: VEH serie, VEH paralelo y VEH serie-paralelo.

1. VEH serie

En la Fig. 1 se muestra la configuración de un VEH serie la cual está formada por: un MCI, un generador o alternador, un convertidor CA-CD, el banco de baterías, el inversor y el motor eléctrico. Todo conectado uno detrás de otro tal como un circuito en serie (de ahí deriva su nombre). El principio de funcionamiento es el siguiente: el MCI normalmente se mantiene apagado, esto significa que toda la potencia del motor eléctrico depende únicamente del banco de baterías. El MCI se enciende cuando el nivel de carga de las baterías es bajo. Esto hace que el generador trabaje y, con ayuda del rectificador, se carguen las baterías nuevamente. Cuando las baterías alcanzan su nivel de carga máxima, el MCI se apaga nuevamente [1].

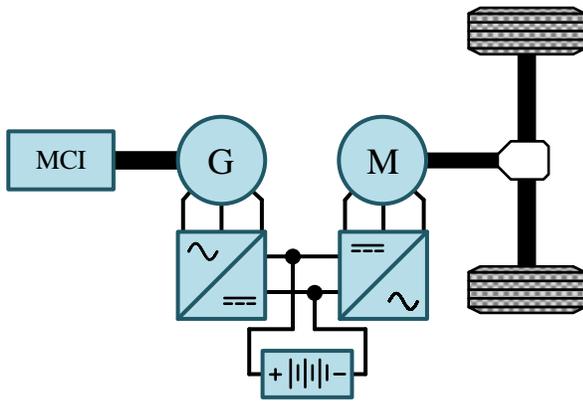


Fig. 1. Esquema general de la configuración de un VEH serie.

2. VEH paralelo.

En esta configuración existen dos vías de alimentación para el tren de transmisión. Como se puede ver en la Fig. 2 por un lado, proviene del MCI y por el otro del motor eléctrico. Una de las técnicas más utilizadas para controlar los VEH paralelo es la siguiente: el MCI está básicamente siempre encendido y opera a una potencia de salida casi constante en el punto de máxima eficiencia.

Para caminos que requieren velocidades bajas, el motor eléctrico se encenderá y ayudará al MCI a propulsar el vehículo. Por otro lado, cuando se requiera una velocidad alta el MCI será quien propulse el vehículo. En este caso el motor eléctrico funcionará como un generador y se utilizará para cargar el banco de baterías [2].

3. VEH serie-paralelo.

El VEH serie-paralelo es una combinación de las dos anteriores. Como se ve en la Fig. 3 existe un enlace mecánico entre el motor y el generador. Hay dos clasificaciones principales en las que se puede combinar el MCI y el motor eléctrico: intensiva en electricidad e intensiva en motores. La configuración VEH serie-paralela de uso intensivo de electricidad indica que el motor eléctrico es más activo que el MCI para la propulsión, mientras que, en el caso de uso intensivo del motor, el MCI es más activo. Ambas clasificaciones tienen la característica en común de encender el vehículo solo con el motor eléctrico y con el MCI apagado [3].

Para el caso del uso intensivo del motor, el MCI propulsa solo al vehículo durante la conducción normal mientras que en el uso intensivo en electricidad el MCI junto con el motor eléctrico realizan la propulsión. Durante el frenado, el motor es usado como generador para cargar las baterías, lo que comúnmente se conoce como frenado regenerativo.

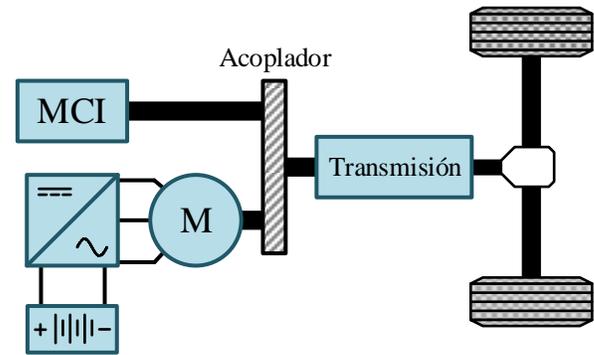


Fig. 2. Esquema general de la configuración de un VEH paralelo.

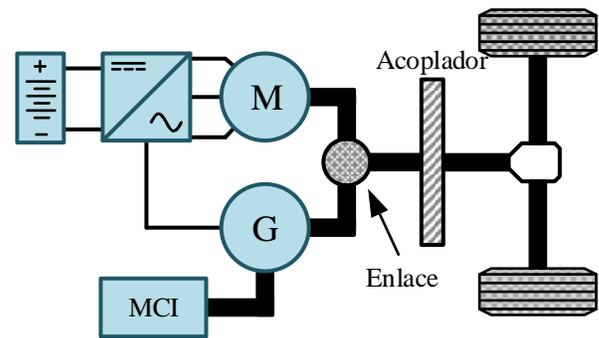


Fig. 3. Esquema general de la configuración de un VEH serie-paralelo.

B. VEB

Esta configuración reemplaza completamente el MCI y algunos sistemas de transmisión por un sistema completamente eléctrico. En la Fig. 4 se puede ver la configuración de un VEB la cual es similar a la estructura de un VEH serie. La diferencia es que un VEB no cuenta con MCI, generador y rectificador [4]. También es posible colocar más de un motor para dividir el par. Pero en este caso, cada motor necesita un convertidor por separado con control de velocidad y par. Tienen la desventaja de que sus baterías se descargan más rápido que los VEH además que requiere de una estación de carga por esta razón es que también se les conoce como vehículos eléctricos enchufables (VEE) [5]. En la siguiente sección se presenta un análisis comparativo de las topologías de inversores más comunes utilizadas en el sistema de propulsión de este tipo de vehículos.

Los inversores o convertidores de CD-CA son configuraciones de la electrónica de potencia que permiten obtener en su salida un voltaje sinusoidal siendo alimentados por una fuente de alimentación de CD. El proceso de conversión de voltaje se logra mediante la implementación de técnicas de modulación. Según las características de estas técnicas, las propiedades de eficiencia, contenido armónico, pérdidas en los dispositivos semiconductores, entre otras, cambian [6].

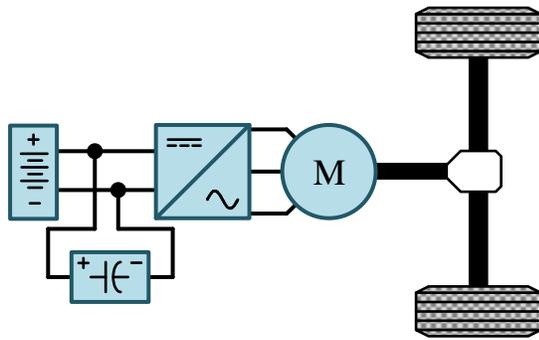


Fig. 4. Esquema general de la configuración de un VEB.

II. DESARROLLO

El inversor en puente trifásico convencional es un de las configuraciones base para el estudio de los inversores. Esta topología cuenta con tres ramas de conmutación. Cada una con dos elementos semiconductores. Cada rama sirve para obtener los voltajes de cada una de las fases respecto a un punto común. Los tres voltajes se encuentran desfasados 120° una respecto del otro [7].

Algunos inversores multinivel tienen la característica de dividir en dos el voltaje de alimentación por medio de dos capacitores de enlace creando así un punto común entre ellos. Esto facilita la construcción del voltaje de salida con 3 niveles para sistemas de media potencia. Sin embargo, esto tiene un problema potencial de desbalance en los voltajes de los capacitores de enlace. Cualquier corriente que fluya a través del punto común causaría la carga de un capacitor y la descarga de otro. En otras palabras, la tensión del punto común se desviaría del valor cero dependiendo de la dirección y el valor de la corriente del punto común. A este fenómeno se le llama voltaje de modo común (VMC). La presencia de un VMC implica que el sistema debe tener alguna impedancia de modo común (esta impedancia es principalmente de naturaleza capacitiva) que provocaría una corriente de modo común (CMC) [8]. Existen diferentes topologías que, dependiendo del tipo de modulación que se use, puede resolver o minimizar el problema del VMC y de la CMC. En este trabajo se describirán cuatro topologías convencionales como son: NPC, ANPC, multinivel en cascada y DCM-232.

A. INVERSOR NPC (NEUTRAL POINT CLAMPED)

En la Fig. 5 se muestra la estructura general de un inversor trifásico NPC de 3 niveles. Cada rama del inversor consiste en 4 interruptores activos S_1, S_2, S_3 y S_4 y dos diodos conectados al punto común entre los capacitores de enlace.

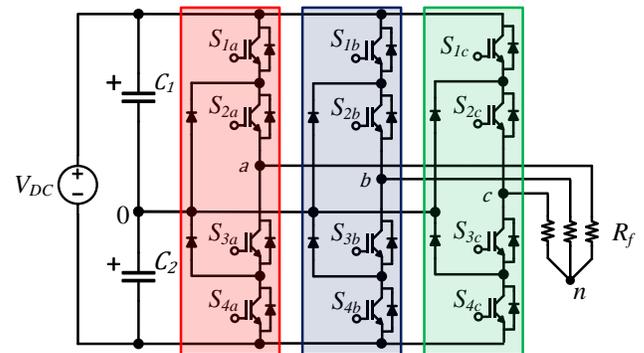


Fig. 5. Inversor trifásico NPC de tres niveles.

Adicionalmente, cada interruptor activo tiene conectado en antiparalelo un diodo como protección. Debido a que el voltaje de alimentación del inversor V_{DC} se divide en dos por los capacitores, el voltaje máximo que se puede obtener a la salida es de $V_{DC}/2$. Cada rama solo puede obtener tres estados de operación. Al encender S_1 y S_2 el voltaje a la salida será $+V_{DC}/2$. Si se encienden S_2 y S_3 el voltaje a la salida será 0 y, por último, al encender S_3 y S_4 el voltaje en la salida será $-V_{DC}/2$ [9]. Este tipo de inversor, comparado con un inversor trifásico convencional de tres ramas, mejora la distorsión armónica de la señal de salida y además permite reducir el nivel de voltaje que deben soportar los semiconductores entre colector y emisor.

B. INVERSOR ANPC (ACTIVE NEUTRAL POINT CLAMPED)

En la Fig. 6 se muestra la estructura general de un inversor trifásico ANPC de tres niveles. Cada una de las ramas del inversor está formada por 6 interruptores activos S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 y S_6 . La diferencia con el inversor trifásico NPC es que los diodos que sujetan al punto común son reemplazados por los interruptores S_5 y S_6 . De igual manera cada uno de los interruptores tiene un diodo en antiparalelo para permitir que la corriente fluya de manera bidireccional. El inversor ANPC tiene los mismos niveles de voltaje a la salida que el NPC. Sin embargo, esta topología introduce una mayor cantidad de estados posibles de conmutación. Esto significa que hay más de un estado de conmutación para obtener un determinado nivel de voltaje. Si se asume que los interruptores son controlados como pares complementarios: S_1 y S_2, S_3 y S_4, S_5 y S_6 . Se puede obtener a la salida $+V_{DC}/2$ al activar S_1, S_4 y S_5 o S_1, S_3 y S_5 ; para obtener 0 en la salida se activan S_2, S_4 y S_5, S_2, S_3 y S_5, S_1, S_3 y S_6 o S_2, S_3 y S_6 ; y para obtener $-V_{DC}/2$ se activan S_1, S_4 y S_6 o S_2, S_4 y S_6 [10].

Adicionalmente, este inversor permite que en caso de tener una carga predominantemente inductiva la corriente no se distorsione mediante el uso de los dos interruptores que

sustituyen a los diodos que originalmente se usaban en el convertidor NPC.

C. INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA

El inversor trifásico multinivel en cascada que se muestra en la Fig. 7 tiene tres ramas y cada una de ellas está formado por dos inversores monofásicos dando un total de 8 interruptores activos por rama. Cada uno con un diodo conectado en antiparalelo. Este inversor tiene a la salida un valor máximo a dos veces el voltaje de la alimentación del inversor. Los interruptores S_1 , S_4 , S_5 y S_8 se activan al mismo tiempo dando en el voltaje de salida $+2V_{DC}$; para obtener 0 volts a la salida pueden encenderse S_1 , S_3 , S_5 y S_7 o S_2 , S_4 , S_6 y S_8 ; al activar S_2 , S_3 , S_6 y S_8 puede obtenerse un voltaje de $-V_{DC}$; y, por último, al encender S_2 , S_3 , S_6 y S_7 se obtiene un voltaje en la salida de $-2V_{DC}$ [11].

D. INVERSOR DCM-232

En la Fig. 8 se muestra el circuito de un inversor trifásico DCM-232 de tres niveles. Este inversor está basado en el funcionamiento de un inversor monofásico H5 [12]. Perteneciente a la familia de inversores llamado DCM-xyz donde: x es el número de fuentes de alimentación de DC, y es el número de fases de AC, y z es el número de niveles de voltaje usados en el proceso de conversión. Por un lado, está formado por un inversor trifásico convencional y por el otro, utiliza dos interruptores por cada fuente de alimentación para desacoplarlas del resto del sistema [13]. Tradicionalmente este inversor, se modula con una técnica llamada Modulación de Vector Espacial (SVM, por sus siglas en inglés) con la cual se consigue manipular adecuadamente los estados de operación del inversor para conseguir reducir la corriente de modo común. Este último parámetro es muy importante en el control de velocidad de motores de inducción comúnmente utilizados en vehículos eléctricos ya que puede reducir considerablemente su vida útil [14].

III. EVALUACIÓN NUMÉRICA Y RESULTADOS

En esta sección se muestra una simulación de cada uno de los inversores descritos anteriormente. En la Tabla I se muestra los parámetros de simulación para todas las topologías.

En la Fig. 9 se muestran el voltaje de línea V_{an} , el voltaje entre líneas V_{ab} , las corrientes de línea I_a , I_b e I_c y la corriente de modo común I_{mc} que se presenta entre el punto neutro de la carga y la terminal negativa de la fuente de alimentación en el inversor trifásico NPC. Se puede observar cómo V_{an} alcanza un valor máximo de $+300$ V y un valor mínimo de -300 V. Los otros voltajes de línea V_{bn} y V_{cn} presentan las mismas caracterís-

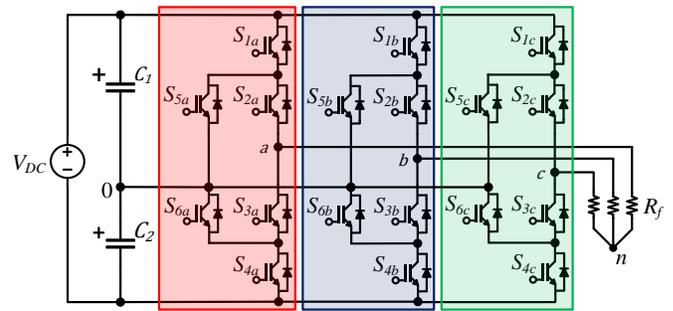


Fig. 6. Inversor trifásico NPC de tres niveles.

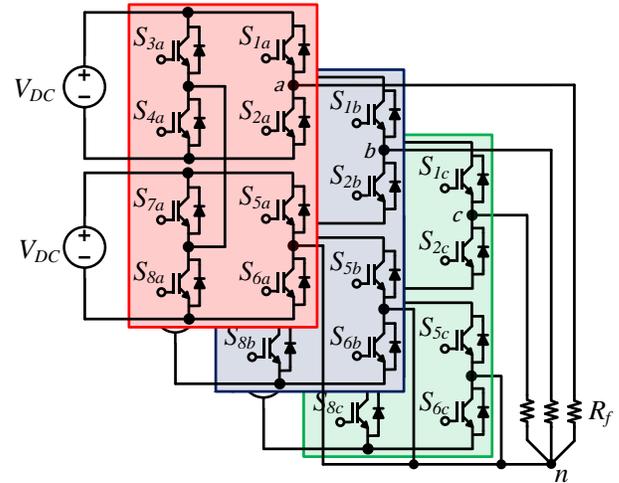


Fig. 7. Inversor trifásico multinivel en cascada de 5 niveles.

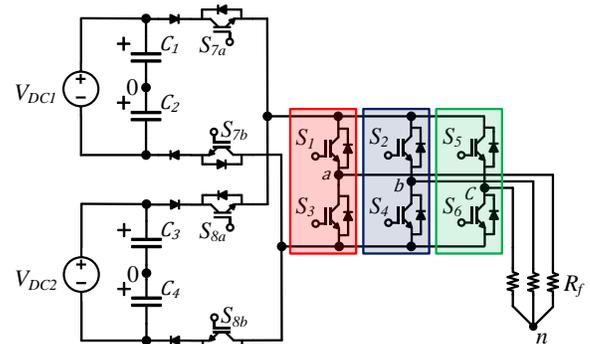


Fig. 8. Inversor trifásico DCM-232 de 3 niveles.

TABLA I. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.

Parámetro	Valor
V_{DC}	600 V
C	1000 μ f
R	10 Ω
L	2 mH
f_r	60 Hz
f_p	10 kHz

ticas que V_{an} solo que se presenta un desfase de 120° una respecto de la otra. El voltaje V_{ab} presenta 5 niveles logrando un valor máximo de ± 600 V. De la misma manera que los voltajes de línea, V_{bc} y V_{ca} tiene un desfase de 120° uno respecto del otro. Las corrientes I_a , I_b e I_c presentan una forma de onda casi sinusoidal alcanzando un valor de ± 25 A y con rizo provocado por f_p . La I_{mc} tiene un valor de 0 A.

En la Fig. 10 se muestra el THD de corriente del inversor trifásico NPC de tres niveles. Todo el contenido armónico se presenta a partir de la frecuencia de conmutación f_s . Los armónicos con mayor presencia son el 3° y el 5°. Sin embargo, a partir de este último el contenido llega a atenuarse casi por completo.

En la Fig. 11 se muestran el voltaje de línea V_{an} , el voltaje entre línea V_{ab} , las corrientes de línea I_a , I_b e I_c y la corriente de modo común I_{mc} del inversor trifásico ANPC. Al igual que en el inversor NPC el voltaje máximo de V_{an} es de ± 300 V y de igual manera los otros voltajes de línea se encuentran desfasados 120° .

El voltaje V_{ab} presenta también 5 niveles con una amplitud máxima de ± 600 V. Las corrientes de línea I_a , I_b e I_c alcanzan un valor de ± 25 A con un rizo debido a la frecuencia de conmutación del inversor. La corriente I_{mc} también tiene un valor de aproximadamente 0 A. En la Fig. 12 se muestra el THD de I_a . Si se compara con la Fig. 10 el contenido armónico es el mismo.

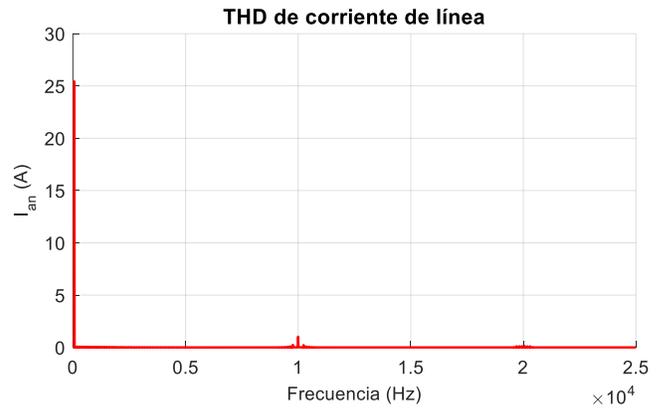


Fig. 10. THD de la corriente de línea del inversor trifásico NPC.

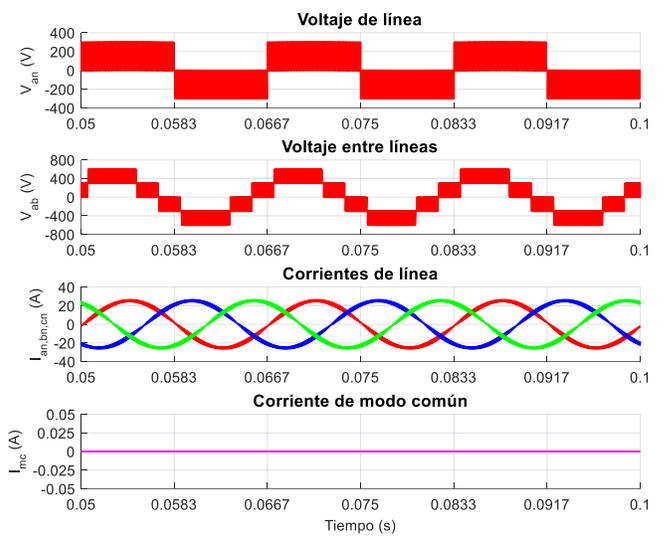


Fig. 11. Voltajes de línea, voltaje entre líneas, corrientes de línea y corriente de modo común del inversor trifásico ANPC.

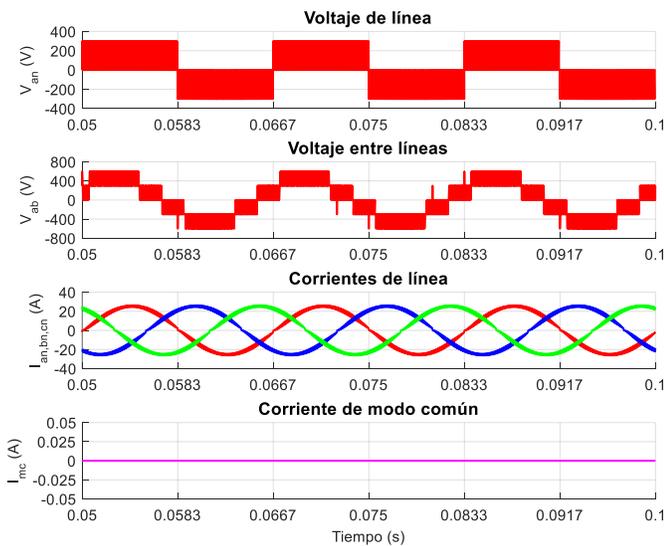


Fig. 9. Voltajes de línea, voltaje entre líneas, corrientes de línea y corriente de modo común del inversor trifásico NPC.

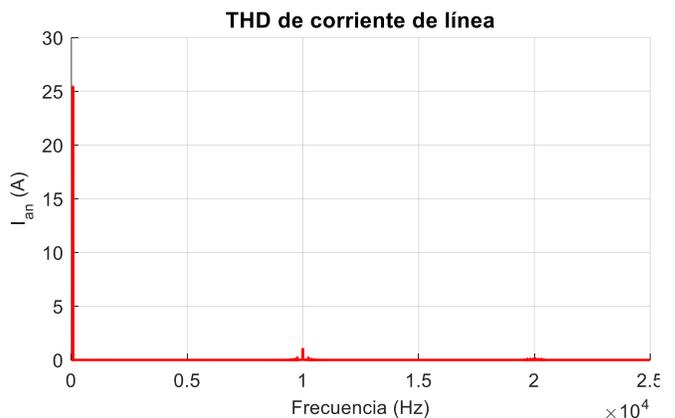


Fig. 12. THD de la corriente de línea del inversor trifásico ANPC.

En la Fig.13 se muestran el voltaje de línea V_{an} , el voltaje entre línea V_{ab} , las corrientes de línea I_a , I_b e I_c y la corriente de modo común I_{mc} del inversor trifásico multinivel en cascada de 5 niveles. En esta topología el voltaje máximo que logra

alcanzar V_{an} es de ± 1.2 kV que equivale al doble del bus de alimentación. Por otro lado, el voltaje máximo que alcanza V_{ab} es ± 2.4 kV con 7 niveles. Las corrientes I_a , I_b e I_c tiene un valor de ± 100 A desfasadas 120° una con respecto de la otra. La I_{mc} tiene una variación en su valor entre ± 30 A y presenta un rizo provocado por f_p . En la Fig. 14 se muestra el THD de I_a en el inversor trifásico multinivel en cascada de 5 niveles. Como se puede observar, el contenido armónico en I_a está presente a partir de la frecuencia de la portadora y con amplitud casi igual a 0.

En cuanto en el inversor trifásico DCM-232, en la Fig. 15 se observa que V_{an} tiene un voltaje de ± 400 V. En el voltaje V_{ab} existen tres niveles de voltaje alcanzando un valor máximo de ± 600 V. La corriente de línea tiene un valor máximo aproximado a ± 30 A. La I_{mc} llega a presentar sobre tiros con valor cercano a $+10$ mA y -20 mA lo que podría considerarse despreciable. En la Fig. 16 se muestra el THD de I_{an} , de igual manera que en las otras topologías, el contenido armónico es bajo y está presente a partir de la frecuencia de conmutación f_p .

En la Tabla II se muestra una comparativa entre el THD de la corriente de línea de cada inversor y la corriente de modo común que presentan las cuatro topologías.

En la Tabla II puede observarse como las cuatro topologías de inversores presentan un THD de corriente relativamente bajo. Esto quiere decir que si se busca la reducción del contenido armónico en un sistema cualquiera de las topologías antes descritas cumplen ese objetivo. Sin embargo, en cuanto a la corriente de modo común, el inversor en cascada presenta una desventaja contra los inversores NPC, ANPC y DCM-232 debido a que estos presentan una corriente de modo común baja.

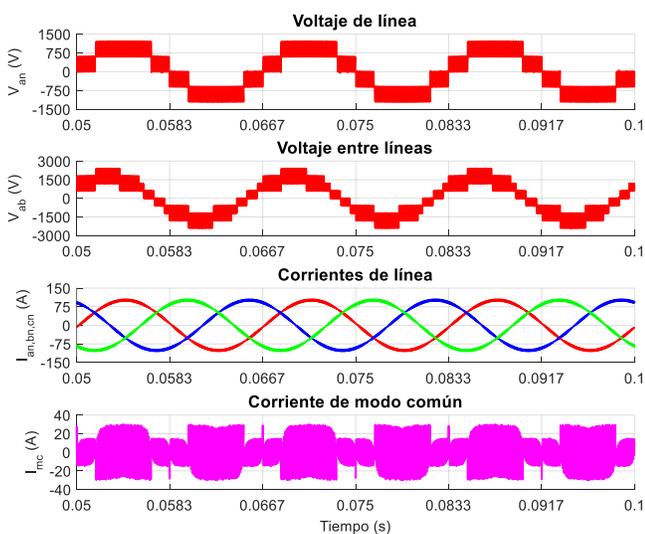


Fig. 13. Voltajes de línea, voltaje entre líneas, corrientes de línea y corriente de modo común del inversor trifásico multinivel de 5 niveles.

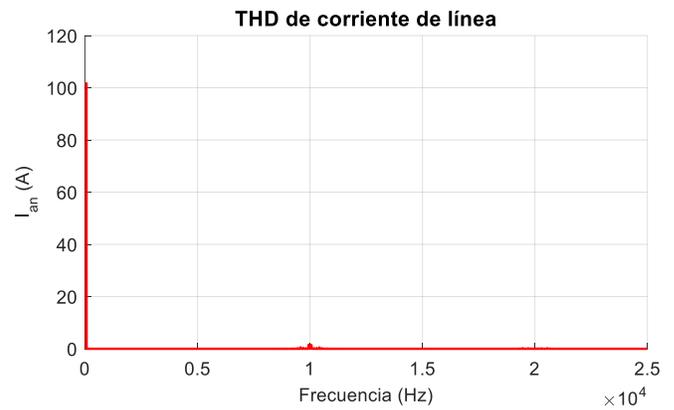


Fig. 14. THD de la corriente de línea del inversor trifásico multinivel en cascada de 5 niveles.

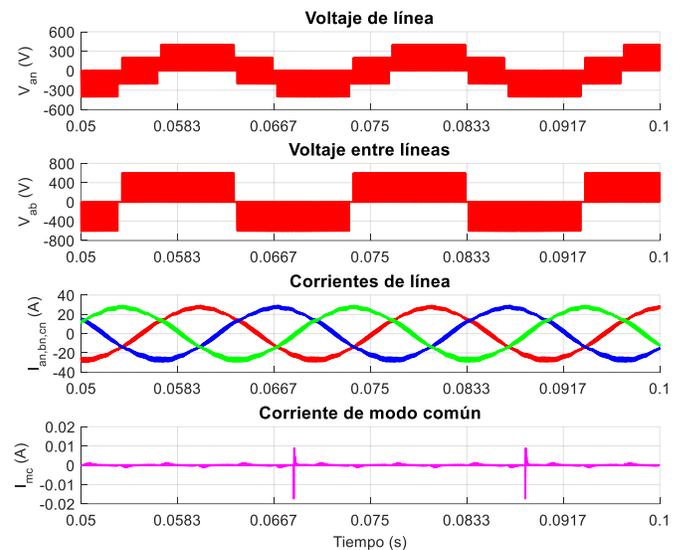


Fig. 15. Voltajes de línea, voltaje entre líneas, corrientes de línea y corriente de modo común del inversor trifásico DCM-232.

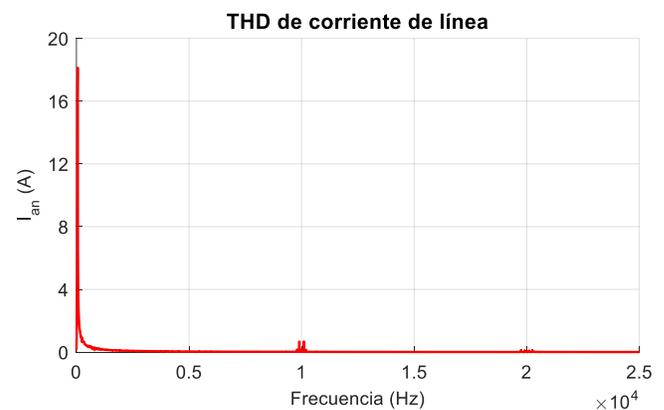


Fig. 16. THD de la corriente de línea del inversor trifásico DCM-232.

TABLA II. COMPARATIVA ENTRE EL THD DE LA CORRIENTE DE LÍNEA Y LA CORRIENTE DE MODO COMÚN.

Topología	THD	I_{mc} (rms)
NPC	0.046%	≈ 0
ANPC	0.045%	≈ 0
Cascada	0.024%	8.08 A
DCM-232	0.019%	≈ 0

IV. CONCLUSIONES

El trabajo anterior presenta un análisis orientado al THD y la CMC de algunos convertidores utilizados en los vehículos eléctricos. Al comparar las cuatro topologías se puede destacar que los inversores que fijan a un punto común (NPC y ANPC) junto con el inversor DCM-232, presentan mayores ventajas en cuanto THD y CMC, debido a que los valores de estos dos parámetros en estas tres topologías son de valor cercano a 0. En el inversor trifásico multinivel en cascada, a pesar de contar con un nivel de THD bajo, la corriente de modo común tiene un valor considerable por lo que podría no ser una buena opción para esta aplicación. Sin embargo, es posible disminuir este problema con una técnica de modulación adecuada.

REFERENCIAS

- [1] W. C. (2009). Review on the configurations of hybrid electric vehicles. 2009 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA) - Electric Vehicles and Green Energy, 20-22 May 2009, 4 pp.
- [2] Lulhe, A. M., & Date, T. N. (2016). A technology review paper for drives used in electrical vehicle (EV) & hybrid electrical vehicles (HEV). *2015 International Conference on Control Instrumentation Communication and Computational Technologies, ICCICCT 2015*, 632–636. <https://doi.org/10.1109/ICCICCT.2015.7475355>
- [3] C. C. Lin, H. Peng, J. W. Grizzle, and J. M. Kang, “Power management strategy for a parallel hybrid electric truck,” *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 11, no. 6, pp. 839–849, Nov. 2003
- [4] Chan, A. (1997). An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles - Industrial Electronics, *IEEE Transactions on*. 44(1), 3–13.
- [5] Emadi, A., Williamson, S. S., & Khaligh, A. (2006). Power Electronics Intensive Solutions for Advanced Vehicular Power Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3), 567–577. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.872378>
- [6] J. Posada Contreras, “Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación”, *El hombre y la máquina*, No. 25, Diciembre 2005
- [7] I. Hernández Ávila, “Estudio y validación experimental de un convertidor CD-CA trifásico para aplicaciones de sistemas FV conectados a la red”, M.S. thesis, ITESI, Irapuato, Gto, México, 2018.
- [8] Modulation of three-level inverter with common-mode voltage elimination and dc-link balancing. (2009).
- [9] Choudhury, A., Pillay, P., & Williamson, S. S. (2016). A performance comparison study of continuous and discontinuous hybrid-PWM control for a 3-level neutral point clamped (NPC) traction inverter drive. *Proceedings - 2015 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2015*, 828–833. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2015.7409156>
- [10] Attaianese, C., Di Monaco, M., & Tomasso, G. (2010). Three-Phase Three-Level active NPC converters for high power systems. *SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 204–209. <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2010.5542195>
- [11] Conference, I., & Technologies, C. (2016). Comparison of Harmonics and THD Suppression with Three and 5 Level Multilevel Inverter-Cascaded H-bridge. 3–8.
- [12] Rodríguez, P., Muñoz-Aguilar, R. S., Vázquez, G., Candela, I., Aldabas, E., & Etxeberria-Otadui, I. (2011). DCM-232 converter: A PV transformerless three-phase inverter. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 3876–3881. <https://doi.org/10.1109/IECON.2011.611994>
- [13] Kafle, Y. R., & Town, G. E. (2017). Performance Comparison of Single-phase Transformerless PV Inverter Systems. 3589–3593.
- [14] Zhou, K., & Wang, D. (2002). Relationship Between Space-Vector Modulation. 49(1), 186–196.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 3 Diciembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Análisis de eficiencia y THD de un inversor multinivel asimétrico de 9 niveles para sistemas de Energías Renovables

CHRISTOPHER JESÚS RODRÍGUEZ CORTÉS, CESAR AUGUSTO LIMONES POZOS*, JOSÉ MIGUEL SOSA ZUÑIGA

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato
christopherrodriguezortes@gmail.com
cesar.limones@itesi.edu.mx (*Autor de correspondencia)
jmsosa@itesi.edu.mx

RESUMEN En el presente trabajo se muestra el análisis de los parámetros de eficiencia y la distorsión armónica total un inversor multinivel asimétrico híbrido compuesto con la conexión en cascada de un inversor tipo T y un inversor puente H. Los inversores tienen una relación de voltaje asimétrico de 1:1.5. Se propone una modulación basada en la técnica modulación por ancho de pulso sinusoidal para obtener en la salida del inversor multinivel híbrido en cascada de 9 niveles. El aumento de niveles reduce el contenido armónico, incrementa la eficiencia y reduce el filtro de acoplamiento. El inversor puede ser usado para inyección de potencia activa a la red mediante fuentes de energías renovables. Se muestran resultados numéricos comparando con una topología de un inversor puente H en cascada de relación 1:2.

PALABRAS CLAVE— Energías renovables, eficiencia, THD, multinivel híbrido.

I. INTRODUCCIÓN

Los inversores multinivel producen una forma de onda de salida escalonada parecida a una sinusoidal y presentan mejoras con respecto a los inversores de 2 o 3 niveles. Entre ellas están una distorsión armónica baja, filtros de salida más pequeños, menor estrés eléctrico entre sus componentes y también permite trabajar con frecuencias más bajas, esto último permite aumentar la eficiencia del sistema [1].

Los inversores multinivel aumentan el número de niveles de voltaje en la forma de voltaje escalonado a la salida. Los inversores multinivel se pueden clasificar en inversores modulares [2], inversores conectados en paralelo [3], inversores conectados en cascada [3]-[5], o inversores híbridos cuando se conectan más de dos topologías diferentes como se muestra en [6]-[11].

Los inversores modulares son otra alternativa para aumentar el número de niveles en el voltaje de salida, sin embargo, este tipo de inversor es difícil de controlar para

aplicaciones de generación de energías no convencionales [2]. Los inversores conectados en paralelo consisten en dos inversores que comparten el mismo bus de corriente continua (Direct Current, DC) de alimentación. Este tipo de inversores pueden ser del mismo tipo como en [3], [4] o de dos tipos diferentes de inversores [12], [13].

Los inversores en cascada a su vez se pueden clasificar en inversores simétricos y asimétricos. Los inversores simétricos tienen dos o más convertidores de topologías iguales conectados con fuentes separadas, donde el valor de cada fuente tiene el mismo valor de voltaje. Entre más inversores en cascada son conectados, mayor es el número de niveles que se puede obtener. Sin embargo, la principal desventaja es que al incrementar el número de interruptores la eficiencia disminuye debido a que las principales pérdidas de potencia son causadas por el encendido y apagado de los interruptores. En [11] se presenta un inversor multinivel híbrido, con la conexión en cascada de un inversor Tipo-T (TT) y un inversor puente H (HB, H-Bridge), donde se propone un esquema de modulación para generar 7 niveles, suponiendo que las fuentes de

alimentación son simétricas. Por otro lado, los inversores en cascada asimétricos tienen la ventaja de usar fuentes de alimentación de distintos valores, normalmente en relaciones de 1:2 o 1:3, de esta manera, el número de interruptores es el mismo, pero aumenta el número de los niveles de voltaje.

En los últimos años se han surgido aplicaciones para las energías renovables (ER), para la generación de energía eléctrica como en la energía eólica en [3] y en la energía fotovoltaica [3]-[6], [13].

En este artículo se presenta un inversor multinivel asimétrico formador por un inversor Tipo-T de 3 niveles (3 Level T-Type, 3L-TT) y un inversor puente H de 3 niveles (3 Level H-Bridge, 3L-HB). A este inversor se le ha denominado inversor 9L-TT-HB (9 Level, T-Type, H-Bridge). En la Sección II se describe el funcionamiento del inversor multinivel asimétrico y se propone una modulación basada en la modulación por ancho de pulso sinusoidal (Sine Pulse Width Modulation, SPWM) para que el inversor tenga a la salida 9 niveles de voltaje. En la Sección III se muestran resultados numéricos de los voltajes de salida de los inversores multinivel considerados, y además se realiza un análisis de la distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion, THD). Se lleva a cabo una comparación de ambos inversores, fijando las mismas características de frecuencia y carga. En la Sección IV, se muestran resultados numéricos de los análisis de eficiencia de los inversores multinivel asimétricos. Finalmente, en la Sección V se describen las conclusiones del artículo.

II. DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR 9L-TT-HB

En la Fig. 1 se muestra el inversor propuesto de 9 niveles conectando en cascada el inversor 3L-TT en la parte superior y el inversor 3L-HB en la parte inferior. El inversor propuesto es llamado 9-Level T-Type-H-Bridge o 9L-TT-HB. El valor de V_{CD} , en Fig. 1 y Fig. 2, es el voltaje de alimentación del bus de potencia de DC para uno de los inversores en cascada, mientras que V_{C1} , V_{C2} y V_{C3} son los voltajes de los capacitores C_1 , C_2 y C_3 del bus de alimentación. L es el inductor de acoplamiento entre el inversor multinivel y la red eléctrica v_{red} , i es la corriente de salida del inversor multinivel. Además, se define el voltaje de salida para el inversor superior de 3 niveles como v_{xy} y para el inversor inferior v_{yz} , la suma de ambas salidas da como resultado la salida del inversor multinivel y se define como v_{xz} . El inversor 9L-TT-HB tiene voltajes asimétricos para disminuir el THD del voltaje de salida en relación 1:1.5 en los voltajes de alimentación V_{CD} . Además se puede notar que el voltaje del inversor superior es menor que el voltaje del inversor inferior. En la Fig. 2 se muestra el inversor de 7 niveles puente H en cascada (7 Level Cascaded H-Bridge o 7L-CHB) para comparar el inversor propuesto.

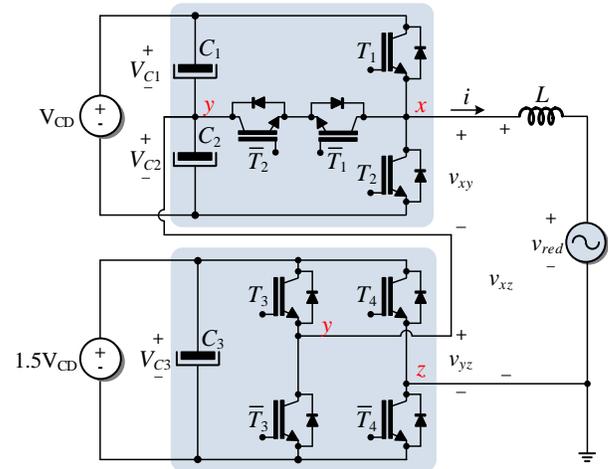


Fig. 1. Inversor híbrido 9L-TT-HB con voltajes asimétricos.

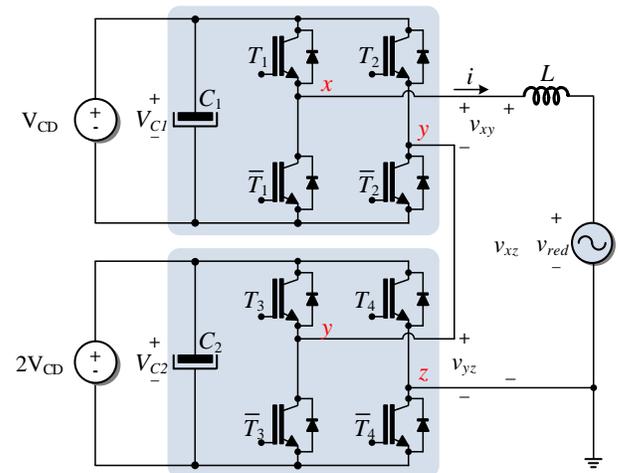


Fig. 2. Inversor 7L-CHB con voltajes asimétricos.

A. Análisis de estados del inversor 9L-TT-HB.

El análisis de los estados y de los niveles del inversor 9L-TT-HB se muestra en las Tablas I, II y III. En la Tabla I se muestran los estados de los interruptores T_1 , \bar{T}_1 , T_2 y \bar{T}_2 para el inversor superior 3L-TT. En el Estado 1, se genera el voltaje $v_{xy} = +0.5 V_{CD}$ cuando se activan los interruptores T_1 y \bar{T}_2 , mientras que \bar{T}_1 y T_2 están desactivados, como se muestra en la Fig. 3.

TABLA I. ESTADOS PARA EL INVERSOR 3L-TT.

Estado	T_1	\bar{T}_1	T_2	\bar{T}_2	v_{xy}
1	1	0	0	1	$+0.5 V_{CD}$
2	0	1	0	1	0 V
3	0	1	1	0	$-0.5 V_{CD}$

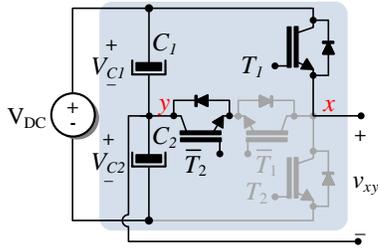


Fig. 3. Estado 1, inversor 3L-TT.

En el Estado 2, se genera el voltaje $v_{xy} = 0V$ cuando se activan los interruptores \bar{T}_1 y \bar{T}_2 , mientras que T_1 y T_2 están desactivados, como se muestra en la Fig. 4.

Finalmente, en el Estado 3, se genera el voltaje $v_{xy} = -0.5 V_{CD}$ cuando se activan los interruptores \bar{T}_1 y T_2 , mientras que T_1 y \bar{T}_2 están desactivados, como se muestra en la Fig. 5.

En la Tabla II se muestra los estados de los interruptores T_3 , \bar{T}_3 , T_4 y \bar{T}_4 para el inversor inferior 3L-HB. En el Estado 4, se genera el voltaje $v_{yz} = +V_{CD}$ cuando se activan los interruptores T_3 y \bar{T}_4 , mientras que \bar{T}_3 y T_4 están desactivados, como se muestra en la Fig. 6.

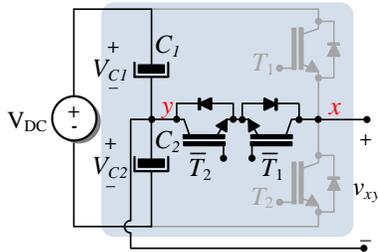


Fig. 4. Estado 2, inversor 3L-TT.

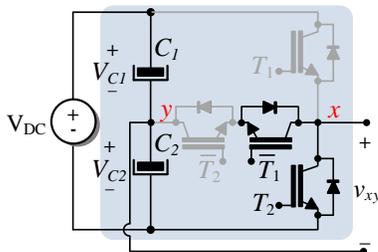


Fig. 5. Estado 3, inversor 3L-TT.

TABLA II. ESTADOS PARA EL INVERSOR 3L-HB.

Estado	T_3	\bar{T}_3	T_4	\bar{T}_4	v_{yz}
4	1	0	0	1	$+V_{CD}$
5	1	0	1	0	0V
6	0	1	1	0	$-V_{CD}$

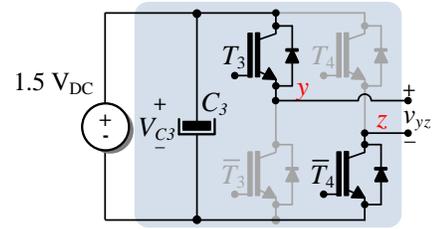


Fig. 6. Estado 4, inversor 3L-HB.

En el Estado 5, se genera el voltaje $v_{yz} = +0V$ cuando se activan los interruptores T_3 y T_4 , mientras que \bar{T}_3 y \bar{T}_4 están desactivados, como se muestra en la Fig. 7.

Finalmente, en el Estado 6, se genera el voltaje $v_{yz} = -V_{CD}$ cuando se activan los interruptores \bar{T}_3 y T_4 , mientras que T_3 y \bar{T}_4 están desactivados, como se muestra en la Fig. 8.

En la Tabla III se muestran los voltajes obtenidos cuando se conectan los inversores en cascada. Se observa que la suma de los voltajes individuales en la salida de los inversores 3L-TT y 3L-HB generan 9 niveles de voltaje v_{xz} entre los nodos x y z .

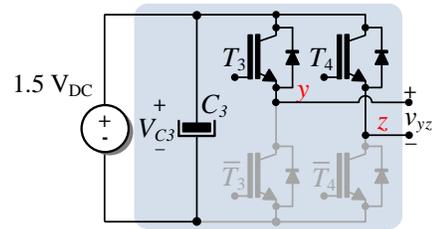


Fig. 7. Estado 5, inversor 3L-HB.

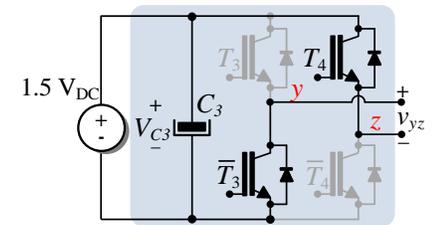


Fig. 8. Estado 6, inversor 3L-HB.

TABLA III. NIVELES DE VOLTAJE DE SALIDA PARA EL 9L-TT-HB.

Nivel	v_{xy}	v_{yz}	v_{xz}
1	0	0	0V
2	$+0.5 V_{CD}$	0	$+0.5 V_{CD}$
3	$-0.5 V_{CD}$	$+1.5 V_{CD}$	$+V_{CD}$
4	0	$+1.5 V_{CD}$	$+1.5 V_{CD}$
5	$+0.5 V_{CD}$	$+1.5 V_{CD}$	$+2 V_{CD}$
6	$-0.5 V_{CD}$	0	$-0.5 V_{CD}$
7	$+0.5 V_{CD}$	$-1.5 V_{CD}$	$-V_{CD}$
8	0	$-1.5 V_{CD}$	$-1.5 V_{CD}$
9	$-0.5 V_{CD}$	$-1.5 V_{CD}$	$-2 V_{CD}$

B. Esquema de modulación SPWM

En la Fig. 9 se muestra el esquema de modulación propuesto para generar los 9 niveles en el inversor 9L-TT-HB. La estrategia de modulación utilizada está basada en la comparación de señales portadoras (señal triangular) desplazadas en nivel con una señal de referencia (señal sinusoidal). A esta técnica se le conoce convencionalmente como modulación por ancho de pulso sinusoidal de nivel desplazado (Level Shifted- Sinusoidal Pulse Width Modulation, LS-SPWM).

Además, para generar los disparos de los semiconductores se necesita una compuerta lógica XOR. Por ejemplo, para activar y desactivar el transistor T_1 y \bar{T}_1 , se coloca una compuerta XOR con las salidas de los comparadores m_1, m_3, m_4, m_6 y m_7 . Para activar y desactivar el transistor T_2 y \bar{T}_2 , se coloca una compuerta XOR con las salidas de los comparadores m_2, m_3, m_5, m_6 y m_8 . Para obtener las secuencias de conmutación para el semiconductor T_3 y \bar{T}_3 es por medio de la comparación m_3 . Finalmente, para las secuencias de conmutación para el semiconductor T_4 y \bar{T}_4 es por medio de la comparación m_6 . Cabe mencionar que se utilizó un esquema de modulación similar para controlar el inversor multinivel 7L-CHB. Donde se usan solamente 6 portadoras desplazadas horizontalmente.

En la Fig. 10 se muestran las secuencias de conmutación para los semiconductores T_1, T_2, T_3 y T_4 , que se obtuvieron de la modulación propuesta en mostrada en la Fig. 3. Se nota que las secuencias de conmutación para el interruptor T_1 conmutan a alta frecuencia en el semiciclo positivo de la señal de referencia, mientras que en el semiciclo negativo conmuta a baja frecuencia. También, se nota que los interruptores T_2 y T_4 , conmutan a una frecuencia menor y en el semiciclo negativo, mientras que semiciclo positivo están apagados. El interruptor T_3 conmuta en el semiciclo positivo mientras que el semiciclo negativo está apagado.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Los parámetros de simulación se muestran en la Tabla IV, donde el voltaje de salida del inversor v_{xz} se fijó a 300 V, también se hizo una comparación con el inversor 7L-CHB fijando el voltaje de salida a 300 V, pero con relación 1:2 para generar los diferentes niveles de voltaje.

En la Fig. 11, de arriba a abajo, se muestra la forma de onda del voltaje de salida v_{xy} del inversor 3L-TT y el voltaje de salida v_{yz} del inversor 3L-HB. Se nota que los dos inversores generan tres niveles de voltaje. Se observa también, que la salida de voltaje máximo es $V_{m\acute{a}x} = 75 V$ en el inversor

superior, mientras que la salida de voltaje máximo es de $V_{m\acute{a}x} = 225 V$ en el inversor inferior. Además, se puede notar que el inversor superior conmuta a frecuencia alta, y el inversor inferior conmuta a frecuencia baja.

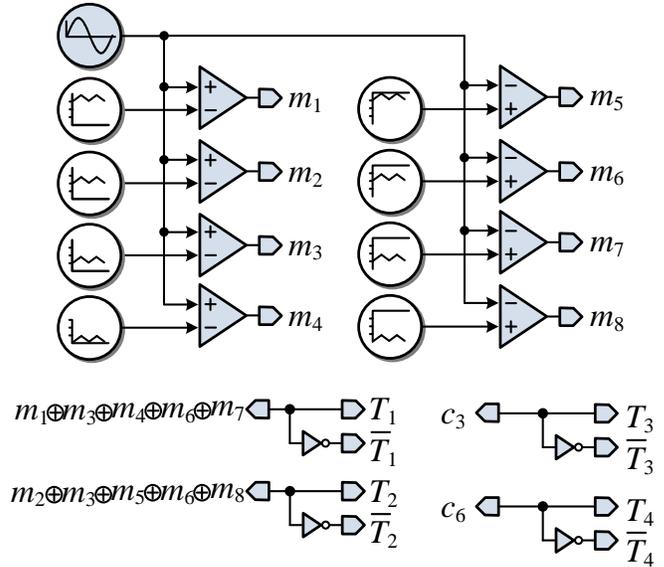


Fig. 9. Inversor 7L-CHB con voltajes asimétricos.

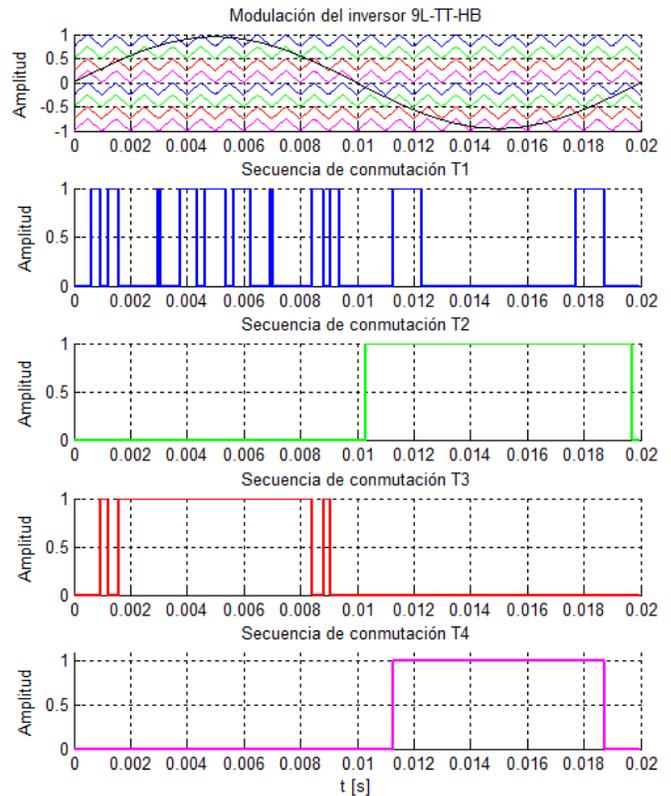


Fig. 10. Secuencias de conmutación de inversor 9L-TT-HB.

TABLA IV. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.

Parámetros	9L-TT-HB	7L-CHB
Voltaje del inversor superior (V_{CD})	150 V	100 V
Voltaje del inversor inferior (V_{CD})	225 V	200 V
Relación de voltaje DC-Link	1:1.5	1:2
Inductor (L)	1.5 mH	1.5 mH
Resistencia (R)	15 Ω	15 Ω
Frecuencia de conmutación (f_{sw})	10 kHz	10 kHz
Índice de modulación (m_a)	0.95	0.95

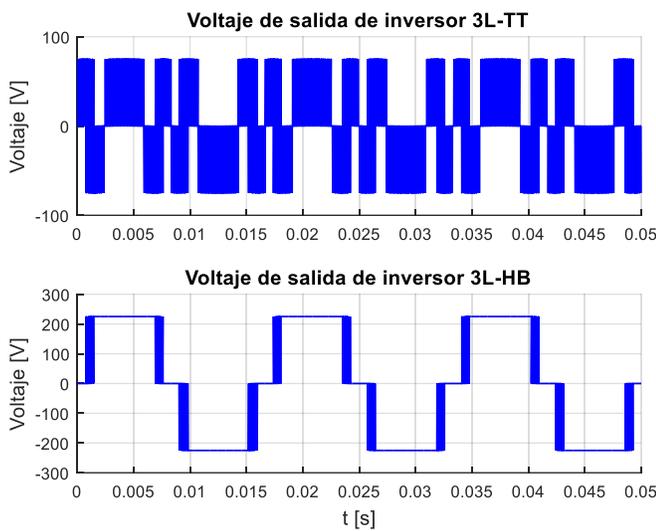


Fig. 11. Voltajes de salida v_{xy} y v_{yz} del inversor 9L-TT-HB.

En la Fig. 12, se muestra de arriba a abajo, la forma de onda del voltaje de salida v_{xz} del inversor multinivel 9L-TT-HB y del inversor multinivel 7L-CHB. Se nota que el inversor 9L-TT-HB genera 9 niveles de voltaje, y el inversor 7L-CHB genera 7 niveles de voltaje. Ambos inversores 9L-TT-HB y 7L-CHB usan fuentes asimétricas. Se puede observar, de la Tabla V, que el nivel de THD en el voltaje a la salida v_{xz} del inversor 7L-CHB es mayor comparado con el del inversor 9L-HB.

En la Fig. 13, de arriba a abajo, se muestra las formas de onda de la corriente de salida i del inversor multinivel 9L-TT-HB y del inversor multinivel 7L-CHB. Para este análisis se propone colocar un filtro inductivo $L = 1.5 \text{ mH}$ y una carga resistiva de $R = 15 \Omega$, sustituyendo al voltaje de la red eléctrica v_{red} .

Se observa que el rizo en la corriente de salida del inversor 9L-TT-HB tiene una diferencia menor de 0.45 A en comparación con el inversor 7L-CHB. Los datos para comparación se muestran en la Tabla V.

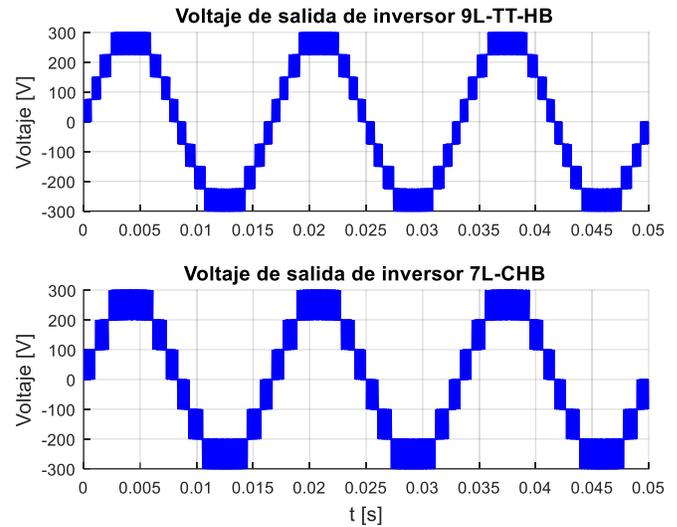


Fig. 12. Voltajes de salida del inversor 9L-TT-HB y 7L-CHB.

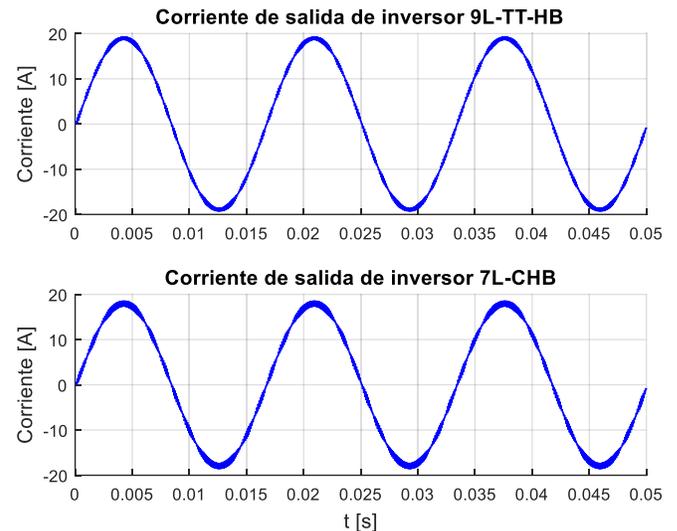


Fig. 13. Corrientes de salida del inversor 9L-TT-HB y 7L-CHB.

TABLA V. THD DE VOLTAJE Y RIZO DE CORRIENTE PARA 9L-TT-HB Y 7L-CHB.

Parámetro	9L-TT-HB	7L-CHB
THD (%)	15.66	22.45
Δi (A)	1	1.45

IV. ANÁLISIS DE EFICIENCIA

Un parámetro importante para considerar en los inversores aplicados a sistemas de energías renovables es la eficiencia, en los sistemas fotovoltaicos ya que los inversores deben de aprovechar la mayoría de la energía generada. Para realizar los cálculos de la eficiencia de los inversores multinivel propuestos se utilizó el modelo real del semiconductor proporcionado en las hojas de datos (IGBT modelo IRG4PC40FD). El cálculo de la eficiencia del convertidor permite calcular las pérdidas de

potencia del convertidor. Las principales pérdidas están asociadas a los procesos de conducción y conmutación en los dispositivos semiconductores. El análisis de eficiencia se realizó mediante el uso de la normativa europea [15]. La eficiencia se calculó mediante la Ec. (1), donde P_{en} es la potencia de entrada del inversor, $P_{pérd}$ son las pérdidas de potencia de los semiconductores y P_{sal} es la potencia de salida del inversor.

$$\eta = \frac{P_{en} - P_{pérd}}{P_{en}} = \frac{P_{sal}}{P_{en}} * 100\% \quad (1)$$

En la Fig. 14, se muestra la comparación de eficiencia de los inversores multinivel 9L-TT-HB y de los inversores multinivel 7L-CHB con respecto a la potencia, como se puede observar que la eficiencia aumenta a medida que aumenta la potencia, donde la eficiencia del inversor 9L-TT-HB aumenta de 97% a una potencia de 1 kW a 98.4% a una potencia de 5 kW. Para el inversor 7L-CHB, su eficiencia aumenta de 96.5% en una potencia de 1 kW a 98.2% en una potencia de 5 kW, donde la diferencia de eficiencia entre los dos inversores es de 0.2% a una potencia cercana de 5 kW. Como se puede observar del análisis de eficiencia, el sistema que tiene mayor eficiencia es el inversor 9L-TT-HB, debido que presenta menor estrés en los dispositivos semiconductores, a comparación del inversor 7L-CHB.

V. CONCLUSIONES

En el presente artículo se propone un inversor multinivel asimétrico llamado 9L-TT-HB, su propósito es generar 9 niveles de voltaje usando la conexión de dos topologías diferentes conocidas como 3L-TT y 3L-HB, donde el voltaje de entrada en el bus de corriente directa DC es asimétrico, con una relación de 1:1.5. El voltaje del bus de DC del inversor 3L-HB es 1.5 veces más grande que el bus de DC del inversor 3L-TT. Se propuso una modulación basada en la técnica LS-SPWM. Esta técnica permite que los semiconductores conmuten en un semiciclo, aumentando la eficiencia. En el inversor multinivel asimétrico el inversor 3L-TT está conmutando a una frecuencia alta, mientras que el inversor 3L-HB está conmutando a una frecuencia baja. En los sistemas monofásicos los inversores multinivel son adecuados para trabajar con potencias menores a los 10 kW. El inversor 9L-TT-HB tiene un THD de 15.66%, y el inversor 7L-CHB es de 22.45%, teniendo menor THD el inversor 9L-TT-HB. Además, el inversor 9L-TT-HB tiene un rizo de corriente de 1 A, mientras que el inversor 7L-CHB presenta un rizo de corriente de 1.45 A. En el análisis de eficiencia el inversor 9L-TT-HB tiene 98.4% de eficiencia a 1 kW, y aumenta a 98.4% en 5 kW, mientras que el inversor 7L-CHB tiene 96.5% de eficiencia a 1 kW, y aumenta a 98.2% en 5 kW, siendo una diferencia de 0.2% en la máxima eficiencia registrada.

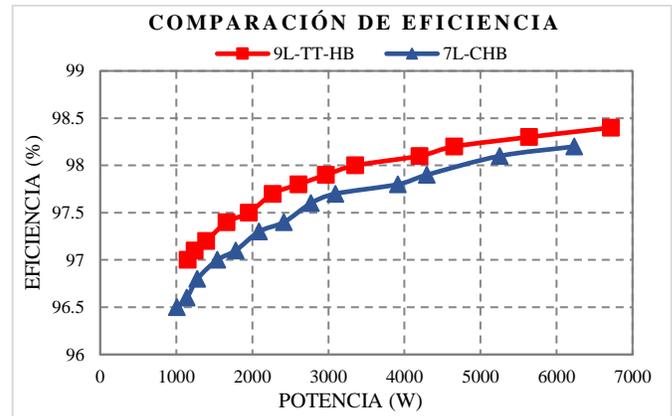


Fig. 14. Comparación potencia y eficiencia.

REFERENCIAS

- [1] J. Venkataramanaiah, Y. Suresh, A. K. Panda, "A review on symmetric, asymmetric, hybrid and single DC sources based multilevel inverter topologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 76, 2017, Pages 788-812, ISSN 1364-0321, doi: 10.1016/j.rser.2017.03.066.
- [2] S. Amamra, K. Meghriche, A. Cherifi and B. Francois, "Multilevel inverter Topology for Renewable Energy Grid Integration," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8855-8866, Nov. 2017. doi: 10.1109/TIE.2016.2645887.
- [3] G. Vazquez, J. M. Sosa, P. R. Martinez-Rodriguez, M. A. Juarez and G. J. Gonzalez, "A Multilevel Inverter Topology with DC-decoupling for Grid Tied Transformer-less PV Systems," *Power Electronics and Computing (ROPEC), 2014 IEEE International Autumn Meeting on*, Nov. 2014.
- [4] Verdugo, C.; Kouro, S.; Rojas, C.A.; Perez, M.A.; Meynard, T.; Malinowski, M. "Five-Level T-type Cascade Converter for Rooftop Grid-Connected Photovoltaic Systems." *Energies* 2019, 12, 1743.
- [5] P. Jana, S. Chattopadhyay, S. Maiti, P. Bajpai and C. Chakraborty, "Hybrid modulation technique for binary asymmetrical cascaded multilevel inverter for PV application," 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914265.
- [6] N. Prabaharan, K. Palanisamy, "A Single Phase Grid Connected Hybrid Multilevel Inverter for Interfacing Photo-voltaic System," *Energy Procedia*, Volume 103, 2016, Pages 250-255, ISSN 1876-6102, doi:10.1016/j.egypro.2016.11.281.
- [7] A. Loukriz, S. Dudley, R. Brown, T. Quinlan and S. Walker, "Experimental validation of a thirteen level H-bridge photovoltaic inverter configuration," 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), Milan, 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/EEEIC.2017.7977746.
- [8] J. A. Ulrich and A. R. Bendre, "Floating capacitor voltage regulation in diode clamped hybrid multilevel converters," 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, Baltimore, MD, 2009, pp. 197-202. doi: 10.1109/ESTS.2009.4906515.
- [9] C. A. Silva, L. A. Cordova, P. Lezana and L. Empringham, "Implementation and Control of a Hybrid Multilevel Converter With Floating DC Links for Current Waveform Improvement," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2304-2312, June 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2064277.
- [10] H. Yu, B. Chen, W. Yao and Z. Lu, "Hybrid Seven-Level Converter Based on T-Type Converter and H-Bridge Cascaded Under SPWM and SVM," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 689-702, Jan. 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2664068.

- [11] C. A. Limones-Pozos, P. R. Martínez-Rodríguez, J. M. Sosa, G. Vázquez and A. Izaguirre-Vera, "Design and analysis of a single-phase transformerless multilevel 7L-TT-HB cascade inverter for renewable energy applications," *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Ixtapa, Mexico, 2018, pp. 1-6. doi: 10.1109/ROPEC.2018.8661437.
- [12] P. R. Martínez-Rodríguez, D. U. Campos-Delgado, J. F. Martínez-García, J. C. Rentería-Soto, J. M. Sosa and C. A. Limones-Pozos, "A study on the single-phase NPC multilevel power converters for active power injection," *2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Ixtapa, 2017, pp. 1-6. doi: 10.1109/ROPEC.2017.8261669.
- [13] G. E. Valderrama, G. V. Guzman, E. I. Pool-Mazn, P. R. Martínez-Rodríguez, M. J. López-Sánchez and J. M. S. Zuiga, "A Single-Phase Asymmetrical T-Type Five-Level Transformerless PV Inverter," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 140-150, March 2018. doi: 10.1109/JESTPE.2017.2726989.
- [14] V. Yaramasu, B. Wu, M. Rivera and J. Rodríguez, "A New Power Conversion System for Megawatt PMSG Wind Turbines Using Four Level Converters and a Simple Control Scheme Based on Two-Step Model Predictive Strategy Part I: Modeling and Theoretical Analysis," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 3-13, March 2014. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2294920.
- [15] Martino, M., Citro, C., Rouzbehi, K. and Rodríguez, P. "Efficiency Analysis of Single-Phase Photovoltaic Transformer-less Inverters," European Association for the Development of Renewable Energies, (2012) Environment and Power Quality (EA4EPQ).

BIOGRAFÍAS



Christopher Jesús Rodríguez Cortés, es estudiante de licenciatura del programa de Ingeniería Electrónica en la especialidad de Electrónica de Potencia y Energías Renovables en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), actualmente está en el desarrollo de su tesis profesional con el grupo de Electrónica de Potencia del ITESI. Sus principales intereses de investigación están orientado al estudio de los sistemas electrónicos de potencia para la conversión de energía de fuentes de energía eléctrica no convencionales como la energía solar y temas relacionados con la calidad de la energía.



Cesar A. Limones Pozos, obtuvo el grado de Maestría en Ingeniería en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en el año 2012. Actualmente se encuentra adscrito como profesor de tiempo completo al ITESI. Sus principales intereses de investigación incluyen la aplicación de leyes de control lineal en los sistemas electrónicos de potencia como inversores y convertidores DC-DC, en temas relacionados con la calidad de la energía y generación de energía eléctrica mediante energías renovables.



José Miguel Sosa Zúñiga, es profesor titular del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, ITESI. Actualmente está asociado a los programas de licenciatura y maestría en ingeniería electrónica de dicho instituto. Sus intereses de investigación se enfocan en el área de control y aplicaciones a electrónica de potencia e incluyen la teoría de control y el modelado y diseño de controladores para convertidores de electrónica de potencia entre ellos convertidores DC-DC e inversores conectados a la red eléctrica, aplicados a la conversión de la energía eléctrica de fuentes no convencionales.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 25 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Diseño y Evaluación de Controles PID Discreto y Modos Deslizantes Discreto para un Convertidor CD-CD *Push-Pull*.

MARCO ANTONIO JIMÉNEZ QUIROZ, MARTÍN ALFREDO ALARCÓN CARBAJAL, JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES*, GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA.

Tecnológico Nacional de México campus Culiacán
14171091@itculiacan.edu.mx
alarchemn@gmail.com
joelontiveros@itculiacan.edu.mx (* Autor de correspondencia)
guillermo.rubio@itculiacan.edu.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta la comparativa del desempeño de dos algoritmos de control en tiempo discreto para un convertidor CD-CD *Push-Pull*: PID y modos deslizantes. Se analizan las ventajas y desventajas de ambos algoritmos de control aplicados al modelo dinámico *Push-Pull* en simulación para una posterior implementación en sistemas fotovoltaicos aislados.

PALABRAS CLAVE— CD-CD, *Push-Pull*, PID, modos deslizantes.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CD-CD se utilizan de forma recurrente en tecnologías emergentes como energías renovables, autos eléctricos y robótica, esto porque los dispositivos requieren de una fuente de voltaje CD regulada para su funcionamiento. Los convertidores CD-CD conmutan de manera binaria entre dos circuitos lineales para realizar una conversión de energía. El comportamiento de los interruptores en el convertidor implica que trabajan fuera de la región lineal lo que resulta en una conversión eficiente de la energía [1].

El convertidor *Push-Pull* CD-CD es de tipo aislado y utiliza dos transistores, se deriva de la topología *Buck*. Con un mayor número de transistores es posible incrementar la potencia de operación del *Push-Pull*. La inclusión de un transformador le proporciona aislamiento galvánico entre el voltaje de entrada y voltaje de salida. Además, permite elevar o reducir el voltaje de entrada según su relación de vueltas en los devanados primario y secundario [2].

En el convertidor CD-CD *Push-Pull* lazo abierto no es posible establecer el ciclo de trabajo a un valor específico y obtener un voltaje constante bajo condiciones típicas de operación como variación de parámetros y perturbaciones en el voltaje de salida. La idea de utilizar un controlador a lazo

cerrado es de tener un algoritmo que ajuste el ciclo de trabajo por sí mismo para obtener el voltaje de salida con precisión [3].

En la actualidad y durante varias décadas, los controladores se han realizado de forma continua y de forma discreta. Las ventajas del control discreto ante el control continuo son mayor precisión por la inmunidad al ruido, flexibilidad al ser implementados en código de programación y no en *hardware* y menor costo debido a la producción en masa de circuitos de alta escala de integración [4].

El control PID es uno de los controladores más versátiles por su simplicidad y adaptabilidad. Es posible discretizar este tipo de control lo que permite su posterior aplicación en plataformas digitales.

El Control por Modos Deslizantes (CMD) es un controlador multivariable, esta característica lo vuelve altamente compatible con el principio de operación de los convertidores CD-CD, además de estabilizar el sistema, permite mejorar el desempeño del sistema al seleccionar una superficie de deslizamiento, a pesar de perturbaciones externas y discrepancias paramétricas. La forma discreta de este controlador se puede implementar en plataformas digitales. Utkin [5] propone dos formas de realización del CMD discreto: la realización discreta de un algoritmo continuo o un diseño completamente discreto. La primera opción introduce

chattering por discretización, mientras en la segunda no presenta este efecto indeseado.

El determinar el modelo matemático del sistema es el primer paso para diseñar un controlador, es decir conocer la planta para poder controlarla. En [6] se modela un convertidor *Buck* utilizando el promediado de estados y se diseña un control PID discreto. En [7] se realiza una digitalización de un control por modos deslizantes de frecuencia fija para un convertidor *Buck*. En [8] se compara un control PID ante un controlador no lineal (predictivo) para un convertidor aislado *Forward*. En [9] se controla el ciclo de trabajo de un convertidor *Buck* con CMD.

En este trabajo a diferencia de [6], [7], [8] y [9] se obtiene el modelo promediado del convertidor *Push-Pull* cuya entrada es un ciclo de trabajo y su salida el voltaje que se convierte, en tiempo continuo y discreto, se realiza la comparativa entre un controlador PID discreto y un CMD de diseño discreto para evitar el efecto del *chattering*.

En la sección II se describe el modelo del sistema, en III se desarrolla el controlador PID discreto, en IV se desarrolla el controlador por modos deslizantes, en V se presentan los resultados y finalmente en la sección VI se presentan las conclusiones del trabajo.

II. MODELADO DEL SISTEMA

El objetivo de la metodología de promediado de estados propuesta en [10] para el convertidor CD-CD es obtener un solo modelo en espacio de estados controlado por el ciclo de trabajo de la manera siguiente,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (1)$$

donde:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1(D_C) - \mathbf{A}_2(1 - D_C)$$

es la matriz de parámetros de estado promediada.

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1(D_C) - \mathbf{B}_2(1 - D_C)$$

es la matriz de parámetros de control promediada.

D_C , es el ciclo de trabajo.

A. CONVERTIDOR PUSH-PULL

En la Fig.1 se muestra el diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*. El circuito posee dos interruptores activos, el transformador eleva el voltaje y otorga aislamiento

galvánico. En el análisis, el transformador se considera ideal. En este tipo de convertidores ambos interruptores comparten la potencia, el *Push-Pull* se utiliza para aplicaciones de alta potencia, a diferencia de otros convertidores que se derivan del *Buck*, que solo utilizan un transistor. El convertidor tiene un ciclo de trabajo máximo de 0.5 para cada interruptor. Es importante que ambos interruptores conmuten de manera simétrica, y que exista un tiempo muerto, para evitar saturación en el transformador [11]. En la Tabla I se muestran las etapas del circuito según el estado de conducción de los interruptores.

Los transistores nunca deben conducir en modo de conducción o activación al mismo tiempo, la etapa 4 se descarta. Del análisis de circuito en [1] se procede a modelar en espacio de estados.

Los estados de \mathbf{x} son:

$$x_1 = V_o(t) \quad (2)$$

$$x_2 = i_L(t) \quad (3)$$

1. Condición de operación 1 – Sw_1 conduce.

El circuito equivalente es el de la Fig.2, se aplica la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LCK) en V_o .

$$i_C(t) = i_L(t) - i_R(t)$$

$$C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R} V_o(t)$$

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{RC} V_o(t) \quad (4)$$

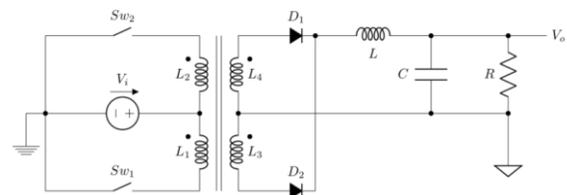


Fig. 1. Diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*.

TABLA I. CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR

Condición de operación	Sw ₁	Sw ₂
1	ON	OFF
2	OFF	OFF
3	OFF	ON
4	ON	ON

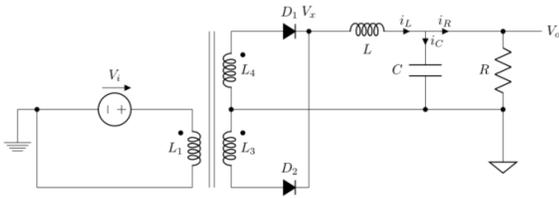


Fig. 2. Diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*, etapa 1.

La corriente en el inductor L es,

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int (nV_i(t) - V_o(t)) dt \quad (5)$$

Se deriva (5) para obtener la segunda ecuación de estado,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{n}{L} V_i(t) - \frac{1}{L} V_o(t) \quad (6)$$

Se sustituyen las variables de estado (2), (3) en (4) y (6),

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} \end{bmatrix} V_i(t). \quad (7)$$

De (7) se obtiene,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} \end{bmatrix}.$$

2. Condición de operación 2 – Sw_2 conduce.

El circuito equivalente es el de la Fig.3, se aplica LCK en V_o ,

$$i_c(t) = i_L(t) - i_R(t)$$

$$C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R} V_o(t)$$

Se despeja la primer ecuación de estado definida por (4).

El voltaje en el inductor es,

$$i_L(t) = -\frac{1}{L} \int V_o(t) dt \quad (8)$$

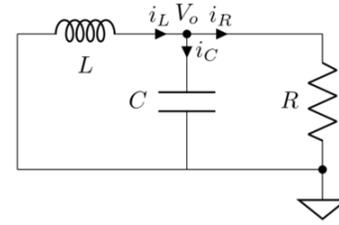


Fig. 3. Diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*, etapa 2.

Se deriva (8) para obtener la ecuación de estado,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} V_o(t). \quad (9)$$

Se sustituyen las variables de estado (2) y (3) en (4) y (9),

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

De (10) se obtiene,

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = 0.$$

B. PROMEDIADO DE ESTADOS

Utilizando las matrices A_1 y A_2 se obtiene A ,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}$$

Utilizando las matrices B_1 de (7) y B_2 de (10) se obtiene B ,

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} D_C(t) \end{bmatrix}$$

Se presentan las matrices A y B en la forma de espacio de estados promediada de la ecuación (1),

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} D_C(t) \end{bmatrix} V_i(t) \quad (11)$$

C. LINEALIZACIÓN DEL MODELO PROMEDIADO

El modelo de la Ec. (11) es no lineal, a causa del producto de dos funciones del tiempo ($D_c(t)V_i(t)$), se linealiza el sistema si se considera el voltaje de entrada constante al sustituir $V_i(t)$ por una constante $V_i > 0$. El promediado de estados permite establecer el ciclo de trabajo como la entrada al sistema, se define entonces al ciclo de trabajo $D_c(t)$ en la entrada $u(t)$,

$$u(t) = D_c(t)$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{nV_i}{L} \end{bmatrix} u(t) \quad (12)$$

D. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

Se toman las ecuaciones diferenciales \dot{x}_1 y \dot{x}_2 de (12),

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{RC}x_1 + \frac{1}{C}x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L}x_1 + \frac{nV_i}{L}u(t) \end{aligned}$$

se sustituye en $x_1 = V_o(t)$ y $x_2 = i_L(t)$, se determina la transformada de Laplace de la ecuación resultante. Se consideran las condiciones iniciales cero para obtener la ecuación en forma de función de transferencia.

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{D_c(s)} = \frac{\frac{nV_i}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (13)$$

E. PARÁMETROS DEL SISTEMA

Los parámetros se muestran en la Tabla II y son los parámetros de los componentes de un circuito experimental.

VALIDACIÓN Y COMPENSACIÓN DEL MODELO

Se realiza la validación del modelo matemático al compararse con la respuesta del simulador de circuitos Simscape, que funciona dentro del entorno de Simulink. Se utilizan los parámetros de la Tabla II para simular el circuito y el modelo matemático. Se considera lo expuesto en [12] que utiliza una metodología para mejorar el modelo promediado por medio de un factor de corrección basado en el voltaje de entrada, ciclo de trabajo y en el voltaje de salida.

Por lo anterior, se propone el factor de corrección K_G ,

$$K_G = 2.029 \times 10^{-7} (100D_c)^4 - 2.363 \times 10^{-5} (100D_c)^3 + 0.001003 (100D_c)^2 - 0.01917 (100D_c) + 2.123,$$

Con la corrección se obtiene una respuesta del modelo matemático similar a la simulación del circuito en Simscape, como lo muestra la Fig.4.

III. CONTROL PID DISCRETO

Para el control PID discreto, se discretiza el algoritmo a partir de un diseño continuo y se utiliza la función de transferencia de la ecuación (13).

A. REQUERIMIENTOS DE DISEÑO

Para diseñar y establecer los requerimientos de diseño del control PID se toman en cuenta las recomendaciones de [13]:

- Cero sobreimpulso,
- Error cero en estado estacionario
- Margen de fase entre 45 y 70°
- En el lugar de las raíces los polos no deben entrar en el semiplano derecho del plano complejo

El margen de ganancia debe ser mayor de 30dB.

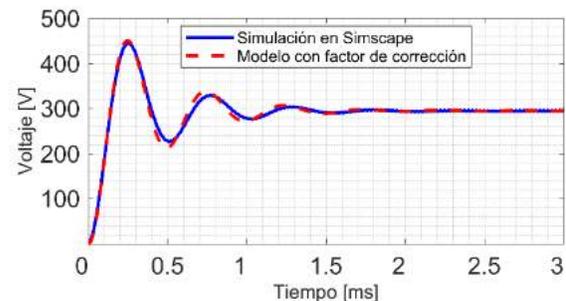


Fig. 4. Simulación de circuito y función de transferencia compensada en Simulink

TABLA II. PARÁMETROS DEL SISTEMA.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Carga	R	964	$[\Omega]$
Inductancia	L	29.7	$[mH]$
Capacitancia	C	200	$[nF]$
Voltaje de entrada	V_i	24	$[V]$
Relación de transformador	n	19	-
Frecuencia de conmutación	f	40	$[kHz]$

Se utiliza el Control System Designer de MATLAB para realizar el diseño en frecuencia del controlador (27) que cumple con los requerimientos de diseño,

$$C(s) = \frac{0.3106(s+3705)(s+16430)}{(s+12.89)(s-3156000)} \quad (14)$$

B. DISCRETIZACIÓN

Para llevar a cabo la discretización del controlador de la ecuación (27) se considera la metodología que se desarrolla en [4]: se diseña un controlador para la planta continua, se transforma el controlador continuo a un controlador discreto al utilizar una técnica de transformación que retenga las propiedades de estabilidad y en frecuencia ($0 \rightarrow f_s/2$), se sintoniza una ganancia proporcional hasta cumplir los requerimientos de diseño y se verifica la respuesta en el tiempo, se repite hasta cumplir los requerimientos. Se determina que la técnica de *Pole-zero matching* retiene las propiedades de (14) después del muestreo a la $f_s = 40\text{kHz}$. Se tiene un sobreimpulso en el sistema al usar el controlador de (15), el cual se corrige en (16) para obtener el controlador discreto sintonizado de (17).

$$C(z) = \frac{0.0043874(z-0.7713)(z-0.815)}{z(z-1)} \quad (15)$$

$$C_{\text{sim}}(z) = 0.9 \times C(z) \quad (16)$$

$$C_{\text{sim}}(z) = \frac{0.0039486(z-0.7713)(z-0.815)}{z(z-1)} \quad (17)$$

En la Fig. 5 se muestra la respuesta en el tiempo del continuo, del PID discreto y PID con sintonización proporcional. En la Fig. 6 se muestra la comparación de las respuestas en frecuencia del controlador continuo y su contraparte discreta, esta forma se valida la discretización del PID.

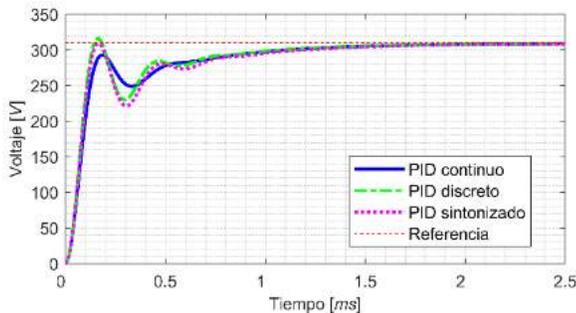


Fig. 5. Respuesta en el tiempo del SC continuo, discreto y sintonizado.

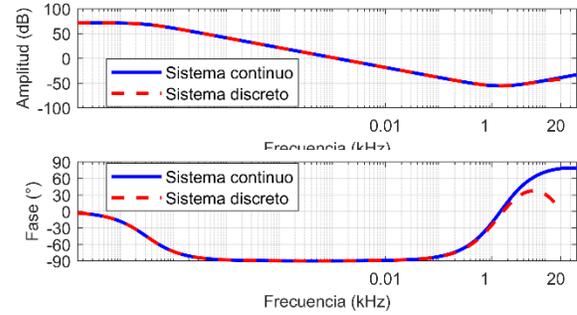


Fig. 6. Respuesta en frecuencia del controlador continuo y discreto

IV. CMD DISCRETO

En [14] se propone una ley de control por modos deslizantes en tiempo discreto para un sistema incierto,

$$\mathbf{x}(k+1) = (A_s + \Delta A_s)\mathbf{x}(k) + B_s u(k) + f(k) \quad (18)$$

Donde \mathbf{x} es el vector de estados, $A_s \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ es la matriz de estados, $\Delta A_s \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ es la matriz de incertidumbre de estados, $B_s \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ es el vector de control, $u(k) \in \mathbb{R}$ es la entrada de control, $f(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ es la función de perturbación. ΔA_s y $f(k)$ cumplen con las condiciones de *matching*

$$\Delta A_s = B_s \tilde{A}_s, \quad f = B_s \tilde{f}$$

entonces el sistema puede ser descrito como,

$$\mathbf{x}(k+1) = A_s \mathbf{x}(k) + B_s [u(k) + d(k)]$$

donde $d(k) = \tilde{A}_s \mathbf{x}(k) + \tilde{f}(k)$.

Se define $\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}_d - \mathbf{x}(t)$, $s(k) = C^T \mathbf{e}(t)$.

La ley de control es,

$$u(k) = \{C^T B\}^{-1} \{C^T \mathbf{x}_d(k+1) - C^T A_s \mathbf{x}(k) + q s(k) - \eta \text{sgn}[s(k)]\} \quad (19)$$

donde η , q , c son constantes positivas, c debe ser Hurwitz,

$$C = [c \quad 1]^T, \quad 0 < q < 1, \quad |d| < D, \quad C^T B D < \eta.$$

Del análisis de estabilidad en [14], se concluye que si $C^T B D < \eta$, $s(k)$ converge a $C^T B D + \eta$.

A. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Para utilizar este controlador, se transforma (13) a espacio de estados y se redefine como, $x_1 = V_o$, $x_2 = \frac{dV_o}{dt}$.

Se obtienen las matrices,

$$A_c = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad B_c = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{nV_i}{LC} \end{pmatrix}.$$

Se discretizan las matrices al utilizar la transformada bilineal a una $f_s = 40kHz$.

$$A_{c_s} = \begin{pmatrix} 0.9518 & 1 \times 10^{-5} \\ -3857 & 0.8329 \end{pmatrix}, \quad B_{c_s} = \begin{pmatrix} 43.53 \\ 3.483 \times 10^6 \end{pmatrix}.$$

En [15] se propone una metodología de diseño de superficie de deslizamiento para sistemas lineales discretos en espacio de estados en la forma de (18).

Los pasos para el diseño son:

1. Selección de una matriz $Q \geq 0$ al considerar el peso relativo de cada estado.
2. Obtener una ganancia estabilizadora K .
Se resuelve de manera computacional la ecuación de Lyapunov para obtener P .

$$(A_{c_s} - B_{c_s}K)^{-1}P(A_{c_s} - B_{c_s}K) - P + Q = 0 \quad (20)$$

3. Se calcula el coeficiente de deslizamiento $c_1 = P_{22}^{-1}P_{12}$.

Se selecciona la matriz,

$$Q = \begin{pmatrix} 500000000 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

En la cual el mayor peso se encuentra en $x_1 = V_o$. Con esta matriz también se obtiene una ganancia estabilizadora K . Se utiliza LQR al sustituir parámetros A_s , B_s , Q y R , donde R es una matriz positiva definida y denota el costo del control.

Sea $R = 1$, se calcula K con LQR con las matrices A_{c_s} , B_{c_s} , Q ,

$$K = \begin{pmatrix} 0.0039 \\ 3.019 \times 10^{-7} \end{pmatrix}$$

Se resuelve de forma computacional (20) para obtener P

$$P = \begin{pmatrix} 1.3944 \times 10^9 & 1.1180 \times 10^4 \\ 1.1180 \times 10^4 & 1.1398 \end{pmatrix}$$

Para obtener el coeficiente de deslizamiento c con los elementos de P ,

$$c = 9.8094 \times 10^3$$

Se considera una cota máxima de perturbación $D = 50$, para calcular $\eta = C^T B D + 0.1$,

$$\eta = 1.9541 \times 10^8$$

Finalmente se define $q = 0.5$ el cual es un parámetro de sintonización.

V. RESULTADOS

A. CONDICIONES IDEALES

En la Fig.7 se muestra la respuesta en el tiempo del CMD discreto y del PID discreto para una referencia de 310 V en condiciones iniciales, es decir, sin ruido ni variaciones de parámetros.

El CMD converge más rápido, ambos cumplen con el requerimiento de cero sobreimpulso.

B. VARIACIONES PARAMÉTRICAS

En la Fig. 8 se muestra la respuesta en el tiempo del CMD discreto y del PID discreto para una referencia de 310 V ante un sistema con los parámetros de la Tabla III.

El CMD converge más lento, sin embargo, no tiene sobreimpulso. A diferencia del PID que es estable, pero presenta un transitorio.

C. RUIDO

En la Fig. 9 se muestra la respuesta en el tiempo del CMD discreto y del PID discreto para una referencia de 310 V, con ruido aleatorio de $\pm 5V$ a una frecuencia de 20kHz en la realimentación de voltaje.

TABLA III. PARÁMETROS DEL SISTEMA 2.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Carga	R	100	[Ω]]
Inductancia	L	100	[mH]]
Capacitancia	C	100	[nF]]
Voltaje de Entrada	V_i	23	[V]]
Relación de transformador	n	19	-

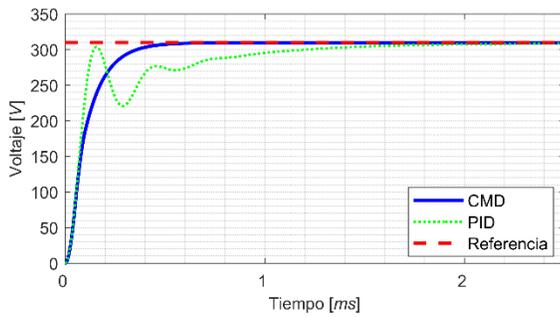


Fig. 7. Respuesta ideal del CMD y PID discretos.

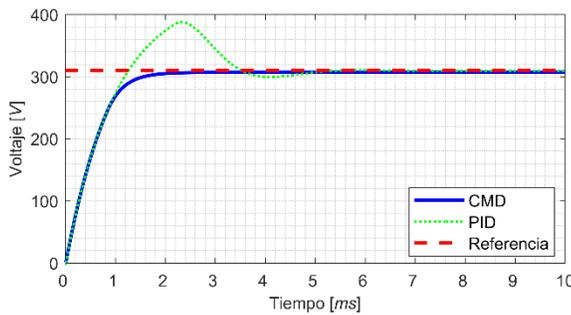


Fig. 8. Respuesta con variación paramétrica del CMD y PID discretos.

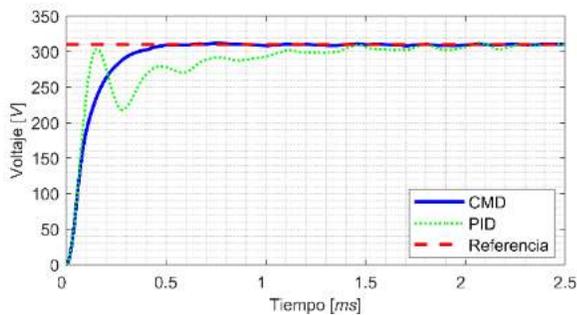


Fig. 9. Respuesta con variación paramétrica del CMD y PID discretos.

El CMD y el PID se desempeñan de forma adecuada ante la señal de ruido en su realimentación.

VI. DISCUSIÓN

Con respecto a los trabajos [6], [7], [8] y [9] se tiene como aporte en este trabajo la utilización del circuito *Push-Pull* y la comparación de ambos controles en tiempo discreto. Con los resultados anteriores se muestra que el CMD discreto otorga un desempeño superior al PID discreto bajo condiciones de operación típicas.

VII. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se diseñaron y simularon dos estrategias de control, PID discreto y CMD discreto. Los cuales se emplean para controlar el ciclo de trabajo del convertidor CD-CD *Push-Pull*. Los controladores soportan el ruido en la realimentación, sin embargo, el CMD discreto se comporta de manera adecuada ante discrepancias paramétricas a diferencia del PID.

En la Tabla IV se sintetizan las ventajas y desventajas de ambos controladores.

TABLA IV. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL PID DISCRETO Y CMD DISCRETO.

CONTROL	VENTAJAS	DESVENTAJAS
CMD	<ul style="list-style-type: none"> Se ajusta el comportamiento del sistema con la selección de la superficie de deslizamiento. Soporta variaciones paramétricas. Soporta ruido en las mediciones. 	<ul style="list-style-type: none"> Posible <i>chattering</i>.
PID	<ul style="list-style-type: none"> Requiere bajo poder computacional. Sintonizable en el campo. Soporta ruido en las mediciones. 	<ul style="list-style-type: none"> Sensible a perturbaciones paramétricas.

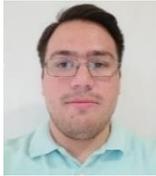
REFERENCIAS

- [1] D. Hart, Power electronics, New York: McGraw-Hill, 2011.
- [2] D. Czarkowski, «DC-DC Converters,» de *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications*, M. Rashid, Ed., Burlington, Elsevier, 2006, pp. 249-256.
- [3] R. Erickson and D. Maksimović, Fundamentals of power electronics, Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001.
- [4] M. Sami Fadali y A. Visioli, Digital control engineering : analysis and design, Waltham, Mass: Academic Press, 2013.
- [5] V. Utkin, J. Guldner y J. Shi, Sliding mode control in electromechanical systems, Boca Raton, FL London: CRC Press Taylor & Francis distributor, 2009.
- [6] D. Maksimovic y R. Zane, «Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2552-2556, 11 2007.
- [7] S. Guo, X. Lin-Shi, B. Allard, Y. Gao y Y. Ruan, «Digital Sliding-Mode Controller For High-Frequency DC/DC SMPS,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1120-1123, 5 2010.
- [8] J. Liu, Y. Shen, X. Li, H. Su y J. Chen, «Comparison of two control algorithms for forward DC-DC converters,» de *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, 2014.

- [9] Y. Zhao, W. Qiao y D. Ha, «A Sliding-Mode Duty-Ratio Controller for DC/DC Buck Converters With Constant Power Loads.» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1448-1458, 3 2014.
- [10] R. D. Middlebrook y S. Cuk, «A general unified approach to modelling switching-converter power stages.» de *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976.
- [11] I. Batarseh y A. Harb, *Power electronics : circuit analysis and design*, Cham: Springer, 2018.
- [12] A. K. Jha, S. Gairola, R. Gupta y R. K. Saxena, «Compensated average modeling for a buck converter control.» de *2014 Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their impact on Humanity (CIPECH)*, 2014.
- [13] J. F. Silva y S. Ferreira Pinto, «Advanced Control of Switching Power Converters.» de *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications*, M. Rashid, Ed., Burlington, Elsevier, 2006, pp. 249-256.
- [14] J. Liu y X. Wang, *Advanced sliding mode control for mechanical systems : design, analysis and MATLAB simulation*, Berlin Beijing: Springer Tsinghua University Press, 2012.
- [15] B. Bandyopadhyay, F. Deepak y K.-S. Kim, *Sliding Mode Control Using Novel Sliding Surfaces*, Springer Berlin Heidelberg, 2009.

profesor con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de máquinas eléctricas.

BIOGRAFÍAS



MARCO ANTONIO JIMÉNEZ QUIROZ actualmente es estudiante de Ingeniería Mecatrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de convertidores CD-CD.



MARTÍN ALFREDO ALARCÓN CARBAJAL recibió el título de Ingeniero Mecatrónico por el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 2016. Actualmente se encuentra matriculado en el programa de Maestría en Ciencias de la Ingeniería en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen: control digital, algoritmos de control no lineal, sistemas electrónicos de potencia y energías renovables.



JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES en 2010 obtuvo el grado de Ingeniero Eléctrico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. El grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería, en la especialidad de Mecatrónica y Control por el Tecnológico Nacional de México en el 2016. Actualmente es estudiante del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la línea de Instrumentación y Control. Las líneas interés son: el control de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA recibió el título de Ingeniero Eléctrico del Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 1998, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica y el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Campus Guadalajara en 2001 y en 2013 respectivamente. Es

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 25 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Diseño y Construcción de un Convertidor CD-CD *Push-Pull* para un Sistema Fotovoltaico Aislado

RICARDO PAEZ V.*, MARTÍN A. ALARCÓN C., JOEL J. ONTIVEROS M., DAVID E. CASTRO P., GUILLERMO J. RUBIO A.

Tecnológico Nacional de México. Instituto Tecnológico de Culiacán. Culiacán, Sinaloa, México.
ricardopvilla.95@gmail.com (*Autor de correspondencia)
alarchem@gmail.com
joelontiveros@itculiacan.edu.mx
enrique.castro@itculiacan.edu.mx
guillermo.rubio@itculiacan.edu.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta el diseño y la construcción de un circuito convertidor elevador CD-CD *push-pull* con énfasis en el diseño del transformador de ferrita. El circuito tiene como objetivo entregar una salida de 330 voltios con una alimentación de 24 volts que proviene del banco de baterías del sistema solar fotovoltaico aislado para alimentar un inversor trifásico.

PALABRAS CLAVE — convertidor *push-pull*, transformador, *skin depth*, efecto de proximidad

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la búsqueda de alternativas energéticas diferentes a los hidrocarburos, ha puesto al mundo en una situación en la que la investigación de nuevas tecnologías que aprovechen el recurso solar se ve en la necesidad de un gran flujo de inversión [1].

Hoy en día, la electrónica de potencia está presente y se expande a través de todas las ramas de la ingeniería. Esto como consecuencia de la dependencia de la industria en los convertidores de potencia al afrontar la expansión de las fuentes de energía renovable [2]. De entre todos los dispositivos eléctricos de potencia, las fuentes conmutadas CD-CD son las que más se utilizan. Estas regulan la salida de voltaje a un nivel deseado y constante incluso cuando existen cambios en el voltaje de entrada y en la carga [3].

El convertidor elevador CD-CD *push-pull* requiere de una correcta sincronización de los pulsos de encendido y diseño de sus componentes con la finalidad de obtener la mayor eficiencia posible. Con esto último, las pérdidas en los elementos como el transformador son despreciables.

En [4] se construye un convertidor *boost* de baja potencia con IGBTs para la conmutación y un controlador PI que varía

el ciclo de trabajo del pulso *Pulse Width Modulation* (PWM) a través de un PIC16F877. En [5] se obtiene un convertidor *boost* para cambiar la naturaleza del voltaje de CA a CD al usar corrección del factor de potencia y un controlador con banda de histeresis para la corriente de entrada. Este controlador modifica los períodos de conmutación de dos MOSFETs que, junto con dos diodos de conmutación ultra rápida, forman un puente rectificador de onda completa. En [6] se introduce una técnica para recuperar la energía de la inductancia de fuga de un convertidor *push-pull* en modo de corriente, además de utilizar *zero voltage switching* (ZVS) en los interruptores para reducir las pérdidas de conmutación. En [7] se implementa un convertidor *push-pull* con un *clamp* o compensador activo para aplicaciones en las que la fuente de alimentación es una batería. Este *clamp* se utiliza para recircular la energía atrapada en la inductancia de fuga, además de amortiguar los picos de voltaje y permitir el ZVS en los interruptores. En [8] se implementa un convertidor *push-pull* de modo de corriente para aplicaciones de alto voltaje de salida. Se utiliza además un rectificador que dobla el voltaje para tener una relación de conversión más elevada.

En el presente trabajo a diferencia de [4], [5], [6], [7] y [8] se implementa un convertidor elevador CD-CD *push-pull* en modo de voltaje, donde se presta atención al diseño del transformador de ferrita con la finalidad de obtener una

eficiencia mayor al 80% para un amplio rango de valores de potencia de salida. Este valor de eficiencia mantiene un suministro eléctrico que permite a los equipos conectados al sistema solar fotovoltaico aislado funcionar correctamente y sin interrupciones.

En las secciones II y III se describe el procedimiento para el diseño y la construcción del inductor y el transformador del convertidor respectivamente. En la sección IV se muestran los resultados del diseño del convertidor.

II. DISEÑO DEL FILTRO

De acuerdo con [9], la Ec. (1) se utiliza para calcular el valor mínimo de inductancia L_{min} , con el propósito de tener corriente permanente. La Ec. (2) proporciona el valor mínimo de capacitancia C_{min} al considerar el valor de la resistencia en serie equivalente (ESR) r_c del capacitor, la frecuencia de conmutación f y el ciclo de trabajo D . La TABLA I muestra los valores del filtro RLC.

$$L_{min} = \frac{(1-2D)R}{4f} \quad (1)$$

$$C \geq C_{min} = \max \left\{ \frac{0.5-D_{min}}{2rcf}, \frac{D_{max}}{2rcf} \right\}. \quad (2)$$

A. CONSTRUCCIÓN DEL INDUCTOR

El inductor se construye para que posea una alta frecuencia de resonancia. Esto se logra al separar las secciones del devanado que contribuyen a la capacitancia parásita, por lo que se utiliza la técnica de construcción “B” de [10].

Se utiliza un núcleo modelo TX42/26/13 3E6, el cual cuenta con un factor de inductancia A_L de 12200 nH/vuelta² y, para el objetivo de 30 mH se calcula una cantidad de 50 vueltas por medio de la Ec. (3).

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (3)$$

El inductor del convertidor elevador CD-CD *push-pull* se muestra en la Fig. .

TABLA I. PARÁMETROS DEL FILTRO PARA UNA CARGA DE 270 Ω Y $r_c = 0.213 \Omega$ A 20 kHz

Parámetro	Valor mínimo	Valor selecc.
Inductancia (L)	3.4875 mH	30.0000 mH
Capacitancia (C)	52.8100 μF (con la inductancia seleccionada)	120 μf



Fig. 1. Inductor del filtro de salida.

III. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE FERRITA

A. SELECCIÓN DE NÚCLEO

Los parámetros de diseño del transformador se muestran en la TABLA II.

El diseño del transformador comienza por la selección de un núcleo de ferrita de material 3C92 de ferroxcube, con los parámetros de diseño que se muestran en la TABLA III.

Los parámetros K_c , α y β se denominan constantes de Steimetz, por otro lado, B_{cmax} es la densidad de flujo magnético máxima que el material puede soportar antes de saturarse. Además, se selecciona un núcleo E80/38/20 que cuenta con un área de sección efectiva A_e , área de selección mínima A_{min} , producto del área de devanado disponible A_p , área de devanado W_a , volumen efectivo V_e y longitud promedio de conductor por vuelta MLT de la TABLA IV.

Con los parámetros de la TABLA III y la TABLA IV se calcula el valor de la densidad de flujo magnético óptima del transformador B_o . De acuerdo con [15], la Ec. (4) se utiliza para calcular el valor de la densidad de flujo magnético óptima para un diseño no limitado por la saturación del núcleo.

$$B_o = \frac{[h_c k_a \Delta T]^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} [\rho_w k_w k_u]^{\frac{1}{12}} [k_c K_c f_t^{\alpha}]^{\frac{7}{12}} \left[\frac{K_p f k_f k_u}{\Sigma VA} \right]^{\frac{1}{6}}}. \quad (4)$$

Donde h_c es el coeficiente de transferencia de calor por convección, el cual se utiliza con un valor típico de 10 W/m²°C; k_a , k_c y k_w son constantes adimensionales con valores de 40, 5.6 y 10 respectivamente; ΔT es la variación de temperatura; ρ_w es la resistividad eléctrica de los devanados; k_u es el factor de utilización del área para embobinar; f_t es la frecuencia de

TABLA II. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Potencia nominal [W]	400
Eficiencia [%]	>95
Frecuencia de operación	40 kHz

TABLA III. PARÁMETROS DEL MATERIAL 3C92

3C92	
K_c	0.349247262
α	1.589999964
β	2.67499994
B_{cmax} [Gauss]	4000

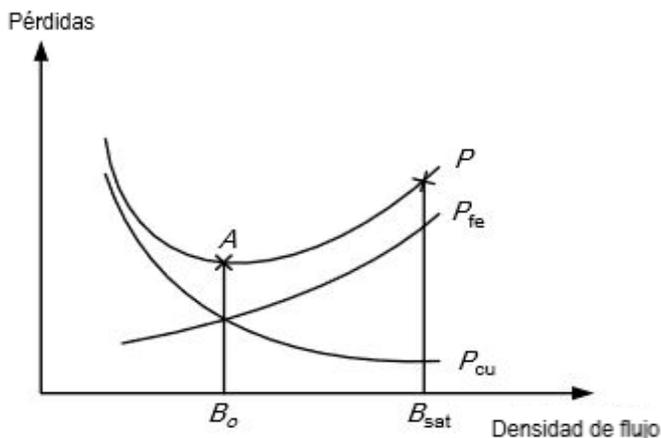
TABLA IV. DIMENSIONES DEL NÚCLEO E80/38/20

E80/38/20	
A_e [cm ²]	3.92
A_{min} [cm ²]	3.92
$A_p=WaA_e$ [cm ⁴]	34.4677956
Wa [cm ²]	8.792805
V_e [mm ³]	72300
MLT [cm]	9.2

trabajo del transformador; K_v es el factor de forma de la onda cuadrada modulada $K_v = \frac{4}{\sqrt{D}}$; k_f es el factor de *stacking* del núcleo $k_f = \frac{A_e}{A_{min}}$; y $\sum VA$ es el *rating* de volts-amperes del transformador.

La relación entre las pérdidas del núcleo P_{fe} y las pérdidas de los devanados P_{cu} con respecto a la densidad de flujo magnético, donde B_{sat} es la densidad de saturación del núcleo, A es el punto de pérdidas óptimas y P son las pérdidas totales, para un diseño no limitado por la saturación del núcleo, se representa gráficamente en la Fig. .

Con el fin de validar la elección del núcleo del transformador, se calcula el producto del área de devanado disponible mínima necesaria del núcleo A_{pmin} a través de la Ec. (5).


Fig. 2. Representación gráfica de la densidad de flujo magnético óptima.

$$A_{pmin} = \left[\frac{\sqrt{2}\sum VA}{K_v f B_o k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}} \quad (5)$$

Donde K_t se obtiene a través de la Ec. (6)

$$K_t = \sqrt{\frac{h_c k_a}{\rho_w k_w}} \quad (6)$$

Al utilizar valores típicos $\rho_w = 1.72 \times 10^{-8} \Omega - m$, $h_c = 10 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$, $k_a = 40$, $k_w = 10$ resulta en $K_t = 48.2 \times 10^3$.

Con base a lo anterior se obtienen los valores de la

TABLA V, donde B_o se encuentra por debajo de B_{cmax} y A_{pmin} es menor a A_p , por lo que el núcleo E80/32/40 3C92 es apto para la aplicación.

En adición, la densidad de flujo magnético debe estar limitada a 2000 Gauss como consecuencia de la no linealidad de la curva de histéresis más allá de este punto y, para frecuencias menores a 50 kHz donde las pérdidas del núcleo no son un factor limitante, B_{max} se debe escoger en un máximo de 1600 Gauss, por lo que el diseño es seguro [11].

B. PÉRDIDAS EN EL TRANSFORMADOR

Las pérdidas en el núcleo del transformador son obtenidas mediante la ecuación de Steimetz, misma que se muestra en la Ec. (7).

$$P_{fe} = V_e K_c f_t^\alpha B_{max}^\beta \quad (7)$$

Para seleccionar el número de vueltas en el devanado primario N_p , se utiliza la Ec. (8).

$$N_p = \frac{V_s}{K_v B_{max} A_c f_t} \quad (8)$$

donde la frecuencia de operación es $f_t = 2f$.

Al utilizar la Ec. (8) se obtienen 2 vueltas en el devanado primario. Sin embargo, con la finalidad de mantener una corriente de magnetización más pequeña se opta por elegir 5 vueltas en el primario.

TABLA V. VALORES OBTENIDOS PARA LA SELECCIÓN DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

Valores óptimos	
B_o [Gauss] E80/38/20 3C92	1335.1747
A_p [cm ⁴] E80/38/20	3.67

El número de vueltas en el devanado secundario N_s se obtiene al despejar la ecuación del voltaje de salida del convertidor elevador CD-CD *push-pull* que se muestra en [12]. Esto resulta en la Ec. (9).

$$N_s = \frac{V_o(N_p)}{2V_s D} \quad (9)$$

Donde V_s es el voltaje de entrada y V_o es el voltaje de salida. Esto da como resultado 99 vueltas. Se seleccionan 100 vueltas.

Como consecuencia de las altas frecuencias, los efectos parásitos *skin depth* (que representa la sección efectiva de los conductores del devanado) y efecto de proximidad (el cual modifica la sección efectiva de los conductores y cambia las magnitudes de las corrientes circulantes) se hacen presentes en los devanados del transformador. Por esto, se toman consideraciones para el cambio en la magnitud de la resistencia de los conductores, donde el factor de cambio de resistencia en CD (R_{cd}) a resistencia en CA (R_{ca}), para conductores redondos se denomina k_s y para cinta de cobre se denomina F_R . Primero se obtiene Δ , el cual representa la relación entre el espesor de una capa de devanado d y *skin depth* a la frecuencia fundamental de operación δ_o . El valor de Δ se obtiene con la Ec. (10).

$$\Delta = \frac{d}{\delta_o}, \quad (10)$$

donde $\delta_o = \frac{66}{\sqrt{f_t}}$ [mm].

Las pérdidas en CA (P_{ca}) de un solo devanado del transformador se calcula con la Ec. (11), de acuerdo con [13].

$$P_{ca} = I^2 R_{cd} \Big|_{d=\delta} \left(\frac{F_R}{\Delta} \right). \quad (11)$$

Existe un valor de Δ que causa la menor cantidad de pérdidas en los devanados. Dicho valor se obtiene al graficar las curvas que se muestran en la Fig. con un número de 13 armónicos para diferentes cantidades de capas p . Estos devanados son inducidos con una forma de onda cuadrada modulada con un ciclo de trabajo del 35%.

Las curvas de la Fig. se calculan con la Ec. (12), de acuerdo con [14].

$$\frac{R_{eff}}{R_\delta} = \frac{D}{\Delta} + \frac{2}{\pi^2 D} \sum_{n=1, odd}^N \frac{\sin^2(n\pi D)}{n^2} A_{sum} \quad (12)$$

$$A_{sum} = \left[\frac{\sinh(2\sqrt{n}\Delta) + \sin(2\sqrt{n}\Delta)}{\cosh(2\sqrt{n}\Delta) - \cos(2\sqrt{n}\Delta)} + \frac{2(p^2-1)}{3} \frac{\sinh(\sqrt{n}\Delta) - \sin(\sqrt{n}\Delta)}{\cosh(\sqrt{n}\Delta) + \cos(\sqrt{n}\Delta)} \right],$$

donde n es el número de armónicos.

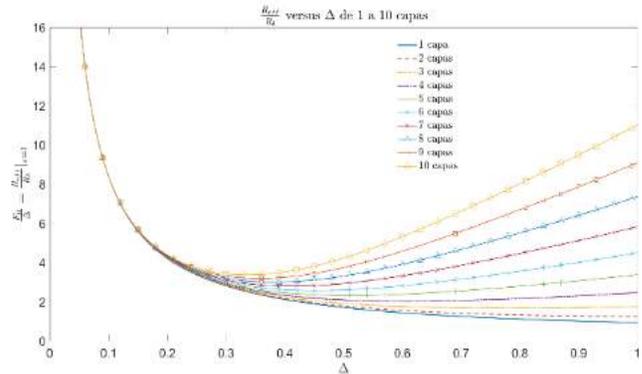


Fig. 3. $\frac{F_R}{\Delta}$ contra Δ de 1 a 10 capas.

El valor de F_R está dado por la Ec. (13), mientras que el valor de k_s se obtiene con la Ec. (14).

$$F_R = 1 + \frac{5p^2-1}{45} \Delta^4 \quad (13)$$

$$k_s = 0.25 + 0.5 \left(\frac{r_o}{\delta_o} \right) + \frac{3}{32} \left(\frac{\delta_o}{r_o} \right). \quad (14)$$

De acuerdo con la Fig. , para 5 capas de devanado el valor óptimo de delta es $\Delta = 0.505$, que corresponde a un espesor de 0.1666 mm. Se selecciona cinta de cobre de 50 mm x 0.05 mm para el devanado primario, al ser el valor comercial más próximo disponible como consecuencia del ancho necesario de 50 mm para cubrir por completo la formaleta del transformador. Por otro lado, el devanado secundario se construye con cable Litz de 8 hilos.

IV. RESULTADOS

A. CIRCUITO CONVERTIDOR

La Fig. muestra la topología del convertidor elevador CD-CD *push-pull*. Se aprecia que se utilizan 2 interruptores para controlar la conversión del transformador de ferrita mediante el intercambio en la activación, lo que permite generar una onda CA cuadrada que provoca la inducción magnética en los devanados del transformador. En la Fig. se muestra el prototipo del convertidor.

B. ELEMENTOS EN EL CONVERTIDOR

La lista de elementos fundamentales que se utilizan en el convertidor se muestra en la TABLA VI.

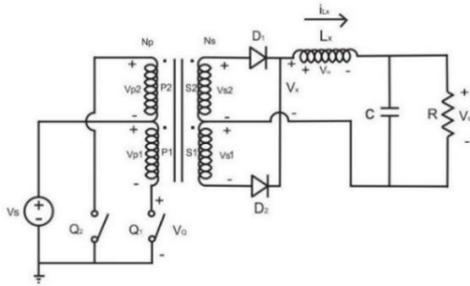


Fig. 4. Topología del convertidor elevador CD-CD *push-pull*.



Fig. 5. Prototipo del convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

TABLA VI. PARTES FUNDAMENTALES DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CD-CD *PUSH-PULL*

Elemento	Descripción
IRF3710	MOSFET de potencia de conmutación rápida
MUR8100E	Diodeo rectificador de 1000 volts de conmutación ultra rápida
E80/38/20 3C92	Núcleo tipo E del transformador de ferrita con medidas 80 mm x 38 mm x 20 mm y material 3C92
TX42/26/13 3E6	Núcleo toroidal del inductor con cubierta epóxica de hasta 2000 con medidas 42 mm x 26 mm x 13 mm y material 3E6
TL494	Circuito Integrado de control PWM
IR4427	Driver de MOSFET dual de flanco de bajada

C. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR

En la TABLA VII se muestran los parámetros sobre los que se diseña el circuito convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

D. INDUCTOR TOROIDAL

Se lleva a cabo una prueba de resonancia al inductor, al aplicar una señal escalón de baja frecuencia y medir la frecuencia natural de oscilación, la cual corresponde con la frecuencia de resonancia. En la Fig. se muestran los resultados de esta prueba, donde la frecuencia de resonancia medida ronda el valor de los 11.9 MHz. Con esto se prueba que el inductor trabaja correctamente a los 40 kHz de salida del puente rectificador.

E. TRANSFORMADOR DE FERRITA

La forma de los devanados del transformador que se utiliza para el convertidor elevador CD-CD *push-pull* propuesto se muestra en la Fig. .

Esta técnica se conoce como “entrelazado” (*interleaving* en inglés) y tiene el efecto de reducir tanto la inductancia de fuga como la capacitancia parásita de los devanados. Además, reduce de manera considerable el efecto de proximidad, lo que aumenta la eficiencia del transformador [15].

Los resultados que se obtienen del diseño del transformador de ferrita se muestran en la TABLA VIII. Donde ρ es la resistividad del conductor a 90 °C, B_{max} es la densidad de flujo magnético máxima y las pérdidas en CA son sumadas para obtener las pérdidas totales.

Las pérdidas en el transformador calculadas para 400 watts, dan como resultado una eficiencia del 97.12%.

TABLA VII. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CD-CD *PUSH-PULL*

Parámetro	Valor
Eficiencia	$\geq 80\%$
Voltaje de entrada (V_s)	24 volts
Voltaje de salida (V_o)	330 volts
Rizo de voltaje de salida (V_{rp})	$\leq 3\%$
Potencia (P_o)	400 watts max.
Frecuencia de conmutación (f)	20 kHz
Ciclo de trabajo (D)	35%

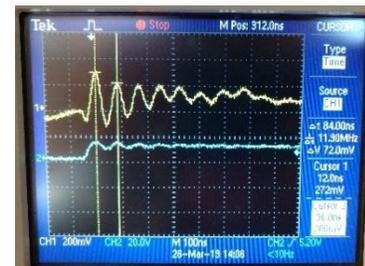


Fig. 6. Prueba de resonancia del inductor. Señal escalón (azul). Señal de oscilación del inductor (amarillo).

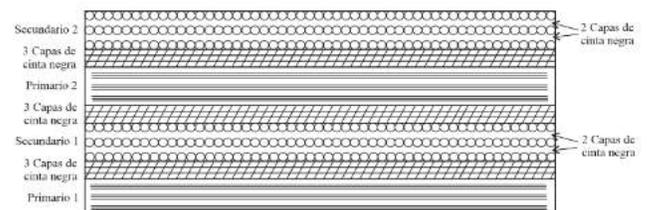


Fig. 7. Técnica de devanado del transformador de ferrita.

F. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR

Una red *snubber* RC con valores de capacitancia y resistencia de 10 nF y 27 Ω respectivamente, es implementada en los MOSFETs del convertidor con el fin de eliminar los picos de desactivación provocados por la inductancia de fuga del transformador. Las formas de onda de los MOSFETs con sus respectivas señales de activación, provenientes del circuito integrado TL494 y del driver IR4427 se muestran en la Fig. .

TABLA VIII. RESULTADOS DEL DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE FERRITA.

E80/38/20 3C92	
ρ 90 °C [$\mu\Omega$ -m]	0.02194652
No. Capas P	10.00
No. Capas S	4.00
B_{max} [Teslas]	0.053571429
Pérdidas núcleo [W]	0.209
Devanado primario	
R_{cd} [$\mu\Omega$]	4038.15968
N_p	5.00
Δ	0.152
R_{eff}/R_{cd} P	1.00
R_{ca} [$\mu\Omega$]	2.67E+04
Pérdidas CA [W]	10.5914914
Devanado secundario	
R_{cd} [$\mu\Omega$]	490635.5
N_s	100
Δ	3.43
r_o/δ	1.48
k_s Secundario	1.09
R_{ca} [$\mu\Omega$]	5.37E+05
Pérdidas CA [W]	0.670026738
Pérdidas totales [W]	11.5

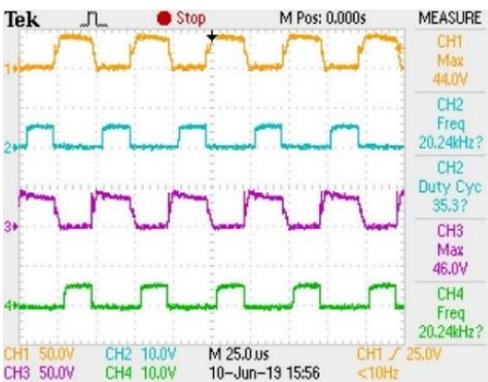


Fig. 8. Voltaje D-S de los MOSFETs (amarillo y púrpura) y señales de activación PWM (azul y verde).

En la entrada del convertidor se sitúa un capacitor de 100 μ F para estabilizar el voltaje de entrada. La Fig. muestra que el voltaje de salida que se obtiene del convertidor es mayor al requerido por 30 volts, esto gracias al voltaje entregado por el capacitor cuando se produce una caída por la conmutación de los MOSFETs. La Fig. se obtiene con una resistencia de carga de 930 Ω . En adición, el rizo de voltaje de salida es del 2.23%, menor al 3% como se especifica con anterioridad.

En la Fig. se muestra la gráfica de eficiencia para un rango de valores de potencia de 100 a 400 watts, en donde la eficiencia no cae por debajo del 83%, lo que cumple con el requisito que se establece.

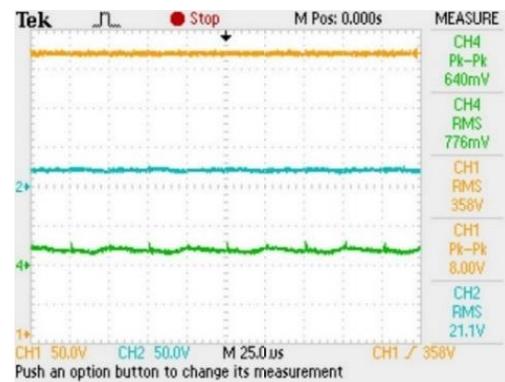


Fig. 9. Voltaje de entrada (azul), voltaje de salida (amarillo) y corriente de entrada (verde).

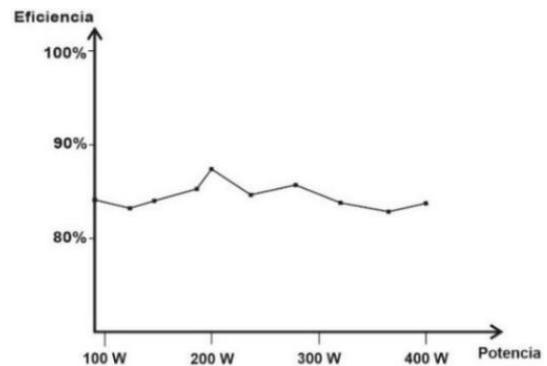


Fig. 10. Gráfica de eficiencia del convertidor elevador CD-CD *push-pull*.

V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se diseña y construye de manera satisfactoria un convertidor elevador CD-CD *push-pull* que trabaja dentro de un sistema fotovoltaico. Dicho convertidor alcanza de forma exitosa el objetivo de voltaje establecido, y mantiene una eficiencia consistente en un rango de 100 a 400 watts. Este convertidor permite alimentar a un inversor trifásico que llevará a la corriente eléctrica a tensión de línea, sin la

necesidad de invertir en un banco de baterías de aplicaciones solares que entorpezcan la instalación del sistema fotovoltaico.

Un especial énfasis es hecho en el diseño del transformador de ferrita, con lo que se tiene un convertidor fácil de construir con un mínimo de pérdidas en el transformador. En el que se utiliza un híbrido en los devanados de cinta de cobre y cable Litz, lo que permite evitar los efectos parásitos en gran medida sin sacrificar el alto ratio de conversión del transformador.

REFERENCIAS

- [1] T. Goda y A. Torres, "Flujos de Capital, Recursos Naturales y Enfermedad Holandesa: El Caso Colombiano," *Ensayos sobre Política Económica*, vol. 33, no. 78, pp. 197-206, Dic., 2015, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.espe.2015.07.001>.
- [2] P. Farhang, A. Drimus y S. Mafei-Tempfli, "New technique for voltage tracking control of a boost converter based on the PSO algorithm and LTspice," *52th Int. Scien. Conf. on Power and Elec. Engineering of Riga Tech. Uni.*, Riga, Letonia, 2015, DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343157, [online].
- [3] R. Wai, C. Lin y R. Duan, "High-efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress," *IEEE Trans. on Indus. Electr.*, vol. 54, no. 1, pp. 354-364, Feb., 2007, DOI: 10.1109/TIE.2006.888794, [online].
- [4] L. Alessio, L. Gonzáles y R. Cáceres, "Diseño y Construcción de un Convertidor Boost de Pequeña Potencia con Propósitos Educativos y de Investigación," en *Avances en Ciencias e Ingenierías*, vol. 6, n° 2, pp. C15-C20, 2014.
- [5] N. Muñoz, J. Cano y J. López, "Control de un Convertidor Elevador de Voltaje AC/DC Utilizando Balance de Potencias," *Información Tecnológica*, vol. 27, n° 2, pp. 3-10, 2016.
- [6] F. Nome y I. Barbi, "A ZVS Campling Mode-Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter," en *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings*, Pretoria, Sudáfrica, 1998.
- [7] T. Wu, J. Chyuan, J. Tsai, C. Tsai y Y. Chen, "An Active-Clamp Push-Pull Converter for Battery Sourcing Applications," en *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, n° 1, pp- 196-204, Feb., 2008, Consultado en: Jun, 30, 2019, DOI: 10.1109/TIA.2007.912748, [Online].
- [8] E. Kim y B. Kwon, "High Step-up Resonant Push-Pull Converter with High Efficiency," en *IET Power Electronics*, vol. 2, n° 1, pp. 79-89, Enero, 2009, Consultado en: Jun, 30, 2019, DOI: 10.1049/iet-pel:20070140, [Online].
- [9] M. Rashid, "DC-DC Converters," en *Power electronics handbook*, edición no. 3, San Diego, USA: Academic Press, 2011, cap. 13, pp. 215-219.
- [10] J. Hernandez, L. Petersen y M. Andersen, "Low Capacitive Inductors for Fast Switching Devices in Active Power Factor Correction Applications," en *Proceedings of International Power Electronics Conference*, Hiroshima, Japón, 2014, pp. 3352-3357.
- [11] A. Pressman, K. Billings y T. Morey, "Transformer and Magnetics Design," en *Switching Power Supply Design*, edición no. 2, USA: McGraw-Hill, 1998, cap. 7, sección 7.2.3, pp. 275-276.
- [12] D. Hart, "Fuentes de Alimentación de Corriente Continua," en *Electrónica de Potencia*, edición no. 1, Madrid, España: Pearson Educación, 2001, cap. 7, sección 7.6, pp. 277-280
- [13] K. Iyer, W. Robbins y N. Mohan, "Design and Comparison of High Frequency Transformers using Foil and Round Windings," en *International Power Electronics Conference*, Hiroshima, Japón, 2014.
- [14] J. Breslin y W. Hurley, "Derivation of Optimum Winding Thickness for Duty Cycle Modulated Current Waveshapes," en *Record 28th annual IEEE*

power electronics specialists conference, Saint Louis, MO, USA, 1997, pp. 655-661.

- [15] W. Hurley y W. Wölfe, "Reducing Proximity Effects by Interleaving the Windings," en *Transformers and Inductors for Power Electronics*, John Wiley & Sons, 2013, cap. 6, pp. 182-183.

BIOGRAFÍAS



RICARDO PAEZ VILLA nació en Culiacán, Sinaloa en 1995, se graduó de Ingeniero en Mecatrónica del Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en marzo de 2019 y actualmente es tesista en el mismo instituto. Sus líneas de investigación actuales incluyen convertidores CD-CD.



MARTÍN ALARCÓN CARBAL nació en Culiacán, Sinaloa, México en 1993. Recibió el título de Ingeniero Mecatrónico por el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 2016. Actualmente se encuentra matriculado en el programa de Maestría en Ciencias de la Ingeniería en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen: control digital, algoritmos de control no lineal, sistemas electrónicos de potencia y energías renovables.



JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES en 2010 obtuvo el grado de Ingeniero Eléctrico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. El grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería, en la especialidad de Mecatrónica y Control por el Tecnológico Nacional de México en el 2016. Actualmente es estudiante del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la línea de Instrumentación y Control. Las líneas interés son: el control de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



DAVID ENRIQUE CASTRO PALAZUELOS recibió el título de Ingeniero Electrónico por el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 2000, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Telemática por la Universidad de Colima en 2004 y de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, división de Telecomunicaciones por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, campus Guadalajara en 2015. Es profesor investigador con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México. Sus líneas de investigación actuales son el procesamiento de señales en sensores remotos con procesamiento paralelo de datos y co-diseño hardware-software para detección multimodo y sistemas de comunicación.



GUILLEMO JAVIER RUBIO ASTORGA recibió el título de Ingeniero Eléctrico del Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 1998, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica y el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Campus Guadalajara en 2001 y en 2013 respectivamente. Es profesor con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de máquinas eléctricas.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 18 Diciembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Control PID y Difuso de un seguidor solar fotovoltaico para obtención de potencia nominal con sensor MPU6050

J. R. VAZQUEZ^{1,*}, C.D. AVALOS¹, J.J. ONTIVEROS¹, N.D. GALÁN², G.J. RUBIO¹

¹Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán.

²Universidad Politécnica de Sinaloa.

jose_rafa96@hotmail.com (* Autor de correspondencia)

davidavalos1995@icloud.com

joelontiveros@itculiacan.edu.mx

ngalan@upsin.edu.mx

guillermo.rubio@itculiacan.edu.mx

RESUMEN Los sistemas de seguimiento solar actuales utilizan de manera predominante controladores que buscan el máximo punto de potencia. Además, utilizan sensores de luminosidad, los cuales son sensibles a cambios climatológicos. El presente trabajo propone el diseño y análisis de dos controladores, PID y LD, con ayuda de Simulink® los cuales buscan mantener una potencia nominal constante con referencia del ángulo horario mediante un giroscopio MPU6050 que proporciona el ángulo de inclinación y orientación del módulo fotovoltaico y elimina incertidumbres ambientales. Con el resultado del análisis, se pretende implementar el controlador seleccionado para mantener una potencia de salida dentro de un rango deseado.

PALABRAS CLAVE— Controlador, Seguidor Solar, Giroscopio

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad la generación de electricidad mediante fuentes de energía renovables es de suma importancia [1]. Una forma de aprovechar la energía proveniente del sol y convertirla en energía eléctrica son los sistemas fotovoltaicos, los cuales no requieren combustibles fósiles para su funcionamiento y tienen un bajo impacto al medio ambiente [2]. Los sistemas fotovoltaicos transforman la radiación solar en electricidad mediante celdas fotovoltaicas con materiales semiconductores [3].

Existen dos tipos de sistemas fotovoltaicos: los interconectados y los aislados. Estos se conforman de módulos fotovoltaicos, convertidor Corriente directa (CD)/Corriente alterna (CA), controlador de carga, batería e inversor según corresponda al tipo de sistema. De los elementos que integran los sistemas fotovoltaicos, el dispositivo más vulnerable e ineficiente es el módulo fotovoltaico. Esto se debe a que existen pérdidas por características de diseño y construcción, además de la influencia de las condiciones ambientales, tales como humedad, polvo, sombras, temperaturas e intensidad de radiación solar [4]. Una técnica que se utiliza para aumentar la captación de radiación solar sobre la superficie del módulo y así la producción de energía

eléctrica, es la implementación de sistemas de seguimiento solar.

Las estructuras para el montaje de los módulos se dividen en dos tipos, fijas y móviles. Las fijas cuentan con una inclinación y orientación fija según el sitio de instalación [5]. Las móviles se dividen en dos tipos, sistemas de seguimiento de uno y dos ejes. Los sistemas de un eje siguen el ángulo acimutal y son capaces de incrementar en 30% la captación de energía solar. Los sistemas de dos ejes, además de seguir el ángulo acimutal, modifican la inclinación, por lo cual logran aumentar la captación de energía solar en un 40%, respecto a una estructura fija [6].

Trabajos precedentes tienen como finalidad posicionar la superficie de captación de energía de forma horizontal a la radiación solar. Además, utilizan sensores con una baja precisión para implementar técnicas de seguimiento solar. En [7], se determina la posición del sol mediante un arreglo de cuatro LDR's, con los cuales se busca el máximo punto de potencia del módulo fotovoltaico. Sin embargo, estos sistemas son vulnerables a cambios climatológicos. En [8] se estima la ubicación del sol mediante ecuaciones matemáticas, lo cual representa una total independencia de las condiciones climáticas. Implementar esta técnica presenta un alto grado de incertidumbre, al no contar con un lazo de control que

retroalimente la inclinación y orientación del módulo fotovoltaico.

A diferencia de los trabajos [7] y [8], en este artículo se propone el diseño de un control para el seguimiento solar, que sea capaz de mantener una potencia de salida en los valores nominales del módulo fotovoltaico. El algoritmo de control se implementa en Simulink®, donde se estima la posición solar mediante ecuaciones matemáticas. Las señales que generan estos cálculos se alimenta una etapa de acondicionamiento de señales y de potencia para que los actuadores lineales modifiquen la posición del módulo. El sistema de retroalimentación de la posición de la superficie del módulo fotovoltaico, respecto a un ángulo perpendicular de radiación solar es un giroscopio MPU6050. Implementar este sensor permite una ubicación del módulo fotovoltaico de forma perpendicular a la radiación solar y elimina las incertidumbres climatológicas que se presentan a lo largo de cada día.

El presente trabajo se desarrolla en X secciones. En la sección II y III se desarrolla el modelado del sistema de seguimiento solar y el modelado matemático de un módulo fotovoltaico. La descripción de la retroalimentación de posición se encuentra en la sección IV. El diseño de los controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) y Lógica Difusa (LD) se describen en las secciones V y VI respectivamente. El resultado de simulación de los controladores se muestra en la sección VII. La sección VIII describe la implementación del sistema, en la sección IX se presentan los resultados y en la sección X se muestran las conclusiones.

II. MODELADO DE SISTEMA DE SEGUIMIENTO

El seguidor solar se conforma de dos partes como se muestra en la Fig. 1. Un sistema de posicionamiento (motor de CD) y una estructura mecánica, donde B_1 y B_2 representan las chumaceras, y J el momento de inercia del módulo fotovoltaico.

El modelo matemático del sistema de posicionamiento se rige por dos ecuaciones, la parte eléctrica que representa al voltaje de armadura $U(t)$ (Ec. (1)) y otra mecánica que representa el par mecánico $\tau(t)$ (Ec. (2)) [9]:

$$U(t) = R_a i(t) + L_a \frac{di(t)}{dt} + K_e \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (1)$$

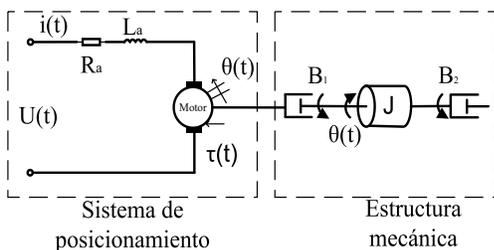


Fig. 1. Sistema de seguimiento solar.

$$\tau(t) = J_1 \frac{d^2\theta(t)}{dt} + B \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2)$$

donde R_a es la resistencia de armadura (Ω), que corresponde a la resistencia óhmica del principal portador de corriente, que es un motor de CD, L_a es la inductancia de armadura (H), $i(t)$ la corriente de armadura (A), $\theta(t)$ la posición ($^\circ$), K_e la constante de fuerza electromotriz, $\tau(t)$ el torque del motor, al cual se oponen tres fuerzas, J el momento inercia del módulo fotovoltaico ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2$), suponiendo que es una placa rectangular con un eje de rotación horizontal y vertical y B el coeficiente de viscosidad de las chumaceras ($\text{Nm}\cdot\text{s}$) según [10]. Y J_1 la inercia del rotor del motor ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2$).

La segunda ley de Newton establece que la suma algebraica de momentos o pares alrededor de un eje fijo es igual al producto de la inercia por la aceleración angular, por lo tanto, la ecuación matemática de la estructura mecánica se rige por la Ec. (3) [11]:

$$\tau(t) = J \frac{d^2\theta(t)}{dt} + B_1 \frac{d\theta(t)}{dt} + B_2 \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (3)$$

El momento de inercia del módulo fotovoltaico se obtiene mediante la Ec. (4), que pertenece al momento de inercia del eje vertical y (5) al eje horizontal, mostrándolo en la Fig. 2 [12]:

$$J = \frac{M_a}{b} \int_{-b/2}^{b/2} r^2 dr \quad (4)$$

$$J = \frac{M_a}{a} \int_{-a/2}^{a/2} r^2 dr \quad (5)$$

Para obtener el modelo matemático del sistema de seguimiento de dos ejes de libertad, se considera cada uno como un sistema independiente con masa (M_a). En el sistema del seguidor, el ángulo horario está dado por la Ec. (4). Para la altura solar del seguidor se considera la Ec. (5). El momento de inercia del módulo fotovoltaico se obtiene despejando la Ec. (3).

En la Fig. 3 se muestra de manera gráfica los elementos del sistema de seguimiento en su vista posterior.

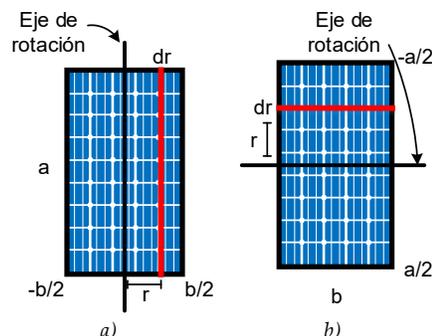


Fig. 2. Momentos de inercia: a) eje vertical y b) eje horizontal.

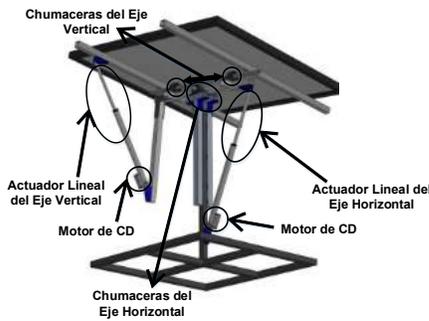


Fig. 3. Parte posterior del sistema de seguimiento solar.

Al considerar las Ec. (1), (2) y (3) y eliminar los coeficientes de fricción viscosa B_1 y B_2 , se obtiene la función de transferencia del seguidor de cada eje de libertad Ec. (6):

$$\frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{K_M}{s[(J_1 L_a + J L_a) s^2 + (J_1 L_a + J L_a + B L_a) s + K_M K_e]} \quad (6)$$

III. MODELADO MATEMATICO DE UN MODULO FOTOVOLTAICO

Se estima el comportamiento de un módulo fotovoltaico mediante el modelo de cinco parámetros diodo-simple de una celda fotovoltaica (Fig. 4). Esto se debe a su robustez ante condiciones climáticas y cambios en la temperatura que podrían afectar al circuito [13].

Para la obtención de la corriente de salida i proveniente del circuito equivalente de la Fig. 4 se obtiene en la Ec. (7):

$$i = i_{ph} - i_D - i_{sh} \quad (7)$$

donde i_D es la corriente que circula en el diodo, i_{sh} es la corriente que circula por la resistencia e i_{ph} es la corriente fotoeléctrica que se genera en condiciones de prueba estándar (STC) que se rige por la Ec. (8) [14]:

$$i_{ph} = \frac{G_{ti}}{G_r} [I_{ref} + K_I (T - T_r)] \quad (8)$$

donde G_{ti} es la irradiación solar (W/m^2), G_r la irradiación solar de referencia ($1 \text{ kW}/m^2$), I_{ref} la corriente de corto circuito en condiciones de referencia, K_I el coeficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito de la celda, T la temperatura de trabajo de la celda (K) y T_r la temperatura de referencia de la celda (298.15 °K). La corriente del diodo i_D se determina mediante la Ec. (9) [15]:

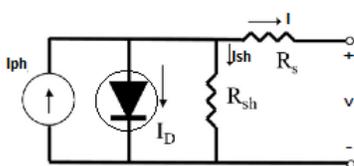


Fig. 4. Modelo de 5 parámetros diodo-simple.

$$i_D = i_0 \left(\exp \frac{V_D}{V_{TH}} - 1 \right) \quad (9)$$

donde i_0 corresponde a la corriente inversa de saturación, V_{TH} , el voltaje térmico del diodo a una de temperatura de 300° K con un valor de 25.84 mV .

La corriente que fluye por la resistencia R_{SH} se estima mediante la ley de corrientes de Kirchhoff, la cual se rige por la Ec. (10):

$$i_{sh} = \frac{V + i R_s}{R_{SH}} \quad (10)$$

IV. RETROALIMENTACIÓN

Para eliminar incertidumbres climatológicas y asegurar un correcto posicionamiento del módulo fotovoltaico, se utiliza una unidad de medida inercial MPU6050 (Fig. 5). Este dispositivo calcula la aceleración de los objetos donde se encuentra instalado. Se utiliza a gran escala en vehículos aéreos, espaciales, marinos y aplicaciones robóticas.

El sensor propuesto es un MPU6050, que es una IMU de 6 grados de libertad. Combina un acelerómetro de 3 ejes y un giroscopio de 3 ejes [16]. En el presente trabajo, este dispositivo se utiliza para calcular la inclinación y orientación de un módulo fotovoltaico (Fig. 5).

Para la medición del ángulo de inclinación sobre una superficie, se toma en cuenta que la única fuerza que actúa sobre el sensor es la gravedad. En un plano inclinado se asume un plano X-Z, y el MPU6050 se inclina en un ángulo θ , como se muestra en la Fig. 6.

El cálculo de los ángulos de inclinación y orientación se muestran en la Ec. (11) y (12):

$$\theta_x = \alpha \tan \left(\frac{a_x}{\sqrt{a_y^2 + a_z^2}} \right) \quad (11)$$

$$\theta_y = \alpha \tan \left(\frac{a_y}{\sqrt{a_x^2 + a_z^2}} \right) \quad (12)$$

donde a_x es la aceleración de la gravedad sobre la superficie que existe en el eje X, a_y la aceleración que existe en el eje Y y a_z es la aceleración que existe en el eje Z.

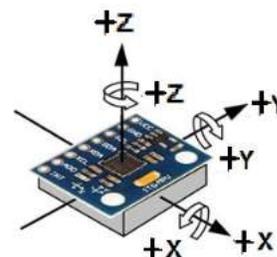


Fig. 5. Ejes configurados en el MPU 6050.

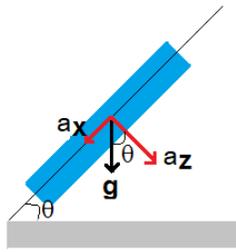


Fig. 6. Cálculo del ángulo de inclinación de una superficie.

V. DISEÑO DE ALGORITMO DE CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO

Se diseña un controlador PID que se basa en el esquema propuesto por Ogata [11]. Este cuenta con 3 parámetros sintonizables, los cuales son la acción proporcional K_p , el tiempo de integración T_i y el tiempo de derivación T_d , según la Ec. (13).

$$u(t) = K_p (e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (13)$$

$e(t) = P^* - P$, donde $e(t)$ es el error, P es la potencia de salida del módulo fotovoltaico en (W) y P^* es la potencia de referencia deseada en (W).

Se utiliza el segundo método de sintonización propuesto por Ziegler-Nichols para obtener los valores de K_p , T_i y T_d . En este se fija un $T_i = 0$, $T_d = \infty$ y se define una ganancia crítica K_{cr} , que hace que el sistema tenga oscilaciones sostenidas y corresponde a un periodo crítico P_{cr} . Para obtener la K_{cr} , se utiliza la ecuación característica Ec. (14) de la función de transferencia Ec. (6) en lazo cerrado, y se aplica el criterio de Routh-Hurwitz en Ec. (15).

$$s[(J_1 L_a + J L_a) s^2 + (J_1 L_a + J L_a + B L_a) s + K_M K_e] + \dots K_M K_{cr} = 0 \quad (14)$$

$$k_{cr} < \frac{(J_1 L_a + J L_a + B L_a) k_E}{(J_1 L_a + J L_a)} \quad (15)$$

Para el periodo crítico (P_{cr}), se sustituye $s=j\omega$ en Ec. (14).

$$(J_1 L_a + J L_a)(j\omega)^3 + (J_1 L_a + J L_a + B L_a)(j\omega)^2 \dots + K_M K_e(j\omega) \dots + K_M K_{cr} = 0 \quad (16)$$

Los valores de K_{cr} y P_{cr} de la Tabla I se obtienen de la Ec. (15) y (16). Los parámetros de control (K_p , T_i , T_d) se calculan mediante el segundo método de Ziegler-Nichols y los sintonizados manualmente se muestran en Tabla II y Tabla III.

TABLA I. VALORES DE K_{cr} Y P_{cr} .

	Cama de prueba 1	Cama de prueba 2
K_{cr}	0.011	0.4292
P_{cr}	0.0123	0.0512

TABLA II. VALORES DE LOS PARÁMETROS DE CONTROL DEL SEGUIDOR DE ÁNGULO HORARIO.

	Ziegler Nichols	Sintonizado
K_p	235.3547	2.3535
T_i	14.1285	0.1413
T_d	3.5321	0.0035

TABLA III. VALORES DE LOS PARÁMETROS DE CONTROL DEL SEGUIDOR DE ALTURA SOLAR.

	Ziegler Nichols	Sintonizado
K_p	207.6485	2.0765
T_i	11.1032	14.1285
T_d	2.7758	0.0026

VI. DISEÑO DE ALGORITMO DE CONTROL DE LOGICA DIFUSA.

El proceso de toma de decisiones del control LD se conforma por cuatro pasos (Fig. 7) [17]. Primero la interfaz de fusificación, que convierte las entradas en información que interpreta el controlador. Segundo el mecanismo de inferencia, el cual interpreta y aplica el conocimiento del experto como lo hace una persona. Después las reglas del tipo if-then, que contienen la descripción lingüística. Por último, la interfaz de defusificación, la cual convierte los resultados del mecanismo de inferencia en salidas que controlan la planta.

Las reglas que se implementan para cada uno de los ejes de libertad se proponen según la experiencia del programador. Si el módulo fotovoltaico se encuentra demasiado inclinado a la izquierda (al tomar como referencia el ángulo de incidencia de radiación solar), entonces el motor gira rápido a la derecha. Si el módulo fotovoltaico se encuentra demasiado inclinado a la derecha, el motor gira rápido a la izquierda, si la posición del panel es la de referencia, entonces no se aplica control. Las reglas se presentan en la Tabla IV, donde (e) es el error y (de) es la derivada del error, MEN es Menos Negativo, PN es Positivo-Negativo, Z es el cero del universo discurso, PP significa Positivo-Positivo y MEP se refiere a Menos Positivo.

El rango del universo discurso que se utiliza para construir las funciones de membresía de cada uno de los grados de libertad se muestran en la Tabla V.

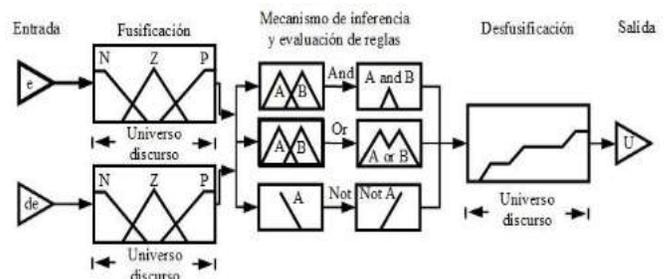


Fig. 7. Diagrama a bloques control difuso.

TABLA IV. CONJUNTO DE REGLAS.

		e				
		MEN	PN	Z	PP	MEP
de	MEN	MEN	MEN	PN	PN	Z
	PN	MEN	PN	PN	Z	PP
	Z	PN	PN	Z	PP	PP
	PP	PN	Z	PP	PP	MEP
	MEP	Z	PP	PP	MEP	MEP

TABLA V. RANGOS DEL UNIVERSO DE DISCURSO.

	Ángulo horario	Altura solar
Mínimo	-90°	0°
Máximo	90°	90°

VII. SIMULACIONES

De la Ec. (1) - (6) se obtiene el modelo matemático del sistema de seguimiento. Para determinar el comportamiento del módulo fotovoltaico se utilizan las Ec. (7) - (10). La estructura del controlador PID está dada por las Ec. (13) - (16) y los parámetros se muestran en TABLA II y TABLA III. Para el controlador LD, los parámetros están dados en la Tabla IV. Se consideran las características de un módulo fotovoltaico amorfo, que se muestran en la Tabla VI. El esquema de los elementos del sistema completo se muestra en la Fig. 8 y los resultados de la simulación se observan en la Fig. 9.

TABLA VI. ESPECIFICACIONES DEL MÓDULO.

Parámetro	Módulo amorfo
P_{mp}	135W
V_{mp}	62.3V
I_{mp}	2.17A
V_{oc}	78.4V
I_{sc}	2.52A

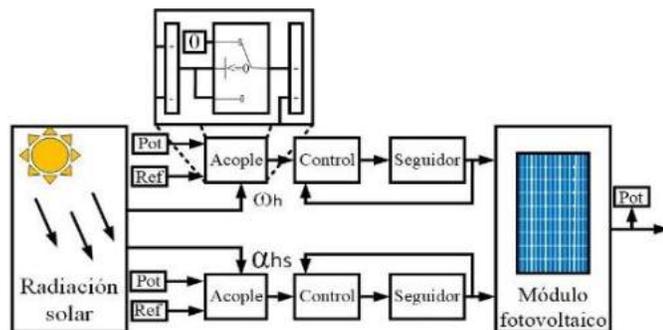


Fig. 8. Diagrama de simulación del sistema completo.

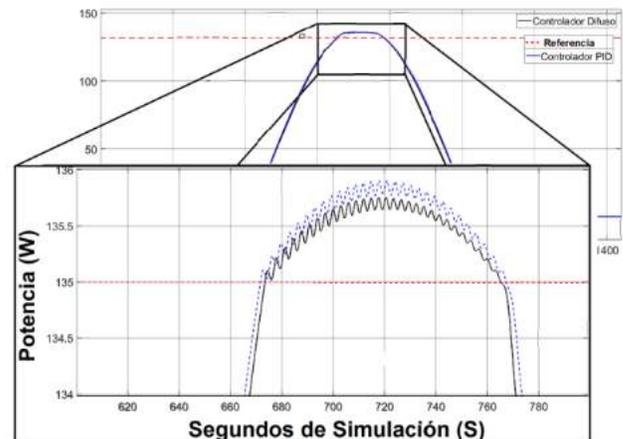


Fig. 9. Simulación y comparación de ambos controladores.

En la Fig. 9 se puede observar que el controlador PID y LD tienen una respuesta similar. Estos sobrepasan la potencia nominal del módulo fotovoltaico de la Tabla VI por 0.51% y 0.59% respectivamente. El controlador se mantiene cerca de los 135 W ya que esta potencia nominal pertenece al módulo fotovoltaico. Se concluye a partir de la simulación que se implementará el controlador PID por su simplicidad y presentar un desempeño similar al LD, el cual tiene mayor complejidad y demanda de recursos computacionales.

VIII. IMPLEMENTACIÓN

El algoritmo de control, la programación para interpretar las señales de los sensores, además de la estimación de la altura solar y el ángulo horario de referencia para el posicionamiento del módulo se implementa en una PC con ayuda de Simulink® (Fig. 10). Como tarjeta de adquisición de datos se utiliza un Arduino MEGA 2560. La etapa de acoplamiento consiste en optoacopladores 4N25. Para invertir el giro de los motores XLA18 del sistema de posicionamiento, se diseña un puente H [18] con transistores TIP31C.

La etapa de retroalimentación se divide en 2 partes. La primera consiste en la retroalimentación de potencia, donde se utilizan los sensores CSNE 151 y LVP 25-P, los cuales miden corriente y voltaje de salida respectivamente. La segunda parte consiste en el giroscopio MPU6050 el cual retroalimenta la orientación e inclinación del módulo fotovoltaico.

IX. RESULTADOS

A. PRUEBA 1

El objetivo de la prueba 1 es mantener la potencia de salida dentro de un rango $\pm 10\%$ la potencia nominal del módulo fotovoltaico de la Tabla VI. La prueba se realiza el día 24 de junio del año 2019, de 9:30 a 17:30 horas, con un muestreo de 1 dato por cada 5 minutos. Los resultados se muestran en la Fig. 11.

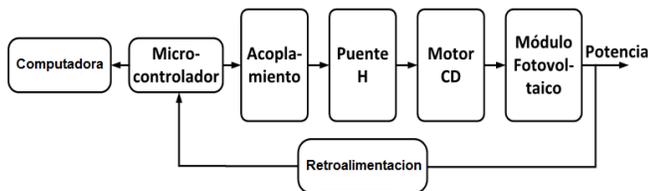


Fig. 10. Diagrama de implementación del sistema.

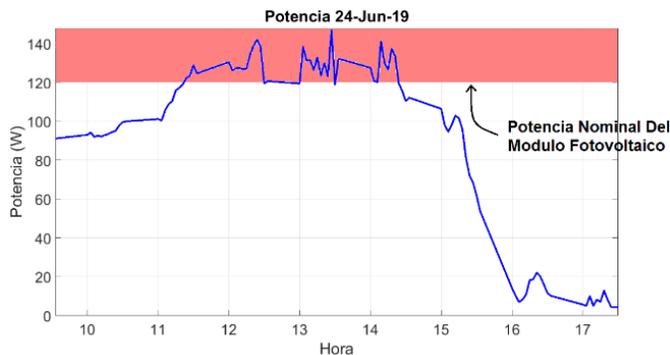


Fig. 11. Potencia nominal del controlador PID.

B. PRUEBA 2

El objetivo de la prueba 2 es mantener una potencia de referencia arbitraria a lo largo del día. La prueba se realiza el día 2 de julio del 2019, de 9:30 a 14:30 horas, con un muestreo de 1 dato por cada 5 minutos. Los resultados se muestran en la Fig. 12.

De manera adicional para validar el funcionamiento del sensor MPU6050, se realiza un registro y comparación de ángulos de altura solar y horario. Los resultados se muestran en la Fig. 13 y 14.

La Fig. 13 y 14 muestran la validación del sensor MPU6050 que orienta al módulo fotovoltaico para colocarse de forma perpendicular a la radiación solar, hasta que este llegue a su potencia nominal



Fig. 12. Validación del controlador PID.

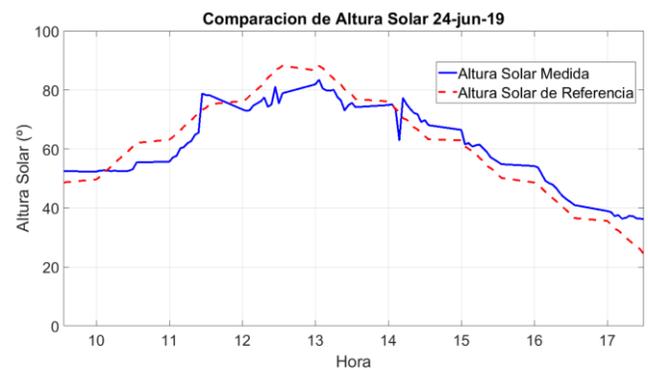


Fig. 13. Validación del sensor MPU6050 para la altura solar.



Fig. 14. Validación del sensor MPU6050 midiendo el ángulo horario.

Este artículo a diferencia de [7] que determina la posición del sol mediante un arreglo de LDR's, los cuales buscan el máximo punto de potencia del módulo fotovoltaico y de [8] donde se estima la ubicación del sol mediante ecuaciones matemáticas, se utiliza un sensor MPU6050 para obtener las variables que alimentan el lazo de control para calcular la inclinación y orientación del módulo fotovoltaico y se oriente de forma perpendicular a los rayos solares. Este sensor mide el ángulo de inclinación de la superficie en la que se encuentre posicionado, manteniendo perpendicular el módulo a la radiación solar. Cuenta con un algoritmo de control que logra el máximo punto de potencia, siempre y cuando este punto no sobre pase la potencia nominal del módulo fotovoltaico. Cuando esto suceda, el seguidor solar se posiciona de una manera diferente para mantener la producción dentro de un rango de potencia de referencia determinado.

X. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se propone la implementación de un sensor MPU6050, el cual determina el ángulo que tiene entre la superficie del módulo fotovoltaico y la incidencia de la radiación solar, esto con la finalidad de mantener perpendicular la superficie a los rayos solares.

Se simuló el modelo de un módulo fotovoltaico y estructura de seguimiento de dos ejes, para implementar los algoritmos de control que se diseñaron para el sistema. Los resultados de las

simulaciones permiten concluir, que el controlador PID tiene mejor desempeño que el LD, por lo que se implementa el controlador PID.

Los resultados de la implementación del controlador PID muestran que se cumplen con los objetivos que se plantearon al inicio del trabajo, donde se logra alcanzar la potencia nominal del módulo. Se valida el funcionamiento del algoritmo de control al modificar la referencia de la potencia de salida a lo largo del día.

REFERENCIAS

- [1] I. C. K. K. Abdelhakim Belkaid, «A Comprehensive Study of Different Photovoltaic Peak Power Tracking Methods.» San Diego, 2017.
- [2] F. Faria , J. L. Domingos, J. A. Junior, E. G. Domingues, A. J. Alves, W. P. Calixto y G. b. Ferreira, «Energy Efficiency and Renewable Energy: Energy, Economics and Environment Gains,» de 2017 IEEE URUCON, Montevideo, Uruguay, 2017.
- [3] «Panel Fotovoltaico,» 16 Febrero 2018. [En línea]. Available: <https://solar-energia.net/energia-solar-fotovoltaica/panel-fotovoltaico>. [Último acceso: 17 Diciembre 2018].
- [4] B. Sreewirote, «Increasing Efficiency of an Electricity Production System from Solar Energy with a Method of Reducing Solar Panel Temperature,» de Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Applied System Innovation, Sapporo, Japan, 2017.
- [5] J. C. Serrano, Configuraciones de instalaciones solares fotovoltaicas, Madrid: Paraninfo, 2016.
- [6] T. Díaz Corcobado y G. Carmona Rubio, Instalaciones Solares Fotovoltaicas, España: Mc Graw Hill, 2010.
- [7] J. A. C. G. Angel Alejandro Rodriguez Aya, «Diseño e Implementacion de un Seguidor Solar,» CORPORACION UNIVERSITARIA DEL META, vol. VI, pp. 1-4, Noviembre 2011.
- [8] A. P. D. P. R. S. Dian Artanto, «Design of a GPS-Based Solar Tracker System for a Vertical Solar Still,» de ICSGTEIS, BALI, 2016.
- [9] V. Utkin, J. Guldner y J. Shi, Sliding Mode Control in Electro-MEchanical Systems, Columbus, Ohio, USA: Taylor& Francis Group, LLC, 2009.
- [10] O. W. S. P. Paul Krause, Electromechanical Motion Devices, Canada: JOHN WILEY & SONS, INC, 2012.
- [11] K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna, Madrid, España: Pearson Education, S. A., 2010.
- [12] B. Jonhson, Mazurek y Eizanberg, MEcánica Vectorial Para Ingenieros: Estática, Ciudad de México, México: Mc Grw Hill, 2010.
- [13] T. J. T.T Yetayew, «Improved Single-Diode Modeling Approach For Photovoltaic Modules Using Data Sheet,» IEEE, India, 2013.
- [14] A. Rai, B. Awasthi, A. Dixit y C. K. Dwivedi, «Modelling os a solar photovoltaic module study parameter variation effect using MATLAB/Smulink,» de 2016 International Conference on Control, Computing, Communication Materials (ICCCCM), Allahabad, Indio, 2016.
- [15] T. L. Floyd, Dispositivos Electrónicos, Naucalpan de Juárez, Estado de México: PEARSON Education, 2008.
- [16] «naylor mechatronics,» [En línea]. Available: https://naylormechatronics.com/blog/45_tutorial-mpu6050-acelerometro-y-giroscopio.html. [Último acceso: 27 Mayo 2019].
- [17] K. M. Passino y S. Yurkovich, Fuzzy Control, Menlo Park: Addison Wesley Longman, Inc., 1998.
- [18] D. Hart, Power Electronics, Indiana, USA: Mc Graw Hill, 2011.

BIOGRAFÍAS



José Rafael Vázquez Sánchez. En 2013 obtuvo el grado de Profesional Técnico Bachiller en Mecatrónica por el Colegio Nacional de Educación Profesional Técnica II. En el 2019 egresó de la carrera de Ingeniería Electrónica por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. Actualmente realiza tesis para obtener grado de ingeniero electrónico. Las líneas de interés son la optoelectrónica y la generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



Carlos David Avalos Galindo. En 2018 obtuvo el grado de ingeniero electrónico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. Las líneas de interés son: desarrollo de nuevos algoritmos de control para el seguimiento solar y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



Joel Josué Ontiveros Mireles. En 2010 obtuvo el grado de Ingeniero Eléctrico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. El grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería, en la especialidad de Mecatrónica y Control por el Tecnológico Nacional de México en el 2016. Actualmente es estudiante del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la línea de Instrumentación y Control. Las líneas interés son: el control de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



Néstor Daniel Galán Hernández. Obtuvo el grado de Ingeniero Electromecánico por el Instituto Tecnológico de Acapulco, México. La maestría en Ciencias en el Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN CINVESTAV-Guadalajara, México, en la especialidad de Sistemas Eléctricos de Potencia. El Doctorado en Ciencias en CINVESTAV-Guadalajara, México. Actualmente es profesor de la Unidad Académica de Ing. en Energía de la Universidad Politécnica de Sinaloa en Mazatlán, México. Sus líneas de interés son los Sistemas de Potencia y las Energías Renovables.



Guillermo Javier Rubio Astorga. Nació en Culiacán, México en 1976. Obtuvo el grado de ingeniero eléctrico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán en 1998. En 2001 obtiene el grado de maestro en ciencias en ingeniería eléctrica por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnica Nacional, Campus Guadalajara, México y en 2013 el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por el Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnica Nacional, Campus Guadalajara, México. Actualmente es profesor en el departamento de ingeniería eléctrica-electrónica en el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. Las líneas de investigación de interés son el control no lineal de máquinas eléctricas y sistemas de generación de energía mediante fuentes renovables.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 17 Diciembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Software para la simulación de parámetros en la compensación vectorial del factor de potencia

EFRAIN VILLALVAZO LAUREANO*, RAMÓN O. JIMÉNEZ BETANCOURT, SERGIO A. VILLA AVIÑA, MARCO A. PEREZ GONZÁLEZ, JUAN M. GONZÁLEZ LÓPEZ.

Facultad de Ingeniería Electromecánica, Universidad de Colima
villalvazo@uclm.mx (* Autor de correspondencia)
rjimenez@uclm.mx
svavina@uclm.mx
marcoperez@uclm.mx
jmgr60@uclm.mx

RESUMEN En este artículo se presenta un software para la simulación de los principales parámetros eléctricos en sistemas de una fase con cargas inductivas, empleados para la compensación del factor de potencia en forma vectorial. Primero se realiza un análisis del estado del arte sobre la importancia del factor de potencia en el impacto en los sistemas eléctricos de cualquier tipo; posteriormente se continúa con ejemplificación de diferentes parámetros en forma gráfica, apoyándose en Matlab-Simulink, después se muestra el código completo en forma extendida para lograr el objetivo de todas las funciones del software y posteriormente se explica la forma de ligar el código con algunos diagramas de Simulink. El trabajo busca impactar en los beneficios de la compensación de las redes eléctricas monofásicas con cargas tipo inductivas y su beneficio al compensar adecuadamente el sistema para mejorar el factor de potencia. Por último, se marcan las áreas de oportunidad o mejoras que se podrán realizar posteriormente.

PALABRAS CLAVE — Software, Factor de Potencia, Desfasamiento

I. INTRODUCCIÓN

El incremento de la potencia reactiva y aparente, hacen menor el factor de potencia (FP). Consecuentemente, la disminución de las capacidades de producción, transmisión y distribución de la línea es la secuela de los efectos del factor de potencia bajo [1].

Para optimar la calidad de la energía de una red de distribución, se aplican dos tipos de topologías de corrección del factor de potencia, la corrección del factor de potencia con dispositivos pasivos y la corrección del factor de potencia con dispositivos activos. La primera tiene una respuesta pobre dinámica y carece de regulación de voltaje. Por lo tanto, la otra se ha empleado para el desarrollo de más prototipos [2]. Sin embargo, en este software sólo utiliza una compensación dinámica vectorial para la visualización de todos los parámetros que involucran el FP, sin llegar a ningún método de solución del problema. La corrección del factor de potencia es uno de los mayores problemas para mantener la alta eficiencia en los sistemas eléctricos de potencia. El bajo factor de potencia conlleva a tomar potencia extra de la fuente para cumplir con la misma demanda de carga [3].

El grado de utilización de la potencia, depende del FP de las cargas conectadas a la red. La mayoría de las cargas en la línea

de distribución, de naturaleza inductiva, consumen gran parte de la potencia reactiva; como resultado, el FP de la carga se deteriora, lo que lleva a la limitación del flujo de la potencia activa en la línea [4]; por tal motivo es necesario contrarrestar las cargas inductivas, inyectando capacitancias al sistema.

La calidad de la energía se ha convertido en un tema muy importante, se busca que los sistemas eléctricos tengan un bajo contenido en los armónicos para dar como resultado un incremento en el FP, mejorando la calidad de la energía [5]. Es muy importante tener instrumentos de buena calidad en la medición de los parámetros de la calidad de la energía; porque una buena calidad en las mediciones es una garantía para lograr una alta eficiencia en el FP [6]. El incremento en los reactivos y potencia aparente decrecen el FP; por lo tanto, se reduce la capacidad de producción, transmisión y distribución de la energía eléctrica [7].

La media de las mediciones del FP en un lapso de 24 horas está prácticamente por debajo del 0.9, que toma una enorme cantidad de energía adicional, penalizada por las compañías de energía eléctrica [8]. Las dificultades técnicas que se generan por el bajo factor de potencia en los sistemas de distribución de la energía eléctrica son:

- Alto consumo de corriente.
- Incremento de las pérdidas en conductores.
- Sobrecarga de transformadores, generadores y líneas de distribución.
- Incremento de las caídas de voltaje.

Estos inconvenientes conducen a que se generen los siguientes factores:

- Incremento de la facturación eléctrica.
- Penalización de hasta un 120 % del costo de la facturación.

Al incrementar el factor de potencias se obtienen los siguientes beneficios:

- Reducción de los costos por facturación eléctrica.
- Eliminación del cargo por bajo factor de potencia.
- Bonificación de hasta un 2.5 % de la facturación cuando se tenga factor de potencia mayor a 0.9. [9].

II. DESARROLLO

Debido a la importancia que tiene el factor de potencia para mejorar la calidad de la energía en sistemas eléctricos de baja y alta tensión, es necesario mantenerlo en valores superiores a 0.9 para lograr un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica; además del incremento en la demanda de energía eléctrica por el incremento en la producción industrial por un lado y por otro el incremento en el consumo de energía en los hogares debido a la adquisición de nuevos electrodomésticos, además de la necesidad urgente del cuidado de la energía y medio ambiente. Es prioritario hacer sistemas más eficientes, por lo que se optó por desarrollar un software que fuera capaz de simular los principales parámetros involucrados en la compensación del factor de potencia; de igual forma para brindar un panorama muy claro a los usuarios sobre el comportamiento dinámico de cada una de las variables que conforman este fenómeno; para con ello lograr una mejora en las variables eléctricas y por consecuencia aportar a la disminución de contaminantes por la producción de energía eléctrica, que en México la mayor parte son de fuentes provenientes del petróleo.

El primer punto para considerar es que cuando hay una línea eléctrica con cargas inductivas, se genera una disminución en el factor de potencia; entonces la corriente y el voltaje tienen un desfase de acuerdo con el valor de la carga, entre más grande es la carga inductiva; de forma inversa, el factor de potencia decreta aumentando el desfase. Para realizar las pruebas se empleó una carga inductiva (un motor eléctrico) conectado directamente a una fuente de voltaje alterno; el motor tiene las siguientes características técnicas: Motor monofásico abierto a prueba de goteo, serie Q2 A19, tensión 115/230 V, 60Hz, potencia 1.0 HP y 0.746 kW. Los datos del factor de potencia, voltaje, corriente y frecuencia se

tomaron con el medidor de calidad de la energía marca AEMC Instruments. Lo anterior se puede percibir en la Fig. 1; la cual cuenta con los siguientes datos: FP = 0.13, Voltaje = 127 V, Corriente = 60A y Frecuencia = 60Hz. Se observa claramente un gran desfase; debido al bajo factor de potencia.

Otro aspecto importante es que se genera un costo más alto de la energía para el desarrollo de la misma cantidad de trabajo efectivo. Esto debido a que la Comisión Federal de Electricidad incrementa los costos de la energía por el bajo factor de potencia y bonifica a los usuarios con un buen factor de potencia.

En la Fig. 2 se muestran las mediciones de los ángulos en forma gráfica del factor de potencia sin compensar y el compensado, el primero de 82.53° grados y el segundo prácticamente de cero; cuando no tiene la compensación el factor de potencia presenta un desfase de 82.53° grados y cuando se aplica la compensación se va a un valor muy cercano a los cero grados, que sería el valor ideal para cualquier sistema.

A causa de que en los sistemas eléctricos físicos hay diferentes niveles de voltaje, debido a las pérdidas en los diferentes elementos involucrados en la transmisión y distribución de voltaje; también se optó por probar con diferentes tipos de niveles de voltaje, corriente y factor de potencia con el propósito de analizar el comportamiento del desfase de la corriente y el voltaje. En la Fig. 3 se hacen ahora las pruebas con los datos de FP = 0.4, Voltaje = 130 V, Corriente = 70 A y Frecuencia = 60 Hz.

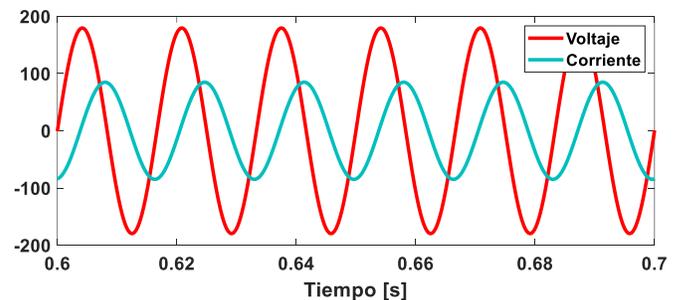


Fig. 1 Formas de onda con ángulo de 82.53, FP 0.13, 60A y 127 V sin compensar.

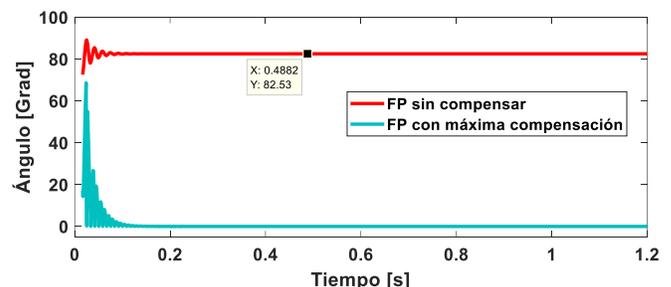


Fig. 2 Medición del ángulo de 82.53°, FP 0.13, 60A y 127 V sin compensar (rojo), y con compensación (azul).

En la Fig. 3 es posible observar que entre mayor es el factor de potencia es menor el desfase; esto implica que ambos se comportan de forma inversa; porque mientras uno aumenta el otro disminuye. En la Fig. 4 se visualiza la medición de los ángulos en forma gráfica, el primero sin hacer ninguna compensación dando como resultado un ángulo de 66.42° y el compensado tendiente a cero. De igual forma que en el caso anterior cuando no se tiene ningún tipo de compensación el desfase es alto, de 66.42°; sin embargo, haciendo el ajuste de la compensación tiende a valor muy pequeño cercano a cero grados.

Otras cosas que se pueden analizar con este Software es el cambio en la corriente del sistema eléctrico; puesto que sin compensar el sistema demanda de más corriente para realizar el mismo trabajo, y con una compensación al máximo la corriente disminuye notablemente, lo cual produce un ahorro importante de energía del sistema y, por lo tanto, una disminución en automático del gasto en pesos por rubro de energía eléctrica. Esto se puede visualizar claramente con la Fig. 5, mostrada en color azul, la corriente sin compensar con un factor de potencia de 0.13 con compensación nula, y en color rojo con una compensación al máximo.

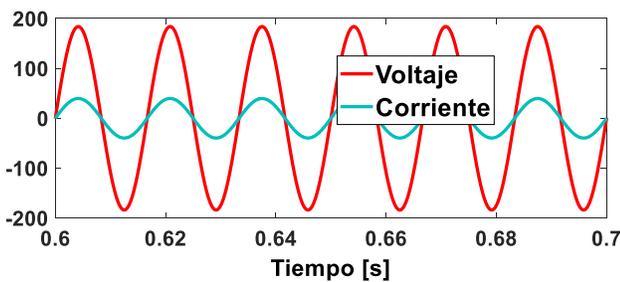


Fig. 3 Corriente y voltaje con un FP de 0.4 sin compensar.

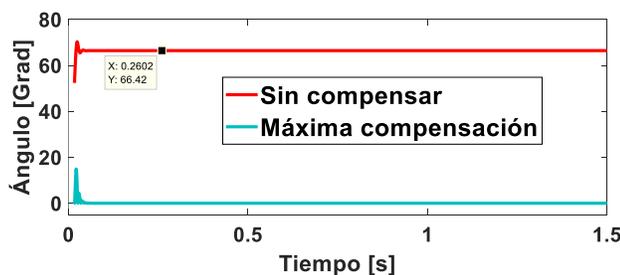


Fig. 4 Ángulo de 66.42° con FP 0.4 sin compensar (rojo), y con compensación (azul).

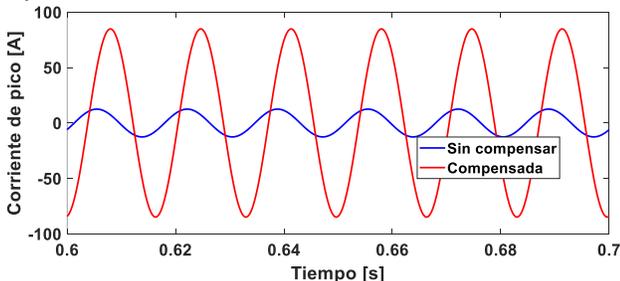


Fig. 5 Corriente pico con un FP de 0.13 sin compensar (azul), y con compensación (rojo).

Enseguida se muestra el código completo para el cálculo del factor de potencia.

```

clc
clear
v=127.;
f=60;
I=60;
fp=0.13;
theta=acos(fp);
m=fp:.01:1;
[r1 c1]=size(m);
c= zeros(size(m));
l=((v/I)*sin(theta))/(pi*2*f);
r=(v/I)*cos(theta);
p=v*I*cos(theta);
for n=1:1:c1
    fpd=m(n);
    thetad=acos(fpd);
    Id=I*cos(theta)/cos(thetad);
    Ic=I*sin(theta)-Id*sin(thetad);
    c(n)=Ic/(2*pi*f*v);
end
    
```

El código específico para el cálculo del ángulo se muestra en las líneas siguientes:

```

function Angulo = fcn(Fp)
    Angulo=acosd(Fp);
End
    
```

Como se observa en las líneas iniciales, primero el software se debe alimentar con los parámetros reales del sistema como es la corriente, frecuencia, voltaje y factor de potencia; posteriormente se continúa haciendo un recorrido en forma vectorial desde el factor de potencia real hasta la unidad con incrementos de 0.01. Posteriormente se continúa con el cálculo de los parámetros deseados, como la corriente compensada, los valores del factor de potencia y el capacitor. Cabe aclarar que para realizar la visualización de todos los parámetros que se procesan en el software es necesario ligar el programa con el siguiente diagrama en Simulink que se muestra en la Fig 6.

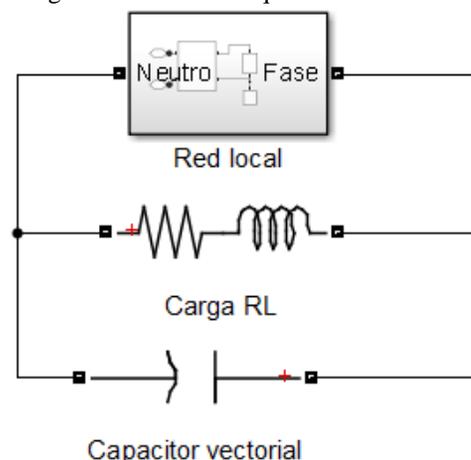


Fig. 6 Diagrama de enlace del Software.

Para el cálculo del ángulo de desfase se emplea un módulo de función para enlazar la última parte del código, Fig. 7.

En la Fig. 6, la parte nombrada como red local representa un sistema semejante a cargas de tipo resistivas e inductivas; las primeras no afectan el factor de potencia; no obstante, la segunda dependiendo del valor de la inductancia afecta en mayor o menor parte al FP. Para esto, el elemento de la parte inferior de la figura es un capacitor que se va a cambiar en forma dinámica por medio de un vector desde el programa de Matlab; el cual será recibido en Simulink. El capacitor está colocado en paralelo para lograr mejorar el FP, al inicio en los sistemas se colocaban bancos de capacitores fijos, pero en la actualidad todos los sistemas son dinámicos y este modelo permite visualizar en forma dinámica el comportamiento de varios sistemas con diferentes tipos de resistencias e inductancias; así como, de diversos valores de voltaje y de corriente.

III. CONCLUSIONES

Es un software amigable con los usuarios del área de ingeniería eléctrica o similar. También cuenta con la elaboración de gráficas con respecto al tiempo de los principales parámetros eléctricos; además es adaptable a las condiciones de cualquier red eléctrica monofásica. Es posible la comparación de los parámetros sin compensación del factor de potencia y con la compensación máxima del FP.

Los resultados que se obtienen con el software pueden aplicarse de forma directa a las redes eléctricas en forma real; sólo se deben ajustar los parámetros del programa a los de la red que se desea calcular. Sin embargo, como trabajo futuro o área de oportunidad se está trabajando para el cálculo con respecto al tiempo del costo beneficio de los sistemas compensados; y falta ligar el costo beneficio de la compensación con el precio de la energía con un buen factor de potencia y con un factor de potencia pobre.

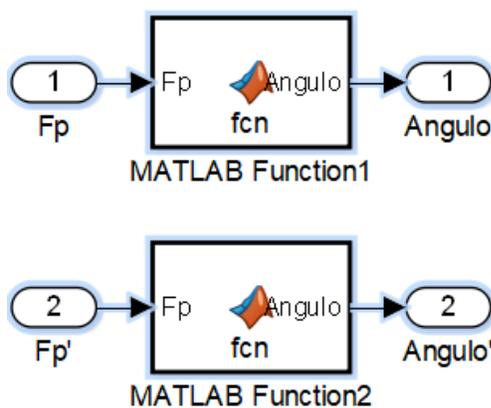


Fig. 7 Enlace del código del ángulo de desfase.

IV. AGRADECIMIENTOS

A la Universidad de Colima por su gran apoyo a la investigación de distintos tipos de proyectos y a PRODEP por su apoyo a la generación de conocimiento aplicado en México.

REFERENCIAS

- [1] Ramazan Bayindir, E. K. (2011). An Intelligent Power Factor Correction Approach Based on Linear Regression. International Conference on Machine Learning and Applications and Workshops, 313-315.
- [2] Sujata Powniker, S. S. (2016). Development of Active Power Factor Correction. IEEE International WIE Conference on Electrical and Computer Engineering (WIECON-ECE), 212-216.
- [3] Rahul K Garg, N. G. (2016). Experimental Analysis of Power Factor Correction Using Magnetic Energy Recovery Switch. IEEE 7th Power India International Conference, 1-6.
- [4] Sreejith.S, U. B. (2014). Application of D-STATCOM as Load Compensator for Power Factor Correction. International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies, 595-600.
- [5] S. Hr. Aghay Kabolia, M. M. (2014). Controlling Methods for Power Factor Correction of Storage Devices Connected into Smart Grid. 3rd IET International Conference on Clean Energy and Technology, 1-6.
- [6] Zeinab Sudi, E. M. (2012). Correction in SEPIC Converter Utilizing Input/Output Voltage Waveforms Sampling. IEEE International Conference on Power and Energy, 1-6.
- [7] Ramazan Bayindir, E. K. (2011). An Intelligent Power Factor Correction Approach Based on Linear Regression. International Conference on Machine Learning and Applications and Workshops, 313-315.
- [8] Ke Wang, H. H. (2017). Study on Power Factor Behavior in High-Speed Railways. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 1-11.
- [9] CFE (16/Feb/2019). Comisión Federal de Electricidad. Obtenido de: <https://app.cfe.mx/Aplicaciones/CCFE/Tarifas/TarifasCRECasa/Tarifas/TarifaDAC.aspx>

BIOGRAFÍAS



EFRAIN VILLALVAZO LAUREANO Doctor en Ingeniería por la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla. Profesor en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima desde 1998. Sus áreas de interés comprenden los estudios de control automático, la electrónica, eficiencia redes eléctricas y lógica difusa.



RAMÓN O. JIMÉNEZ BETANCOURT Doctor en Ciencias por el CINVESTAV, nivel 1 del Sistema Nacional de Investigadores SNI. Ha desarrollado diferentes proyectos de investigación en sistemas eléctricos de potencia. Es profesor investigador desde 1999 en la Universidad de Colima.



SERGIO A. VILLA AVIÑA Estudiante de octavo semestre de la carrera de Ingeniería en Mecatrónica en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima, sus áreas de interés la robótica, mecatrónica y sistemas eléctricos de potencia; además de la eficiencia energética.



MARCO PEREZ Maestro en Ciencias por el CINVESTAV (2001). Profesor de la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima desde 2000. Sus intereses académicos son el análisis y simulación del control y operación de sistemas eléctricos de potencia. La instrumentación virtual y la programación de herramientas didácticas.



JUAN MIGUEL GONZALEZ Doctor en Ciencias por el CINVESTAV (2009). Ha realizado estancias postdoctorales en la Universidad de Waterloo. Profesor en la Facultad de ingeniería electromecánica de la Universidad de Colima desde 2014. Sus áreas de interés comprenden el análisis de sistemas eléctricos de potencias, las energías renovables y la enseñanza de tópicos de ingeniería en el ambiente de realidad expandida y realidad virtual.

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 26 Noviembre 2016. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Diseño Didáctico de Red de Tierras Apoyado con Software 3D y Programación Visual

MARCO A. PÉREZ G. *, ERIC MORALES A., ADÁN CALATA, IVÁN JIMÉNEZ, JUAN M. GONZÁLEZ L., EFRAÍN VILLALVAZO L.

Facultad de Ingeniería Electromecánica, Universidad de Colima
marcoperez@uocol.mx (*Autor de correspondencia)
emorales@uocol.mx
acalata@uocol.mx
ejimenez13@uocol.mx
jgonzalez71@uocol.mx

RESUMEN En este artículo se presenta el diseño y construcción de un prototipo didáctico de malla de tierra física para estudio de la disipación de corriente de corto circuito, esta red se diseña en un contenedor para fácil transporte y montaje de prácticas en diferentes escenarios. Adicionalmente, se desarrolla una calculadora virtual que permite visualizar las diferentes etapas de cálculo de redes de tierras en subestaciones eléctricas cumpliendo con las normas mexicanas correspondientes. La interfaz gráfica se desarrolla en ambiente gui de Matlab©. El prototipo presentado es apoyado por una serie de prácticas desarrolladas para ayudar al estudiante a una mejor comprensión del fenómeno de dispersión de corrientes de falla.

PALABRAS CLAVE— Red de tierras, resistividad, interfaz gráfica.

I. INTRODUCCIÓN

La importancia de las conexiones eléctricas con puesta a tierra ha sido estudiada con mayor detenimiento en los últimos años debido a la aparición de dispositivos electrónicos con mayor sensibilidad a las descargas eléctricas por falla, en este aspecto se han desarrollado trabajos [1-3] en los cuales se exponen las normas y requerimientos para una instalación residencial e industrial y en subestaciones eléctricas de potencia, a nivel internacional la IEEE cuenta con los estándares IEEE 80 y IEEE 665 [4-5] que han sido desarrollados para proteger subestaciones y generadores de potencia los cuales son un referente para normativas de distintos países. A nivel nacional en México la Comisión Federal de Electricidad (CFE) cuenta con normas para proteger tanto equipos eléctricos domésticos como industriales [6-7]. Para proteger el sistema eléctrico de potencia la CFE cuenta con normas específicas para la protección de plantas generadoras, subestaciones de potencia y la torre de líneas [8-9], en el mercado existen simuladores para el análisis y diseño de mallas de puesta a tierra de subestaciones [10-11] los cuales calculan la resistencia de puesta a tierra, las tensiones de toque y las tensiones de paso de mallas de puesta a tierra. Estos programas pueden utilizar modelos de resistividad uniforme o de dos capas, sin embargo, estos modelos están realizados con base en los requerimientos de la IEEE 80 y IEEE 665 que, aunque las Normas Oficiales Mexicanas están basadas en ella,

el trabajo aquí presentado está adaptado a los requerimientos particulares de la CFE México.

Por otro lado, los académicos, empleadores y egresados de los programas educativos de ingeniería eléctrica y sus variantes siempre han señalado la importancia de la experimentación práctica de las teorías y leyes físicas que faciliten la comprensión del tema y la apropiación del conocimiento por parte del estudiante, por lo que los programas educativos se han diseñado para cubrir estos parámetros [12].

En este sentido, el proyecto desarrollado dentro del marco de la estrategia didáctica Proyectos Integradores que se desarrollan en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima busca contribuir a reforzar ese aspecto en los estudiantes, en este caso, de primer año de la carrera de ingeniero mecánico electricista. [13]

El desarrollo del prototipo busca en primer lugar introducir al alumno al “mundo real” al enfrentarlo a desarrollar un proyecto bajo ciertos protocolos y requerimientos, apegándose a tiempos de entrega y el uso de herramientas de verificación como cronogramas, listas de cotejo y rubricas.

Los estudiantes integran los conocimientos acumulados durante los dos primeros semestres de la carrera y completan los aspectos prácticos como el manejo de herramientas e instrumentos de medición necesarios durante la manufactura y

pruebas de campo al prototipo con el apoyo de docentes y de su capacidad de investigación y auto estudio.

Para desarrollar este proyecto utilizan las fuentes de consulta disponibles y congruentes con el estándar nacional, la norma oficial mexicana y los protocolos establecidos por la CFE.

II. DESARROLLO

El desarrollo del proyecto se presenta dividiendo en tres subsecciones el desarrollo de los tres componentes básicos que lo conforman:

- A. Diseño del prototipo.
- B. Construcción del prototipo didáctico.
- C. Programación de la calculadora visual

A. DISEÑO DEL PROTOTIPO

Inicialmente, para determinar la cantidad de material a utilizar se diseña la red de tierra con la herramienta 3D de SolidWorks®. Conociendo la cantidad de material a utilizar se puede proveer un presupuesto para el proyecto con mayor certeza y aproximación del que se realizaría por simple inspección en el terreno. La Fig. 1 muestra el diseño del prototipo didáctico de la red de tierra física. Basado en el desarrollo de la Fig. 1 el software SolidWorks® calcula en material necesario, el cual es enlistado en la Tabla I.

Con la cantidad precisa de material se puede realizar la cotización correspondiente para la construcción del prototipo. Una práctica usual es aumentar en algunos elementos el 10% las cantidades necesarias, esto con la finalidad de tomar en consideración las mermas por manufactura, la cantidad final y el costo del material se enlistan en Tabla II.

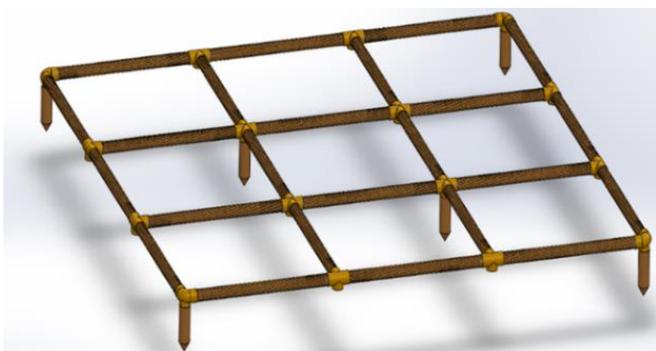


Fig. 1. Red de tierra a desarrollada [14].

TABLA I. MATERIAL CALCULADO.

Cantidad	Unidad	Descripción
1	Pza	Varilla de hierro con recubrimiento de cobre
3	Metro	Cable de cobre desnudo calibre #6 AWG
8	Pza	Cargas de 90 de pólvora para soldadura exotérmica
16	Pza	Disco fundente

TABLA II. COSTO DEL PROTOTIPO [14].

Cantidad	Unidad	Descripción	Costo (MXN)
1	Pza	Varilla de hierro recubrimiento de cobre	150.00
3.3	Metro	Cable de cobre desnudo calibre # 6 AWG	105.00
9	Pza	Cargas de 90 de pólvora para soldadura exotérmica	540.00
18	Pza	Disco fundente	369.00
Total \$			1,164.00

B. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO DIDÁCTICO

Una vez adquirido el material necesario, y antes de iniciar el proceso de manufactura se tienen que tomar en consideración las medidas de seguridad necesarias para realizar el proceso de soldadura exotérmica, con especial atención en las temperaturas alcanzadas en el proceso de fundición, a continuación, se enlistan los instrumentos de seguridad personal necesarios:

- Careta transparente.
- Camisola de algodón grueso.
- Guantes térmicos.
- Calzado tipo botín.
- Pantalón de mezclilla.

Por otro lado, también es necesario hacer un recuento y cotejo de las herramientas necesarias, estas se enlistan a continuación:

- Pinzas electricista.
- Cizalla.
- Crisol de soldadura en T
- Crisol de soldadura en cruz.
- Chispero (pistola de chispa).
- Cepillo de alambre.

Una vez que se tienen todos los elementos (material, seguridad y herramientas) se procede a la construcción física del dispositivo, la Fig. 2 muestra parte del proceso de fundición.

La Fig. 3 muestra la red desarrollada la cual coincide con los planos desarrollados en 3D de la Fig 1.



Fig. 2. Desarrollo del prototipo.

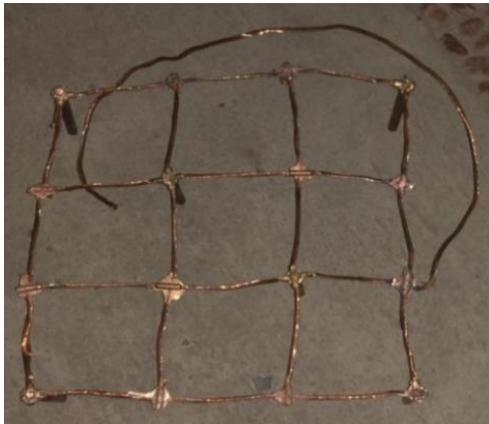


Fig. 3. Desarrollo del prototipo.

Cabe destacar que el material adquirido en la Tabla II fue suficiente para el desarrollo del prototipo. Para realizar algunas de las prácticas como, por ejemplo, la resistividad con diferentes tipos de terreno, se diseña una estructura de madera con marco y azas de acero para refuerzo estructural y fácil transportación, la cual contiene el material que simula el terreno donde se instalará la red, así como la malla soldada, ver Fig. 4.

Otra de las prácticas propuestas es la medición de Ohm de manera física con el terrómetro siguiendo el Método de Wenner y Método de caída de potencial (desarrollado en el siguiente apartado), el terrómetro utilizado en esta práctica es de la marca Metrel - MI-2088-50 el cual es propiedad de la institución (Fig. 5).

El objetivo de esta práctica es que el estudiante se familiarice con el uso del instrumento de medición y la puesta de electrodos a tierra como lo muestra la Fig. 5.



Fig. 4. Contenedor para pruebas [14].



Fig. 5. Practica con el terrómetro.

Por otro lado, se plantean diversas composiciones simulando diferentes tipos de terreno como se aprecia en la Tabla III.

C. PROGRAMACIÓN DE LA CALCULADORA VISUAL

Un proceso clave en el diseño y construcción de una red de tierra Física es que cumpla con las normas vigentes, en este caso se simula que la red a diseñar se instala en una subestación de potencia de la Comisión Federal de Electricidad por lo cual se apega a la especificación CFE 01J00-01 2016 [8].

En [8] especifica que la resistividad de la tierra (Ω/m) se puede medir por el método de Wenner. El principio básico de este método es la inyección de una corriente directa o de baja frecuencia a través de la tierra entre los dos electrodos C_1 y C_2 mientras que el potencial que aparece se mide entre los dos electrodos P_1 y P_2 . Estos electrodos están enterrados en línea recta y a igual separación entre ellos. La razón V/I es conocida como la resistencia aparente. La resistividad aparente del terreno es una función de esta resistencia y de la geometría del electrodo [15], como se muestra en la Fig 6.

TABLA III TIPOS DE TERRENO PARA PRACTICAS.

Tipo de Material	Combinaciones (%)		
	1	2	3
Arcilla	80	60	50
Arena	10	30	30
Grava	10	10	20

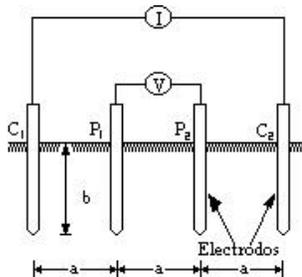


FIG. 6. MÉTODO DE WENNER [15].

La resistividad aparente se calcula mediante la ecuación

$$\rho = \frac{4\pi aR}{1 + \left(\frac{2a}{\sqrt{a^2 + 4b^2}} \right) - \frac{2a}{\sqrt{4a^2 + 4b^2}}} \quad (1)$$

donde a , b son distancias entre las picas y la profundidad a la que están enterradas respectivamente y R , la lectura del telurómetro.

Por otro lado, se mide la resistencia de la red ya implementada para eso se sigue el método de caída de potencial, el cual requiere tres conexiones para realizar la medida de la resistencia de la toma de tierra, si bien los medidores más precisos pueden requerir de una cuarta conexión para eliminar del resultado de la medida la resistencia de los propios cables de prueba [16]. Las conexiones que se deben realizar se presentan en la Fig. 7 y son:

- E: conexión del borne C_1 al electrodo bajo prueba.
- P_2 : conexión del borne S al electrodo P_2 llamado electrodo auxiliar de referencia de potencial. Esta pica pertenece a la dotación del terrómetro y se deberá clavar en la tierra a cierta distancia del electrodo bajo prueba.
- C_2 : conexión del borne H del telurómetro a la pica C_2 auxiliar de inyección de corriente. Esta pica también es un accesorio del telurómetro, y se deberá clavar en la tierra a una distancia aún mayor.

De acuerdo con el método de Dwight la resistencia total de la malla se calcula como:

$$R = \frac{R_{cn} + R_{cm}}{R_{cn} R_{cm}} \quad (2)$$

donde R_{cn} y R_{cm} son las resistencias de los conductores que conforman la malla de manera longitudinal y transversal respectivamente, los cuales dependen además de otras constantes topológicas y físicas tal como se describe en [3].

Considerando estos aspectos metodológicos y las ecuaciones necesarias se programa en una interfaz gráfica de usuario ambiente Matlab® (Guide Matlab) el cual consta de un menú general que usa a su vez dos menús particulares definidos en interfaces gráficas correspondientes (Figs. 8–10), en la primera se elige entre hacer el cálculo de la resistencia del terreno o resistencia de malla, cuando se selecciona cualquiera de las dos se redirecciona al menú adecuado Fig. 9 o Fig. 10.

La Fig. 9 y Fig. 10 muestran la interfaz para calcular la resistencia equivalente del terreno y la resistencia de malla, respectivamente. Es necesario introducir los parámetros necesarios provenientes de un análisis previo de la resistencia del terreno con el telurómetro, además de otras variables que se refieren a la topología de la malla, como dimensión y extensión del arreglo, área a cubrir, número de varillas a enterrar, etc.

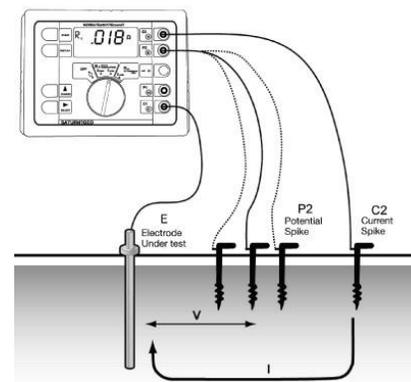


Fig. 7. Método de caída de potencial [16].



Fig. 8. Software desarrollado.



Fig. 9. Interfaz de medición de tierra.

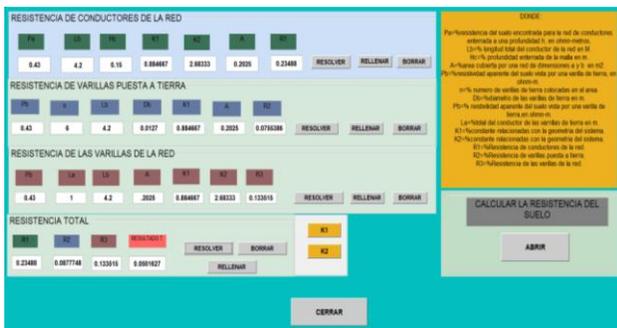


Fig. 10. Interfaz de resistencia de malla.

Se pretende que el diseño de la calculadora resulte intuitivo para tanto el usuario que tenga conocimientos básicos y avanzados sobre el tema, sin embargo, también se desarrolla un manual de usuario detallado para una comprensión más profunda de los conceptos.

D. DISEÑO DE PRÁCTICAS DIDÁCTICAS

La finalidad principal del desarrollo del prototipo y calculadora expuesta en este artículo es apoyar al estudiante de ingeniería el visualizar y comprender las normas y procedimientos necesarios para la realización de una red de tierra física. Para el reforzamiento de este punto se han propuesto una serie de 6 prácticas para que el estudiante pueda desarrollarlas. La estructura básica de las prácticas es:

- Nombre de la práctica
- Objetivo
- Material
- Equipo de seguridad
- Desarrollo de la practica
- Autoevaluación – Preguntas de repaso
- Conclusiones

Los temas títulos en las prácticas son:

- Medición de resistividad de tierra con el Megger.

- Cálculo de resistencia media del Terreno con la Calculadora desarrollada.
- Medición de resistividad de la malla electrosoldada con el Megger.
- Cálculo de resistencia media de la malla con la Calculadora desarrollada.
- Soldadura exotérmica.
- Resistividad de varias composiciones de tierra, nivel de humedad y salinidad.

La implementación de esta estrategia de aprendizaje podría desarrollarse de manera clásica, es decir, entregar la práctica al estudiante con antelación, para permitir la lectura, análisis de requerimientos y consulta sobre los procedimientos específicos antes de desarrollarlos físicamente

III. CONCLUSIONES

El diseño didáctico de una red de tierra apoyado con software 3D, manuales de usuario y calculadora para el apoyo del estudiante en su comprensión del diseño e implantación es desarrollado en este artículo.

El diseño 3D de la malla de tierra provee un cálculo con mayor exactitud de la cantidad de material a utilizar, en obras grandes podría representar un ahorro considerable de recursos financieros.

El desarrollo de la calculadora a través de una interfaz desarrollada en un ambiente de programación visual permite al usuario tener un panorama específico de los diferentes parámetros eléctricos y topológicos que inciden en la resistencia total del prototipo.

Las prácticas propuestas proveen una herramienta integral para que los estudiantes comprendan con mayor facilidad y rapidez el concepto de cálculo de malla de tierra. Los estudiantes que desarrollaron el proyecto han adquirido una serie de experiencias benéficas que incide en su formación integral, ya que les permite trabajar en condiciones parecidas a la realidad en el sentido de que para la implementación de este trabajo fue necesario el uso de software especializado de diseño y simulación digital, el uso de herramientas de manufactura y la observación de las reglas de seguridad básica durante las etapas de manufactura y pruebas.

AGRADECIMIENTO

Los autores agradecen a la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima por las facilidades otorgadas en la realización y presentación de este artículo en el Congreso CIENERGIA UG 2019, del 11 al 13 de septiembre en las instalaciones de la Universidad de Guanajuato, en Guanajuato, Guanajuato.

REFERENCIAS

- [1] Roberto Ruelas Gómez, “Cálculo de Sistemas de Tierras” Boletín Técnico Colegio de Ingenieros Mecánicos, Electricistas y Electrónicos del Estado de Guanajuato, A.C. No. 1. Vol. 1. León, Gto, Noviembre del 2001.
- [2] J. Raull-Martí, “Diseño de redes de tierra en subestaciones eléctricas. Materiales y fórmulas más utilizadas” Ingeniería Investigación y Tecnología, Vol. 4, 157-171, 2000.
- [3] J. Asdrúbal, O. Castro, “Calculo De La Malla De Puesta A Tierra De Una Subestación”, Scientia et Technica Año IX, No 22, Octubre 2003.
- [4] Standard IEEE 80, “IEEE 80 - AIEE Guide for Safety in Alternating-Current Substation Grounding”, Actualizado en 2015.
- [5] Standard IEEE 665, “IEEE 665 - IEEE Guide for Generating Station Grounding”, Actualizado en 2004.
- [6] NORMA Oficial Mexicana NOM-001-SEDE-2012, Instalaciones Eléctricas, viable el 13 de junio del 2019, http://dof.gob.mx/nota_detalle.php?codigo=5280609&fecha=29/11/2012
- [7] CFE - Lapem, Electrodos para mejorar los sistemas de puesta a tierra de resistencia de malla mayores a 10 Ω , especificacion CFE 56100-02, viable el 13 de junio del 2019, <https://lapem.cfe.gob.mx/normas/pdfs/d/56100-02.pdf>
- [8] CFE - Lapem, Sistema de Tierra para Plantas y Subestaciones Electricas Especificaciones CFE 01J00-01, viable el 13 de junio del 2019, https://lapem.cfe.gob.mx/normas/pdfs/u/01J00_01.pdf
- [9] CFE - Lapem, “Red de puesta a tierra para estructura de lineas de transmision aereas de 69 kV en construccion especificaciones CFE 00J00-52”, viable el 13 de junio del 2019, <https://lapem.cfe.gob.mx/normas/pdfs/d/00J00-52.pdf>
- [10] Aspix, Software de aplicación para análisis y diseño de redes de puesta a tierra de subestaciones, viable el 13 de junio del 2019, http://www.spartalightning.com/products/es_aspix?gclid=EA1aIQobChMIIP3h68P24gIVFdrkCh3hSgmKEAAYASAAEgKC9_D_BwE
- [11] ETAP, Análisis del sistema de energía eléctrica y software operativo viable el 13 de junio del 2019, <https://etap.com/es/home>
- [12] U de C, “Perfil del egresado”, viable el 13 de junio del 2019, <https://portal.ucol.mx/fie/c-371.htm>
- [13] El Comentario – U de C, “Realizan ingenieros Feria de Proyectos Integradores”, viable el 13 de junio del 2019, <https://elcomentario.ucol.mx/realizan-ingenieros-feria-de-proyectos-integradores/>
- [14] Hernández, Joselyne, Galvez, Villarreal, Sergio, Muñoz Mario, Aguilar, Helder, Herrera, Axel, Reporte del proyecto integrador, “Diseño y Construcción de un Modulo Didáctico de Red de Tierras Físicas”, Facultad de Ingeniería Electromecánica, Universidad de Colima, Junio 2019.
- [15] R. Ruelas-Gomez “Mediciones de Resistividad para Diseño”, vol. A247, pp. 529–551, April 1955.
- [16] L. Aguilar “Sistema De Puesta A Tierra”, viable el 13 de junio del 2019, <http://aterramientodesdecerco.blogspot.com/>



MARCO PEREZ Maestro en Ciencias por el CINVESTAV (2001). Profesor de la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima desde 2000. Sus intereses académicos son el análisis y simulación del control y operación de sistemas eléctricos de potencia, la instrumentación virtual y la programación de herramientas didácticas.



ERIC MORALES Doctor en Ciencias por el CINVESTAV (2015). Profesor en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima desde 2017. Sus áreas de interés comprenden el análisis de inter armónicos en sistemas eléctricos de potencia.



ADAN CALATA Técnico en refrigeración y A. A., egresado del CET MAR Manzanillo. Actualmente cursa el segundo semestre de la carrera ingeniero mecánico electricista de la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima.



IVÁN JIMÉNEZ Egresado del Bachillerato 27, en la modalidad general de la Universidad de Colima. Actualmente cursa el segundo semestre de la carrera ingeniero mecánico electricista de la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima.



JUAN MIGUEL GONZÁLEZ (S'07 – M'17) recibido en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Colima, Colima, México, en 2004, Maestro y Doctor en ingeniería eléctrica de CINVESTAV, Guadalajara, México, en 2006 y 2010, respectivamente. De 2010 a 2017, ocupó diferentes cargos docentes en la Universidad Tecnológica de Manzanillo, México. De 2008 a 2009 fue estudiante visitante en la Universidad de Waterloo, Waterloo, ON, Canadá, y realizó un postdoctorado de 2011-2012, trabajando en temas de redes inteligentes. Se unió al Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Colima, en 2017, como profesor de tiempo completo. Sus intereses de investigación incluyen modelado, simulación, control, estabilidad en sistemas de energía y hogares inteligentes, análisis de sistemas eléctricos de potencia, las energías renovables y la enseñanza de tópicos de ingeniería en el ambiente de realidad expandida y realidad virtual.



EFRAÍN VILLALVAZO Doctor en Ingeniería por la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla. Profesor en la Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima desde 1998. Sus áreas de interés comprenden los estudios de control automático, la electrónica, eficiencia redes eléctricas y lógica difusa

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 11 Diciembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

Digestión y co-digestión anaerobia de la excreta de conejo para la producción de biogás

GERARDO PÉREZ MEZA¹, BRIAN IVÁN CRESPO MARES², GRACIELA MA. DE LA LUZ RUIZ AGUILAR³, ROGELIO COSTILLA SALAZAR⁴, VICENTE JAVIER ÁLVAREZ VILLAFANÍA⁵, JUAN HUMBERTO MARTÍNEZ MARTÍNEZ^{6,*}

^{1,6} Departamento de Ingeniería en Energías Renovables, Instituto Tecnológico Superior de Abasolo
^{2,3,4,5} División de Ciencias de la Vida, campus Irapuato-Salamanca de la Universidad de Guanajuato
perez.240197@gmail.com
ivanm5996@hotmail.com
juan.martinez@tecabasolo.edu.mx (*Autor de correspondencia)

RESUMEN El objetivo del presente trabajo es evaluar el efecto de la adición de la excreta de borrego, residuos de nopal y lirio acuático como co-sustratos en la digestión anaerobia de la excreta de conejo para la producción de biogás, con la finalidad de elegir los co-sustratos con mejores rendimientos y reevaluar la experimentación variando las cargas orgánicas en función de las propiedades físico-químicas de cada uno de los co-sustratos utilizados. Las evaluaciones realizadas muestran incrementos en la producción de biogás durante la co-digestión de la excreta de conejo, por ejemplo, en la co-digestión de la excreta de conejo con excreta de ovino en una relación 100-73 p/p, se encontró un rendimiento máximo de 739.50 mlBiogás/gSV en un TRH de 112 días, a 37°C, a diferencia de la digestión única de la excreta de conejo, de 172.26 mlBiogás/gSV en un TRH de 112 días, a 37°C.

PALABRAS CLAVE – Digestión, co-digestión, biogás, relación carbono-nitrógeno.

I. INTRODUCCIÓN

El uso excesivo de combustibles fósiles para la generación de energía es una gran preocupación para los problemas medioambientales que se enfrentan hoy en día, no solo por el dióxido de carbono (CO₂) emitido, sino por los desechos y subproductos que dañan constantemente los suelos, mares y aire a nivel global. Adicional a los problemas ya existentes, los desechos industriales, agroindustriales y ganaderos suelen causar un impacto negativo al medio ambiente, ya que los residuos sólidos en aglomeración suelen causar gases de efecto invernadero, uno de ellos el gas metano (CH₄) que contamina veintiún veces más que el CO₂. Una medida mitigante para la disposición de los residuos sólidos es emplear una tecnología que permita aprovechar la biomasa para generación de energías alternativas, una de ellas es el biogás. Países como Alemania, Brasil, Dinamarca, España, Canadá y Reino Unido han desarrollado tecnologías que les han permitido utilizar diversas fuentes renovables, fundamentalmente para la generación de

energía eléctrica y aunque su participación en la producción mundial aún es pequeña, estas energías representan una opción para el suministro eléctrico mundial. Las energías renovables (ER) son precursoras del desarrollo y comercialización de nuevas tecnologías, de la creación de empleo, de la conservación de recursos energéticos no renovables, de la reducción de la dependencia de energéticos importados mediante el aprovechamiento energético de los recursos locales y la reducción de gases de efecto invernadero [1].

La generación de biogás puede producirse de manera natural, en el medio ambiente, ya sea en pantanos, grandes concentraciones de desechos, en rumen de los animales, etc. Se genera mediante una fermentación anaerobia en ausencia de oxígeno donde se produce el llamado biogás que está formado principalmente de CH₄ (50-75 Vol. %) y CO₂ (25-30 Vol. %). También contiene pequeñas cantidades de hidrógeno, sulfuro de hidrógeno, amoníaco, vapor de agua y otros gases traza [2]. Prácticamente toda materia orgánica es

capaz de generar biogás, la calidad y cantidad de biogás producido depende de una serie de factores tales como el control de temperatura, concentración de carga orgánica, pH del medio, etc. Un factor importante para la producción de biogás es la relación carbono-nitrógeno (C/N), ya que en temas de digestión anaerobia los sustratos con alto contenido de carbono superior a 35:1, ocurre lentamente por bajo desarrollo de bacterias, por falta de nitrógeno. En cambio, los sustratos que contiene una relación C/N menor a 8:1 se llega a inhibir la actividad bacteriana por un exceso en la formación de amonio [3]. Este fenómeno sucede porque las bacterias metanogénicas consumen alrededor de 25 a 30 veces más carbono que nitrógeno, por este motivo para que un proceso anaerobio sea adecuado la relación C/N debe rondar alrededor de 25:1.

Existe una serie de sustratos con la característica de tener una relación C/N inferior a la adecuada, uno de ellos es la excreta del sector cunícola, este sustrato también suele ser generado de manera moderada, ya que una hembra gestante, no lactante y macho en actividad generan alrededor de 70-75 gr de excreta al día, una hembra lactante y su camada generan unos 180 gr de excreta al día y un gazapo de engorda generan en un periodo de 70 días (día de sacrificio) alrededor de 40- 50 gr de excreta al día. En base a las cantidades mencionadas, una unidad de 100 madres que comprende hembras, machos y gazapos correspondientes hasta la edad de sacrificio, viene a excretar diariamente de 30 a 35 kilos de heces, es decir un promedio de 40 a 45 m³ de desechos por año [4]. De lo anterior puede partirse a la decisión de generar biogás por medio de la digestión anaerobia para el aprovechamiento de estos residuos, complementándolo con un medio de co-digestión que pueda incrementar los rendimientos y volúmenes acumulados de la producción de biogás para generación de energía renovable.

II. DESARROLLO

La presente investigación parte de la iniciativa de resolver la problemática de una granja cunícola del estado de Guanajuato ubicada en el municipio de Abasolo, debido a la preocupación del aprovechamiento de excretas generados, por lo que se empleó una metodología para evaluar la producción biológica de biogás con excreta de conejo, tomando en cuenta muestras con diferentes periodos de antigüedad, tales como muestras de un día, tres días y una semana y media de almacenamiento. Durante la evaluación se observaron una serie de factores, tales como el rendimiento de biogás, la combustión por cada una de las muestras y el tiempo de retención hidráulico (TRH), Analizando resultados se tomó la decisión de trabajar las digestiones con excreta de conejo de 1 día, debido a que fueron las que presentaron los mayores rendimientos, una mejor combustión y un TRH promedio de 80 días.

A partir de estos datos se realizaron una serie de digestiones y co-digestiones con diversos sustratos, tales como la excreta de ganado ovino, residuos de nopal y lirio acuático, finalmente se tomaron en consideración los mejores resultados de las co-digestiones y se reevaluaron las experimentaciones, variando la carga orgánica en función de sus propiedades físico-químicas para la realización de la co- digestión.

La recolecta de los de los co-sustratos se tomaron de lugares aledaños al municipio, tales como excreta de ovino, residuos de nopal y lirio acuático. Para los residuos de nopal y el lirio acuático se empleó un tratamiento mecánico para la reducción del tamaño de partícula (2mm aproximadamente). Una vez obtenidas las muestras se realizaron los cálculos necesarios para las co-digestiones y caracterizar las muestras, para obtener solidos tóales (ST) y solidos volátiles (SV), la caracterización se llevó acabo por métodos estándares APHA. Finalmente, caracterizadas las muestras se llevó a cabo el proceso de co-digestión anaerobia operando reactores tipo batch de una capacidad de 120 ml, con un volumen de trabajo de 80 ml e inoculados al 20% de su volumen de trabajo, operando a un 7% ST. Los experimentos se realizaron a temperatura ambiente y temperatura controlada (37° C), esto con la finalidad de evaluar el rendimiento de la producción de biogás. Finalmente, se realiza la medición de biogás empleando el método de desplazamiento volumétrico, que consiste en llenar de agua una probeta graduada e introducir el biogás, el agua desplazada será el volumen de biogás producido.

Los resultados que se obtuvieron representaron rendimientos superiores en las co-digestiones de la excreta de conejo, por ejemplo, en la Fig. 1 se muestra la producción biológica de biogás de la excreta de conejo con co-sustratos de excreta de ovino, residuos de nopal y lirio acuático. La figura 1 muestra los rendimientos en unidad de masa, es decir ml_{Biogás}/gSV, representando la mayor producción para la pura excreta de conejo, siendo de 666.21 ml_{Biogás}/gSV en un tiempo de retención hidráulico de 80 días, cabe mencionar que aunque fue la que represento la mayor producción, tuvo un tiempo de latencia mayor (adaptación), mientras que los otros co-sustratos tuvieron un tiempo de latencia menor a los 15 días, adicional a ello los otros co-sustratos representaban una mayor inflamabilidad a la hora de quemar el biogás.

La misma cinética se replicó a temperatura controlada (37° C), donde se consiguió observar un comportamiento similar a la cinética evaluada a temperatura ambiente, siendo el mismo fenómeno en los rendimientos y tiempo de latencia, esta vez obteniendo un rendimiento de la excreta de conejo de 760.05 ml_{Biogás}/gSV (Fig. 2).

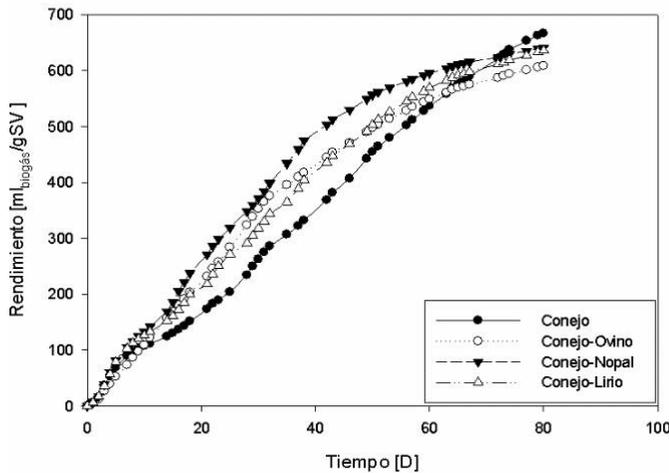


Fig. 1. Rendimiento Biogás, excreta de conejo con co-sustratos de excreta de ovino, residuos de nopal y lirio acuático a temperatura ambiente.

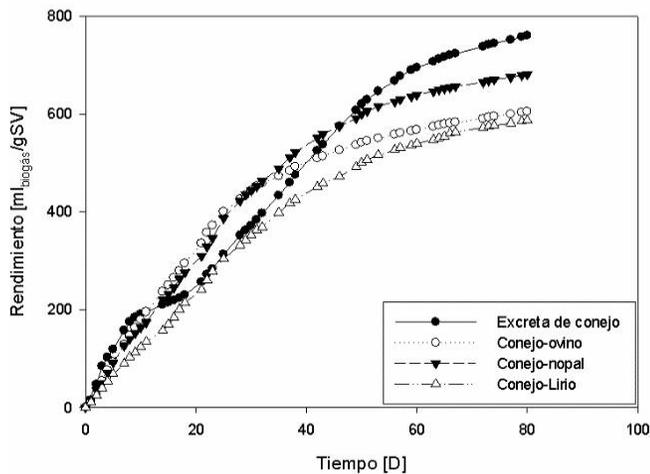


Fig. 2. Rendimiento Biogás, excreta de conejo con co-sustratos de excreta de ovino, residuos de nopal y lirio acuático a 37°C.

En función de los resultados obtenidos se tomó la decisión de tomar los dos mejores co-sustratos considerando para esto, la excreta de ovino y los residuos de nopal, pero en esta ocasión variando la carga orgánica en función de sus propiedades fisicoquímicas, es decir ajustando la relación C/N para la realización de la co-digestión.

En [3], demuestra la ecuación para realizar una correcta co-digestión, como se muestra en la Ec. (1).

$$k = \frac{C_1 Q_1 + C_2 Q_2 + \dots + C_n Q_n}{N_1 Q_1 + N_2 Q_2 + \dots + N_n Q_n} \quad (1)$$

Donde:

$K = C/N$ de la mezcla de materia primas.

$C =$ % de carbono orgánico contenido en cada materia prima.

$N =$ % de nitrógeno orgánico contenido en cada materia prima.

$Q =$ peso fresco de cada materia, expresado en gr, kilos o toneladas.

En función a la Ec. (1) se realizaron iteraciones en el software Engineering Equation Solver (EES), donde se pudo ajustar el valor de “K” desde un valor de 24 hasta 29, con una base de 100 gr de excreta de conejo como sustrato fijo, permitiendo obtener diferentes pesos para los co-sustratos, siendo de 17, 32, 50 y 73 gr de excreta de obvino y de 7, 13, 19, 25, 33, 41, 50, 60, 71, y 83 gr de residuos de nopal, los valores de los co-sustratos se tomaron, considerando que no rebasara el peso del sustrato base (excreta de conejo), de lo contrario no sería co-sustrato.

Una vez hechos los cálculos correspondientes se reevaluó el proceso de digestión anaerobia tomando en cuenta los valores mencionados, de igual manera, las experimentaciones se evaluaron a temperatura ambiente y temperatura controlada (37 °C).

En la Fig. 3 se muestran los resultados de las co-digestiones a temperatura ambiente, variando la carga orgánica, siendo el mayor rendimiento de 696.83 ml_{Biogás}/gSV, en un TRH de 115 días, para la co-digestión de la excreta de conejo con residuos de nopal en una relación 100-25 y representando el menor rendimiento de 536.85 ml_{Biogás}/gSV, en un mismo TRH, la co-digestión de excreta de conejo con residuos de nopal en una relación 100-71. Los resultados obtenidos en la evaluación de estas co-digestiones, demostraron que el co-sustrato residuos de nopal tiene buena producción para evaluar la co-digestión, sin embargo, este co-sustrato tiene un mayor tiempo de latencia a diferencia del co-sustrato excreta de ovino, se puede observar de igual manera que el rendimiento más alto del co-sustrato excreta de ovino fue de 685.60 ml Biogás/gSV en un TRH de 115 días, en una relación 100-50 con excreta de conejo, demostrando y observando como el tiempo de latencia fue inferior a los 10 días, en comparación a los co-sustratos residuos de nopal quienes tuvieron tiempos de latencia superiores a los 30 días.

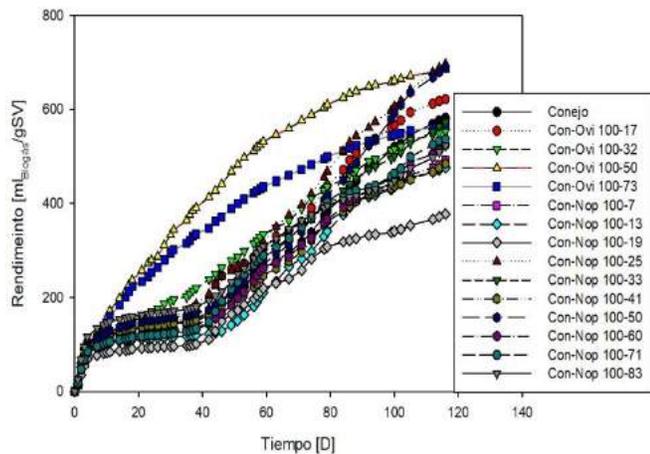


Fig. 3. Rendimiento Biogás de excreta de conejo con co-sustratos de excreta de ovino y residuos de nopal variando la carga orgánica a temperatura ambiente.

La cinética anterior se replicó, pero esta vez a temperatura controlada (37°C) como se muestra en la Fig. 4, representando notoriamente el mayor rendimiento para la co-digestión excreta de conejo con excreta de ovino en una relación 100-73, siendo de 739.50 mlBiogás/gSV en un TRH de 112 días y en este caso representando el menor rendimiento para el co-sustrato residuos de nopal en una relación 100-13 con excreta de conejo, siendo de 157.35 mlBiogás/gSV en un TRH de 112 días. A pesar de que la mayoría de los co-sustratos tuvieron tiempos de latencia inferiores a los diez días, no todos pudieron potencializar la producción de biogás.

Aunque algunos co-sustratos no incrementaron su producción superando los 60 días, la cinética debía continuar hasta que el último día donde el co-sustrato que representaba los mayores rendimientos se atenuara o definitivamente la producción terminara. En la Tabla I se muestran cada uno de los rendimientos a un TRH indicado, de los co-sustratos empleados a temperatura ambiente. En la Tabla II se muestran cada uno de los rendimientos en un TRH indicado, de los co-sustratos empleados a temperatura controlada.

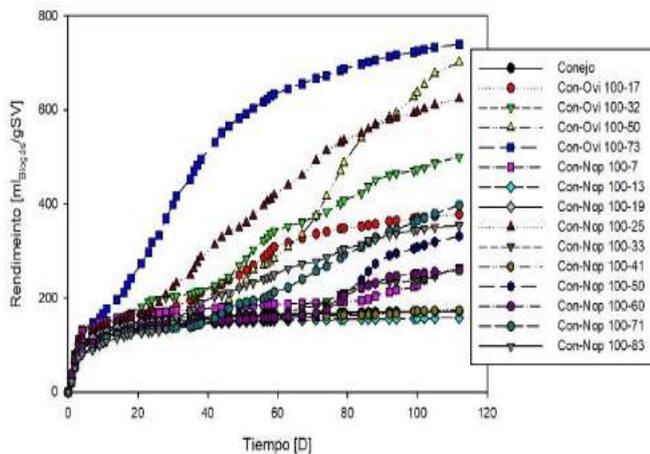


Fig. 4. Rendimiento Biogás de excreta de conejo con co-sustratos de excreta de ovino y residuos de nopal variando la carga orgánica a 37° C.

TABLA I. RENDIMIENTO BIOGÁS DE EXCRETA DE CONEJO CON CO-SUSTRATOS DE EXCRETA DE OVINO Y RESIDUOS DE NOPAL VARIANDO LA CARGA ORGÁNICA A TEMPERATURA AMBIENTE.

Sustrato	Rendimiento de biogás [ml Biogás/gSV]	Tiempo (días)
Conejo	559.66	112
Con-Ovi 100-17	12.49	112
Con-Ovi 100-32	545.73	112
Con-Ovi 100-50	679.56	112
Con-Ovi 100-73	561.56	112
Con-Nop 100-7	475.84	112
Con-Nop 100-13	467.02	112
Con-Nop 100-19	366.24	112
Con-Nop 100-25	679.21	112
Con-Nop 100-33	552.88	112
Con-Nop 100-41	467.39	112
Con-Nop 100-50	668.29	112
Con-Nop 100-60	504.76	112
Con-Nop 100-71	524.82	112
Con-Nop 100-83	497.04	112

TABLA II. RENDIMIENTO BIOGÁS DE EXCRETA DE CONEJO CON CO-SUSTRATOS DE EXCRETA DE OVINO Y RESIDUOS DE NOPAL VARIANDO LA CARGA ORGÁNICA A TEMPERATURA CONTROLADA (37°C).

Sustrato	Rendimiento de biogás [ml Biogás/gSV]	Tiempo (días)
Conejo	172.26	112
Con-Ovi 100-17	337.85	112
Con-Ovi 100-32	500.23	112
Con-Ovi 100-50	701.74	112
Con-Ovi 100-73	339.50	112
Con-Nop 100-7	263.23	112
Con-Nop 100-13	157.35	112
Con-Nop 100-19	171.07	112
Con-Nop 100-25	623.55	112
Con-Nop 100-33	263.63	112
Con-Nop 100-41	173.92	112
Con-Nop 100-50	331.38	112
Con-Nop 100-60	258.52	112
Con-Nop 100-71	397.45	112
Con-Nop 100-83	354.19	112

En las Tablas I y II se muestran cada uno de los co-sustratos con su respectivo rendimiento a temperatura ambiente y temperatura controlada, respectivamente, en ambas tablas, los TRH se ajustaron a un periodo de 112 días. Claramente se observa como las bacterias anaerobias tiene comportamientos diferidos a temperatura ambiente y a temperatura controlada, hipotéticamente, un incremento en la temperatura ha demostrado acelerar el proceso de la hidrólisis en la primera fase de la digestión anaerobia, sin embargo, son pocos los co-sustratos que logran potencializar su producción en estado de temperatura controlada, a pesar de emplear bacterias mesofílicas las cuales operan en un rango de temperatura, un mínimo de 15- 20 °C, un óptimo de 25-35 °C y un máximo de 35-45° C [5]. En comparación de la cinética que se evaluó a temperatura ambiente, la mayoría de los co-sustratos tuvo tiempos de latencia mayores, a diferencia de los co-sustratos evaluados en temperatura controlada.

III. CONCLUSIONES

La presente investigación muestra que efectivamente la variación de la carga orgánica está relacionada intrínsecamente con la producción de biogás, aunque en algunos casos se esperaba que hipotéticamente aumentaran los rendimientos con forme aumentara la carga orgánica, sin embargo el estudio de la producción de biogás tiene una serie de variantes que en algunos casos las producciones no resultan como se estiman, un ejemplo de ello se puede apreciar con las co-digestiones con residuos de nopal, donde se sabe por literatura que el nopal es una planta con alto contenido de fibra, que por ende comprende un sustrato lignocelulósico, siendo este tipo de sustratos contienen altos porcentajes de biopolímeros tales como lignina, hemicelulosa y celulosa, entonces, si analizamos más afondo en la presente investigación, como es que algunas relaciones de co-digestión con residuos de nopal representan bajos rendimientos, se le puede atribuir a la composición de los biopolímeros de este sustrato, ya que las bacterias que actúan en la etapa de la hidrólisis tardan más tiempo en romper (hidrolizar) esta estructura de los biopolímeros en una primera fase, retrasando todo el proceso de las tres etapas restantes, lo que trae como consecuencia un mayor TRH y bajos rendimientos de biogás.

REFERENCIAS

- [1] Valle-Pereña, J. A., & Ortega-Navarro, H. O. (2012). Prospectiva de Energías Renovables 2012-2026. *Secretaría de Energía*, 1-156.
- [2] Rohstoffe, F. N. (2010). Guía sobre el Biogás. Desde la producción hasta el uso.
- [3] Varnero, M. (2011). Manual de biogás. *Santiago de Chile, Chile:FAO*.
- [4] Arroyo, L. M. (1997). Renace la cunicultura en México impulsada por el
- [5] «Centro Nacional de Cunicultura». *Lagomorpha: revista de la Asociación Española de Cunicultura*, (89), 38-44.
- [6] Lagrange, B. 1979. Biomethane. Principes, Techniques, Utilisation. Vol.2. Edisual / Energies Alternatives. 249pp.