VOLUMEN 6
No. 2

IDENTIDAD ENERGÉTICA 2023

REVISTA PARA LA DISFUSIÓN DE LA INVESTIGACIÓN EN CIENCIA & TECNOLOGÍA

ISSN: **2448 -** 7775

IDENTIDAD ENERGÉTICA 2023

"REVISTA PARA LA DISFUSIÓN DE LA INVESTIGACIÓN EN CIENCIA & TECNOLOGÍA"

No. 2 ISSN: **2448 -** 7775 VOLUMEN 6

EQUIPO EDITORIAL

Editores en Jefe

Dr. Iván Abel Hernández Robles
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Guanajuato
Salamanca, Guanajuato, México

Dr. José Merced Lozano García
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Guanajuato
Salamanca, Guanajuato, México

Editores Asociados

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo
Sistemas Eléctricos de Potencia
CINVESTAV del IPN - Unidad Guadalajara
Guadalajara, Jalisco, México

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

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

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

Dr. Nestor Daniel Galán Hernández
Unidad Académica de Ingeniería en Energía
Universidad Politécnica de Sinaloa
Mazatlán, Sinaloa, México

Dr. Serguei Maximov
Instituto Tecnológico de Morelia
Morelia, Michoacán, México

Consejo Editorial

Dr. Jesús Martínez Patiño
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Guanajuato
Salamanca, Guanajuato, México

Dr. Alejandro Pizano Martínez
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Guanajuato
Salamanca, Guanajuato, México

Dra. Xiomara González Ramírez
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Guanajuato
Salamanca, Guanajuato, México

Dr. Rafael Guzmán Cabrera
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Guanajuato
Salamanca, Guanajuato, México

Coordinación Editorial

Dra. Xiomara González Ramírez
Coordinadora Editorial y Seguimiento

L.A.D. Juanita del Carmen Mendoza Ornelas
L.A.D. Lesli Yared Villegas Fonseca
Edición, Diseño y Cuidado de Edición

CARTA DEL EDITOR

Estimados Autores y lectores:

La revista IDENTIDAD ENERGÉTICA es una plataforma de divulgación para la Investigación multidisciplinar de la Energía, su contenido es multidisciplinario y brinda aportaciones tecnológicas y científicas originales enfocadas en el área energética.

La revista IDENTIDAD ENERGÉTICA es respaldada por grupo de profesores del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la División de Ingenierías de la Universidad de Guanajuato con el apoyo Editorial del Centro Interinstitucional de Energía (CINERGIA UG) de la Universidad de Guanajuato.

La revista IDENTIDAD ENERGÉTICA y su Comité Editorial creemos firmemente que las instituciones educativas, centros de investigación y todos sus investigadores, deben ser los aliados importantes para la divulgación de los avances, metas y objetivos Energéticos. Metas como obtener e impulsar el ahorro y la eficiencia energética, crear conciencia y disminuir malos hábitos o desperdicio de energía, deben ser aliados para fomentar, para impulsar y porque no desarrollar nuevas tecnologías de generación de energía limpia y eficiente, todo esto con el objetivo común de mitigar el impacto del calentamiento global, entonces es imperante que debemos seguir con ese compromiso de divulgación en la sustentabilidad, ahorro y eficiencia energética en todo el mundo, por lo que tipo de plataformas sin duda deberán de divulgarse y fortalecerse para crear una red de colaboración en las Universidades y atender los retos energéticos y ambientales.

A los investigadores autores y lectores se les agradece su confianza en que la revista Identidad Energética sea su instrumento de divulgación para su conocimiento, investigación, desarrollo tecnológico y experiencia dentro del tema energético multidisciplinar. Así mismo agradezco al Comité Editorial y CINERGIA UG para la continuidad y calidad de la Revista.

"Divulgación y Cooperación para Transcender en conocimiento y avance tecnológico"

Iván Abel Hernández Robles

CONTENIDO

07 **Solución de Flujos de Potencia Óptimos en CD desde una perspectiva de optimización no lineal.**
José Miguel García Guzmán
Óscar Daniel Corona Martínez
Aldo Estrada González
Alejandro Pizano Martínez
Tecnológico Nacional de México/ITS de Irapuato.
Universidad de Guanajuato.

14 **Implementación de un Sistema de Conversión de Energía Eólica Basado en Convertidor CA-CA Directo.**
Diego Gutiérrez Torres
Juan M. Ramírez
José Lozano García
CINVESTAV del IPN, Unidad Guadalajara.
Universidad de Guanajuato.

21 **Puesta en marcha y simulación de generador eólico tipo vertical para alimentación doméstica.**
Osvaldo Rodríguez Villalón
César Augusto Gómez Gómez
Armando Gallegos Muñoz
Víctor Javier Gutiérrez Martínez
Universidad de Guanajuato.

28 **Diseño de Sistema undimotriz para un canal de laboratorio.**
Paulina Cuevas
José Cañedo
Aldo Ruezga
CINVESTAV - Unidad Guadalajara.
Universidad de Guadalajara.

35 **Experimentación y Evaluación del Potencial del Óxido de Grafeno como Material Termoeléctrico.**
Aldo Elizarraraz Perez
Itzel Lona Fonseca
Isaac Hernández Bracamontes
Iván A. Hernández Robles
CINERGIA UG.
Universidad de Guanajuato.

40 **Análisis de un transformador monofásico en el espacio de estados considerando la no-linealidad magnética.**
A. García Legorreta
V. M. Jiménez Mondragón
F. González Montañez
J. C. Olivares Galván
D. A. Aragón Verduzco
Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México.

48 **Estimación Paramétrica de Vibraciones en Motores Síncronos de Imanes Permanentes.**
Francisco Beltrán Carbajal
Alexis Castelán Pérez
Iván de Jesús Rivas Cambero
Juan Eduardo Esquivel Cruz
David Marcos Andrade
Universidad Politécnica de Tulancingo.
Universidad Autónoma Metropolitana

55 **Planificación del Movimiento de un Vehículo Aéreo de Cuatro Rotores con Aplicación en la Agricultura.**
Francisco Beltrán Carbajal
Marco A. Sánchez Romero
Hugo Yáñez Badillo
Universidad Autónoma Metropolitana.
Tecnológico de Estudios Superiores de Tianguistenco.

62 **Monitoreo de temperatura de un calentador solar mediante programación Arduino.**
Cindy Ortiz Escoto
Amanda Enriqueta Violante Gavira
Felipe De Jesús Torres Del Carmen
Gerson Daniel Ferreyra Ramírez
Universidad de Guanajuato.

69 **SIL-based estimation of the SoH through a state-variables observer.**
Roberto Moreno Sánchez
Nancy Visairo Cruz
C. Alberto Núñez Gutiérrez
Juan Segundo Ramírez
Universidad Autónoma de San Luis Potosí, México.

76 **Registrador de datos de bajo costo para monitorear energía fotovoltaica de seguidor solar.**
Lisseth Celeste Razo-Vargas
Silvia Eileen Cuevas-Alvarez
Jonatan Peña Ramírez
Iván Abel Hernández-Robles
Héctor Javier Estrada-García.
Escuela del nivel Medio Superior de Salamanca, Gto.
Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.
Universidad de Guanajuato.

82 **Implementación para un Inversor Multinivel de las Técnicas de Modulación LS-PWM en FPGA.**
José Juan Alfaro Rodríguez
Jesús Alberto Martínez Cabrera
Gilberto Muñoz Moreno
Mario Alberto Juárez Balderas
Adolfo Rafael López Núñez
Tecnológico Nacional de México,
Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

90 **Control por Planitud Diferencial de un Secador Tipo Túnel para el Secado de Spirulina Platensis.**
Federico Augusto Trampe Torija
Francisco Beltrán Carbajal
Jorge Ramírez Muñoz
Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México.

97 **Control del proceso de secado del chile rojo usando identificación paramétrica algebraicat.**
Mario Sampedro Cruz
Francisco Beltrán Carbajal
Neftali Vázquez Espinosa
Jorge Ramírez Muñoz
Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, México.

103 **Uso de la Inteligencia Artificial para el Diagnóstico de la Enfermedad de Parkinson a través de patrones de dibujo.**
Omar Villalpando Vargas
Aron Hernández Trinidad
Teodoro Cordova Fraga
Rafael Guzmá Cabrera
Universidad de Guanajuato.

Recibido 23 de agosto de 2023. Aceptado 01 de diciembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Solución de Flujos de Potencia Óptimos en CD desde una perspectiva de optimización no lineal

ÓSCAR DANIEL CORONA MARTÍNEZ[1], ALDO ESTRADA GONZÁLEZ[1], JOSÉ MIGUEL GARCÍA GUZMÁN[1*], ALEJANDRO PIZANO MARTÍNEZ[2].

[1]Tecnológico Nacional de México/ITS de Irapuato.
[2]Universidad de Guanajuato.
*Autor de Correspondencia: jose.gg@irapuato.tecnm.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta una propuesta para resolver el problema de Flujos de Potencia Óptimos (FPO) en Corriente Directa (CD) desde una perspectiva de optimización no lineal, la cual es flexible, precisa y fácil de implementar, ya que utiliza la función de optimización no lineal restringida fmincon de Matlab. La propuesta consiste en formular el problema de FPO en Corriente Alterna (CA) para después convertirlo a un modelo de FPO en CD mediante la integración y modificación de ciertas restricciones. Con ello, se obtiene un modelo de FPO en CD que permite manejar funciones de optimización y ecuaciones de flujo de potencia activa no lineales, evitando la aproximación lineal que se realiza en los modelos tradicionales de FPO en CD. La confiabilidad y precisión del método propuesto se demuestra mediante dos casos de estudio con el sistema de potencia de prueba de 5 nodos y el sistema de Nueva Inglaterra de 39 nodos.

PALABRAS CLAVE — Optimización, fmincon, lineal.

I. INTRODUCCIÓN

El análisis de flujos de potencia es una de las herramientas más utilizadas para determinar puntos de operación de estado estacionario de sistemas de potencia. Sin embargo, esta herramienta no considera aspectos económicos, ambientales o de seguridad del sistema, por lo que, fue necesario desarrollar el modelo de Flujos de Potencia Óptimos para considerar los aspectos antes mencionados en la operación del sistema de potencia. El problema de FPO se modela como un problema de optimización no lineal restringido no convexo en el cual se minimiza una función objetivo mientras se satisfacen restricciones de igualdad o desigualdad [1-3]. En el problema de FPO en CA la función objetivo es no lineal y puede representar el costo de generación, emisiones de CO2, seguridad u otros objetivos. Por otro lado, las restricciones de igualdad modelan el balance de potencia activa y reactiva en cada nodo del sistema de potencia, mientras que las restricciones de desigualdad representan los límites físicos y operacionales del sistema de potencia, en este caso los límites de magnitud de voltaje nodal y de generación de potencia activa y reactiva.

La solución del modelo de FPO en CA, al tratarse de un problema de optimización no lineal, es más compleja y requiere mayor tiempo y esfuerzo computacional, especialmente cuando analizan sistemas de potencia de gran escala. En el análisis de los sistemas de potencia existen algunos estudios que requieren la determinación de varios puntos de operación de estado estacionario bajo ciertas condiciones de operación, esto con la finalidad de evaluar su comportamiento y operación. En este tipo de estudios la utilización de los modelos de flujos de potencia convencional y de FPO en CA no resultan prácticos debido al enorme esfuerzo y tiempo de cómputo que se requiere para determinar los distintos puntos de operación de estado estacionario del sistema de potencia. Por esta razón, la mayoría de las herramientas empleadas en los estudios mencionados emplean técnicas de linealización y aproximación para simplificar los modelos en CA y evitar la no linealidad.

En lo que se refiere específicamente al modelo de FPO en CA, algunas de las técnicas que permiten superar su complejidad asociada a la no linealidad son, por ejemplo, la simplificación mediante aproximación de ángulo pequeño [4] o métodos de relajación [5-9]. Comúnmente, la no linealidad del problema de FPO en CA se maneja mediante un modelo simplificado en el que se desprecian las pérdidas de potencia y se linealizan las ecuaciones de flujo de potencia activa, despreciando simultáneamente la potencia reactiva de todo el sistema mediante la suposición de que el voltaje nodal es igual al voltaje base del sistema. Esta simplificación da lugar a un problema de optimización lineal convexo conocido como FPO en CD, donde las variables son la potencia real de los generadores y el ángulo de fase nodal del sistema de potencia [10, 11].

El análisis de FPO en CD es ampliamente utilizado en México y alrededor del mundo en estudios de planeación de

 2448-7775 © 2023 Identidad Energética

la transmisión, cálculo de precios de mercado, confiabilidad, contingencias, análisis de suficiencia energética, entre otros [11, 12]. Esto debido a su convexidad y a las ventajas computacionales que permiten resolverlo en escalas de tiempo rápidas [13].

La solución del problema de FPO en CD se puede obtener utilizando técnicas de Programación Lineal o Programación Cuadrática [14]. En el caso del modelo de FPO usando Programación Lineal no solo se debe tener una formulación lineal de las restricciones del sistema, sino también de la función objetivo, ya que no satisfacen los requerimientos de la programación lineal [15], por otro lado, la Programación Cuadrática es un caso especial de programación no lineal donde la función objetivo es cuadrática y las restricciones del sistema son lineales. Teniendo esto en consideración, en este trabajo se utiliza la función de optimización no lineal restringida fmincon de Matlab, ya que esta función puede utilizar Programación Cuadrática Secuencial para resolver los problemas de optimización no lineal [16]. Es importante mencionar que sin el uso de la función fmincon es necesario implementar un algoritmo de optimización lineal, linealizando la función objetivo y las ecuaciones de flujo de potencia activa, para posteriormente resolver el modelo de optimización lineal mediante un método de optimización adecuado para tal fin. En este sentido, el algoritmo de optimización implementado en este trabajo, utilizando la función de optimización en mención, brinda la posibilidad de implementar de manera más sencilla y con menor tiempo una herramienta que permita resolver el problema de FPO en CD, además, con la fmincon se brinda flexibilidad para adaptarse y ampliarse para llevar a cabo otros análisis empleados en los sistemas eléctricos de potencia.

La estructura del artículo es como sigue: En la Sección II se presentan las formulaciones generales de problema de flujos de potencia óptimos en CD y CA, así como una manera de estimar de forma aproximada las pérdidas de potencia activa en los elementos de transmisión del sistema de potencia. La solución propuesta para resolver el modelo de FPO en CD, utilizando la función de optimización no lineal fmincon, se presenta en la Sección III. Dos casos de estudio con dos sistemas de potencia, donde se demuestra la confiabilidad y precisión de la solución propuesta, son presentados y descritos detalladamente la Sección IV, mientras que las conclusiones se presentan en la Sección V.

II. FORMULACIÓN DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS EN CA Y CD

A. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS EN CA

El problema de FPO en CA consiste en minimizar una determinada función objetivo, normalmente el costo de generación de potencia activa, mientras se satisface un conjunto de restricciones físicas y operacionales del sistema eléctrico de potencia. Estas restricciones se modelan en el problema de FPO mediante restricciones de igualdad y desigualdad; las primeras permiten representar el balance de potencia activa y reactiva en cada una de las subestaciones que conforman el sistema de potencia, mientras que las segundas restricciones modelan los límites de operación de las subestaciones y generadores del sistema. La formulación general del FPO en CA es como sigue:

$$\text{Minimizar } C_T = \sum_{i=1}^{ng}\left(a_i + b_i P_{gi} + c_i {P_{gi}}^2\right) \tag{1}$$

$$\text{Sujeto a } \quad P_{gi} - P_{di} - \sum_{j=1}^{nb} P_{inyi-j} = 0 \tag{2}$$

$$Q_{gi} - Q_{di} - \sum_{j=1}^{Nb} Q_{inyi-j} = 0 \tag{3}$$

$$\delta_i^{min} \leq \delta_i \leq \delta_i^{max} \tag{4}$$

$$V_i^{min} \leq V_i \leq V_i^{max} \tag{5}$$

$$P_{gi}^{min} \leq P_{gi} \leq P_{gi}^{max} \tag{6}$$

$$Q_{gi}^{min} \leq Q_{gi} \leq Q_{gi}^{max} \tag{7}$$

Donde C_T es el costo total del sistema y la función objetivo a minimizar. Las restricciones de igualdad dadas por las Ecs. (2) y (3) modelan el balance de potencia activa y reactiva, mientras que las restricciones de desigualdad (4)-(7) representan los límites físicos y operacionales del sistema.

B. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS EN CD

El problema de FPO en CD simplifica el modelo de FPO en CA mediante la linealización de las ecuaciones de flujos de potencia y la función objetivo. Al igual que en el caso de FPO en CA, en CD se minimiza el costo de generación de potencia mientras se satisfacen las restricciones físicas y operacionales del sistema eléctrico de potencia, pero en este caso la cantidad de variables es menor, ya que solo se considera la potencia de salida de los generadores y el ángulo de fase en los nodos del sistema. En esta formulación se asume que la potencia reactiva es despreciable y el voltaje en los nodos es igual al voltaje base o nominal del sistema de potencia, por lo que, el voltaje en todos los nodos es igual a 1.0 pu, simplificando considerablemente el problema de FPO. Así, la formulación general del problema de FPO en CD se expresa como sigue [17],

$$\text{Minimizar } C_T = \sum_{i=1}^{ng}\left(b_i P_{gi}\right) \tag{8}$$

$$\text{Sujeto a } \quad P_{gi} - P_{di} - \sum_{j=1}^{nl} F_{ij} = 0 \tag{9}$$

$$F_{i-j} = \frac{\delta_i - \delta_j}{X_{ij}} \tag{10}$$

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

$$\delta_i^{ref} = 0 \tag{11}$$

$$\delta_i^{min} \leq \delta_i \leq \delta_i^{max} \tag{12}$$

$$F_{ij}^{min} \leq F_{ij} \leq F_{ij}^{max} \tag{13}$$

$$P_{gi}^{min} \leq P_{gi} \leq P_{gi}^{max} \tag{14}$$

En las ecuaciones anteriores F_{ij} representa el flujo de potencia activa a través de los elementos de transmisión, ya sea línea o transformador, que se presenta en corriente directa. Se debe mencionar que en la función objetivo dada por (8) solo se considera la parte lineal de la función de costo usada comúnmente en el modelo de FPO en CA. Otra forma de manejar la función objetivo es mediante una aproximación lineal a pedazos para disponer de un modelo de optimización de FPO en CD completamente lineal [15].

C. PÉRDIDAS DE POTENCIA EN EL PROBLEMA DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS EN CD

En el modelo de FPO en CD se puede representar el efecto de las pérdidas en el sistema de transmisión en términos de la conductancia de las líneas. Para ello, las pérdidas son modeladas comúnmente como cargas distribuidas en todo el sistema. Obviamente, las pérdidas resultantes son aproximadas y no corresponden al valor exacto que se obtiene en CA, sin embargo, brinda una idea sobre el comportamiento de las pérdidas en los elementos de transmisión del sistema. La formulación general para calcular las pérdidas aproximadas en el modelo de FPO en CD es como sigue,

$$g_{ij} = \frac{r_{ij}}{r_{ij}^2 + x_{ij}^2} \tag{15}$$

$$P_{pérd} = g_{ij}\theta_{ij}^2 \tag{16}$$

En las Ec. (15) y (16) los términos g_{ij}, r_{ij} y x_{ij} representan, respectivamente, la conductancia, resistencia y reactancia de las líneas de transmisión del sistema, mientras θ_{ij} representa el ángulo de cada nodo del sistema de potencia, calculado al resolver el modelo de FPO en CD.

III. PROPUESTA DE SOLUCIÓN DEL PROBLEMA DE FLUJOS DE POTENCIA ÓPTIMOS

La propuesta para resolver el modelo de FPO en CD consiste en formular primero un FPO en CA utilizando la herramienta de optimización Matlab, en específico la función de optimización no lineal restringida fmincon, para después convertir el FPO en CA a un FPO en CD integrando ciertas restricciones y modificaciones al modelo de CA. Como se mencionó en la sección anterior, en el FPO en CD se asume que todos los nodos operan en un voltaje igual al voltaje base y se fijan en 1.0 pu, de modo que las restricciones de igualdad y desigualdad asociadas a la potencia reactiva no se consideran, ya que dicha potencia depende de la magnitud de voltaje. Así, las restricciones dadas por las Ecs. (3) y (7) no se tienen en cuenta al momento de convertir el FPO en CA a un FP en CD, mientras que la restricción de desigualdad (5), donde se especifican los límites de voltaje de los nodos, se escribe ahora como una restricción de igualdad que penaliza el voltaje nodal del sistema de potencia para ser igual al voltaje base, de modo que el voltaje V_i se fija en 1.0 pu, tal como se muestra en la Ec. (18). Con ello, se obtiene un modelo que permite resolver el problema de FPO en CD considerando la función objetivo de costo no lineal y la expresión no lineal de las ecuaciones de flujo de potencia activa.

$$\text{Minimizar } C_T = \sum_{i=1}^{ng}\left(a_i + b_i P_{gi} + c_i {P_{gi}}^2\right) \tag{17}$$

$$\text{Sujeto a} \quad P_{gi} - P_{di} - \sum_{j=1}^{nb} P_{inyi-j} = 0 \tag{18}$$

$$\delta_i^{min} \leq \delta_i \leq \delta_i^{max} \tag{19}$$

$$V_i = V_{Base} = 1.0 \text{ pu} \tag{20}$$

$$P_{gi}^{min} \leq P_{gi} \leq P_{gi}^{max} \tag{21}$$

Es importante mencionar que la Ec. (18) de la propuesta de solución es la misma que la Ec. (2) del modelo de FPO en CA, lo que significa que en la solución que se propone del modelo de FPO en CD no es necesario realizar la simplificación de las ecuaciones de flujos de potencia que se realiza en los modelos tradicionales en CD. Esto debido a que la linealización de dichas ecuaciones se realiza de manera implícita al integrar las restricciones indicadas antes. El esquema de la Fig. 1 ilustra la forma en que se obtiene el modelo propuesto de FPO en CD a partir del FPO en CA.

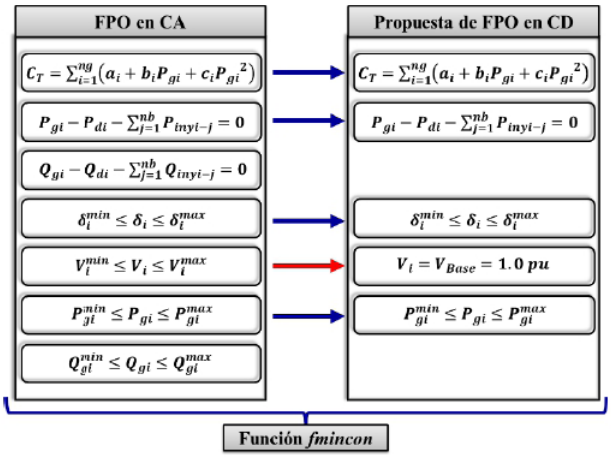


Fig. 1. Esquema de conversión del modelo de FPO en CA a FPO en CD.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

Debe precisarse que con las modificaciones hechas se obtiene un problema de optimización cuya función objetivo es no lineal y las restricciones son lineales, de esta manera el modelo dado por las Ecs. (17) a (21) puede ser resuelto utilizando Programación Cuadrática no Lineal. Por último, cabe señalar que al considerar la función objetivo no lineal es posible tener una mejor exactitud de resultados sin la necesidad de realizar aproximaciones lineales, reduciendo con ello el tiempo para la obtención de resultados gracias a la reducción de la complejidad para implementar el algoritmo de FPO en CD.

IV. CASOS DE ESTUDIO

La finalidad de los casos de estudio es demostrar la confiabilidad y precisión de la solución propuesta para resolver el problema de FPO en CD, para ello se utiliza el sistema de potencia de prueba del IEEE de 5 nodos y el sistema de Nueva Inglaterra de 39 nodos y 10 generadores, cuyos datos son tomados de [18] y [19], respectivamente. Los resultados de la solución propuesta se comparan con los obtenidos utilizando MatPower. Como es bien sabido, MatPower es un paquete libre desarrollado en el leguaje de Matlab, que es ampliamente utilizado para resolver problemas de optimización y simulación de estado estacionario de sistemas de potencia, incluyendo en modelo de FPO en CD [20]. Por esta razón, este paquete se utilizó como referencia para comparar y validar los resultados de la solución propuesta. Los casos de estudio se llevaron a cabo considerando una tolerancia de convergencia de $1x10^{-9}$ en una computadora de escritorio que cuenta con un procesador AMD Ryzen 5 5600X de 6 núcleos a 3.7 GHz y una memoria RAM de 32 GB DDR4 a 3600 MHz.

A. SISTEMA DE POTENCIA DE 5 NODOS

En esta sección se presentan los resultados del caso de estudio con el sistema de potencia de 5 nodos. En este caso de estudio, como se mencionó en la Sección III, la magnitud de voltaje nodal se penalizó mediante una restricción de igualdad para ser fijado en 1.0 pu ($|V_i|=|V_B|=1.0$ pu), mientras que la condición inicial del ángulo de fase se consideró de 0° con límites de $0° \leq \delta_i \leq 360°$. Por otro lado, la condición inicial que se definió para la generación de potencia activa en los dos generadores del sistema fue de $P_{gi}=0.0$ pu con límites de generación de 10 MW $\leq P_{gi} \leq$ 200 MW. Los coeficientes de las funciones de costo para los dos generadores del sistema de potencia que se consideran en el caso de estudio fueron a_i=0.006 \$/hr, b_i= 0.034 \$/hrMW y c_i= 0.004 \$/hrMW^2.

Es importante hacer mención que en el caso de estudio no se calculan las pérdidas de potencia activa, ya que la finalidad del caso de estudio es comparar los resultados de la solución propuesta con el paquete MatPower, y este no tiene integrado un algoritmo para calcular las pérdidas de los elementos de transmisión en el modelo de FPO en CD, sin embargo, la solución propuesta si dispone de una estructura computacional para llevar a cabo dicho cálculo.

Teniendo en cuenta los parámetros y datos del sistema de potencia de 5 nodos, dados en [18], con la solución propuesta el punto óptimo de operación de estado estacionario en corriente directa se obtuvo en 0.44 segundos y en 0.48 segundos con el MatPower. En la Tabla I y la Fig. 1 se muestra una comparación del punto de operación de estado estacionario del FPO en CD para el sistema de potencia de 5 nodos, obtenidos mediante la solución propuesta y a través de MatPower. Por otro lado, en la Tabla II se muestra una comparación de los flujos de potencia obtenidos por ambas aplicaciones.

TABLA I. COMPARATIVA DEL PUNTO DE OPERACIÓN DE ESTADO ESTACIONARIO PARA EL SISTEMA DE POTENCIA DE 5 NODOS.

Bus	Propuesta	MatPower
1	0.000°	0.000°
2	-1.706°	-1.705°
3	-5.485°	-5.482°
4	-4.787°	-4.785°
5	-4.526°	-4.523°

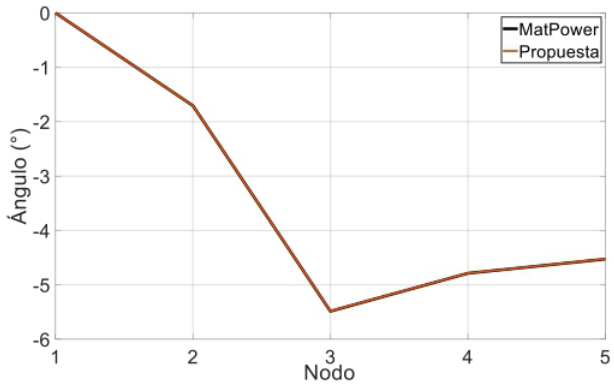


Fig. 2. Comparativa gráfica del punto de operación de estado estacionario.

TABLA II. RESULTADOS DE FLUJOS DE POTENCIA ACTIVA OBTENIDOS POR LA SOLUCIÓN PROPUESTA Y MATPOWER.

Líneas		Flujo de Potencia (MW)	
Bus de envío	Bus de recepción	Propuesta	MatPower
1	2	49.62	49.61
1	5	32.88	32.89
2	5	27.33	27.32
2	4	29.86	29.86
2	3	54.93	54.93
5	4	15.21	15.21
4	3	5.07	5.07

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

Se debe hacer mención que en la Tabla II no se presentan los datos de flujo de potencia activa del nodo de recepción al nodo de envío, ya que, al no haber pérdidas de potencia, el flujo de potencia activa que se envía es exactamente igual al flujo de potencia que se recibe, pero con signo opuesto. Los resultados de los ángulos de fase muestran que el perfil del ángulo nodal es muy similar en ambos casos, teniendo variación de milésimas entre sí. En lo que se refiere a los flujos de potencia, de igual manera se observa que los resultados obtenidos mediante la solución propuesta son muy precisos respecto a los que se obtienen en MatPower. Por último, la Tabla III muestra un resumen de resultados del FPO en CD para el sistema de 5 nodos, donde se compara la solución obtenida con el método propuesto y el calculado mediante MatPower.

Al igual que los datos anteriores, la potencia generada y el costo de generación obtenidos mediante la solución propuesta son muy similares a los que se obtienen utilizando MatPower. No se omite mencionar que las pérdidas de potencia activa en los elementos de transmisión del sistema de potencia de 5 nodos fueron de 6.742 MW, con lo que se obtuvo un aumento en la generación de potencia activa, dando una P_g igual a 167.997 MW y por ende un incremento en el costo de generación de 747.756 $/hr. Como se mencionó antes, estos datos de pérdidas de potencia activa no se comparan con MatPower.

B. SISTEMA DE POTENCIA DE NUEVA INGLATERRA

En este caso de estudio se utiliza un sistema de potencia equivalente del sistema de Nueva. Al igual que el caso de estudio anterior, la magnitud de voltaje nodal se fijó en 1.0 pu ($|V_i|=|V_B|=1.0$ pu) y la condición inicial del ángulo de fase se consideró de 0° con límites de $0° \leq \delta_i \leq 360°$. Así mismo, la condición inicial de la generación de potencia activa en todos los generadores del sistema fue de P_{gi}=0.0 pu. Los límites de generación de potencia activa y los coeficientes de las funciones de costo de los generadores que se consideraron para este caso de estudio son dados en la Tabla IV.

El tiempo de cómputo empleado para determinar el punto óptimo de operación de estado estacionario en corriente directa para este caso de estudio fue de 0.875 segundos utilizando la solución propuesta y en 0.9 segundos mediante el MatPower. Los puntos de operación correspondientes a la solución de FPO en CD, obtenidos mediante ambas aplicaciones, se presentan en la Tabla V, mientras que en la Tabla VI se presenta una comparativa del resumen de resultados del sistema de Nueva Inglaterra.

TABLA III. RESUMEN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE POTENCIA DE 5 NODOS.

Parámetro	Propuesta	MatPower
Potencia generada total	165 MW	165 MW
Costo de generación	735.450 $/hr	735.450 $/hr

TABLA IV. DATOS DE LOS GENERADORES DEL SISTEMA DE NUEVA INGLATERRA.

Gen	P_{gi}^{min} (MW)	P_{gi}^{max} (MW)	a_i ($/hr)	b_i ($/hrMW)	c_i ($/hrMW^2)
30	0	350	0.0193	0.069	0.0193
31	0	650	0.0111	0.037	0.0111
32	0	800	0.0104	0.028	0.0104
33	0	750	0.0088	0.047	0.0088
34	0	650	0.0128	0.028	0.0128
35	0	750	0.0094	0.037	0.0094
36	0	750	0.0099	0.048	0.0099
37	0	700	0.0113	0.036	0.0113
38	0	900	0.0071	0.037	0.0071
39	0	1200	0.0064	0.039	0.0064

TABLA V. COMPARATIVA DEL PUNTO DE OPERACIÓN DE ESTADO ESTACIONARIO PARA EL SISTEMA DE POTENCIA DE NUEVA INGLATERRA.

Bus	Propuesta	MatPower	Bus	Propuesta	MatPower
1	2.191	2.190	21	2.191	2.190
2	5.794	5.792	22	5.794	5.792
3	2.662	2.661	23	2.662	2.661
4	1.482	1.481	24	1.482	1.481
5	2.462	2.461	25	2.462	2.461
6	3.155	3.154	26	3.155	3.154
7	0.864	0.864	27	0.864	0.864
8	0.336	0.336	28	0.336	0.336
9	0.137	0.137	29	0.137	0.137
10	5.708	5.707	30	5.708	5.707
11	4.830	4.829	31	4.830	4.829
12	4.835	4.834	32	4.835	4.834
13	5.028	5.027	33	5.028	5.027
14	3.476	3.474	34	3.476	3.474
15	3.493	3.492	35	3.493	3.492
16	5.225	5.223	36	5.225	5.223
17	4.106	4.105	37	4.106	4.105
18	3.096	3.095	38	3.096	3.095
19	10.652	10.642	39	10.652	10.642
20	9.358	9.349			

TABLA VI. RESUMEN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE POTENCIA DE NUEVA INGLATERRA.

Parámetro	Propuesta	MatPower
Potencia generada total	6,137.30 MW	6,137.30 MW
Costo de generación	60,858.791 $/hr	60,858.79 $/hr

Como en el caso de estudio anterior, los resultados de la solución propuesta son muy similares a los que se obtienen mediante Matpower, por lo que, es posible inferir que la solución propuesta en este trabajo es confiable y precisa para resolver el problema de Flujos de Potencia en Corriente Directa. Las variaciones que se tienen en los resultados entre

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

ambas herramientas son muy pequeñas, lo que hace que los resultados de la solución propuesta sean aceptables para determinar puntos óptimos de operación de estado estacionario. Se debe precisar que la solución propuesta puede ser ampliada para linealizar los modelos de dispositivos y equipos utilizados en los sistemas de potencia, tales como los dispositivos FACTS, los cuales pueden ser integrados en la formulación de FPO en CD o en otras aplicaciones donde sea necesario simular sistemas de potencia en CD, tales como análisis de contingencias, planeación y expansión de la transmisión, entre otros.

V. CASOS DE ESTUDIO

Una propuesta para resolver el problema de FPO en CD se ha presentado. La solución propuesta se basa en la formulación de FPO en CA en la que se linealizan las restricciones y se mantiene la función objetivo no lineal, dando lugar a un problema de Programación Cuadrática no Lineal, donde no es necesario linealizar o aproximar dicha función objetivo. La confiabilidad y precisión de la solución propuesta fue demostrada mediante dos casos de estudio con el sistema de potencia de prueba de 5 y el sistema de Nueva Inglaterra de 39 nodos en los que se comparan los resultados obtenidos mediante la solución propuesta y utilizando el paquete MatPower. La solución propuesta utilizando la función fmincon es flexible y fácil de implementar, por lo que, es posible ampliar sus capacidades para realizar estudios donde sea necesaria la aplicación de la Programación Cuadrática. En este sentido, la solución aquí propuesta posee potencial para ser utilizado con propósitos de educación e incluso de investigación, ya que ofrece la ventaja de que los modelos de otros elementos del sistema de potencia, tales como dispositivos FACTS, se linealicen de manera sencilla para ser incluidos en el análisis de confiabilidad, mercados eléctricos u otros estudios donde se involucre la aplicación del modelo de FPO en CD.

REFERENCIAS

[1] J. I. Carpentier, "Contribution to the economic dispatch problem," *Bulletin de la Societe Francoise des Electriciens*, vol. 3, no. 8, pp. 431-447, 1962.

[2] M. Huneault and F. D. Galiana, "A survey of the optimal power flow literature," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 762-770, 1991

[3] A. R. Bergen and V Vittal. Power Systems Analysis, Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 2000.

[4] R. D. Christie, B. F. Wollenberg, and I. Wangensteen, "Transmission management in the deregulated environment," *Proc. of IEEE*, vol. 88, no. 2, pp. 170-195, 2000.

[5] A J. Conejo and J. A. Aguado, "Multi-area coordinated decentralized DC optimal power flow," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 13, no. 4, pp. 1272-1278, 1998.

[6] J. A. Aguado and V. H. Quintana, "Inter-utilities power-exchange coordination: a market-oriented approach," *IEEE Trans. on Power Systems*, 16(3)513-519,2001.

[7] A G. Bakirtzis and P. N. Biskas, "A decentralized solution to the DC-OPF of interconnected power systems," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 18, no. 3, pp. 1007-1013, 2003.

[8] P. N. Biskas, A G. Bakirtzis, N. I. Macheras, and N. K. Pasialis, "A decentralized implementation of DC optimal power flow on a network of computers," *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 20, no. 1, pp. 25-33, 2005

[9] O. D. Montoya, A. Arias and A. Molina, "Branch Optimal Power Flow Model for DC Networks with Radial Structure: A Conic Relaxation,". *Tecnura*, vol. 26, no. 71, pp. 30-42, 2022. DOI: https://doi.org/10.14483/22487638.18635, [Online].

[10] O. Alsac and B. Stott, "Optimal Load Flow with Steady-State Security," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 93 pp. 745-751, 1974.

[11] A. Oluwafemi, N. Nnamdi and D. Uyikumhe, "Application of metaheuristic algorithms in DC-optimal power flow," *African Journal of Science, Technology, Innovation and Development*, 2020. DOI: 10.1080/20421338.2020.1726084, [Online].

[12] T. J. Overbye, X. Cheng, and Y. Sun, "A comparison of the AC and DC power flow models for LMP calculations," in 37th Annual Hawaii International Conference on System Sciences, 2004.

[13] K. Baker, "Solutions of DC OPF are Never AC Feasible," in e-Energy '21: The Twelfth ACM International Conference on Future Energy Systems, 2021, pp. 264–268.

[14] M. Bazaraa, H. Sherali and C. Shetty, Linear programming and network flows. John Wiley and Sons, 2009.

[15] O. Otasowie, A. Abidemi, "LP Model: A Panacea to Electricity Generation Cost," *International Journal of Intelligent Computing Research*, vol. 11, no. 1, pp. 1049-1058, 2020.

[16] The MathWorks, Inc. (2022), Optimization Toolbox version: 9.4 (R2022b). Accessed: January 01, 2023. Available: https://www.mathworks.com

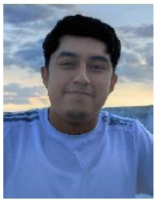
[17] J. M. López y L. A. Gallego, "Flujo de Potencia Óptimo con restricciones de seguridad usando un método de punto interior," *Scientia et Technica*, vol. 14, no. 39, pp. 31-36, 2008.

[18] G. W. Stagg and A. H. El-Abiad. Computer Methods in Power System Analysis, New York, USA: McGraw-Hill, 1968.

[19] M. A. Pai, "Energy Function Analysis for Power System Stability", Kluwer, New York, USA: Springer, 1989.

[20] R. D. Zimmerman, C. E. Murillo-Sanchez, and R. J. Thomas, "MATPOWER: Steady-State Operations, Planning and Analysis Tools for Power Systems Research and Education," *Power Systems, IEEE Transactions*, vol. 26, no. 1, pp. 12–19, 2011.

BIOGRAFÍAS



OSCAR DANIEL CORONA MARTÍNEZ Nació en Irapuato, Guanajuato. Estudió en el Centro de Bachillerato Tecnológico Industrial y de Servicios número 65 (CBTis 65), con especialidad en Físico-Matemático. Actualmente, cursa noveno semestre de la carrera de Ingeniería Electromecánica en la Especialidad de Sistemas Eléctricos de Potencia en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), donde participó en el Verano Regional de investigación del año 2023.

ALDO ESTRADA GONZÁLEZ Nació en Tecámac, Estado de México. Estudió en el Centro de Bachillerato Tecnológico Industrial y de Servicios número 65 (CBTis 65), con especialidad en Físico-Matemático. Actualmente, cursa noveno semestre de la carrera de Ingeniería Electromecánica en la Especialidad de Sistemas Eléctricos en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI), donde participó en el Verano Regional de investigación del año 2023.

JOSÉ MIGUEL GARCÍA GUZMÁN recibió el título de Licenciatura en Ingeniería Electromecánica y el grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica por el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) en 2007 y 2012, respectivamente. Ha desempeñado diversas actividades de ingeniería especializada, mantenimiento y negocios en empresas, tales como Siemens, General Electric, EES y TIP-Energy. Actualmente, es profesor en la Coordinación de Ingeniería Electromecánica en el ITESI y subgerente técnico aprobado por la Secretaría de Energía en la Unidad de Verificaciones Eléctricas de VUM.

ALEJANDRO PIZANO MARTÍNEZ Obtuvo la licenciatura en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Colima, Colima, México, en 2001, y la maestría y el doctorado en Ingeniería Eléctrica por la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Morelia, México, en 2004 y 2010, respectivamente. Actualmente es profesor de tiempo completo en la Universidad de Guanajuato, Salamanca, México. Sus intereses de investigación se centran en la operación óptima y el análisis dinámico y en estado estacionario de sistemas eléctricos de potencia.

Recibido 31 de julio de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Implementación de un Sistema de Conversión de Energía Eólica Basado en Convertidor CA-CA Directo

DIEGO GUTIÉRREZ TORRES[1*], JUAN M. RAMIREZ[1], JOSÉ LOZANO GARCIA[2].

[1]CINVESTAV del IPN, Unidad Guadalajara.
[2]Universidad de Guanajuato, División de Ingenierías Campus Irapuato Salamanca.
*Autor de Correspondencia: diego.gutierrez@cinvestav.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta la implementación de un sistema de conversión de energía eólica (WECS) tipo 4. El WECS tipo 4 se conforma por la turbina eólica, generador eléctrico, convertidor electrónico Corriente Alterna-Corriente Alterna (CA-CA) y la red eléctrica. Para la implementación se utiliza un emulador de turbina eólica, un Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP), y un Convertidor Matricial Directo (CMD). El CMD es utilizado para gestionar el flujo de potencia entre el generador y la red. En el lado generador se implementa un control de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), un control de campo orientado (FOC) y un compensador proporcional integral (PI); mientras que en el lado red se pretende transferir la máxima potencia y regular la potencia reactiva. La implementación del sistema descrito tiene como objetivo demostrar la operación del CMD en un WECS tipo 4 sin utilizar un transformador elevador. Finalmente se muestran los resultados del WECS y sus controles.

PALABRAS CLAVE — Turbina Eólica, Control de Campo Orientado, Convertidor CA-CA.

I. INTRODUCCIÓN

Desde la década de los 80, el debate sobre el clima ha surgido como el tercer gran desafío, en parte por el reconocimiento de que existen efectos provocados por el hombre, que pueden determinar un cambio en el clima [1]. La energía eólica es una forma de energía renovable que se obtiene a partir del viento. Es una de las fuentes de energía más antiguas utilizadas por el ser humano y ha experimentado un crecimiento significativo en las últimas décadas debido a su impacto positivo en el medio ambiente y su potencial para satisfacer la demanda energética mundial de manera sostenible [2]. En este sentido, las metas para el año 2030 y 2050, de capacidad de energía eólica instalada, para la Unión Europea son 33% y 50%, respectivamente [3]; para Estados Unidos de América son 20% y 35%, respectivamente [4]; mientras que para China son 15% y 26%, respectivamente [5].

En lo que respecta a los sistemas de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés) estos de clasifican por la topología que estos adoptan, y está relacionada con el rango de velocidad en la que operan, en la literatura podemos encontrar 5 topologías de WECS, asimismo cada una de estas puede variar dependiendo el generador eléctrico o convertidor que utilicen [6] [7] [8] [9]. En el mercado mundial la topología tipo 3 (velocidad semivariable) es la topología más utilizada con más del 50% [6], en esta topología se utiliza un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés) que a través de su rotor un convertidor electrónico CA-CA gestiona el flujo de potencia activa y reactiva, esta topología presenta la ventaja de que por el convertidor CA-CA solo fluye el 30% de la potencia, mientras que el otro 70% fluye por la conexión directa entre el estator y la red eléctrica. Por otra parte, la segunda topología más utilizada es la tipo 4 (velocidad completamente variable) [6], con una tendencia de crecimiento superior al resto. En esta topología se pueden utilizar generadores de inducción, como el jaula de ardilla (SCIG, por sus siglas en inglés); o generadores síncronos, de rotor bobinado (WRSG, por sus siglas en inglés), o de imanes permanentes (PMSG, por sus siglas en inglés). También se requiere de un convertidor electrónico CA-CA que gestione el flujo de potencia. En lo que respecta a la velocidad de ambas topologías, semivariable para tipo 3 y completamente variable para tipo 4, la tipo 3 opera a una velocidad en torno al ±30% alrededor de la velocidad síncrona, mientras que la tipo 4 incluye todo el rango de velocidad [6].

La conversión de energía CA-CA es necesaria para la adaptación de parámetros en CA, esto es debido a que en el lado turbina-generador las tensiones y corrientes presenta parámetros diferentes al lado red eléctrica, los parámetros pueden ser amplitud de tensión, frecuencia y fase [10] [11].

 2448-7775 © 2023 Identidad Energética

En este sentido, los convertidores CA-CA son fundamentales en ambas topologías (tipo 3 y 4) tanto para la adaptación de los parámetros, como para la gestión de la potencia activa y reactiva [12]. Del mismo modo, los convertidores CA-CA se dividen en 2 grandes grupos, por un lado, el grupo de los directos, y por otro lado el grupo de los indirectos [13]. Una característica del grupo de los directos es que la conversión CA-CA se realiza en una única etapa, mientras que en el grupo de los indirectos la conversión se realiza en 2 o más etapas, también, en el grupo de los indirectos es común el uso de elementos almacenadores de energía. En la conversión de energía CA-CA uno de los convertidores más utilizado es el convertidor back-to-back (B2B) [6] [11], esto es en parte por su relativa facilidad de implementación, control y flexibilidad; sin embargo, el convertidor matricial directo (CMD) se presenta como una alternativa interesante para este fin, mostrando características como: la relación volumen-potencia, peso-potencia y reducido mantenimiento, en comparación a otras alternativas [14].

El presente trabajo se divide en 4 secciones, en la sección II se presentan los modelos matemáticos de los elementos que conforman el WECS tipo 4, dichos modelos son necesarios para el control de potencia activa y reactiva, y también para la emulación de la turbina eólica; en la sección III se presenta la implementación del WECS tipo 4 junto con los resultados obtenidos; finalmente, en la sección IV se presentan las conclusiones del trabajo.

II. MODELADO DEL WECS TIPO 4

El WECS tipo 4 está conformado de la siguiente manera: la turbina eólica, emulada mediante un motor de corriente directa (CD); generador síncrono de imanes permanentes (GSIP), acoplado mecánicamente al motor de CD; convertidor CA-CA; y la red eléctrica.

A. TURBINA EÓLICA

Como se mencionó anteriormente, la turbina eólica es emulada mediante un motor de CD, para esto se utiliza el modelo descrito por Ec. (1) - (3) [15].

$$P_T = \frac{1}{2} A \rho C_p(\lambda, \beta_p) v_w^3 \tag{1}$$

$$C_p(\lambda, \beta_p) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta_p - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \tag{2}$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta_p} - \frac{0.035}{\beta_p^3 + 1} \tag{3}$$

Donde, P_T es la potencia mecánica de la turbina, A es el área turbina, ρ es la densidad del aire, β_p es la inclinación del aspa de la turbina, T_m es el par mecánico, C_p es el coeficiente de desempeño, v_w es la velocidad del viento y λ es la velocidad de punta de aspas.

B. ACOPLAMIENTO MOTOR-GENERADOR

Para el acoplamiento mecánico del motor de CD (emulador de turbina eólica) con el generador eléctrico (GSIP) se utiliza un modelo simplificado y acoplado rígidamente, esto es una masa equivalente y una constante de inercia, como se expresa en la Ec. (4) y (5).

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} \;\; ; \;\; T_e = \frac{P_e}{\omega_e} \tag{4}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{(T_m - T_e)}{J} \tag{5}$$

Donde J es el momento de inercia, P es la potencia, ω es la velocidad angular, T es el par, mientras que los subíndices m y e representan variables mecánicas y eléctricas, respectivamente.

C. GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES (GSIP)

Para el generador eléctrico el modelo adoptado, en el marco de referencia dq, es el expresado en Ec. (6) a (8).

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} \left(v_d + R_s i_d - \omega_r L_q i_q \right) \tag{6}$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} \left(v_q - \omega_r \lambda_m + R_s i_q + \omega_r L_d i_d \right) \tag{7}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \left(\lambda_m i_q + \left(L_d - L_q \right) i_d i_q \right) \tag{8}$$

Donde, i es la corriente en el estator, v es la tensión en terminales, ω_r es la velocidad del rotor, T_e es el par electromecánico, λ es la amplitud del enlace de flujo, L_{dq} es la inductancia del estator, R_s es la resistencia del estator y P_p es el número de polos pares, mientras que los subíndices d y q representan las componentes en el eje directo y de cuadratura, respectivamente.

1. Control de campo orientado (FOC)

El FOC es una técnica para el control de máquinas rotatorias, tanto síncronas como asíncronas. En esta técnica se busca orientar ortogonalmente el vector de corrientes del estator con el vector del enlace de flujo del rotor, de esta manera se simplifica el control de máquinas rotatorias. En el GSIP, la componente en cuadratura de la corriente es la que termina controlado en su totalidad el par electromagnético, mientras que la componente directa se hace cero porque en máquinas de imanes permanentes el campo es producido por los imanes permanentes [16]. La Fig. 1 muestra la técnica de FOC donde el vector del enlace de flujo del rotor se alinea al eje d, mientras que el vector de corrientes del estator se alinea al eje q.

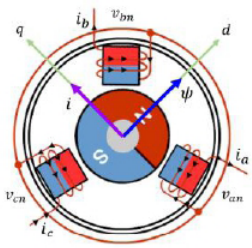


Fig. 1. Técnica de control de campo orientado (FOC).

D. CONVERTIDOR CA-CA

Este trabajo pretende indagar en la implementación de convertidores CA-CA directos y sus controles, en aplicaciones de WECS. Para dicho propósito se utiliza un convertidor matricial directo, el CMD es una disposición de interruptores bidireccionales (en matriz 3×3 para el caso trifásico-trifásico) que enlazan de manera directa cada entrada del convertidor con cada salida de este [17]. La Fig. 2 muestra el esquema del CMD con la fuente de entrada; matriz de interruptores, donde los interruptores bidireccionales están conformados por arreglos en configuración emisor común de transistores; filtros de entrada y salida; y carga, para este trabajo en el lado carga se conectará un generador eléctrico.

2. Técnica de modulación

La técnica de modulación adoptada para este trabajo es la SVD (singular value decomposition, por sus siglas en inglés) [18] [19], la Fig. 3 muestra el diagrama vectorial de la técnica SVD emulando la técnica Venturini-Alesina, esto se logra mediante la alineación del vector de tensión de entrada y el eje d (del marco de referencia de la entrada del convertidor, véase Fig. 3). Con la emulación mencionada, la ganancia q_d controlará la relación de tensión de entrada/tensión de salida ($q_d \leq 0.866$, restricción intrínseca en convertidores en matriz), mientras que la ganancia q_q controlará la corriente reactiva a la entrada del convertidor, siempre y cuando esté disponible en la salida del CMD (véase Fig. 3).

III. IMPLEMENTACIÓN DEL WECS Y RESULTADOS

La Fig. 4 muestra el WECS tipo 4 implementado, con los diferentes elementos que lo conforman (emulador de turbina eólica, generador eléctrico, convertidor CA-CA y red eléctrica), en lo que respecta a la red eléctrica se utiliza un autotransformador para ajustar los niveles de tensión a los del GSIP.

A. EMULADOR DE TURBINA EÓLICA

A partir del modelo de la turbina eólica, descrito en la sección anterior, y mediante la relación de par electromagnético proporcional a corriente de armadura en la máquina de CD ($T_e \propto i_a$), se utiliza un microcontrolador (el MCU 2, véase Fig. 4) con el modelo de la turbina eólica cargado, vía MATLAB/Simulink. El modelo tiene como datos de entrada: velocidad del rotor, ángulo pitch y velocidad de viento; y brinda como salida el par de referencia, que a su vez es transformado a corriente una corriente de referencia, dicha corriente es controlada a través de un compensador proporcional integral (PI) y un convertidor CD-CD, en el motor de CD.

B. CONTROL DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA

a) Control de potencia activa

Para el control de la potencia se busca obtener la máxima potencia activa, esto se logra a través de la técnica MPPT, la técnica FOC y el controlador de corriente (véase Fig. 5). La técnica MPPT se basa en las curvas de potencia de la turbina eólica. Utilizando las curvas características, a diferentes velocidades de viendo, se obtiene un polinomio característico en función de la velocidad de viento ($P_{mppt}(v_w)$). Después, por medio de la técnica FOC se determina la corriente de referencia en cuadratura $i_{q_{ref}}$ (para la técnica FOC $i_d = 0$, véase Fig. 1), esto es: $i_{q_{ref}} = \frac{2T_m}{3p_p\lambda_m}$ con $T_m = \frac{P_{mppt}}{\omega_r}$ y $\omega_r = \omega_m$ (véase Ec. (5) y (8)).

b) Control de corriente del GSIP

Una vez obtenida la corriente de referencia en el eje de cuadratura, $i_{q_{ref}}$, lo siguiente es asignar la tensión en terminales del GSPI (terminales de salida del CMD), esto se consigue diseñando un controlador para la planta, el GSIP. Para este propósito, se utilizan 2 variables auxiliares en la Ec. (6) y (7), lo cual da como resultado las expresiones de la Ec. (9) a la Ec. (12), donde, la Ec. (11) y (12) representan un sistema de ecuaciones desacoplado y de primer orden, a diferencia de Ec. (6) y (7) donde existe dependencia de otras variables de estado.

$$u_d = v_d - \omega_r L_q i_q \tag{9}$$

$$u_q = v_q + \omega_r (L_d i_d - \lambda_m) \tag{10}$$

$$u_d = L_d \frac{d}{dt} i_d - R_s i_d \tag{11}$$

$$u_q = L_q \frac{d}{dt} i_q - R_s i_q \tag{12}$$

A partir de la Ec. (11) y (12) se diseña un controlador proporcional integral (PI) y posteriormente se utilizan la Ec. (9) y (10) para obtener la tensión a asignar (véase Fig. 5).

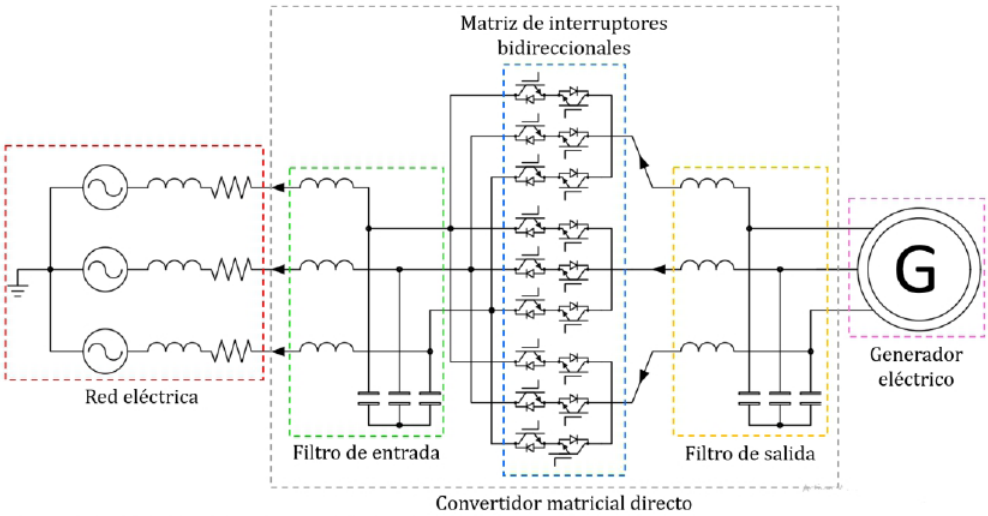


Fig. 2. Diagrama general del convertidor matricial directo trifásico-trifásico.

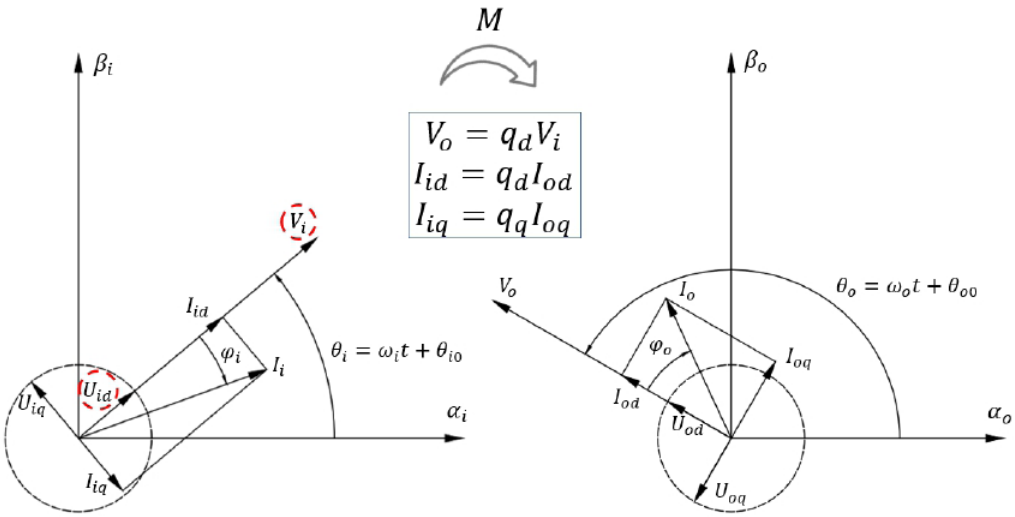


Fig. 3. Diagrama vectorial de la técnica de modulación SVD emulando la técnica Venturini-Alesina [18] [19].

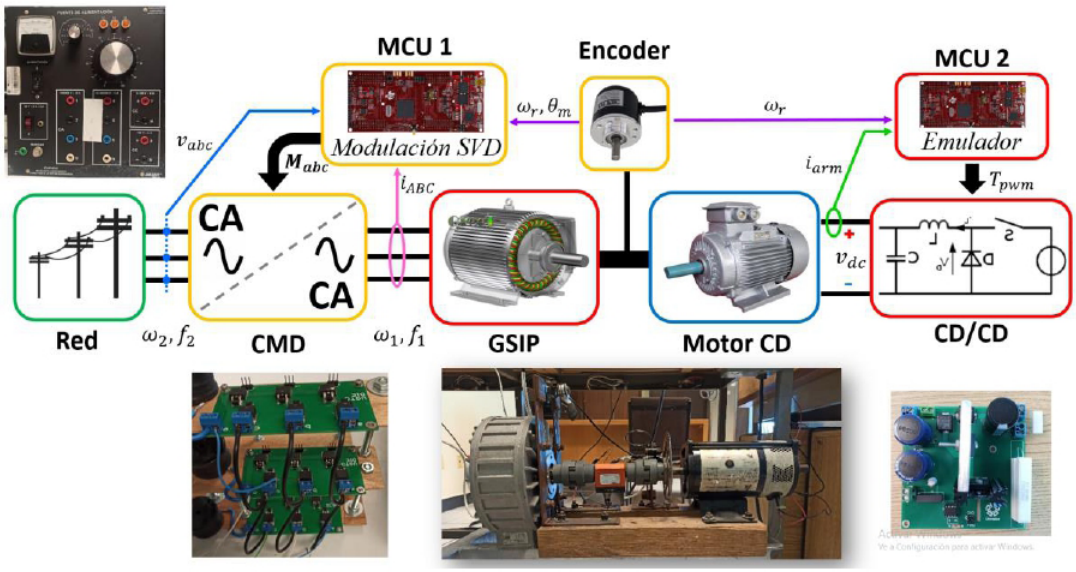


Fig. 4. Diagrama general del WECS tipo 4 implementado.

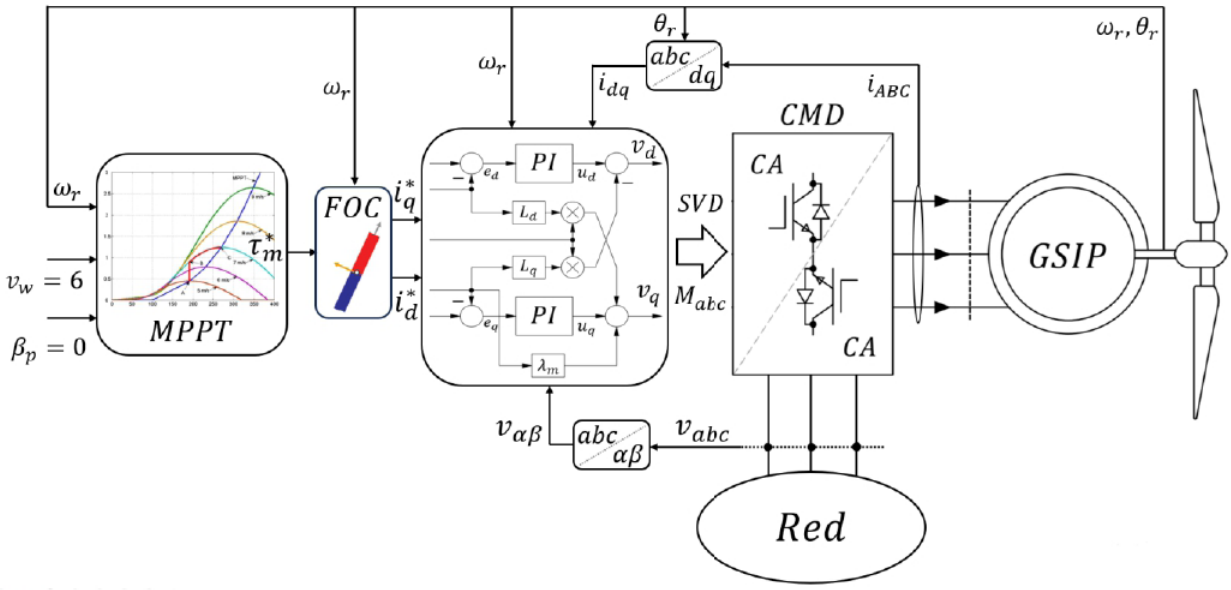


Fig. 5. Esquema de control.

Finalmente, para el control de la potencia reactiva a la entrada del CMD (lado red), se pretende mostrar que utilizando el CMD y la técnica de modulación SVD es posible regular la potencia reactiva, tanto a cero, como a valores de potencia reactiva capacitiva e inductiva. La regulación se consigue a través de la relación que existe entre las corrientes en el eje en cuadratura entre entrada y salida. En el CMD la corriente a la entrada se crea partir de la corriente de salida, de esta manera, se toma la corriente en cuadratura de la salida y se transfiere a la entrada a través de la ganancia q_q (véase Fig. 3).

C. RESULTADOS

La Fig. 6 y Fig. 7 muestran las formas de onda de la tensión de fase (en rojo) y corriente de línea (en verde) a la entrada del CMD (lado red); también se muestra la tensión de fase (en gris) y corriente de línea (en azul) a la salida del CMD (lado GSIP); en ambas figuras es posible observar la frecuencia en el lado red de 60 Hz, mientras que la frecuencia en el lado GSIP es de 70 Hz; asimismo en la Fig. 6, en las formas de onda de tensión y corriente a la entrada del convertidor, la tensión adelanta a la corriente, lo que produce potencia reactiva inductiva ($q_q = -0.3$); mientras que, en la Fig. 7 se muestra el caso contrario, donde la corriente adelanta a la tensión (a la entrada del CMD), lo que produce potencia reactiva capacitiva ($q_q = 0.3$).

La Fig. 8 muestra las corrientes de referencia, i_d y i_q, en un caso hipotético de variación en la velocidad de viento, en forma de escalón unitario, dichas mediciones fueron tomadas a través del ADC (convertidor analógico digital) del microcontrolador 1 (MCU 1, véase Fig. 4) y muestran la velocidad de respuesta del controlador.

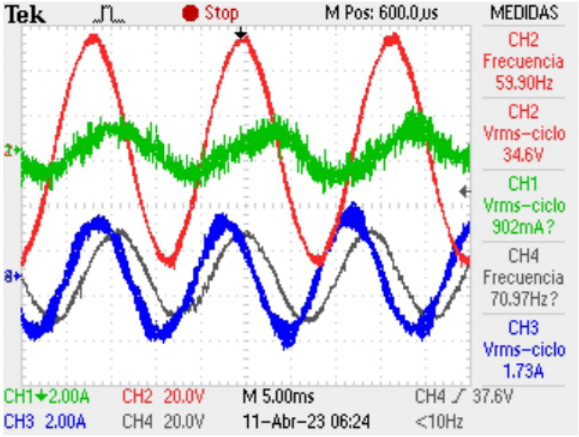


Fig. 6. Forma de onda de la tensión y corriente a la entrada (en rojo y verde, respectivamente) y salida (en gris y azul, respectivamente) del CMD, con $q_q = -0.3$.

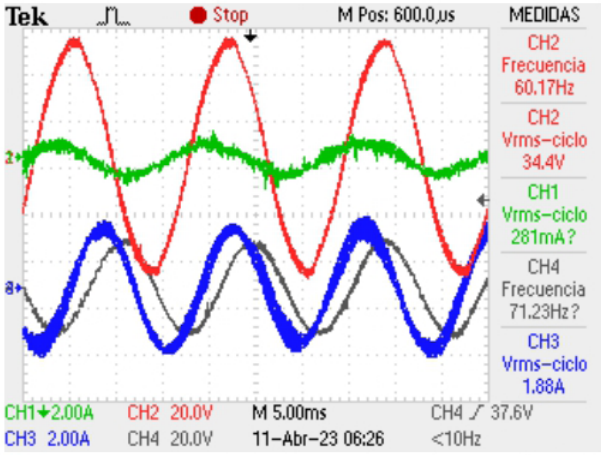


Fig. 7. Forma de onda de las tensión y corriente a la entrada (en rojo y verde, respectivamente) y salida (en gris y azul, respectivamente) del CMD, con $q_q = 0.3$.

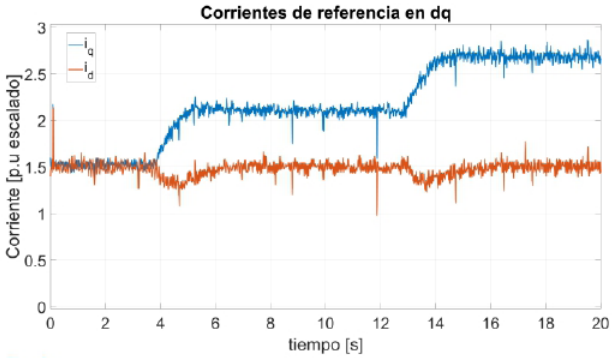


Fig. 8. Mediciones de corrientes de referencia, i_d y i_q, con dos variaciones en la velocidad de viento, obtenidas a través del ADC del MCU 1.

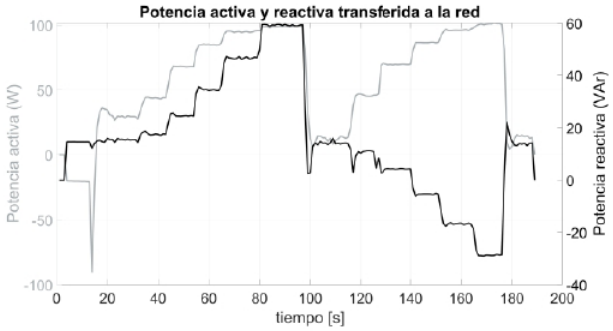


Fig. 9. Mediciones de potencia activa y reactiva a la entrada del CMD (lado red).

Finalmente, la Fig. 9 muestra la medición de potencia, activa y reactiva, donde de un tiempo de $t = 0\ s$ a $t = 100\ s$ la ganancia $q_q = -0.3$, mientras que de un tiempo de $t = 100\ s$ a $t = 180\ s$ la ganancia $q_q = 0.3$. Con estas mediciones se muestra que es posible regular la potencia reactiva a en las terminales de entrada del CMD (lado red); respecto a la variación escalonada de la potencia activa, esta es debido a la variación en la velocidad de viento.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta la implementación de un sistemas de conversión de energía eólica tipo 4, incluyendo el control de potencia activa y reactiva. La técnica de campo orientado permite obtener la máxima relación de par por Amper y fue implementada en conjunto con la técnica MPPT, basada en curvas.

Todas las mediciones necesarias para el controlador y CMD (posición del rotor, velocidad del rotor, corrientes y tensiones de entrada y salida), técnica de modulación SVD, conmutación de corriente y controladores, fueron implementados en único dispositivo (MCU 1, véase Fig. 4). Se muestra también el funcionamiento del CMD (convertidor CA-CA directo) operando como administrador de potencia en un WECS tipo 4, donde es importante mencionar que es posible utilizar el mismo convertidor (CMD) en la topología WECS tipo 3. Utilizar el emulador de turbina eólica facilita las pruebas de los controles en el convertidor y brinda una aproximación a un sistema real.

Finalmente, se valida el funcionamiento del WECS tipo 4 implementado; el CMD como administrador de energía; y los diferentes controles. Así mismo el esquema presentado demuestra que colocando el generador en las terminales de salida del CMD no es necesario utilizar un transformador, como en la mayoría de los esquemas.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencia y Tecnología (CONAHCYT) por su apoyo para el desarrollo de este trabajo.

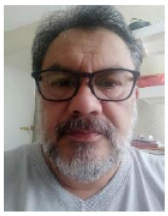
REFERENCIAS

[1] N. Stern, "The Economics of Climate Change: The Stern Review," Cambridge University Press, 2006.
[2] IRENA, "Renewable energy statistics 2023," International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi, 2023.
[3] TEWEA, "UpWind: Design limits and solutions for very large wind turbines," The European Wind Energy Association, Brussels, 2016.
[4] USDE, "Wind Vision: A New Era for Wind Power in the United States," U.S. Department of Energy, Washington D. C., 2015.
[5] IEA, "Technology Roadmap - China Wind Energy Development Roadmap 2050," International Energy Agency (IEA), Paris, 2011.
[6] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro y M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, nº 5, pp. 740 - 788, 2015.
[7] I. Khan, Renewable Energy and Sustainability Prospects in the Developing Economies, *Elsevier*, 2022.
[8] M. Hannan, A. Al-Shetwi, M. Mollik, P. Ker, M. Mannan, M. Mansor, H. Al-Masri y T. Mahlia, "Wind Energy Conversions, Controls, and Applications: A Review for Sustainable Technologies and Directions," *Sustainability 2023*, vol. 15, nº 5, p. 3986, 2023.
[9] H. Yang, X. Gao, T. Ma, X. Guo y Di Liu, *Wind Energy Conversion Systems*, Wiley, 2015.
[10] P. Catalán, Y. Wang, J. Arza y Z. Chen, "A Comprehensive Overview of Power Converter Applied in High-Power Wind Turbine: Key Challenges and Potential Solutions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, nº 5, pp. 6169 - 6195, 2023.
[11] Z. Tang, Y. Yang y F. Blaabjerg, "Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, nº 1, pp. 39 - 52, 2022.
[12] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. A. Kim y J. Rodriguez, "Power Electronics Technology for Large-Scale Renewable Energy Generation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 111, nº 4, pp. 335 - 355, 2023.
[13] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez y P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC–AC Converter Topologies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 11, pp. 4988 - 5006, 2011.
[14] T. Friedli, J. W. Kolar, J. Rodriguez y P. W. Wheeler, "Comparative Evaluation of Three-Phase AC–AC Matrix Converter and Voltage DC-Link Back-to-Back Converter Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 12, pp. 4487 - 4510, 2012.
[15] A. Ahmed M. Shawqran, "Enhancement of wind energy conversion system performance using adaptive fractional order PI blade angle controller," *Heliyon*, vol. 7, nº 10, 2021.
[16] A. M. Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, Springer, 1994.
[17] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar y P. W. Wheeler, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 1, pp. 58 - 70, 2012.
[18] H. Hojabri, H. Mokhtari y L. Chang, "A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 3, pp. 949 - 959, 2011.
[19] H. Hojabri, H. Mokhtari y L. Chang, "Reactive Power Control of Permanent-Magnet Synchronous Wind Generator With Matrix Converter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, nº 2, pp. 575 - 584, 2013.

[20] A. P. Schaffarczyk, *Wind Power Technology An Introduction*, Kiel: Springer, 2022.
[21] Z. Tang, Y. Yang y F. Blaabjerg, "Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, nº 1, pp. 39 - 52, 2021.

BIOGRAFÍAS

DIEGO GUTIÉRREZ TORRES Recibió el título de Ingeniero Electricista por la Universidad de Guanajuato, Salamanca, México, en 2019, y el título de Maestro en Ciencias por parte del CINVESTAV, Guadalajara, México, en 2022. Actualmente cursa el programa de doctorado en ciencias del CINVESTAV unidad Guadalajara. Su área de interés incluye convertidores de energía y maquinas eléctricas.



JUAN M. RAMIREZ Recibió el título de Doctor en Ingeniería Eléctrica por la Universidad Autónoma de Nuevo León, San Nicolás de los Garza, México, en 1992. Se incorporó al Departamento de Ingeniería Eléctrica, CINVESTAV, Guadalajara, México, en 1999, donde es actualmente profesor de tiempo completo. Sus intereses de investigación incluyen Smart-grids, microrredes y aplicaciones de electrónica de potencia.

JOSE M. LOZANO GARCIA Recibió el título de Ingeniero Electricista por la Universidad de Guanajuato, Salamanca, México, en 2003, y el título de Maestro y Doctor en Ciencias por parte del CINVESTAV, Guadalajara, México, en 2006 y 2011, respectivamente. Actualmente es profesor de tiempo completo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Guanajuato. Sus principales intereses de investigación incluyen convertidores de energía, microrredes y redes inteligentes.

Recibido 28 de agosto de 2023. Aceptado 28 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Puesta en marcha y simulación de generador eólico tipo vertical para alimentación doméstica

CESAR AUGUSTO GOMEZ GOMEZ[1], OSVALDO RODRIGUEZ VILLALON[1*], ARMANDO GALLEGOS MUÑOZ[2], VICTOR JAVIER GUTIERREZ MARTINEZ[1].

[1] Departamento de Ingeniería Eléctrica, División de Ingenierías, Campus Irapuato-Salamanca, Universidad de Guanajuato.
[2] Departamento de Ingeniería Mecánica, División de Ingenierías, Campus Irapuato-Salamanca, Universidad de Guanajuato.
*Autor de Correspondencia: osvaldo@ugto.mx

RESUMEN El incremento en las fuentes alternativas de energía que surge como una necesidad de combatir los problemas ambientales en cuanto a la producción de energía eléctrica, ha impulsado novedosos diseños en lo que respecta a la generación eólica. Por tal motivo, en este trabajo, se tomará como prototipo una turbina del tipo Savonius [1], de la cual se considerarán sus características mecánicas para implementar un generador que puede ser acoplado a dicha turbina para así formar un aerogenerador. Se aportarán las características del generador eléctrico, se calculará la potencia que esta turbina pueda generar bajo las restricciones mecánicas que su novedoso diseño presenta. El enfoque de este prototipo de turbina juntamente con el generador eléctrico acoplado es el de generación residencial, debido a su baja potencia, pero que puede ser incrementada bajo ciertas consideraciones principalmente de velocidad del viento para una zona determinada.

PALABRAS CLAVE — Aerogenerador, turbina tipo Savonius, velocidad del viento, generador eléctrico.

I. INTRODUCCIÓN

La energía eólica hoy en día tiene gran importancia como parte de la infraestructura de fuentes renovables en el mundo. La búsqueda de formas alternativas de generación de electricidad que no esté basada en combustibles fósiles (principalmente petróleo) que impacta en los índices de contaminación, aunado a los propósitos de descarbonización, impulsan el desarrollo de tales formas alternativas.

En este sentido, no solamente se están construyendo los grandes parques eólicos. También se ha apostado por el hecho de generar poco, pero de forma masiva. Tal como se ha implementado la estrategia de paneles fotovoltaicos en casa (rooftops) [2] también se está implementando el instalar pequeñas turbinas eólicas [3].

Existen varias formas alternativas de estas pequeñas turbinas eólicas de eje horizontal. Estas pueden ser de álabes curvos, y de dos álabes, así como con 4 o más [4]. También, hay una variante que se refiere a las turbinas de eje vertical. Estas incluyen turbinas tipo Darrierus y Savonius [1]. Esta última es muy simple pero eficiente con un rotor vertical y sección transversal horizontal con álabes en forma de *S*. Su principio de funcionamiento es similar al de un anemómetro, con aspas curvas [4].

Precisamente, la turbina que será tomada como el prototipo de aerogenerador de este trabajo es del tipo Savonius, tal como se muestra en la imagen de la Fig. 1 [1].

Fig. 1. Prototipo de turbina Savonius. Imagen tomada de [1].

Tal como se mencionó, en la industria eólica se tienen turbinas con ejes horizontales o verticales. En general, la eficiencia de las turbinas de eje horizontal supera a las de eje vertical en cuanto al aprovechamiento del viento y por consiguiente su capacidad de generación. Esto puede verse en la imagen de la Fig. 2 que describe los diferentes modelos de turbinas eólicas y la densidad del viento en función del coeficiente de potencia en el rotor. [5]

 2448-7775 © 2023 Identidad Energética

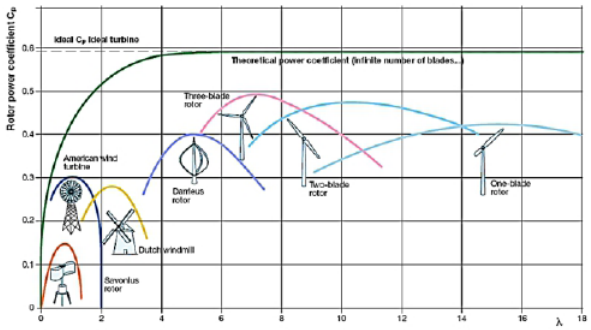


Fig. 2. Curva de variación del coeficiente de potencia en el rotor con respecto a la velocidad promedio para diferentes tipos de turbinas. Imagen tomada de [5].

Hay nuevas formas del uso de turbinas eólicas de eje vertical que se están implementando con éxito. Estas turbinas tienen ventajas sobre las horizontales dado que operan independientemente de la dirección del viento de una manera más fácil, tienen menor impacto visual, son menos ruidosas y un mejor funcionamiento bajo condiciones de viento variante.

Las turbinas eólicas de eje vertical están siendo probadas utilizando diferentes tecnologías, tales como la inteligencia artificial para encontrar la forma más eficiente de sus aspas [6], prototipos que a su vez disminuye las pérdidas mecánicas en las aspas, así como turbulencias parásitas que contribuyen a su eficiencia [7]. Turbinas de hasta 16 álabes se han estudiado y probado mediante túneles de viento [8]. Las turbinas tipo Darrieus también están bajo estudio, estudiando los parámetros eólicos tales como el número de Reynolds [9]. El modelo en cascada es empleado con un modelo de bloqueo dinámico para los efectos irregulares del viento en turbinas de eje vertical [10]. Variantes metodológicas tales como el método de respuesta a la superficie se han estado implementando como mejoras de diseño de las turbinas de eje vertical [11].

En este trabajo se describirá un aerogenerador basado en una turbina del tipo Savonius, que fue diseñada y construida como prototipo, enfocada a la generación de baja potencia, pero con el objetivo de poder experimentar la generación eólica. La principal contribución de este trabajo es la implementación de dicha turbina como un aerogenerador doméstico. El trabajo se divide de acuerdo con las siguientes secciones: la primera sección se aportó una breve semblanza de la generación eólica basada en turbinas verticales, en la sección II se detalla información referente al generador eléctrico a ser implementado, en la Sección III se hace una simulación basada en algunas características del aerogenerador y en la cual se aportan algunas conclusiones de la operación del aerogenerador basadas en dichas simulaciones.

II. DESCRIPCION DEL AEROGENERADOR

A. INFORMACION GENERAL

La información necesaria para la selección del generador acoplado a la turbina vertical debe cumplir con algunos requerimientos y componentes que a continuación se mencionan,

- Tipo de generador eléctrico que se utilizará (ya sea de corriente directa, o corriente alterna, síncrono o asíncrono)
- Información general de la turbina (dimensiones, caracterización de las velocidades de operación)
- Datos generales de velocidad de viento donde se instalará la turbina eólica
- Componentes necesarios para el control eléctrico (principalmente nivel de tensión, frecuencia, demanda de potencia) de acuerdo con la demanda residencial en la cual será instalado.

En el mercado actual existe una diversa variedad de generadores eléctricos tanto de corriente alterna como de corriente directa. Los generadores de CD tienen una construcción con partes en constante fricción (conmutador y escobillas), que da como resultado, mayor mantenimiento y desgaste de los carbones ubicados en las escobillas. En el caso de un generador de CA, la generación de potencia eléctrica es por medio de inducción electromagnética, de esta manera las partes en fricción son mínimas (solo en rodamientos), esto se traduce como una mayor eficiencia y menor intervención para mantenimiento. El tipo de generador que se implementará en este prototipo es un motor síncrono de imanes permanentes. Sus características son descritas en el Apéndice A.

B. TURBINA

En lo que respecta a la operación de la turbina, se debe de considerar las condiciones del viento para la cual esta fue diseñada de acuerdo con los criterios de diseño descritos en la referencia [1], donde se describen todos los detalles constructivos, de análisis y diseño mecánico. En la Tabla I se describen las velocidades del viento para la cual fue probada la turbina Savonius (Figura 1) del prototipo de este trabajo de investigación. Cabe hacer mención, que la turbina fue probada mediante flujo de aire controlado a través de un túnel de viento [1]. En esta tabla 1 se puede observar que la turbina comienza a girar a 1.12 rpm con una velocidad de viento de 0.5 m/s (1.8 km/h); y a la velocidad de 6.5 m/s (23.4 km/h) gira a 72.9 rpm.

El área proyectada según el prototipo real es de 2.78 ft^2 ó 0.2586 m^2 [1].

C. DATOS GENERALES DE VELOCIDAD DEL VIENTO

En la Tabla II se observan los valores de densidad del viento a distintas alturas y temperaturas.

TABLA I. MEDICIONES DE VELOCIDAD DEL VIENTO DE LA TURBINA. SEPARACIÓN ENTRE EL ROTOR Y EL TÚNEL DE VIENTO: 2.8m.

Posición del control (vueltas de perilla)	Velocidad promedio del viento (m/s)	Velocidad promedio del rotor (rpm)
¼	0	0
½	0	0
¾	0	0
1	1	0
1 ¼	0.3	0
1 ½	0.4	0
1 ¾	0.5	1.12
2	0.6	12.28
2 ¼	0.7	15.42
2 ½	0.9	17.8
2 ¾	1.1	21.8
3	1.3	23.76
3 ¼	1.5	27.78
3 ½	2	31.98
3 ¾	2.2	34.9
4	2.4	37.38
4 ¼	2.7	40.56
4 ½	3	43.54
4 ¾	3.3	46.42
5	3.6	49.46
5 ¼	3.9	52.02
5 ½	4.3	55.34
5 ¾	4.6	58.2
6	4.9	60.24
6 ¼	5.2	63.5
6 ½	5.5	65.42
6 ¾	6.2	69.06
7	6.5	72.9
Posición de arranque	1 ¾	

TABLA III. VARIACIÓN DE LA DENSIDAD DEL AIRE CON LA ALTURA.

Altitud	Densidad ρ (Kg/M^3)				
(m)	0ºC	5ºC	10ºC	15 ºC	25 ºC
0	1,28	1,25	1,23	1,21	1,17
500	1,21	1,19	1,17	1,15	1,11
1000	1,14	1,12	1,1	1,08	1,05
1500	1,07	1,06	1,04	1,02	0,98
2000	1,01	0,99	0,97	0,96	0,92
2500	0,94	0,92	0,91	0,89	0,86
3000	0,87	0,86	0,84	0,83	0,8
3500	0,81	0,79	0,78	0,76	0,74
4000	0,74	0,73	0,71	0,7	0,68
4500	0,67	0,66	0,65	0,64	0,62
5000	0,61	0,6	0,58	0,57	0,56

Cabe hacer mención que las velocidades mostradas en la Tabla I se hicieron mediante la prueba de la turbina con el túnel de viento, con una distancia entre el túnel y el rotor de 2.8 m [1]. La Fig. 3 es un detalle del túnel de viento y turbina Savonius.

En la Tabla II se observan los valores de densidad del aire a distintas alturas y temperaturas. Siguiendo con esta información, el gráfico de la Fig. 4 muestra de las velocidades mínimas del aire a una altura de 10 m para la ciudad de Salamanca, de manera estadística a partir de enero 2015 a diciembre 2021. El promedio de velocidad media mínima para este lapso es de 0.1235 m/s.

En la Fig. 5 se encuentran las velocidades máximas del aire a una altura de 10m de manera estadística para la ciudad de Salamanca de enero 2015 a diciembre 2021.El promedio de velocidad media máxima para este lapso es de 8.303 m/s.

Es importante tomar en cuenta que la velocidad del viento es muy variante, esta situación como es bien sabido impacta en la operación de cualquier aerogenerador ya que se tiene generación de potencia eléctrica intermitente que a su vez puede provocar variaciones en la tensión y en la frecuencia. Una buena estrategia, si se emplea un generador de corriente directa, es instalar a la salida del generador un rectificador trifásico adecuado para la potencia máxima del generador. Después del rectificador se debe instalar un inversor con el cual se va a obtener la frecuencia y tensión nominal necesario para cumplir con los requerimientos de su instalación en una casa residencial. Como medida importante de protección del sistema se deben considerar los dispositivos necesarios de protección eléctrica.

Fig. 3. Túnel de viento y turbina. Imagen tomada de la referencia [1].

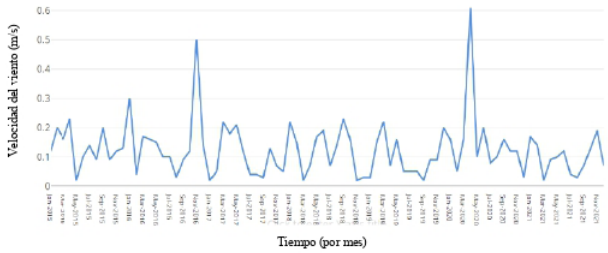


Fig. 4. Velocidades mínimas de viento para Salamanca.

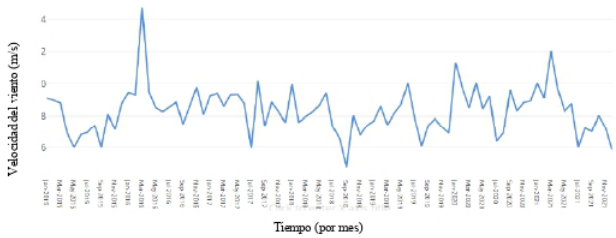


Fig. 5. Velocidades máximas de viento para Salamanca.

III. SIMULACION DEL GENERADOR ELECTRICO

Se comenzará por encontrar el contenido energético del viento ya que es lo que interesa aprovechar. La energía cinética por unidad de tiempo de una masa de aire que se desplaza está determinada por "la ley del cubo" [1].

$$E = \frac{1}{2}\rho A v^3 \tag{1}$$

donde, E energía por unidad de tiempo (W)
A área interceptada (m^2)
ρ densidad del aire (kg/m^3)
v velocidad del viento (m/s)

Considerando los datos de la Tabla I se calcula la potencia que se tiene con la velocidad mínima de viento con la cual la turbina comienza a girar y con la velocidad de viento máxima que se alcanza de acuerdo con los datos de la Tabla II. Se considera la densidad del aire de 0.92 kg/m^3 a 2000 msnm, 25°C de la Fig. 5.

Con estos datos y utilizando la ecuación de la ley del cubo se tiene lo siguiente:

- Potencia con velocidad mínima de prueba de la turbina
$$E = 0.0148W$$
- Potencia con velocidad máxima de prueba de la turbina
$$E = 20.84W$$

El generador eléctrico requiere una velocidad de 600 rpm para generar su tensión nominal; si la turbina se acopla de manera directa al generador (sin un sistema de engranaje) esta velocidad de rotor está muy lejos de ser alcanzada.

Para comprobar que el generador operando con las velocidades de prueba de la Tabla I alcanza el torque necesario para que este pueda girar, se realiza el siguiente cálculo:

$$\omega = 2\pi f \quad \text{(frecuencia angular en rad/s)}$$

$$\tau = \frac{P}{\omega} = \frac{P}{2\pi f} = \frac{P}{2\pi(rpm/60)} \quad \text{(torque)} \tag{2}$$

- Torque con velocidad mínima de prueba de la turbina
$$\tau = 0.1261Nm$$
- Torque con velocidad máxima de prueba de la turbina
$$\tau = 2.7364Nm$$

Se realizaron varias simulaciones en Simulink de MATLAB con el fin de encontrar los valores de torque y velocidad del rotor ya calculados anteriormente. Se destaca la siguiente simulación (Fig. 6) donde se puede cambiar la velocidad de viento, área de incidencia y densidad del aire. A continuación, se describirán los distintos elementos y configuraciones de la simulación.

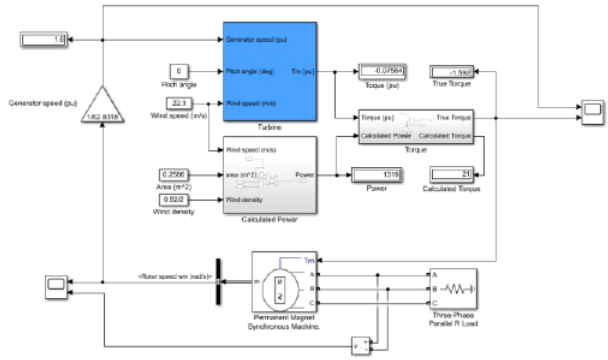


Fig. 6. Modelo de turbina-generador implementado en Simulink.

A. TURBINA

Este es un elemento predeterminado de Simulink (Fig. 7). Para su funcionamiento necesita tres entradas. La primera es la velocidad de viento en por unidad y depende de la velocidad que se obtenga del rotor del generador. La segunda entrada es un ángulo de inclinación; se puede cambiar su valor, pero para este tipo de turbina se mantendrá siempre en cero. Y la tercera es la velocidad del viento; se puede cambiar su valor, para esta simulación se consideró de 22.3 m/s esta es la velocidad de viento a la que la turbina giraría a 62.83 rad/s es decir 600 rpm. Tiene una salida y este es el torque en por unidad (T_m pu). Internamente se necesitan hacer configuraciones de parámetros para este elemento (Fig. 8), para esta simulación se consideró la potencia que se obtiene con velocidades de viento de 22.3 m/s.

B. POTENCIA CALCULADA

Este subsistema se creó con el propósito de conocer la potencia que se obtiene en la turbina (Fig. 8). Para esto se despejo la potencia de la ecuación de la ley del cubo. Al tener como entradas velocidad de viento, área de incidencia y densidad de aire, internamente en el subsistema se hace la operación y se obtiene la potencia.

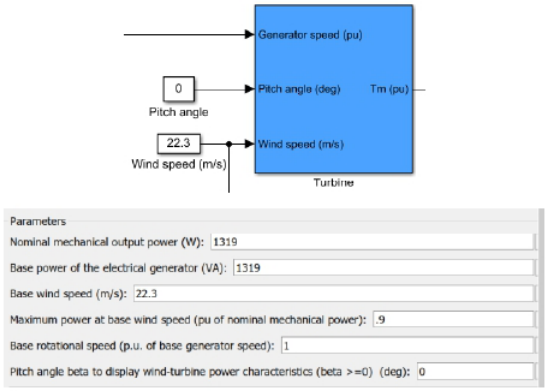


Fig. 7. Elemento Wind Turbine de Simulink.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

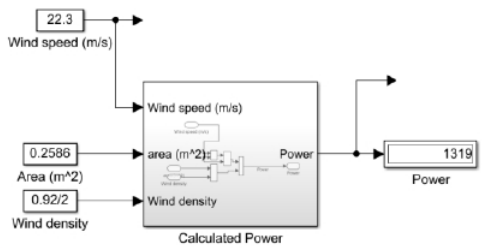


Fig. 8. Subsistema para el cálculo de la potencia del generador.

C. TORQUE

Este subsistema (Fig. 9) se creó para obtener el torque (1) y con ello obtener el torque real tomando en cuenta el torque en por unidad que sale del elemento Wind Turbine en la Fig. 7. Se necesita de dos parámetros de entrada, los cuales son el torque en por unidad que salen de Wind Turbine y la potencia calculada en el subsistema Calculated Power. Internamente la potencia se divide entre la velocidad angular y se obtiene el torque calculador; el torque real es el cociente de la potencia entre la velocidad angular multiplicado por el torque en $p.u.$

D. MAQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

Este es un elemento predeterminado de Simulink (Fig. 9). Para su funcionamiento se necesita solo una entrada de torque que viene de True Torque en la Figura 9. Se tienen salidas de voltaje A, B y C; y otra salida de la cual se pueden obtener varios parámetros del generador eléctrico. Internamente se necesitan configurar varios parámetros (Fig. 10).

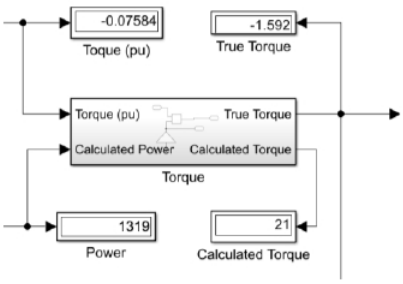


Fig. 9. Subsistema para el cálculo del torque del generador.

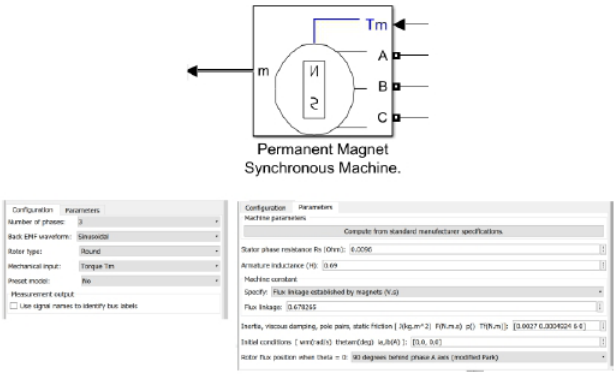


Fig. 10. Subsistema para el cálculo del torque del generador.

E. CARGA DEL GENERADOR

En las terminales del generador se colocó una carga resistiva (Fig. 11) con una potencia eléctrica de 5 watts para suponer que el generador está en vacío. Se considero que el voltaje nominal es de 24 volts y su frecuencia de 9.99 que es la velocidad nominal del generador eléctrico. En la Fig. 12 se puede observar que para obtener la velocidad angular de 62.83 rad/s (600 rpm) se necesita una velocidad de viento de 22.3 m/s.

Con los datos de velocidad de viento y de rotor de la Tabla I se realizó un código en MATLAB; en la Fig. 12 se pueden ver las gráficas con los resultados obtenidos de esta simulación. De la Ecuación 2 se puede notar que la potencia generada por el viento que incide en la turbina es muy pequeña en comparación con los 500W que se proyectaron con el prototipo de turbina Savonius [1]. Si se resuelve la Ec. (1) para la velocidad del viento, se puede predecir la velocidad del viento necesaria para que con estas dimensiones de turbina se puedan obtener 500W. Esto es:

$$v = \sqrt[3]{\frac{2E}{\rho A}} = 16.138\frac{m}{s}$$

Con una velocidad de viento de 16.138 m/s (58.09 km/h) se pueden obtener 500 W de potencia. Esta velocidad es de casi el doble de la máxima promedio (8.3 m/s) registrada a 10 m de altura en la ciudad de Salamanca. Esta situación sólo se podría tener en edificios altos, no así en casa habitación (a menos que la turbina fuera instalada sobre una plataforma en casas de doble o triple planta). Considerando la máxima velocidad promedio, la potencia obtenida es:

$$E = 68.01W$$

Se puede concluir que la máxima potencia obtenida con esta turbina eólica es de 68 W, considerando la mayor velocidad de viento promedio en Salamanca; esto considerando que no hay pérdidas por fricción. También se debe tomar en cuenta que si se conecta una carga eléctrica de 68W el generador tendería a bajar su velocidad por efectos electromagnéticos de la operación de un generador eléctrico; la carga eléctrica conectada debe ser mucho menor que la proporcionada por el generador.

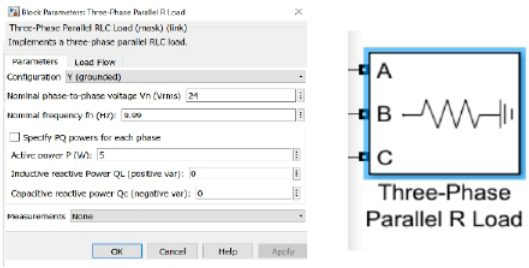


Fig. 11. Elemento resistivo (carga del del generador) y su configuración.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

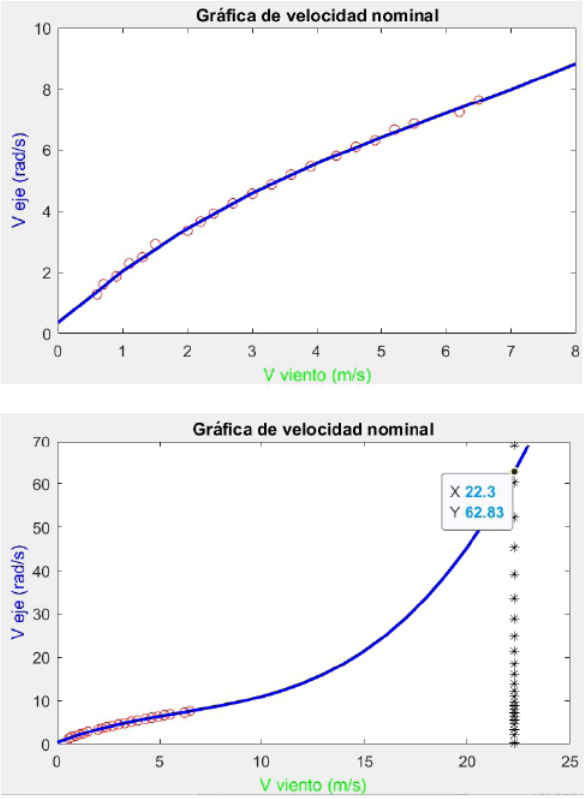


Fig. 12. Velocidad nominal del generador de acuerdo con las condiciones de velocidad de la Tabla I.

Se pueden sugerir, con base a lo mencionado y a los cálculos realizados, algunos aspectos del aerogenerador:

1. Instalar un generador no mayor a 100 W.
2. No acoplar la turbina y el generador directamente. Se puede ver la posibilidad de instalar un sistema que aumente la velocidad de giro en el eje del generador para tener un mejor control de la velocidad y por consiguiente mantener el perfil de voltaje constante.
3. Un incremento en el área de incidencia de la turbina se traduciría en un incremento en la potencia trasmitida al generador.

Con la simulación realizada con el modelo en Simulink, se estableció que la turbina debería girar a 600 rpm, con una velocidad de viento de 22.3 m/s y potencia generada en la turbina de 1319 W. Desde luego que estas son condiciones ideales que escapan de la operación real de la turbina.Para efectos de la simulación, este dato significa una entrada de velocidad de rotor en el elemento Wind Turbine fuera de 1 *p.u.* y el voltaje entre fases del generador fuera de 24 volts de corriente alterna. Desde luego esta es una condición ideal, que requiere de continuar evaluando y evolucionando el modelo propuesto, con el fin de tener un amplio margen de escenarios de operación de la turbina-generador, y con ello, documentar su eficiencia y condiciones más realistas de operación del aerogenerador. Además, resulta muy conveniente contar con las condiciones del viento dependiendo del lugar en el cual este aerogenerador sea instalado.

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado un estudio relacionado con un prototipo de turbina Savonius diseñada y construida en el departamento de Ingeniería Mecánica de DICIS [1], a la cual se le acopla un generador de imanes permanentes y de corriente alterna. Se consideraron las condiciones del viento en la ciudad de Salamanca, y se desarrolló un modelo en Simulink para hacer algunas pruebas de la capacidad de generación del aerogenerador. Se puede concluir que es factible la generación de baja potencia bajo las condiciones de viento del lugar, estableciendo los parámetros para que esto se logre y adaptando tanto el generador como la altura de la turbina. Desde luego que es muy conveniente el estudio del potencial eólico previo a la instalación de un equipo de estas características. Quedan para contribuciones futuras y análisis con mayor detalle incorporar elementos más realistas de la operación del aerogenerador, orientado hacia la generación doméstica. Los autores continúan investigando las mejoras de este prototipo y sus aplicaciones.

REFERENCIAS

[1] César Alberto Moreno Guzmán, "Diseño y fabricación del rotor de un generador eólico vertical", Tesis de Maestría en Ingeniería Mecánica, División de Ingenierías, Campus Irapuato-Salamanca, Salamanca, Gto., Mayo 2017.

[2] N. Stringer et al., "Consumer-Led Transition: Australia's World-Leading Distributed Energy Resource Integration Efforts," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 18, no. 6, pp. 20-36, Nov.-Dec. 2020, doi: 10.1109/MPE.2020.3014720.

[3] B. Hand, A. Cashman and G. Kelly, "A Low-Order Model for Offshore Floating Vertical Axis Wind Turbine Aerodynamics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 512-520, Jan.-Feb. 2017

[4] Breeze, Paul, Small Wind Turbines, Academic Press, 2016

[5] Ebrahimpour, M.; Shafaghat, R.; Alamian, R.; Safdari Shadloo, M. "Numerical Investigation of the Savonius Vertical Axis Wind Turbine and Evaluation of the Effect of the Overlap Parameter in Both Horizontal and Vertical Directions on Its Performance". *Symmetry* 2019, 11, 821. https://doi.org/10.3390/sym11060821

[6] R. J. Preen and L. Bull, "*Toward the Coevolution of Novel Vertical-Axis Wind Turbines*," in IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 19, no. 2, pp. 284-294, April 2015

[7] Luis Santamaría , Jesús Manuel Fernandez Oro , Katia María Argüelles Díaz , Andres Meana-Fernandez , Bruno Pereiras , Sandra Velarde-Suarez, "Novel methodology for performance characterization of vertical axis wind turbines (VAWT) prototypes through active driving mode". *Energy Conversion and Management*, 2022, vol. 258, p. 115530.

[8] Bavin Loganathan, Harun Chowdhury, Israt Mustary, Firoz Alam, "An Experimental Study of a Cyclonic Vertical Axis Wind Turbine for Domestic Scale Power Generation", *Procedia Engineering*, Volume 105, 2015, Pages 686-691

[9] Rezaeiha, Abdolrahim; Montazeri, Hamid; Blocken, Bert. "Characterization of aerodynamic performance of vertical axis wind turbines: Impact of operational parameters." *Energy Conversion and Management*, 2018, vol. 169, p. 45-77.

[10] B. Hand, A. Cashman and G. Kelly, "A Low-Order Model for Offshore Floating Vertical Axis Wind Turbine Aerodynamics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 512-520, Jan.-Feb. 2017

[11] Mohamed Mohamed Elsakka, Derek B. Ingham, Lin Ma, Mohamed Pourkashanian, Gamal Hafez Moustafa, Yasser Elhenawy, "Response

Surface Optimisation of Vertical Axis Wind Turbine at low wind speeds", *Energy Reports*, Volume 8, 2022, Pages 10868-10880

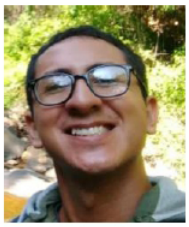
APENDICE A

El generador eléctrico considerado para la instalación del prototipo de aerogenerador es de la marca Smaraad (Figura A) y tiene las siguientes características:

Modelo:S-200
Voltaje nominal: 24V
No. De fases: 3
Polos: 6 pares
Tipo de generador: síncrono de imanes permanentes
Potencia nominal: 200W
Máxima potencia: 230W
Velocidad nominal: 600 rpm
Par de arranque: 1.23 Nm
Torque máximo: 18 Nm
Eficiencia: >75%
Vida de servicio: >20 años
Clase de aislamiento: F

Fig. A. Modelo y dimensiones de generador marca Smaraad. (Aliexpress, s.f.).

BIOGRAFÍAS



CESAR AUGUSTO GOMEZ GOMEZ egresado del programa de Ingeniería Eléctrica de DICIS, Universidad de Guanajuato.

OSVALDO RODRIGUEZ VILLALON profesor de tiempo completo del programa de Ingeniería Eléctrica, DICIS, Universidad de Guanajuato. Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, UMSNH. Posdoctorado ETH-Zurich, Suiza.

ARMANDO GALLEGOS MUÑOZ profesor de tiempo completo del programa de Ingeniería Mecánica, DICIS, Universidad de Guanajuato. Doctor en Ingeniería Mecánica, UNAM. Autor de artículos científicos y patentes.

VICTOR JAVIER GUTIERREZ MARTINEZ profesor de tiempo completo del programa de Ingeniería Eléctrica, DICIS, Universidad de Guanajuato. Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, UMSNH.

Recibido 14 de agosto de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Diseño de Sistema undimotriz para un canal de laboratorio

PAULINA CUEVAS[1*], JOSÉ CAÑEDO[1], ALDO RUEZGA[2].

[1]CINVESTAV - Unidad Guadalajara.
[2] Universidad de Guadalajara.
*Autor de Correspondencia: paulina.cuevas@cinvestav.mx

RESUMEN En el presente trabajo se describe una metodología para el diseño de un sistema undimotriz para el canal de laboratorio generador de olas de la Universidad Autónoma de Colima. El sistema undimotriz se compone de; un captador de energía undimotriz, un generador eléctrico y sus controles. El diseño se inicia con la determinación de los parámetros de las olas que se pueden generar en el laboratorio, se continúa con el dimensionamiento del captador puntual, de geometría cilíndrica, que capture la máxima energía de las olas generadas, se sigue con el diseño del generador eléctrico trifásico. Se desarrollan los modelos matemáticos del captador puntual, en el dominio de la frecuencia y del tiempo. Finalmente, se muestran resultados del diseño de un sistema.

PALABRAS CLAVE — Sistema undimotriz, modelo, captador, ola, hidrodinámico, diseño, generador.

I. INTRODUCCIÓN

La mayoría de las fuentes de generación de energía eléctrica utilizan recursos fósiles como fuente primaria de alimentación. Este recurso, además de limitado, ocasiona una gran cantidad de emisiones contaminantes que han contribuido en el cambio climático y el calentamiento a nivel global. De ahí, que la búsqueda de nuevas alternativas para la generación de energía eléctrica es de gran importancia. Las fuentes de energía renovable que actualmente se utilizan en gran escala son; la energía fotovoltaica, térmica-mecánica, eólica, la oceánica y la denominada de biomasa [1].

Los absorbedores puntuales son fuentes de energía que pertenecen al grupo de captadores de energías oceánicas, específicamente la denominada undimotriz aprovechan la energía de las olas. Estos son sistemas de cuerpos rígidos oscilantes que se caracterizan por su reducido ancho de banda. Es decir, son pequeños en comparación con la longitud de onda incidente. La frecuencia natural mecánica de estos dispositivos comúnmente es diferente a la frecuencia media estadística del oleaje incidente en un espacio o región específica. Para lograr la máxima captación de la energía de las olas incidentes, la frecuencia natural del captador y del oleaje deben estar en sintonía [2] [3] [4].

Los sistemas undimotriz tradicionales que utilizan boyas tienen un desplazamiento natural reciprocante. La conversión de la energía de las olas a energía eléctrica se puede hacer con generadores eléctricos convencionales de movimiento rotacional o de movimiento reciprocante, siguiendo el desplazamiento natural de las boyas. Los generadores de movimiento reciprocante no requieren de dispositivos especiales para transformar el movimiento longitudinal del captador undimotriz a un movimiento rotacional del generador. Los generadores de movimiento lineal reducen las pérdidas y costos de mantenimiento, por lo que son más eficientes [5] [6] [7].

En este trabajo se diseña un sistema undimotriz compuesto por un generador eléctrico conectado directamente al sistema captador puntual de geometría cilíndrica para lograr la mayor fiabilidad y eficiencia. El generador eléctrico es trifásico de imanes permanentes (PM) de movimiento reciprocante.

El captador puntual se dimensiona para que capte la máxima transferencia de la energía de una ola plana. La energía del captador se transfiere a un generador eléctrico que suministra energía a los consumidores conectados a un gran sistema eléctrico (bus infinito), en el presente trabajo se ilustran los resultados de alimentar una carga tipo resistiva de 1 PU.

En un mar real, el oleaje está constituido por un conjunto de olas de diferente amplitud, longitud de onda y diferente dirección de propagación. De la estadística de las olas del mar se define una ola denominada significativa y con estos parámetros se diseñan los captadores puntuales. Los generadores de olas de laboratorio pueden generar un conjunto de olas planas que son utilizadas en el estudio e investigación de sistemas undimotrices.

El propósito de este trabajo es el diseño de un sistema undimotriz para un canal de olas de un laboratorio.

 2448-7775 © 2023 Identidad Energética

SISTEMA UNDIMOTRIZ

Un sistema undimotriz completo se compone de oleaje, captador de energía de la ola, generador eléctrico, convertidor electrónico y controles.

La metodología para el diseño del sistema undimotriz en el presente trabajo consta en el análisis del oleaje del canal de olas de laboratorio, diseño en el dominio de frecuencia y tiempo del absorbedor puntual de un grado de libertad y el diseño de un generador eléctrico rígidamente acoplado al absorbedor puntual.

A. OLEAJE

Las olas en los mares reales son irregulares a diferentes frecuencias, amplitudes y direcciones. Una ola se puede describir como una onda plana u ola regular de comportamiento sinusoidal, se compone de una cresta (parte superior de la onda) y un canal (parte inferior), que forma una excursión vertical denominada altura de la ola $\boldsymbol{H}$, la distancia total desde el canal hasta la cresta. Una longitud de onda $\boldsymbol{\lambda}$, es la distancia horizontal entre dos puntos sucesivos de igual amplitud y fase, de cresta a cresta, la representación gráfica de una onda plana se ilustra en la Fig. 1. [8].

Se define una ola significativa con una altura significativa igual al promedio de un tercio de las olas más altas de un espectro de olas $\boldsymbol{H_m}$, y el periodo energético $\boldsymbol{T_e}$ es el promedio del periodo con más energía en un espectro de olas.

B. SISTEMA HIDRODINÁMICO

Un cuerpo inmerso en el agua experimenta diversas fuerzas hidrostáticas e hidrodinámicas. El equilibrio de fuerzas del cuerpo flotante se formula en la, Fig. 2 y se expresa por la Ec. (1).

$$\boldsymbol{F_e} + \boldsymbol{F_r} + \boldsymbol{F_h} + \boldsymbol{F_k} = \boldsymbol{F_u} + \boldsymbol{F_g} \qquad (1)$$

Las fuerzas que actúan sobre el sistema hidrodinámico son; de excitación $\boldsymbol{F_e}$, de radiación $\boldsymbol{F_r}$, de flotación hidrostática $\boldsymbol{F_h}$, de restauración $\boldsymbol{F_k}$, del sistema de toma de fuerzas $\boldsymbol{F_u}$ y gravitacional $\boldsymbol{F_g}$.

La dinámica del cuerpo está fuertemente influida por las fuerzas hidrostáticas definidas como; la fuerza de excitación $\boldsymbol{F_e}$ y la fuerza de radiación $\boldsymbol{F_r}$.

La fuerza de radiación $\boldsymbol{F_r}$ es una fuerza que se propaga en el fluido y es debida a la oscilación del cuerpo flotante, se compone de una fuerza inercial provocada por una masa añadida $\boldsymbol{m_3}$ y de otra fuerza de amortiguamiento agregado o de (resistencia radiada) proporcional al coeficiente de radiación $\boldsymbol{B_3}$. La masa añadida $\boldsymbol{m_3}$, es la masa del líquido desplazado, por el cuerpo sumergido en movimiento. El coeficiente de amortiguamiento agregado $\boldsymbol{B_3}$ es equivalente a una fuerza de resistencia que se relaciona a una fuerza proporcional a la velocidad vertical del cuerpo [9].

La fuerza de excitación es la fuerza que ejerce el movimiento del agua sobre el cuerpo flotante, depende de la elevación $\boldsymbol{\eta}$ de la ola y del coeficiente de excitación $\boldsymbol{f_e}$.

La fuerza de flotación hidrostática $\boldsymbol{F_h}$ es proporcional al desplazamiento vertical del cuerpo, $\boldsymbol{x}$ con respecto a su posición de equilibrio, depende del área transversal de la base del captador $\boldsymbol{S}$, la densidad del agua $\boldsymbol{\rho}$ y la aceleración de la gravedad $\boldsymbol{g}$.

La fuerza de restauración $\boldsymbol{F_k}$ es una fuerza debida a la presión externa del cuerpo como consecuencia de la gravedad $\boldsymbol{g}$ y el coeficiente de flotabilidad $\boldsymbol{S_k}$. La fuerza gravitacional $\boldsymbol{F_g}$, depende de la masa $\boldsymbol{m}$ y la aceleración de la gravedad $\boldsymbol{g}$.

La fuerza del sistema de toma de fuerzas $\boldsymbol{F_u}$ (PTO) es la fuerza que se trasforma en trabajo, es decir, la fuerza aprovechada, esta depende de la velocidad del captador y del coeficiente de amortiguamiento del PTO $\boldsymbol{B_u}$.

II. DISEÑO DE CAPTADOR PUNTUAL

A continuación, se describe él diseñó de un captador undimotriz tipo absorbedor puntual de geometría cilíndrica con un grado de libertad, para un canal de laboratorio, generador de olas. Los parámetros del canal, en el sistema internacional de unidades (SI), se muestran en la Tabla I.

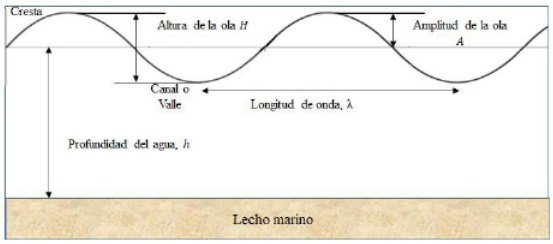


Fig. 1. Onda plana.

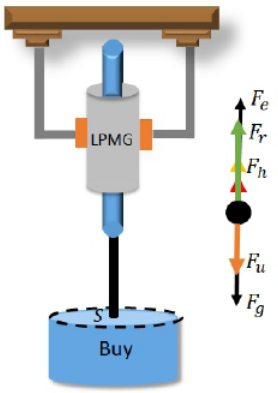


Fig. 2. Diagrama esquemático del sistema undimotriz.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

TABLA I. DIMENSIONES DEL CANAL DE LABORATORIO

Parámetros del Canal		
Longitud	L	40 [m]
Ancho	a	0.8 [m]
Altura	h	1 [m]
Densidad del agua	ρ	1000 [kg/m^3]
Parámetros del oleaje		
Longitud de onda	λ	1 - 3 [m]
Altura	H	0.2 – 0.3 [m]
Profundidad	h	0.6 [m]

Los captadores tipo absorbedor puntual son pequeños en comparación con la longitud de onda de la ola, para lograr la máxima captación de la energía de la ola, la frecuencia del absorbedor puntual debe estar en sincronía con la de la ola incidente.

Las olas que genera el canal de laboratorio con mayor energía corresponden a longitud de onda λ igual a 3 m y altura de la ola $\boldsymbol{H}$ igual a 0.3 m. Considerando la ola de mayor energía se diseñó el absorbedor puntual de geometría cilíndrica. Esto consiste en dimensionar el diámetro y el draft del captador cilíndrico para la onda plana de mayor energía. Para esto se hace un estudio paramétrico del diámetro y el draft.

El diámetro mínimo del absorbedor puntual se inicia con un valor igual 0al ancho de absorción, que corresponde a la mínima relación entre la potencia útil convertida y la potencia de la onda incidente.

$$\boldsymbol{a} = \frac{\lambda}{2\pi} \tag{2}$$

El valor máximo del diámetro del absorbedor puntual se restringe por el ancho del canal.

El draft es la porción del captador sumergido en el agua, el valor máximo del draft se limita a la profundidad del canal.

A. DISEÑO DEL CAPTADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

La solución de las ecuaciones de equilibrio hidrodinámico se obtiene con la ayuda de la técnica del elemento finito formulada en el dominio de la frecuencia.

Se obtienen los parámetros hidrostáticos del captador puntual; masa añadida $\boldsymbol{m_3}$, coeficiente de amortiguamiento radiado $\boldsymbol{B_3}$ y coeficiente de la fuerza de excitación $\boldsymbol{f_e}$. Se usa la herramienta computacional de libre acceso NEMOH en el dominio de la frecuencia en un rango de frecuencia de interés.

La potencia absorbida por el captador puntual en términos de los parámetros hidrostáticos, en el dominio de la frecuencia se expresa por

$$\boldsymbol{P_u(\omega)} = \left(\frac{|f_e(\omega)\eta|^2}{8B_3(\omega)}\right) - \left(\frac{B_3(\omega)}{2}\right)\left|V(\omega) - \frac{f_e(\omega)\eta}{2B_3(\omega)}\right|^2 \tag{3}$$

Los resultados de la potencia absorbida y del RAO (relación entre el desplazamiento del absorbedor y la elevación libre del mar) se muestran en las Figs. 3 y 4. Se observa en la Fig. 3, que la potencia máxima a la frecuencia natural de la ola de 4.16 rad/s ocurre a un diámetro igual a 0.7 m y draft igual a 0.1518 m.

La potencia máxima absorbida del absorbedor puntual se da a diámetros mayores, por otro lado, el draft influye en la frecuencia para valores de máxima potencia, y la potencia máxima a la frecuencia de la ola se presenta para un valor de draft menor.

En la Fig. 4 se verifica que la máxima potencia ocurre para un RAO próximo a la unidad, es decir, cuando el absorbedor puntual está en sincronismo con la ola.

La potencia útil o aprovechada por el captador se conoce como potencia del PTO. El PTO es igual al coeficiente de amortiguamiento $\boldsymbol{B_3}$ por la velocidad del desplazador. Este coeficiente depende fuertemente de los parámetros hidrostáticos.

En la Fig. 5 se muestra la dependencia de máxima potencia del PTO respecto del coeficiente de amortiguamiento en el dominio de la frecuencia. Se observa que la mayor captación de potencia es de 78.4 W, que ocurre a la frecuencia natural de la ola y corresponde a un coeficiente de amortiguamiento del PTO de 160 Ns/m.

B. DISEÑO DEL CAPTADOR EN DOMINIO DEL TIEMPO

El equilibrio de fuerzas del captador puntual con un grado de libertad, Ec. (1), en el dominio del tiempo, en dependencia $\boldsymbol{x(t)}$ y $\boldsymbol{v(t)}$ se expresa por Ec. (4).

$$\boldsymbol{f_e(t)\eta(t) + k_r(t)v(t) + \rho g S x(t) + S_k x(t) = B_u v(t) + m\dot{v}(t)} \tag{4}$$

Donde $\boldsymbol{x(t)}$, $\boldsymbol{v(t) = \dot{x}(t)}$ $\boldsymbol{\dot{v}(t) = \ddot{x}(t)}$, son el desplazamiento, velocidad y aceleración respectivamente. Además, $\boldsymbol{f_e(t)}$ es el coeficiente de la fuerza de excitación, $\boldsymbol{\eta}$ es la elevación de la ola, $\boldsymbol{k_r(t)}$ es el coeficiente de la respuesta al impulso de la fuerza de radiación, $\boldsymbol{\rho}$ es la densidad del agua, $\boldsymbol{S}$ es el área de la sección transversal del captador puntual, $\boldsymbol{S_k}$ es el coeficiente de flotación y $\boldsymbol{m}$ es la masa del captador.

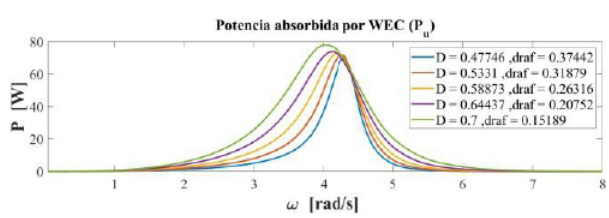


Fig. 3. Potencia absorbida por captador de forma paramétrica.

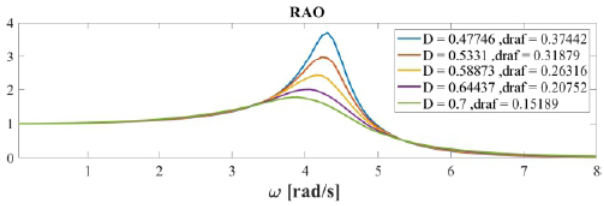


Fig. 4. RAO.

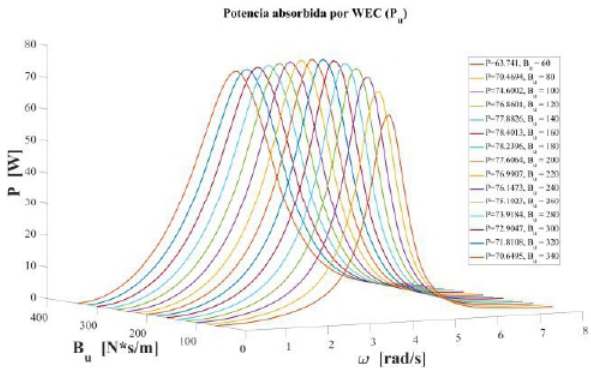


Fig. 5. Potencia vs. B_u.

La herramienta computacional de libre acceso NEMOH proporciona los parámetros hidrostáticos en el dominio de la frecuencia en un rango de frecuencia específico para un cuerpo oscilante inmerso en un líquido. Es importante obtener un modelo matemático en el dominio del tiempo. Esto se logra aplicando el principio de la hidrodinámica de Cummins. Este sostiene que un sistema undimotriz se puede representar de forma lineal como una respuesta al impulso del sistema en el dominio del tiempo [9].

La fuerza de radiación en el dominio de la frecuencia Ec. (5), se expresa en función de la velocidad $\boldsymbol{V(\omega)}$ multiplicada por la impedancia de radiación o también conocida como impedancia agregada $\boldsymbol{Z(\omega)}$. La impedancia agregada se compone del coeficiente de amortiguamiento radiado $\boldsymbol{B_3}$, como su componente real y la masa añadida $\boldsymbol{m_3}$ como su componente imaginaria.

$$\boldsymbol{F_r(\omega) = -Z(\omega)V(\omega)} \tag{5}$$

El término imaginario de la impedancia compleja no tiende a cero cuando la frecuencia tiende al infinito. Esta singularidad se resuelve utilizando el término de masa añadida a frecuencia infinita $\boldsymbol{m_3}(\infty)$, como resultado, la Ec. (5) se describe en términos de una componente de radiación $\boldsymbol{F_r}'$ y una fuerza inercial que depende de la masa añadida a frecuencia infinita, como se muestra en la Ec. (6).

$$\boldsymbol{F_r(\omega) = F'_r(\omega) - j\omega m_3(\infty)V(\omega)} \tag{6}$$

La fuerza de radiación en su forma extendida se representa por la Ec. (7).

$$\boldsymbol{F_r(\omega) = -k(\omega)V(\omega) - j\omega m_3(\infty)V(\omega)} \tag{7}$$

Donde $\boldsymbol{k(\omega)}$ es la impedancia de la fuerza de radiación $\boldsymbol{F_r}'$ Ec. (8) que, se representa en función de los parámetros hidrostáticos Ec. (9).

$$\boldsymbol{k(\omega) = Z(\omega) - i\omega m_3(\infty)} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{k(\omega) = B_3(\omega) + i\omega[m_3(\omega) - m_3(\infty)]} \tag{9}$$

La transformada inversa de Fourier se aplica a la Ec. (9) y se obtiene el coeficiente de radiación Ec. (10).

$$\boldsymbol{k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(\omega)e^{j\omega t}d\omega} \tag{10}$$

Al separar la Ec. (10) en sus componentes par e impar, y considerando la condición de causalidad, resulta la Ec. (11), que describe la respuesta al impulso del sistema de radiación y cumple con la condición de causalidad, es decir, $\boldsymbol{k_r(t) = 0}$ para $\boldsymbol{t < 0}$ [9].

$$\boldsymbol{k_r(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} B_3(\omega)cos(\omega t)d\omega} \tag{11}$$

La condición de casualidad indica que no existe salida $\boldsymbol{F_r(t)}$ antes de una perturbación de entrada de velocidad $\boldsymbol{v(t)}$.

Las funciones de respuesta al impulso asociadas con las fuerzas de excitación no son necesariamente causales, la generación de la onda incidente tiene un origen lejano al cuerpo flotante. El sistema lineal, con salida de la fuerza de excitación $\boldsymbol{F_e}$, tiene como entrada la elevación $\boldsymbol{\eta}$ de la onda incidente no perturbada. Esta onda puede golpear parte del cuerpo y ejercer una fuerza, antes de la llegada de la onda. Al coeficiente de la fuerza de excitación $\boldsymbol{f_e}$ se le aplica la transformada inversa de Fourier. La expresión en el dominio del tiempo del coeficiente de la fuerza de excitación $\boldsymbol{f_e}$ se muestra en la Ec. (12) [9].

$$\boldsymbol{f_e(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_e(\omega)e^{j\omega t}d\omega} \tag{12}$$

Con el modelo del captador en el dominio del tiempo se puede formular un modelo en el espacio de estados para diferentes entradas al sistema hidrodinámico (diferentes olas) a diferentes valores de elevación $\boldsymbol{\eta = \frac{H}{2}\sin\left(\frac{2\pi}{T_e}t\right)}$. La representación en espacios de estados se hace mediante el cálculo de subsistemas que representan la fuerza de radiación y de excitación. Los coeficientes de las matrices de estado se obtienen mediante un ajuste polinomial de una función objetivo-propuesta por [10]. Para el sistema de radiación el orden de las matrices de estado es de cuarto orden y en el de excitación es de quinto orden.

Con el diseño del absorbedor puntual en el dominio del tiempo se calcula la velocidad del absorbedor a diferentes condiciones de ola y potencia absorbida.

El conocimiento de la potencia captada por el absorbedor y la velocidad máxima del captador permite el diseño de un generador eléctrico, bajo estas especificaciones.

III. MODELO DEL GENERADOR ELÉCTRICO

El generador propuesto es síncrono trifásico de imanes permanentes en el desplazador rígidamente acoplado al desplazador puntual, para reducir perdidas de acoplamiento mecánico. Se diseña aplicando los métodos convencionales de diseño del generador propuesto en [11].

Los parámetros eléctricos, en el SI, del generador se ilustran en la Tabla II.

El modelo eléctrico circuital del generador, en por unidad (PU), se expresa en forma compacta, en el marco de referencia dq en la Ec. (13).

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{i}_{dq} = \boldsymbol{\omega}_b \boldsymbol{L}_{dq}^{-1}\left(-\boldsymbol{v}_{t_{dq}} + \boldsymbol{e}_{dq} - \boldsymbol{r}_{dq}\boldsymbol{i}_{dq} - \overline{\boldsymbol{\omega}_r}\boldsymbol{J}\boldsymbol{L}_{dq}\boldsymbol{i}_{dq}\right) \quad (13)$$

Donde $\boldsymbol{\omega}_b = \boldsymbol{\pi v}/\boldsymbol{\tau}_p$ es la frecuencia base rad/seg, $\boldsymbol{\omega}_r$ es la velocidad del desplazador, $\boldsymbol{J}$ es una matriz auxiliar, $\boldsymbol{v}_{t_{dq}}$ es el voltaje en terminales del generador, $\boldsymbol{r}_{dq}$, $\boldsymbol{L}_{dq}$ y $\boldsymbol{e}_{dq}$ es la resistencia, la matriz de inductancias en los devanados del estator y el voltaje inducido del generador respectivamente.

La dinámica electromecánica del generador está influenciada por la dinámica mecánica del sistema hidrodinámico Ec. (14). La velocidad del captador es igual a la velocidad del desplazador del generador eléctrico a consecuencia del acoplamiento rígido.

La dinámica mecánica del generador se describe en la Ec. (14).

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{v}(\boldsymbol{t}) = \frac{1}{m}\boldsymbol{\omega}_b \boldsymbol{F} \quad (14)$$

Donde $\boldsymbol{m}$ es la masa del desplazador, $\boldsymbol{\omega}_b$ es la velocidad angular base, $\boldsymbol{F}$ es la fuerza de aceleración igual a la fuerza del PTO menos la fuerza electromagnética.

La fuerza del PTO o también conocida como la fuerza útil o trabajo es.

$$\boldsymbol{F}_u(\boldsymbol{t}) = \boldsymbol{B}_u \boldsymbol{v}(\boldsymbol{t}) \quad (15)$$

La fuerza del PTO está directamente relacionada con el sistema hidrodinámico, como se aprecia de en la Ec. (4).

La fuerza electromagnética es [8]:

$$\boldsymbol{F}_e = \frac{3}{2}\frac{\pi}{\tau_p}\boldsymbol{\lambda}_m \boldsymbol{i}_q \quad (16)$$

Donde $\boldsymbol{B}_u$ es el coeficiente del PTO, $\boldsymbol{\lambda}_m$ es el flujo magnético de los imanes del desplazador y $\boldsymbol{\tau}_p$ es el paso polar.

Las señales de salida del generador eléctrico es el voltaje en terminales $\boldsymbol{v}_{t_{dq}}$ y la entrada es la fuerza del PTO del captador $\boldsymbol{F}_u$, que depende de la velocidad del desplazador y el coeficiente de amortiguamiento $\boldsymbol{B}_u$.

Las corrientes del generador en el marco de referencia abc con una carga resistiva balanceada en sus terminales se muestra en la Fig. 6. La forma de onda del voltaje en terminales es similar. Esas formas de onda son diferentes a las observadas en generadores síncronos de movimiento rotacional.

El modelo matemático en el marco de referencia qd0 se obtiene con la transformada de Park, donde en comparación con una maquina rotacional que representa una velocidad rotacional en este caso se considera una velocidad longitudinal que depende del paso polar y el desplazamiento del desplazador $\theta_e = \pi x/\tau_p$, que se define como el desplazamiento entre el eje **d** con respecto a la fase **a**.

La corriente del generador se expresa en el marco de referencia dq Ec. (13) y se muestra en la Fig. 8. Es importante señalar que el ángulo eléctrico del generador de movimiento longitudinal depende del paso polar y desplazamiento

El desplazamiento del sistema undimotriz es de naturaleza reciprocante y causa un cambio de la secuencia de fases del voltaje inducido en los devanados del estator. Esto provoca que el voltaje en las terminales no tenga la forma convencional (Fig 7 y 8).

La fuerza electromagnética (fuerza del PTO) se regula para lograr la máxima conversión de la energía de las olas, para esto se calcula el coeficiente de amortiguamiento que proporciona el máximo aprovechamiento de la energía de onda incidente Ec. (17) [12].

$$\boldsymbol{B}_u = \sqrt{\boldsymbol{B}_3(\boldsymbol{\omega})^2 + \left(\left(\boldsymbol{m} + \boldsymbol{m}_3(\boldsymbol{\omega})\right)\boldsymbol{\omega} - \frac{\rho g S}{\omega}\right)^2} \quad (17)$$

TABLA II. PARÁMETROS ELÉCTRICOS DEL GENERADOR

Parámetro	Símbolo	Valor
Numero de fases	m_1	3
Potencia aparente	S_{gen}	70 [VA]
Voltaje de línea	v_t	60 [V]
Velocidad síncrona	v	0.6269 [m/s]

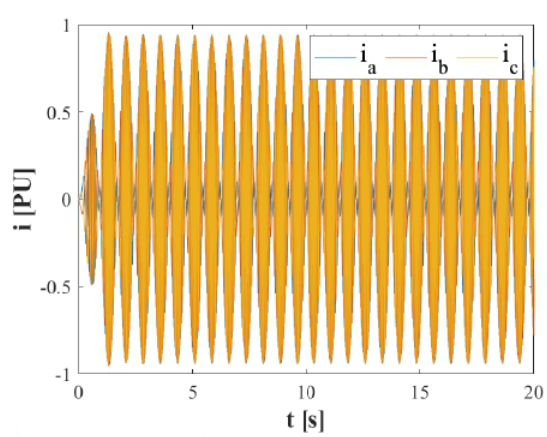


Fig. 6. Corriente en marco de referencia abc en terminales del generador.

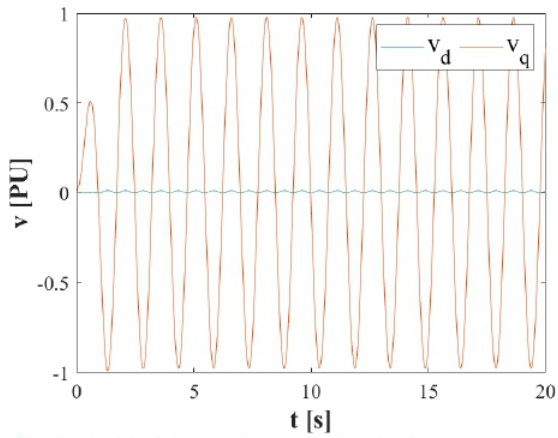


Fig. 7. Voltaje salida del generador en coordenadas dq.

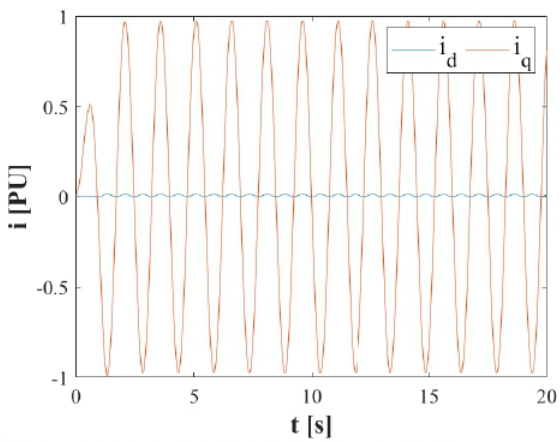


Fig. 8. Corriente a la salida del generador en coordenadas dq.

La dinámica de la corriente y el voltaje del lado del generador oscila a la misma frecuencia de la velocidad del desplazador Fig. 9.

La potencia a la salida del generador tiene una forma sinusoidal de doble frecuencia que oscila alrededor de su valor medio Fig. 10. Esta potencia corresponde a una carga resistiva de 1 PU con una ola plana de longitud de 3 m y altura de 0.3 m, para un absorbedor puntual de geometría cilíndrica de diámetro 0.7 m y draft de 0.15 m.

Los requerimientos de calidad de energía para el suministro eléctrico son: voltaje RMS y frecuencia constantes.

Para que la energía del sistema undimotriz pueda ser suministrada a los consumidores se utiliza una interfaz denominada convertidor, espalda con espalda con sus dos controles automáticos. En un artículo posterior se presentarán los resultados del sistema completo, incluyendo sus controles automáticos, que puede controlar la potencia activa y reactiva de suministro, o el voltaje o factor de potencia.

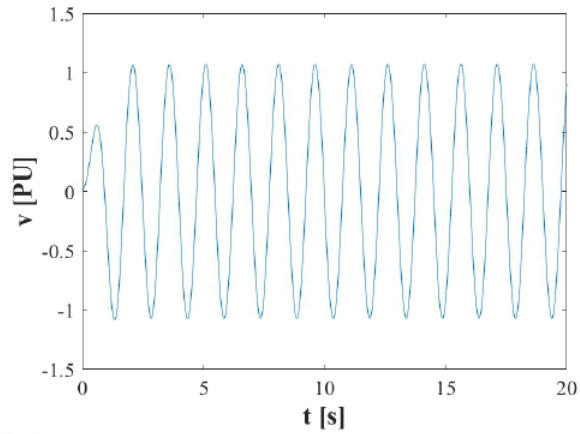


Fig. 9. Velocidad del desplazador.

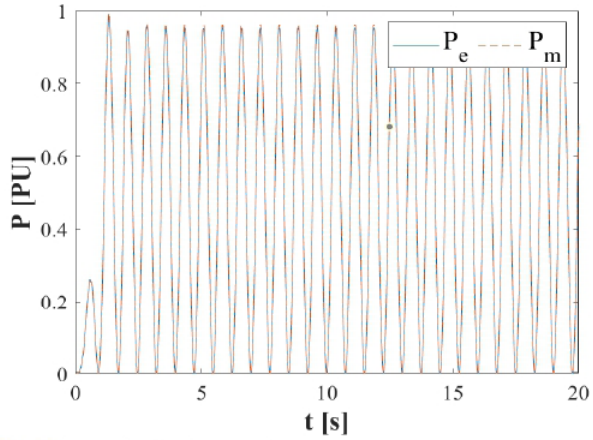


Fig. 10. Potencia eléctrica y mecánica.

IV. CONCLUSIONES

Se diseñó un captador puntual de un grado de liberad de forma cilíndrica que capture la máxima energía de las olas generadas. El captador undimotriz se encuentra rígidamente acoplado a un generador trifásico de imanes permanentes de movimiento longitudinal, transforma la energía mecánica de la ola en energía eléctrica.

Se aplicó una estrategia para la máxima conversión de energía mecánica a energía eléctrica con el cálculo del coeficiente de amortiguamiento del sistema de toma de fuerzas. La potencia a la salida del convertidor tiene un comportamiento no convencional. En un trabajo posterior se abordarán diversas estrategias para su solución.

REFERENCIAS

[1] S. E. Taha, O. A. Ghani, A. A. Hai y A. Radwan, «Renewable Energy and Energy Storage Systems,» energies, pp. 1-27, 2023.

[2] A. F. d. O. Falca˜o, «Wave energy utilization: A review of the technologies,» Renewable and Sustainable Energy Reviews, p. 899–918, 2009.

[3] J. Falnes y J. Hals, «Heaving buoys, point absorbers and arrays,» philosophical transactions of the royal society A: Mathematical, physical and engineering sciences, vol. 370, p. 246–277, 2011.

[4] A. F. Ruezga Gomez y J. M. Cañedo Castañeda, «Buoy Analysis in a Point-Absorber Wave Energy Converter,» IEEE JOURNAL OF

OCEANIC ENGINEERING, vol. 45, nº ISSN: 0364-9059, pp. 472-479, Enero 2019.

[5] R. Jafari, P. Asef, M. Ardebili y M. M. Derakhshani, «Linear Permanent Magnet Vernier Generators for Wave Energy Applications: Analysis, Challenges, and Opportunities,» Sustainable Development and Optimisation of Energy Systems, vol. 14, nº 17, 2022.

[6] A. Pecher y J. P. Kofoed, Handbook of Ocean Wave Energy (Ocean Engineering & Oceanography), vol. 7, Berlin/Heidelberg, Germany: Springer Nature, 2017.

[7] R. Ahamed, K. McKee y I. Howard, «A Review of the Linear Generator Type of Wave Energy Converters' Power Take-Off Systems,» Acceleration of Renewable Energies Expansion and Harvesting Technologies, p. 42, 2022.

[8] M. Amundarain, M. Alberdi, A. J. Garrido y I. Garrido, «Modeling and simulation of wave energy generation plants: Output power control,» IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,, vol. 58, pp. 105-117, 2011.

[9] J. Falnes, Ocean Waves and Oscillating Systems: Linear Interactions Including Wave-Energy Extraction, vol. 1, New York: Cambridge Univ. Press, 2002.

[10] Z. Yu y J. Falnes, «State-Space modelling of a vertical cylinder in heave,» Applied Ocean Research17, vol. 17, pp. 265-275, 1995.

[11] J. F. Gieras, Z. J. Piech y B. Tomczuk, Linear Synchronous Motors (Transportation and Automation Systems), 2nd Edition ed., T. &. F. Group, Ed., Connecticut: CRC Press, 2012, p. 525.

[12] Y. J. Oh, J. S. Park, B. J. Hyon y J. Lee, «Novel Control Strategy of Wave Energy Converter Using Linear Permanent Magnet Synchronous Generator,» IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY, vol. 28, 2018.

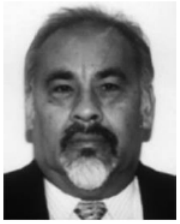
[13] A. Ruezga y J. Cañedo, «Buoy Analysis in a Point-Absorber Wave Energy Converter,» IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING,, vol. 45, nº 2, pp. 472 - 479, Abril 2020.

[14] Usha y T., «Power absorption by thin wave energy devices,» Power absorption by thin wave energy devices, vol. 14, p. Power absorption by thin wave energy devices, 1990.

[15] A. Carlsson, The Back-to-back converter, control and design, L. I o. T. Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Ed., Sweden by Reprocentralen, Lund, 1998.

BIOGRAFÍAS

PAULINA L. CUEVAS M. Estudiante de posgrado, de nacionalidad mexicana, recibió el título de licenciada en ingeniería eléctrica de la Universidad de Guanajuato, Salamanca Guanajuato, en 2020, el título de maestra en ciencias en ingeniería eléctrica del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del instituto Politécnico Nacional (CINVESTAV), Guadalajara, México en el año 2022 y actualmente se encuentra trabajando para obtener el grado de Doctora en ciencias en ingeniería eléctrica.



JOSÉ M. CAÑEDO C. Profesor investigador, de nacionalidad mexicana, recibió el título de Licenciado en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Guadalajara, Guadalajara, México, en 1971, El título de maestro en ciencias en ingeniería eléctrica del Instituto Politécnico Nacional, Ciudad de México, México, en 1980, El título de Doctor en ciencias en ingeniería eléctrica del Instituto de Energía de Moscú, Moscú, Rusia, en 1985. De 1988 a 1994, fue Investigador en CFE México, México. De 1994 a 1997 estuvo en la Universidad de Guadalajara, Guadalajara, México, y desde 1997 es profesor de programas de posgrado en ingeniería eléctrica en CINVESTAV, Guadalajara, México. Sus intereses de investigación incluyen el control robusto no lineal de sistemas de potencia, máquinas eléctricas y energías renovables.

ALDO F. RUEZGA G. Profesor investigador, de nacionalidad mexicana, recibió el título de Licenciado en ingeniería mecánica y eléctrica de la Universidad de Guadalajara, Guadalajara, México, en 2010, el título en Maestro en ciencias en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados (CINVESTAV), Guadalajara, México, en 2015, El título de Doctor en ciencias en ingeniería eléctrica del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados (CINVESTAV), Guadalajara, México, en 2020 . Sus principales intereses están relacionados con las energías renovables.

Recibido 24 de agosto de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Experimentación y Evaluación del Potencial del Óxido de Grafeno como Material Termoeléctrico

ALDO ELIZARRARAZ PEREZ[1*], ITZEL LONA FONSECA[2], ISAAC HERNÁNDEZ BRACAMONTES[2], IVÁN A. HERNÁNDEZ-ROBLES[1].

[1]Centro Interinstitucional de Energía de la Universidad de Guanajuato - CINERGIA UG.
[2]Universidad de Guanajuato.
*Autor de Correspondencia: a.elizarrarazperez@ugto.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta la elaboración de un Generador Termoeléctrico (GTE) y su evaluación con calor residual de bajo grado de temperatura, usando papel de Óxido de Grafeno (OG) como capa activa, los resultados obtenidos evidencian el que el OG es un componente que permite proporcionar un mayor potencial de generación de voltaje y potencia eléctrica con solo suministrar calor al sistema, sin la necesidad de un gradiente de temperatura como ocurre con los generadores termoeléctricos convencionales. La contribución de este trabajo radica en la experimentación y demostración de nuevos materiales que podrán implementarse en la búsqueda de la cosecha de energía.

PALABRAS CLAVE — Óxido de Grafeno, Termoeléctrico, Efecto Seebeck.

I. INTRODUCCIÓN

La huella de carbono generada por el uso y la producción de los combustibles fósiles y la creciente demanda energética han generado interés en la búsqueda de estrategias encaminadas a la sostenibilidad energética [1][10].

En el mundo, cerca del 63% de la energía suministrada durante procesos de transferencia de calor y de combustión no se aprovecha, energía que puede ser recuperada y aprovechada para aumentar la eficiencia de los procesos [2][11][12].

Un porcentaje de esta energía residual se genera en un rango aproximado de 30°C a 150°C, aproximadamente, y puede ser utilizada para producir energía eléctrica suficiente para alimentar aparatos de baja potencia como relojes inteligentes, sensores, baterías, etc. [3][18]. Contribuyendo a disminuir el consumo de combustibles fósiles y reduciendo la cantidad de gases efecto invernadero que son liberados a la atmósfera.

Hay tres vías para transformar el calor residual en energía eléctrica: Motores mecánicos de calor, motores térmicos o Generadores Termoeléctricos (GTE) y sistemas iónicos termoeléctricos [3].

Los generadores termoeléctricos transforman la energía térmica directamente en electricidad y son dispositivos que carecen de partes móviles, por lo que son dispositivos silenciosos y de bajo mantenimiento. De acuerdo con la literatura, se han implementado GTEs para transformar energía de bajo grado proveniente de la radiación solar, el calor geotérmico, la energía térmica oceánica y el calor producido por los automóviles para producir energía eléctrica [4][17].

El funcionamiento de los GTE se basa en el efecto Seebeck. El efecto Seebeck que ocurre en metales y en semiconductores por el movimiento libre de los portadores de carga. Al aplicar un gradiente de temperatura los portadores de carga se mueven del extremo más caliente hacia el más frío, produciendo un potencial electrostático [1]. Por ende, para que un generador termoeléctrico genere voltaje suficiente para proveer electricidad, requiere principalmente una gran cantidad de portadores tipo n y tipo p conectados eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo [2][16].

A pesar de las ventajas que presentan los GT, como tener una vida útil larga y un funcionamiento silencioso, tienen aplicaciones comerciales limitadas ya que típicamente tienen una eficiencia de conversión de energía menor al 6% y un alto costo. Además, gran parte de los GT están elaborados con materiales inorgánicos tóxicos y quebradizos en la naturaleza que implican técnicas de procesamiento costosas [5] lo que ha llevado a la búsqueda de materiales termoeléctricos más eficientes y fáciles de sintetizar.

Principalmente, se busca que los materiales termoeléctricos tengan un coeficiente termoeléctrico alto, que presente una conductividad eléctrica alta y una conductividad térmica baja, así como un valor absoluto alto de su coeficiente de Seebeck [6][16].

El grafeno ha recibido especial atención debido a sus propiedades eléctricas, catalíticas, ópticas y mecánicas, además de que presenta una alta movilidad de portadores de carga, lo que generado interés en su uso en aplicaciones termoeléctricas [7][13][14][15].

En el presente trabajo se evalúa el potencial del Óxido de Grafeno (OG) como material termoeléctrico mediante la

construcción de una celda termoeléctrica simple, comparando la potencia eléctrica producida aplicando diferentes temperaturas.

II. DESARROLLO DEL GENERADOR TERMOELÉCTRICO DE PAPEL DE ÓXIDO DE GRAFENO

A. SÍNTESIS DEL PAPEL DE OG

El papel de OG fue sintetizado por el método de Hummers [8][9], el cual se logró implementando una modificación de exfoliación mediante alta cizalla. Posteriormente, se lavó con agua destilada el polvo obtenido, hasta tener un pH neutro a partir del cual se elaboró el papel de OG.

B. ELABORACIÓN DE LA CELDA TERMOELÉCTRICA

Para armar la celda se utilizó cinta de cobre, papel aluminio, papel filtro, sustratos de vidrio de 1 mm de espesor y una lámina de papel de OG. Se cortaron secciones de igual tamaño de la cinta de cobre, papel aluminio y papel filtro, las cuales se empalmaron sobre un sustrato de vidrio siguiendo la estructura mostrada en la Fig. 1, utilizando el papel filtro para evitar cualquier contacto entre el papel de OG y los electrodos. Posteriormente, se colocó un sustrato de vidrio para cerrar la celda. La celda obtenida se muestra en la Fig. 2, la cual tuvo un área superficial de 2 cm x 2.5 cm.

Finalmente, se agregó agua destilada entre las capas de la celda, a modo de electrolito.

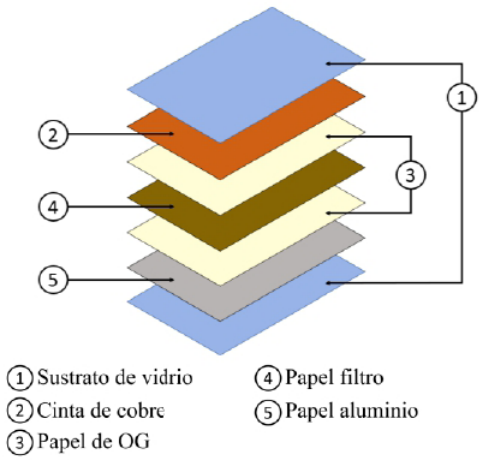


Fig. 1. Estructura de la celda Termoeléctrica.

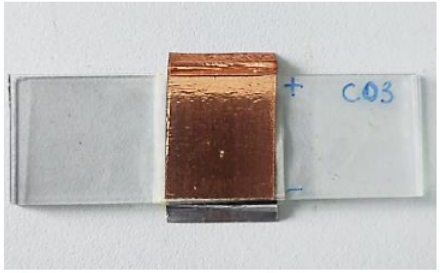


Fig. 2. Celda Termoeléctrica ensamblada.

C. PRUEBAS ENERGÉTICAS

La potencia de salida del GTE de papel de OG se obtuvo de acuerdo con la Ec. (1) midiendo la corriente y el voltaje en el circuito mostrado en la Fig. 3.

$$P = VI \tag{1}$$

El cual consiste en una resistencia variable (reóstato) de 5kΩ para simular el consumo de potencia en un circuito como carga para el GTE de papel de OG para las pruebas físicas un voltímetro y amperímetro.

Además, se emplearon placas Peltier con sensores de temperatura para simular diferentes condiciones de transferencia de calor en las caras superior e inferior de la celda, Fig. 4, permitiendo realizar mediciones de voltaje y de corriente en un rango de temperatura entre los 12°C y los 65°C.

III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

A. RENDIMIENTO DE LA CELDA CON TEMPERATURAS ENTRE LOS 28° a los 12°C

Las Fig. 5, 6 y 7 muestran la variación de la potencia eléctrica de la celda con la temperatura, estas corresponden a mediciones de voltaje, corriente y temperatura realizadas a 0, 2.5 y 5 Ω, respectivamente.

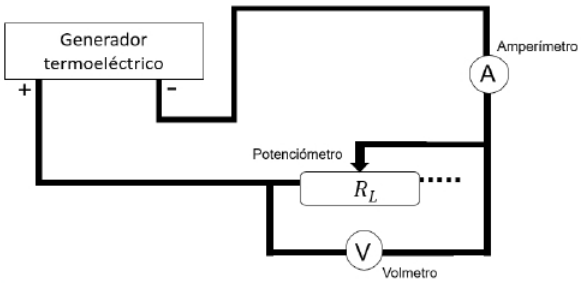


Fig. 3. Circuito para la prueba energética del GTE de papel de OG.

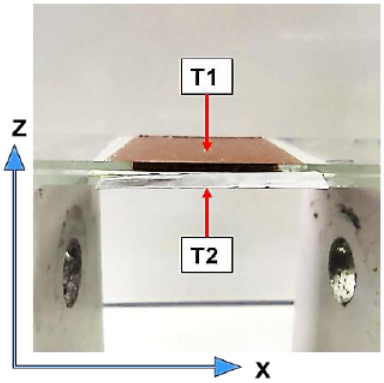


Fig. 4. GTE de papel de OG con vista alzada para el plano ZX, donde T1 y T2 pueden ser temperaturas mayores, iguales o menores a la temperatura ambiente, y la flecha roja indica en donde se aplica esa temperatura.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

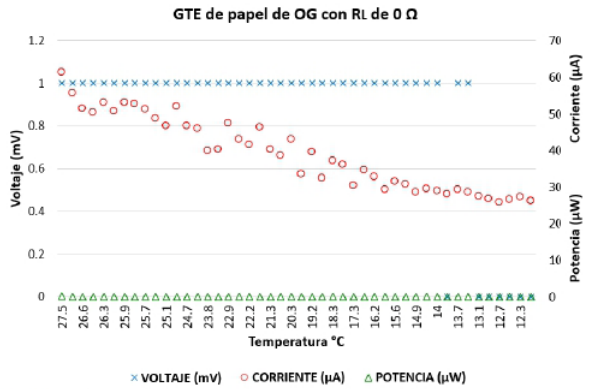


Fig. 5. Gráfica de GTE de papel de OG en corto circuito, con T1 y T2 menores a la temperatura ambiente.

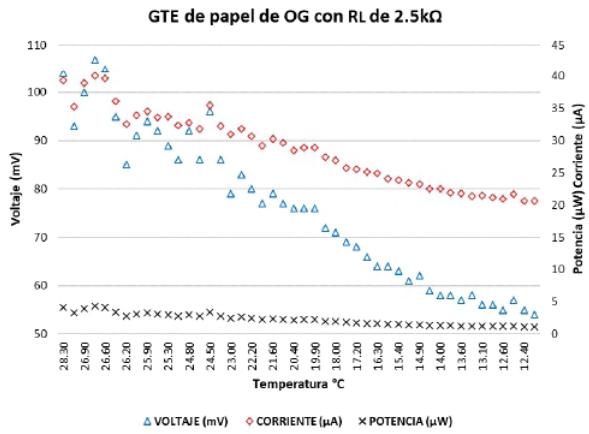


Fig. 6. Gráfica de GTE de papel de OG con RL de 2.5 kΩ, con T1 y T2 menores a la temperatura ambiente.

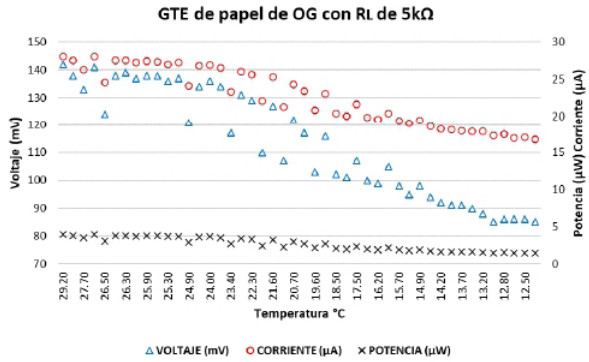


Fig. 7. Gráfica de GTE de papel de OG en circuito abierto, con T1 y T2 menores a la temperatura ambiente.

Se observa que en corto circuito no se obtiene voltaje, por lo tanto, la potencia eléctrica del GTE es cero, mientras la corriente disminuye conforme disminuye la temperatura, Fig. 5.

En estas condiciones de temperatura, se observó una disminución en el voltaje y la corriente alrededor del 50% respecto al valor inicial conforme fue disminuyendo la temperatura, Fig. 6 y Fig. 7.

En cuanto a la potencia del GTE, en la Fig. 6 y en la Fig. 7 se observa como la potencia va disminuyendo conforme disminuye la temperatura. Sin embargo, a pesar de no tener una diferencia de temperatura entre los dos electrodos de la celda se obtiene un valor de potencia.

B. RENDIMIENTO DE LA CELDA APLICANDO UNA DIFERENCIA DE TEMPERATURA ENTRE LAS PLACAS

Para realizar esta medición se usaron dos placas Peltier con el fin de que T1, Fig. 4, sea menor a la temperatura ambiente y T2, Fig. 4, mayor a la temperatura ambiente. Bajo dichas condiciones se realizaron pruebas empleando una RL, Fig. 3, de 0Ω, 2.5 kΩ y 5 kΩ respectivamente.

La Fig. 8 muestra el comportamiento del GTE de papel de OG en condiciones de corto circuito. Cuando la diferencia de temperatura es de 0°C entre las dos placas Peltier se tiene un valor de corriente en corto circuito de 58 □A, el cual aumenta hasta los 67 □A cuando se tiene una diferencia de temperatura de 17.2°C, aumentando en un 16% el valor de la corriente en corto circuito.

En la Fig. 9 se muestra el comportamiento del GTE de papel de OG con una RL de 2.5k. Se observa un aumento de potencia conforme aumenta la diferencia de temperatura. Presentando un aumento del 56% al final de la prueba respecto al valor inicial.

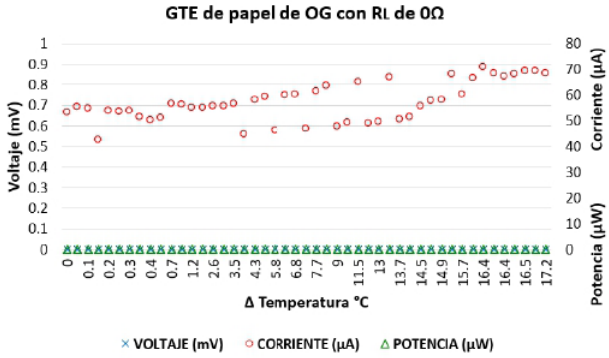


Fig. 8. Gráfica de GTE de papel de OG en corto circuito, con T1 menor a la temperatura ambiente y T2 mayor a la temperatura ambiente.

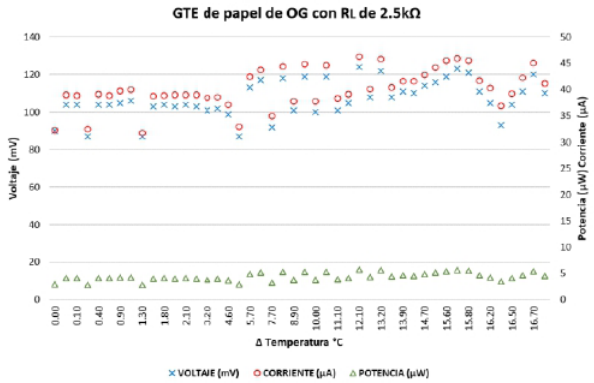


Fig. 9. Gráfica de GTE de papel de OG con RL de 2.5kΩ, con T1 menor a la temperatura ambiente y T2 mayor a la temperatura ambiente.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

En la Fig. 10 se muestra el comportamiento del GTE de papel de OG en voltaje de corto circuito. A una diferencia de temperatura de 0°C se tiene un valor de 134 mV el cual aumenta hasta 173 mV al alcanzar una diferencia de temperatura de 16.6°C, logrando un aumento global del 29%.

En esta sección se aprecia que al haber un gradiente de temperatura la potencia de salida del GTE incrementa, alcanzando valores de potencia más altos que los obtenidos en la prueba realizada a una temperatura menor a la del ambiente.

C. RENDIMIENTO DE LA CELDA CON TEMPERATURAS MAYORES A LA AMBIENTE

Para esta medición se usaron dos placas Peltier con el fin de que T1 y T2, Fig. 4, sean mayores a la temperatura ambiente y de igual magnitud, teniendo una diferencia de temperatura entre ellas de 0°C. Bajo dichas condiciones se realizaron pruebas empleando una RL, Fig. 3, de 0Ω, 2.5 kΩ y 5 kΩ respectivamente.

La Fig. 11 muestra el comportamiento del GTE de papel de OG en corriente de corto circuito. A temperatura ambiente se registra un valor de corriente de 197 □A, el cual incrementa al alcanzar una temperatura de 60.7°C, teniendo un aumentando del 255%.

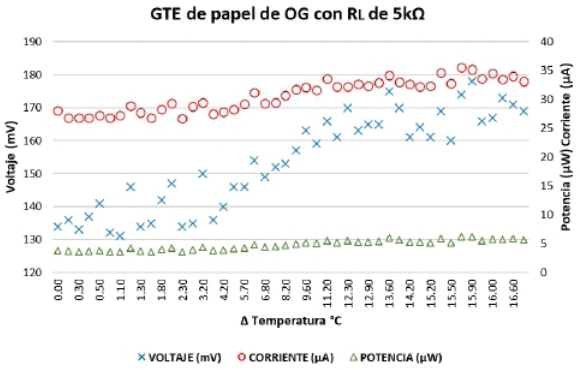


Fig. 10. Gráfica de GTE de papel de OG en circuito abierto, con T1 menor a la temperatura ambiente y T2 mayor a la temperatura ambiente.

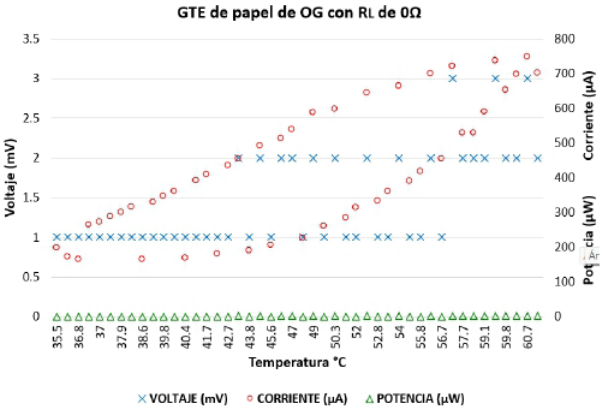


Fig. 11. Gráfica de GTE de papel de OG en corto circuito, con T1 y T2 mayores a la temperatura ambiente.

Con una R_L de 2l GTE de papel OG mostró un incremento de la potencia eléctrica de salida conforme fue aumentando la temperatura, teniendo un incremento final del 505%, Fig.12.

En la Fig.13, se muestra el comportamiento del GTE de papel de OG en voltaje de corto circuito. Se observa que el voltaje de corto circuito tiene un valor inicial de 192 mV a temperatura ambiente y aumenta hasta los 340 mV a una temperatura de 57.8°C, teniendo un aumentando del 77%.

D. RENDIMIENTO DE LA CELDA A TEMPERATURA AMBIENTE

Para esta medición se realizó a temperatura ambiente variando R_L de 0 a 5 kΩ.

En la Fig. 14 se logra observar que cuando la celda está en corriente de corto circuito el voltaje decrece llegando a 0 mV. Sin embargo, cuando está en voltaje de corto circuito la corriente disminuye hasta 10 □A, lo cual puede indicar que el generador puede funcionar a temperatura ambiente a temperaturas cercanas a esta.

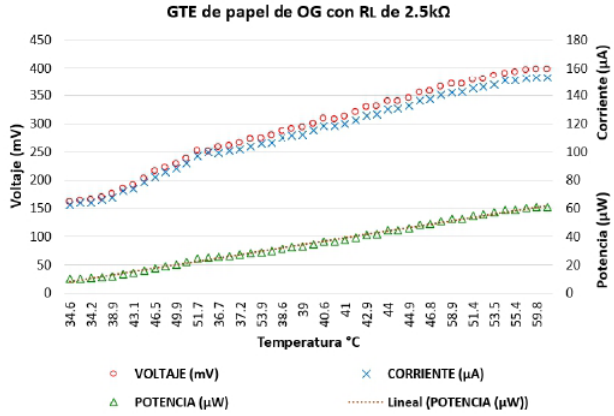


Fig. 12. Gráfica de GTE de papel de OG con RL de 2.5kΩ, con T1 y T2 mayores a la temperatura ambiente.

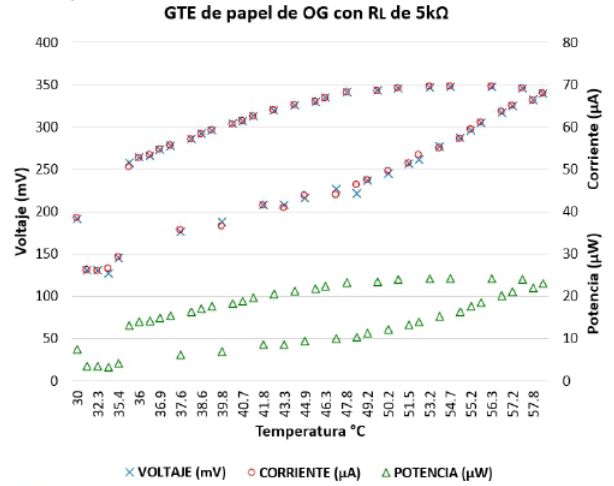


Fig. 13. Gráfica de GTE de papel de OG en circuito abierto, con T1 y T2 mayores a la temperatura ambiente.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

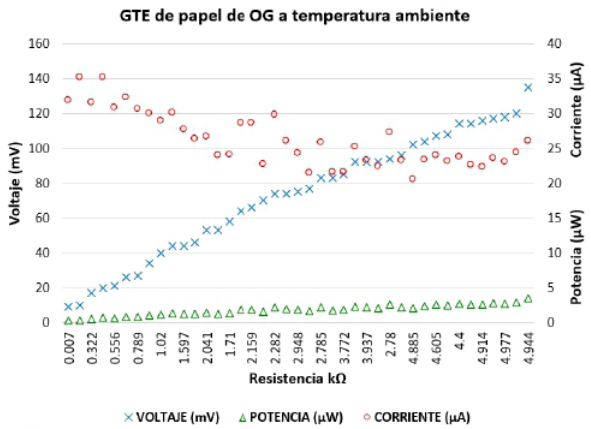


Fig. 14. Gráfica de GTE de papel de OG a temperatura ambiente.

IV. CONCLUSIONES

A diferencia de los GTE convencionales que requieren de un gradiente de temperatura para poder funcionar bajo los efectos de Seebeck o Thomson [4], el GTE de papel OG parece carecer de esa necesidad ya que como muestran en las Fig. 6, 12 y 14 el GTE entregó potencia con un gradiente de 0 °C, teniendo un incremento de potencia conforme se agregaba calor al generador llegado a 60.87 μW a 58.8 °C con una RL de 2.5 kΩ y una potencia de 1.11μW a 12.2°C con una RL de 2.5 kΩ.

A pesar de que el GTE obtuvo un aumento de potencia conforme la diferencia de temperatura es mayor, la potencia incrementa de 2.9 μW a 4.52 μW lo cual no se compara con la potencia alcanzada aumentado sólo la temperatura sin que exista un gradiente entre las placas. Sin embargo, se requieren más estudios para poder obtener su función de transferencia con respecto al aumento de temperatura y poder asegurar que su comportamiento es independiente a estos efectos.

REFERENCIAS

[1] G. Snyder y E. Toberer, "Complex Thermoelectrics materials", Nature *materials*, vol. 7, pp. 105-113, Feb., 2008.
[2] C. Forman, I. Muritala, R. Pardemann, B. Meyer, "Estimating the global waste heat potential", *Renewable and sustainable Energy Reviews*, vol. 57, pp. 1568-1579, Feb., 2016.
[3] M. Haque, I. Abdurrokhman, A. Idström, Q. Li, A. Rajaras, A. Martinelli, L. Evenäs, P. Lundgren y P. Enoksson, "Exploting low-grade waste heat to produce electricity through supercapacitor containing carbon electrodes and ionic liquid electrolytes", *Electrochimica Acta*, 2022.
[4] H. Gao, G. Huang, H. Li, Z. Qu y Y. Zhang, "Development of stove-powered thermoelectric generators: a review", Applied Thermal Engineering, 2015. DOI: http://dx.doi.org/doi: 10.1016/j.applthermaleng.2015.11.032.
[5] M. Bharti, A. Singh, S. Samanta, D. K. Aswal, "Conductive polymers: Creating their niche in thermoelectric domain", *Progress in Materials Science*, 2017, DOI: https://doi.org/10.1016/j.pmatsci. 2017.09.004
[6] Y, Zhao, G. Tang, Z. Yu, J. Qi, "The effect of graphite oxide on the thermoelectric properties of polyaniline", *Carbon*, pp.3064-3073, 2012.
[7] Y. Du, S. Shen, W. Yang, R. Donelson, K. Cai y P. Casey, "Simultaneus increase in conductivity and Seebeck coefficient in a polyaniline/graphene nanosheets thermoeletric nanocomposite", Synthetic Metals, pp. 2688-2692. 2012. DOI: doi:10.1016/j.synthmet.2011.09.044
[8] HEa, C., LAa, A., Romano, A., Flores, C., & Pérez, M. "Síntesis Caracterización de Grafeno", Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM, pp. 3-4, 2012
[9] A. Elizarraraz Perez, "Celda fotovoltaica de óxido de grafeno", Tesis de Licenciatrura, DICIS, UG, 2023.
[10] D. Patil y D. R. Araerimath, "A Review of Thermoelectric Generator for Waste Heat Recovery From Engine Exhaust", International Journal of Research in Aeronatical and Mechanical Engineering, 2013.
[11] D. Enescu, "Thermoelectric Energy Harvesting: Basic Principles and Applications" IntechOpen, 2017.
[12] D. Enescu, "Thermoelectric Energy Harvesting: Basic Principles and Applications" IntechOpen, 2019.
[13] Olaya Cortés, Daniel Esteban. "Películas delgadas de grafeno como material termoeléctrico." (2015).
[14] Lin, Y; Norman, C; Srivastava, D; Azough, F; Wang, L; Robbins, M; Simpson, K; Freer, R; Kinloch, I, "Thermoelectric Power Generation from Lanthanum Strontium Titanium Oxide at Room Temperature through the Addition of Graphene", ACS Applied Materials & Interfaces, 2015, 7, 15898-15908.
[15] CC Tseng, Y Hernandez, Y Zhao, LJ Li, ZY Juang, X Feng and K Müllen, "Crossplane Thermoelectric Effect of Graphene-based Nanostructure", en preparación.
[16] S. Kjelstrup y O. Bruheim, "The Seebeck coefficient and the Peltier effect in a polymer electrolyte membrane cell with two hydrogen electrodes" ELSEVIER, vol. 99, pp. 166-175, 2013.
[17] A. Dabrowska y A. Greszta, "Analysis of the possibility of using energy harvesters to power wearable electronics in clothing", Adv. Mater. Sci. Eng., vol. 2019, 2019.
[18] X. Liu, C. Li, D. Y y C. Q. Su, "An energy-harvesting system using thermoelectric power generation for automotive application", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 67, pp. 510-516, 2015.

BIOGRAFÍAS

ALDO ELIZARRARAZ PEREZ Ingeniero Mecatrónico de la Universidad de Guanajuato DICIS, originario de la ciudad de Irapuato, Gto. Investigador en aplicación de nanomateriales para el sector energético o industrial en CINERGIA UG, fundador de una empresa, especialista en fabricación y síntesis de grafeno y óxido de grafeno.

ITZEL LONA FONSECA Estudiante de la Licenciatura en Ingeniería Mecánica en la División de Ingenierías del Campus Irapuato-Salamanca de la Universidad de Guanajuato. Originaria de la ciudad de Guanajuato.

ISAAC HERNÁNDEZ BRACAMONTES Estudiante de Ingeniería en Mecatrónica de la División de Ingenierías Campus Irapuato-Salamanca, de Universidad de Guanajuato, nacido en Irapuato, Guanajuato. En el año 2000, a pesar de la rama extensa que es mecatrónica, le tengo más interés al área de cómputo visión por computadora y programación.

IVÁN A. HERNÁNDEZ-ROBLES Doctor en ciencias en Sistemas Eléctricos de Potencia, especialidad Diseño de Maquinas Eléctricas, se ha desempeñado en el ramo de Construcción Eléctrica como ingeniero de proyectos Eléctricos, así como Ingeniero de Diseño de Transformadores y Motores, se desempeñó en el sistema de Cátedras CONACYT en la Institución CIATEQ Unidad San Luis Potosí y Querétaro trabajando en el diseño y optimización de motores y generadores lineales. Actualmente con la Universidad de Guanajuato en el departamento de Ingeniería Eléctrica y Director del Centro Interinstitucional de Energía de la UG.

Recibido 12 de julio de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Análisis de un transformador monofásico en el espacio de estados considerando la no-linealidad magnética

A. GARCIA LEGORRETA*, V. M. JIMÉNEZ MONDRAGÓN, F. GONZÁLEZ MONTAÑEZ, J. C. OLIVARES GALVÁN, D. A. ARAGÓN VERDUZCO.

Universidad Autónoma Metropolitana – Azcapotzalco, CDMX, México.

*Autor de correspondecia: agale@azc.uam.mx

RESUMEN En este trabajo se incorpora de forma precisa la no linealidad magnética al modelo de un transformador monofásico en el Espacio de Estados (EE) utilizando una conversión a tramos, donde se convierten los valores RMS de la prueba de circuito abierto a valores pico de encadenamientos de flujo- corriente de excitación. Esto resulta en una excelente estrategia que evita la utilización de modelos precisos que demandan alto computo numérico y con tiempos de simulación muy largos, como lo es el Método de los Elementos Finitos (MEF). Además, se compararon los resultados del modelo espacio de estados no lineal con el MEF. La saturación se implementó con el bloque de Simulink LookUp Table, que es una tabla de interpolación y extrapolación de valores según los datos de entrada. Obteniendo una excelente aproximación entre ambos modelos con un error máximo del 0.4% para la prueba de circuito abierto.

PALABRAS CLAVE— Espacio de estados, LookUp Table, método de los elementos finitos, saturación magnética, transformador monofásico.

I. INTRODUCCIÓN

Un transformador es una máquina eléctrica que permite elevar o reducir niveles de tensión y corriente alterna al mantener idealmente la misma cantidad de energía de entrada y salida. Los transformadores monofásicos son un tipo de transformador muy utilizado en el campo de la electrónica para convertidores AC/DC, por ejemplo: cargadores de celular, estéreos, inversores, etc. En la industria de la distribución de la energía eléctrica los transformadores monofásicos son utilizados para bajar los niveles de tensión de las líneas eléctricas de 13.8kV a 120/220 V para las residencias domiciliarias [1][2].

La saturación magnética es un efecto intrínseco no lineal presente en los materiales ferromagnéticos utilizados en la fabricación de transformadores. El efecto no lineal se debe a que el material tiene un límite en la cantidad de densidad de flujo magnético que puede contener, este efecto se ve reflejado en un límite de voltaje inducido que se puede obtener en las terminales del transformador dado un voltaje de alimentación. Los transformadores monofásicos comúnmente trabajan a carga nominal en el codo de la curva de saturación [1][2].

La implementación de modelos computacionales precisos y confiables permite analizar el comportamiento de los transformadores y reducir costos de manufactura en la creación de prototipos experimentales. En ese sentido el MEF permite implementar la geometría y no linealidad magnética en un mismo modelo computacional del transformador, siendo este método una referencia para muchos casos de estudio, ya que sus resultados son muy cercanos a lo esperando en la realidad. Su principal desventaja se encuentra en los tiempos de simulación y la capacidad computacional que debe ser adquirida para poder simular los dispositivos electromagnéticos [3].

Por otra parte, el modelo por espacio de estados del transformador se basa en un método de aproximación numérica que resuelve las ecuaciones diferenciales para obtener el comportamiento dinámico que caracteriza al sistema; los tiempos de simulación para estos modelos son pequeños comparados con el MEF. Su principal desventaja es que no se consideran ciertos aspectos como la geometría del modelo y la no linealidad magnética se aproxima en la mayoría de los casos con funciones analíticas, lo que puede alejar al modelo en gran medida de su comportamiento real [4].

 2448-7775 © 2023 Identidad Energética

La principal aportación de este trabajo radica en la implementación de la no linealidad magnética utilizando interpolación numérica, contemplando los valores reales muestreados de las pruebas de circuito abierto, lo que evita trabajar con funciones de aproximación como se hace en la mayoría de los casos reportados en la literatura [4][5][6].

Las pruebas de circuito abierto se obtuvieron del modelo computacional por elementos finitos como referencia. Además, se comparó el desempeño del modelo de espacio de estados con respecto al modelo de elementos finitos.

II. TRANSFORMADOR MONOFÁSICO

A. PLACA DE DATOS

En la Tabla I se presenta la placa del transformador monofásico. En la Fig. 1 se muestra el transformador a modelar.

El transformador tiene 472 vueltas de lado de alto voltaje y 91 vueltas de lado de bajo voltaje. El material ferromagnético es acero al silicio no orientado [7].

B. DIMENSIONES DEL TRANSFORMADOR

El transformador es laminado EI y sus principales dimensiones se muestran en la Fig. 2.

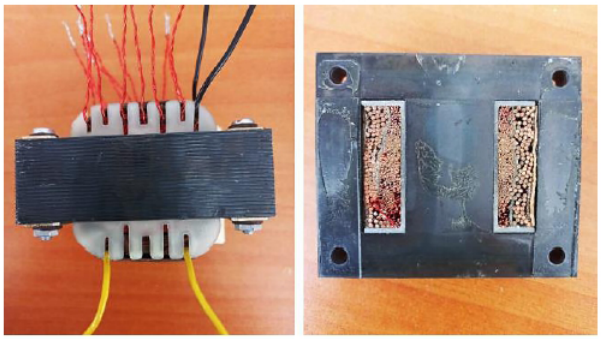
III. MODELO DE ELEMENTOS FINITOS

En la Fig. 3 se muestra la geometría, materiales y mallado del Transformador implementado en el software de elementos finitos Altair Flux 2D [8].

El modelo tiene una calidad de elementos del 90.73% cuenta con 4605 nodos formando 1596 elementos (cuadrados en el núcleo, triangulares en la región de aire y rectangulares para los devanados).

TABLA I. PLACA DE DATOS DEL TRANSFORMADOR

S (VA)	V_1(V)	V_2(V)	I_1(A)	I_2(A)	f (Hz)
120	125	24	0.96	5	60



(a) (b)

Fig. 1. Transformador monofásico de 120 VA. (a) Vista superior. (b) Vista central.

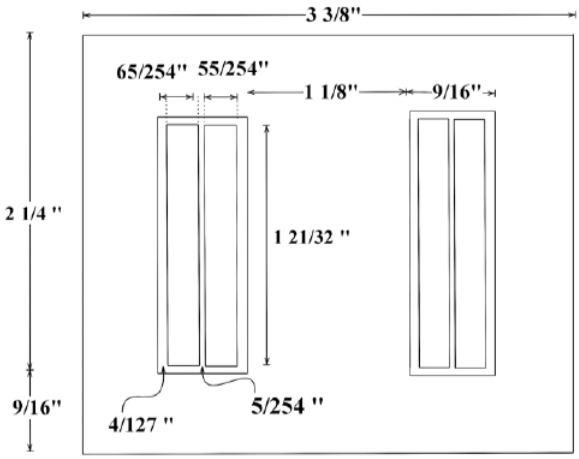
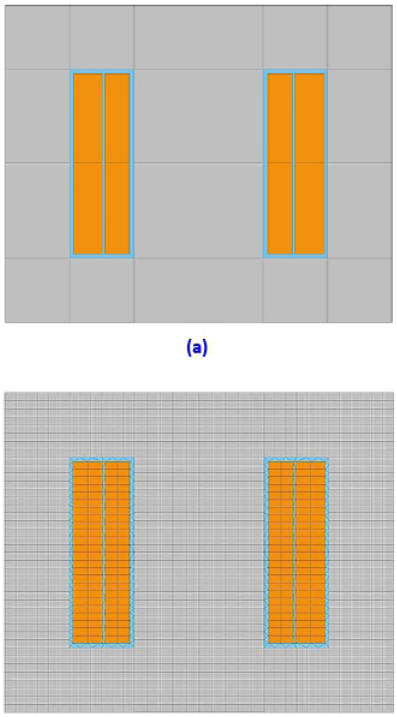


Fig. 2. Dimensiones del transformador monofásico.



(a)

(b)

Fig. 3. Modelo Altair Flux 2D. a) Geometría y materiales. b) Mallado.

La ecuación gobernadora del modelo electromagnético que resuelve Altair Flux 2D se muestra a continuación [9].

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial y}\right)=J_e \qquad (1)$$

Siendo μ la permeabilidad magnética, A es el potencial magnético vectorial con componente solo en z para el modelo en 2D y J_e densidad de corriente. Se utilizó la condición de frontera Dirichlet en el espacio de aire que rodea al transformador, que implica que el flujo magnético no puede cruzar dicha frontera. Por otra parte, la no linealidad magnética en el modelo de elementos finitos se incorpora en

la Ec. (1) a través de la permeabilidad magnética, que a su vez depende de la densidad de flujo magnético.

IV. CÁLCULO DE LA ZONA LINEAL DE LA CURVA B-H

Se realizó el cálculo de la zona lineal dada la curva B-H proporcionada por el fabricante [7]. Se empleo una regresión lineal hasta los puntos donde la curva presentaba irregularidades no lineales, ya que si se calcula únicamente la permeabilidad relativa μ_r para el codo de saturación se estaría despreciando el efecto paulatino de establecimiento de la densidad de flujo magnético para los primeros instantes de la curva. En la Fig. 4 se aprecia la curva lineal y la curva B-H proporcionada por el fabricante [7].

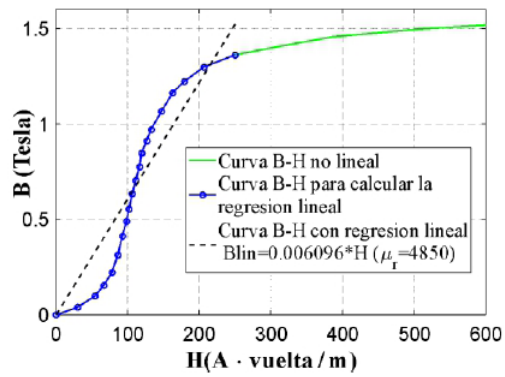


Fig. 4. Curvas B-H.

La regresión lineal se considera centrada en el origen, por lo que únicamente se obtiene un coeficiente $\beta_1 = 0.006096$.

La permeabilidad relativa μ_r queda definida como se muestra en la Ec. (2).

$$\mu_r = \frac{\beta_1}{\mu_o} \tag{2}$$

Siendo $\mu_o = 4\pi x 10^{-7}$ la permeabilidad en el vacío.

A partir de la Ec. (2). se obtiene que $\mu_r = 4{,}850\ TmA^{-1}$. Para la curva no lineal a voltaje nominal el transformador en su pierna central tiene una densidad de flujo magnético de 1.215 T, mientras para la curva lineal a voltaje nominal trabaja a 1.2097 T. Con esto se tiene excelente aproximación al utilizar una permeabilidad relativa de 4,850 TmA^{-1} al modelo no lineal. Además, este valor de permeabilidad ayudará a comparar el modelo lineal por EE y MEF.

V. CONVERSIÓN DE VALORES RMS A VALORES INSTANTÁNEOS

La conversión de valores rms $V - I$ a valores instantáneos $\lambda - i$, es una estrategia que permite trabajar con datos experimentales obtenidos de la prueba de circuito abierto a valores pico al considerar que λ tiene un comportamiento sinusoidal en el transformador, como se muestra en la Ec. (3) [10].

$$\lambda = \lambda_p sin(\theta) \tag{3}$$

El algoritmo consiste en convertir a tramos la curva $V - I$ a $\lambda - i$, los que permite obtener los encadenamientos del flujo λ del transformador respecto una corriente de excitación i, como se muestra en la Fig. 5 [10].

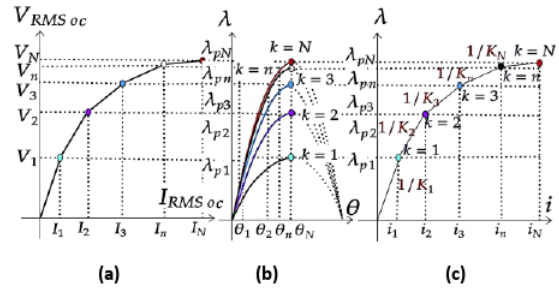


Fig. 5. Transformación de curvas. a) Valores rms. b) Forma sinusoidal del encadenamiento de flujo. c) Curva a valores instantáneos.

Los encadenamientos de flujo pico λ_{pk} se calculan para cada valor V_k de voltaje rms en el punto k de la prueba de circuito abierto, de acuerdo con la siguiente expresión

$$\lambda_{pk} = \frac{\sqrt{2}\,V_k}{w}, k = 0, \ldots, N \tag{4}$$

Siendo w la frecuencia eléctrica angular.

Dadas la Ec. (3) y (4) para un encadenamiento pico k, se obtiene la variación del encadenamiento λ_j en función de la variación del ángulo θ , como se muestra en la Ec. (5).

$$\lambda_j = \lambda_{pk} sin(\theta), 0 \le \theta \le \frac{\pi}{2}, j = 1, \ldots, k \tag{5}$$

Para N puntos muestreados experimentalmente, se tiene la corriente de excitación para el k-enésimo punto, de acuerdo con la Ec. (6) a la Ec. (16). Al resolver la ecuación cuadrática (6) se conocerán cada una de las contantes K para la aproximación a tramos y dada la Ec. (16), al conocer los encadenamientos de flujo pico, se podrá obtener la corriente de excitación pico. Con todo esto se forma la curva $\lambda - i$ de la Fig. 5c.

$$A_k {K_k}^2 + B_k K_k + C_k = 0 \tag{6}$$

$$A_j = \frac{{\lambda_{pk}}^2}{2}\left(t_j - s_j\right) + 2\lambda_{pk}\,\lambda_{pj-1} g_j + {\lambda_{pj-1}}^2\, t_j \tag{7}$$

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

$$B_j = -2i_{pj-1}(\lambda_{pk}\, g_j + \lambda_{pj-1}\, t_j) \quad (8)$$

$$d_j = {i_{pj}}^2 t_j \quad (9)$$

$$t_j = \theta_j - \theta_{j-1} \quad (10)$$

$$g_j = cos(\theta_j) - cos(\theta_{j-1}) \quad (11)$$

$$s_j = \frac{1}{2}\left(sin(2\theta_j) - sin(2\theta_{j-1})\right)) \quad (12)$$

$$\left(\frac{\lambda_{pj}}{\lambda_{pk}}\right) \quad (13)$$

$$\theta_{j-1} = \left(\frac{\lambda_{pj-1}}{\lambda_{pk}}\right) \quad (14)$$

$$C_k = d_k + \sum_{j=1}^{k-1} (A_j {K_j}^2 + B_j K_j + d_j) - \frac{\pi}{2} {I_k}^2 \quad (15)$$

$$i_{pk} = \sum_{j=1}^{k} K_j(\lambda_{pj} - \lambda_{pj-1}) \quad (16)$$

Para $j = 1, \ldots, k\ ;\ 1 \leq k \leq N$

VI. MODELO POR ESPACIO DE ESTADOS DEL TRANFORMADOR MONOFÁSICO

El modelo por espacio de estados se implementó en *MATLAB/Simulink* utilizando los parámetros de la Tabla II los cuales fueron referidos al lado de alto voltaje

A. MODELO LINEAL

1. Primario

La Ec. (17) y la Ec. (18) definen al primario del transformador y quedan en función del encadenamiento de flujo λ_1[5].

$$\frac{d\lambda_1}{dt} = V_1 - r_1 i_1 \quad (17)$$

$$i_1 = \frac{\lambda_1 - \lambda_m}{L_1} \quad (18)$$

Siendo V_1 el voltaje primario, r_1 la resistencia de lado primario, i_1 la corriente primaria, λ_m el encadenamiento de flujo en el núcleo y L_1 la autoinductancia del devanado primario.

2. Secundario

La Ec. (19) y la Ec. (20) define al secundario del transformador y queda en función del encadenamiento de flujo λ'_2 [5].

$$\frac{d\lambda'_2}{dt} = V'_2 - r'_2 i'_2 \quad (19)$$

$$i'_2 = \frac{\lambda'_2 - \lambda_m}{L'_2} \quad (20)$$

Siendo V'_2 el voltaje secundario referido al lado primario, r'_2 la resistencia secundaria referida, i'_2 la corriente secundaria referida y L'_2 la autoinductancia referida del devanado secundario.

3. Núcleo

Con las pruebas de circuito abierto por elementos finitos utilizando la curva B-H no lineal se calculó la inductancia de magnetización L_m que ayuda a implementar la linealidad entre el encadenamiento de flujo del transformador y la corriente de excitación. De esta forma λ_m para el modelo lineal se define en la Ec. (21) [5].

$$\lambda_m = L_m(i_1 + i'_2) \quad (21)$$

Siendo L_m la autoinductancia presente en el núcleo del transformador e $(i_1 + i'_2)$ la corriente de excitación.

4. Condición De Circuito Abierto

La condición de circuito abierto con $i'_2 = 0$ para el modelo lineal de transformador se define como se muestra en la Ec. (22) [5].

$$V'_2 = \frac{L_m}{L_m + L_1}(V_1 - r_1 i_1) \quad (22)$$

B. MODELO NO LINEAL

Del mismo modo que en el modelo lineal por EE se implementó el modelo no lineal en *MATLAB/Simulink* utilizando los parámetros de la Tabla II, los cuales fueron referidos al lado de alto voltaje.

1. Primario

De la misma forma que para el caso lineal, la Ec. (17) y la Ec. (18) definen al primario del transformador para el caso no lineal.

2. Primario

La Ec. (23) define al secundario del transformador y queda en función de la corriente i_2.

$$\frac{di'_2}{dt} = \frac{1}{L'_2}\left(V'_2 - r'_2 i'_2 - \frac{d\lambda_m}{dt}\right) \quad (23)$$

3. Núcleo

Con las pruebas de circuito abierto V-I no lineal de la Fig. 5 se calculó la curva instantánea $\lambda_m - i_m$ con el método de aproximación a tramos, la cual se muestra en la Fig. 6.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

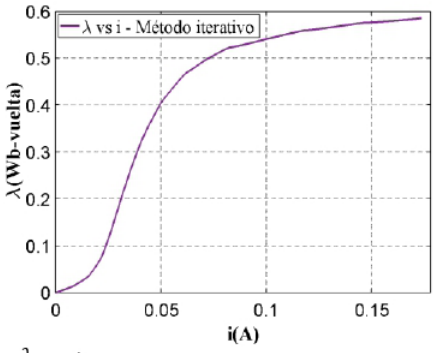


Fig. 6. Curva $\lambda_m - i_m$.

El comportamiento no lineal del núcleo del transformador se modelo por medio de la curva $\lambda_m - i_m$ utilizando el bloque *LookUp Table* de *Simulink*. Este bloque permite por medio de la asignación de una tabla de datos interpolar-extrapolar los valores de salida en función del valor de entrada, como se muestra en la Fig. 7.

A. CONDICIÓN DE CIRCUITO ABIERTO

La condición de circuito abierto con $i'_2 = 0$ para el modelo lineal de transformador se define en la Ec. (24).

$$V'_2 = \frac{d\lambda_m}{dt} \tag{24}$$

Es importante mencionar la diferencia entre la Ec. (22) y (24). La Ec.(22) se obtiene al manipular la Ec. (19), la Ec. (20) y la Ec. (21) con $i'_2 = 0$, llegando a una expresión libre de derivadas, esto es debido a que todos los parámetros son constantes al tener una relación lineal entre λ_m e $(i_1 + i'_2)$, lo que no sucede en la Ec. (24) , ya que $\lambda_m$tiene una relación no lineal respecto a $(i_1 + i'_2)$, por lo que el voltaje V'_2 está en función de la razón de cambio de la señal sinusoidal λ_m.en cada valor pico asignado.

VII. RESULTADOS DE LA PRUEBA DE CIRCUITO ABIERTO

Se realizó la prueba de circuito abierto para el material lineal/no lineal en elementos finitos y EE. El voltaje máximo se llevó a 1.25 veces el voltaje nominal, es decir 156.25 V, las pruebas se realizaron en el lado de bajo voltaje y fueron referidos al alto voltaje. En la Fig. 8 se muestran las pruebas de circuito abierto.

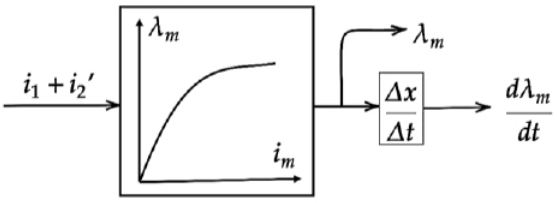


Fig. 7. Implementación del *LookUp Table* para modelar la saturación magnética del transformador.

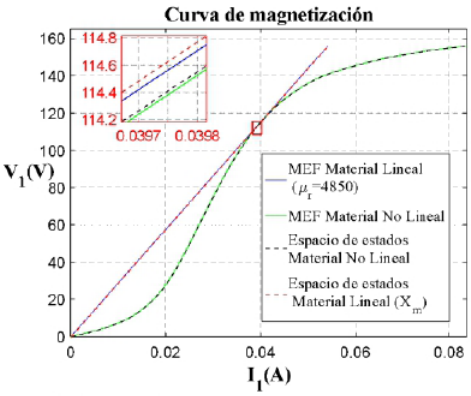


Fig. 8. Prueba de circuito abierto.

La Fig. 8 muestra la excelente aproximación para la prueba de circuito abierto entre el modelo de espacio de estados y elementos finitos. En el enfoque rojo representado en la figura, con una corriente de excitación de 0.039 A, se observa un error relativo del 0.061% en el caso lineal y del 0.034% en el caso no lineal al comparar ambas curvas.

A. PARÁMETROS DEL TRANSFORMADOR POR ELEMENTOS FINITOS.

En la Tabla II se presentan los parámetros del transformador (sin referir) utilizados en el modelo de espacio de estados obtenidos de las pruebas de circuito abierto y cortocircuito del modelo por elementos finitos. Es importante mencionar que en ambos modelos se desprecian las pérdidas por corrientes parásitas e histéresis en el núcleo del transformador.

VIII. RESULTADOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO POR ESPACIOS DE ESTADOS Y MEF

Se realizó la prueba de circuito abierto en el dominio del tiempo al voltaje nominal del transformador para el modelo de espacio de estados y elemento finto. Además, se realizó una comparación entre el modelo por elementos finitos y el de espacio de estados.

A. PARA 125 V DE ALIMENTACIÓN

Para 125 V se aprecia una excelente aproximación entre MEF y EE para la corriente primaria $i_1$de la Fig. 9 y para el voltaje secundario V_2 de la Fig. 10. Además, se muestra la densidad de flujo magnético en la Fig. 11.

TABLA II. PARÁMETROS DEL TRANSFORMADOR

R_1 (Ω)	R_2(Ω)	X_1(Ω)	X_2(Ω)	X_m(Ω)	R_c(Ω)
8.2464	0.304	0.3687	0.013592	2,882.624	∞

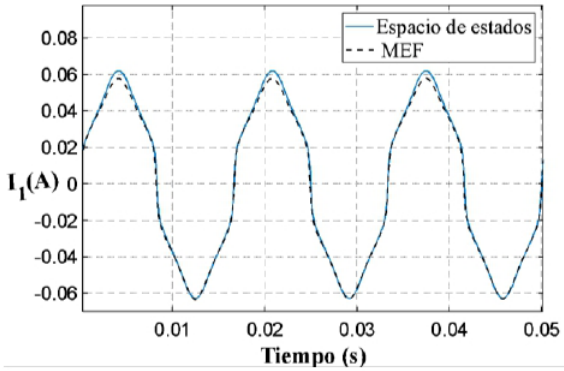


Fig. 9. Corriente primaria en circuito abierto a 125 V.

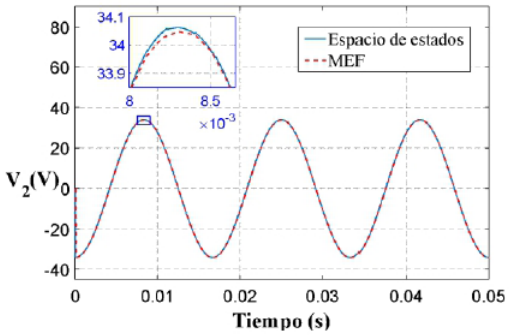


Fig. 10. Voltaje secundario en circuito abierto.

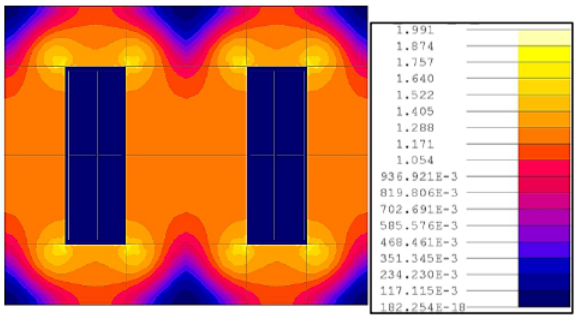


Fig. 11. Densidad de flujo magnético a 1.21 Tesla en la pierna central con 125 V.

B. PARA 156.25 V DE ALIMENTACIÓN

Para 156.25 V se aprecia una muy buena aproximación para la curva de corriente primaria i_1 de la Fig. 12 y para el voltaje secundario V_2 de la Fig. 13. La densidad de flujo magnético se muestra en la Fig. 14.

En la Fig. 12 se aprecia una deformación en la corriente de excitación, situación que no presenta la Fig. 9, donde la corriente intenta mantener un comportamiento sinusoidal, pero al pasar de un voltaje de 125 V a 156.25 V (1.25 veces el voltaje nominal) se tiene un comportamiento cada vez menos sinusoidal [1].

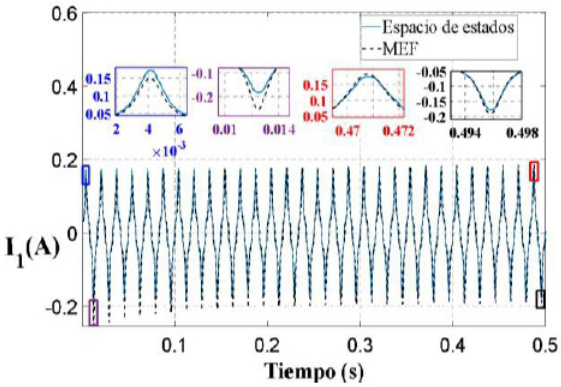


Fig. 12. Corriente primaria en circuito abierto.

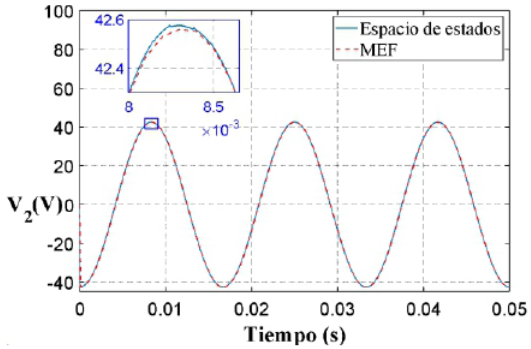


Fig. 13. Voltaje secundario en circuito abierto.

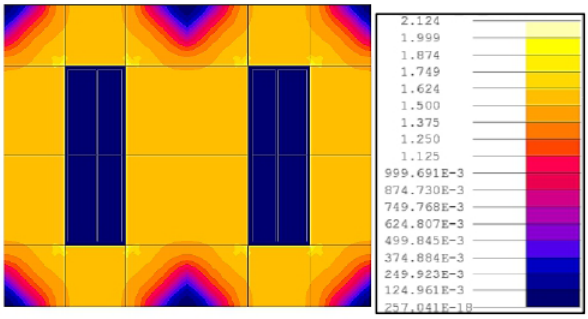


Fig. 14. Densidad de flujo magnético a 1.52 Tesla en la pierna central con 156.25 V.

El voltaje inducido en el secundario del transformador aumenta conforme se incrementa el voltaje aplicado (ver Fig. 10 y Fig. 13) lo que produce un aumento en la densidad de campo magnético en la pierna central del transformador de 1.21 T a 1.52 T (ver Fig.11 y Fig.14), respectivamente, para que esto suceda el transformador necesita demandar una mayor cantidad de corriente de excitación, pero debido a que se encuentra en circuito abierto y a la saturación del material ferromagnético, la demanda de corriente de excitación se encuentra limitada en el orden de los miliamperes a valores rms (ver Fig. 8), por consiguiente, la única forma que tiene el transformador de alcanzar la densidad de campo necesaria es realizando un aumento en los picos de corriente sin afectar significativamente los valores de corriente rms, lo que

provoca una deformación en su forma de onda como se observa en las Fig. 9 y la Fig.12.

C. TIEMPO DE SIMULACIÓN

Para este trabajo se utilizó una computadora Acer de 12 GB de RAM con 8 núcleos de procesamiento. Para la Fig. 8 se redujo el tiempo de simulación en un 87% al pasar del caso no lineal de 40 min por MEF a 5 min por EE. Por otro lado, para la Fig. 9, Fig.10, Fig.12 y Fig.13 se redujo el tiempo de simulación en un 83.33% al pasar de 60 minutos para 125 V y 156.25 V por MEF a 10 min por EE.

D. ERROR RELATIVO DE LA PRUEBA DE CIRCUITO ABIERTO

En la Fig. 15 se muestra el error relativo entre el voltaje y corriente por MEF y EE.

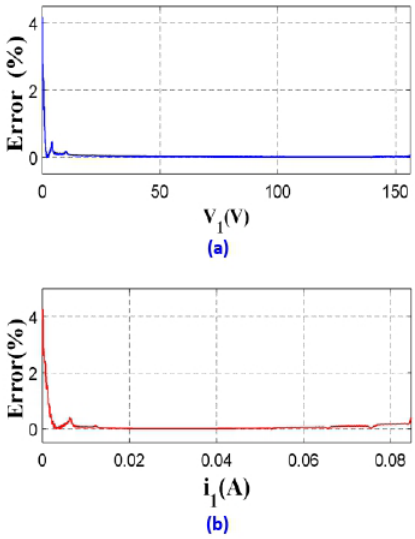


Fig. 15. Error relativo entre MEF y EE. a) Voltaje. b) Corriente.

La Fig. 15 (a) y la Fig. 15 (b) demuestran la excelente aproximación al voltaje y corriente rms de circuito abierto, ya que el error relativo entre ambos gráficos tiende rápidamente a cero, llegando hasta un valor de 0.034 % de error para el voltaje y 0.4 % de error para la corriente.

IX. CONCLUSIÓN

Se comprobó que el modelo por espacio de estados aproxima en gran medida al modelo por elementos finitos al implementar la no linealidad magnética por efectos de saturación en el núcleo del transformador reduciendo el tiempo de simulación en un 80%, obteniendo un error relativo rms para el caso de las corrientes del 0.4%, mientras para el caso de los voltajes se obtuvo un error relativo del 0.034%. Es importante mencionar que la estrategia de transformación a tramos juega un factor relevante para obtener estos resultados, ya que al procesar los datos de las pruebas de circuito abierto y transformarlas con un método iterativo en valores instantáneos adquiere mayor precisión el algoritmo. Las diferencias porcentuales en el modelo de EE respecto al MEF se deben al considerar que el flujo magnético en el transformador mantiene un comportamiento sinusoidal, lo que es una simplificación importante en los modelos de espacio de estados.

REFERENCIAS

[1] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley, JR., S. D. Umans, "Electric Machinery,", ed 7. Avenue of the Americas, New York, NY, 2014, ch 2, pp 63.
[2] B. S. Guru, H. R. Hiziroglu, "Máquinas eléctricas y Transformadores,", ed 3. Oxfor University Press, 2008, ch 4, pp 202.
[3] Hyun-Mo A., Yeon-Ho Oh, Joong-Kyoung K., Je-Sung S., Sung-C. H., "Experimental Verification and Finite Element Anlysis of Short-Circuit Electromagnetic Force For Dry-Type Transformer," IEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, No 2, pp. 18-9464, Feb 2012 , Consultado en Marzo, 2023, DOI: 10.1109/TMAG.2011.2174212.
[4] F. Aboura, A.S. Touhami, A.I. Zama, R. Tahmi, O. Touhami, "Modeling of single-phase core type transformer", 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp.2252-2256, 2014. DOI: 10.1109/ICELMACH.2014.6960498.
[5] V. Katsikis, Ed., MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications - Volume 1. InTech, 2012. DOI: 10.5772/2557.
[6] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", ed 3, Prentice-Hall, Septiembre, 2013, ch 1, pp 10.
[7] Villa Industrias, Av. Chapultepec No. 126, Col Roma Norte C.P 06700, Ciudad de México, México. Disponible en: https://www.villaindustrias.com/index.html.
[8] Altair Flux Engineering. Inc. Disponible en: https://www.altair.com.es.
[9] M. Yazdani-Asrami, M. Taghipour-Gorjikolaie, S. M. Razavi, S. A. Gholamian, "A novel intelligent protection system for power transformers considering possible electrical faults, inrush current, CT saturation and over-excitation", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol.64, pp.1129, 2015, DOI: 10.1016/j.ijepes.2014.08.008.
[10] G. de J. Martínez y F.Clrcl.es, S. Bogarra,"A Novel Methodology to Estimate the Nonlinear Magnetizing Characteristic of Single-Phase Transformers Using Minimum Information", IEEE Transactions on Power Delivery, vol.37, no.4, pp.2503-2513, 2022, DOI: 10.1109/TPWRD.2021.3111709.

BIOGRAFÍAS

ABRAHAM GARCÍA LEGORRETA En 2022, recibió el grado de Licenciado en Ingeniería Eléctrica por la UAM-AZC. Actualmente se encuentra realizando estudios de posgrado en la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electromagnética en la UAM-AZC.

VICTOR MANUEL JIMÉNEZ MONDRAGÓN En 2009, obtuvo el grado de. Licenciado en Ingeniería Eléctrica por la UAM-AZC. En 2017, obtuvo el grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica por la UNAM. En 2017 obtiene el grado de Doctor en Ingeniería por la UNAM. Actualmente trabaja en el departamento de energía en la UAM AZC como profesor-investigador de tiempo completo.

FELIPE DE JESÚS GONZÁLEZ MONTAÑEZ En 2009, recibió el grado de. Licenciado en Ingeniería Eléctrica por la UAM-AZC. En 2011, obtuvo el grado en Maestro en ciencias por el CINVESTAV-IPN. En 2021, obtiene el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica por la UNAM. Actualmente trabaja en el departamento de energía en la UAM AZC como profesor-investigador de tiempo completo.

JUAN CARLOS OLIVARES GALVÁN En 2003, obtuvo el grado de doctor en el CINVESTAV. En 1998 fue estudiante visitante en Virginia Tech, E.U. y en 2014 profesor visitante en University of Alberta, Edmonton, Canadá. Trabajo por 8 años en la fabricación de transformadores como Ing. de diseño. Actualmente trabaja en el departamento de energía en la UAM AZC como profesor-investigador de tiempo completo.

DAVID ARAGÓN VERDUZCO En 2008, recibió el grado de. Licenciado en Ingeniería Eléctrica por la UAM-AZC. En 2016, obtuvo el grado en Maestro en Ingeniería eléctrica por la UNAM. En 2021, obtiene el grado de Doctor en Ingeniería por la UNAM. Ha trabajado en el sector industrial en el área R&B en diferentes empresas fabricantes de motores y transformadores. Actualmente trabaja en el departamento de energía de la UAM- AZC. Es miembro de la IEEE.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

Estimación Paramétrica de Vibraciones en Motores Síncronos de Imanes Permanentes

ALEXIS CASTELÁN PÉREZ[1], FRANCISCO BELTRÁN CARBAJAL[2*], IVÁN DE JESÚS RIVAS CAMBERO[1], JUAN EDUARDO ESQUIVEL CRUZ[1], DAVID MARCOS ANDRADE[1].

[1]Universidad Politécnica de Tulancingo, Departamento de Posgrado. Tulancingo de Bravo, Hidalgo, México.
[2]Universida Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Departamento de Energía. Ciudad de México, México.
*Autor de Correspondencia: fbeltran@azc.uam.mx

RESUMEN En el presente artículo se describe el diseño de un estimador de torque de carga vibratorio aplicado a un motor síncrono de imanes permanentes. Se hace uso del método de estimación algébrica en donde se considera que se conocen los parámetros de la dinámica de los subsistemas eléctrico y mecánico del motor eléctrico. En el diseño del estimador se asume que los parámetros del motor son constantes. Además, se presenta el desarrollo de un controlador que hace uso de la estimación del torque de carga vibratorio para mejorar el seguimiento de trayectorias de referencia planteadas para la velocidad angular del motor. La inclusión de la estimación del torque de carga vibratorio asegura una robustez del controlador respecto a dinámicas no modeladas. Se realiza la simulación del estimador en dos casos, en cada uno se tiene parámetros dinámicos del motor y torques de carga diferentes para mostrar el funcionamiento del estimador.

PALABRAS CLAVE — Estimación algebraica, torque de carga, polinomios de Taylor.

I. INTRODUCCIÓN

La estimación de parámetros en sistemas dinámicos ha sido un tema de investigación que se ha abordado en diversas máquinas eléctricas rotatorias. Las aplicaciones de la estimación de dichos parámetros pueden ser para sistemas de control, identificación de sistemas, validación de modelos dinámicos [1]. En este contexto, el Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM) es objeto de diversos trabajos de investigación para la estimación de sus parámetros. En [2] proponen la estimación de los parámetros del motor, al mismo tiempo se hace la estimación de los parámetros de una transmisión acoplada al motor por medio de Mínimos Cuadrados Recursivo para la identificación del sistema y detección de fallas. Otra técnica de estimación se usa en [3], Algoritmo de Proyección Afín (APA), en ese trabajo se incluye tanto simulaciones como trabajo experimental. Por otro lado, en [4] se implementa la estimación con un APA en donde incluye la estimación del torque de carga que en este trabajo se propone como constante. En [5] se usa un Filtro de Kalman Extendido para hacer la estimación, al igual que en [6]. En este segundo caso se incluye la estimación del torque de carga, sin embargo, de nueva cuenta se propone como constante.

Existen también trabajos en los que se usan observadores para poder hacer la estimación de ciertos parámetros del motor, como es el caso de [7]. Se centran en la aproximación de las inductancias del eje directo y eje de cuadratura haciendo mediciones en la corriente. También se puede encontrar el uso de un observador para estimar parámetros en [8], con la excepción de que en este se centran en la resistencia del estator. En [9] proponen un controlador de velocidad Proporcional-Integral, en donde por medio del mismo controlador se hace la estimación del torque de carga variable sin la necesidad de observadores de perturbaciones o estimadores paramétricos adicionales.

La aplicación de la inteligencia artificial se puede encontrar de igual forma en la estimación de parámetros como es el caso de [10], donde usan redes neuronales para aproximar dichos parámetros y usarlos para controlar la velocidad angular del motor.

El Método Algebraico de estimación de parámetros detallado en [11] puede ser aplicado al PMSM como lo reportan en [12], en donde se hace la estimación de forma experimental del PMSM en uno de sus ejemplos. Otro caso en el que se aplica este método es en [13], se detalla la estimación de los parámetros eléctricos y mecánicos del motor incluyendo el torque de carga que se considera constante, además de que implementa un reinicio del método para detectar las variaciones en los parámetros. En [14] proponen la estimación de parámetros y del torque variable de un motor Shunt DC por medio de un Método Algebraico. Se asume que el torque de carga puede representarse como un polinomio de Taylor de *n-ésimo* orden en un pequeño intervalo de tiempo.

Basado en lo reportado en la literatura, existen varios trabajos relacionados a la estimación de torque de carga del PMSM, sin embargo, en su mayoría se propone como constante. Esto puede ser una limitante para la aplicación de

los métodos de estimación cuando el motor está acoplado a un sistema mecatrónico. Tal como se menciona en [15], las aplicaciones del PMSM van desde en la industria pasando por su uso en el hogar; siendo más específico su uso se encuentra en robótica, servomotores de AC, refrigeradores, lavadoras, aspiradoras, vehículos eléctricos, entre otros.

Particularmente, en el caso de su aplicación en vehículos eléctricos se tienen variaciones de torque de carga aplicados al motor en función de diversos parámetros de la transmisión, de la carrocería e incluso del terreno. La estimación del torque de carga conlleva a un mejor control del motor, sin hacer uso de sensores de torque lo que a su vez reduce el precio de los vehículos y a su vez implica el aumento de la electromovilidad.

En el presente artículo se presenta el diseño de un estimador de torque de carga vibratorio aplicado a un PMSM usando un Método Algebraico. Para ello se considera que se puede aproximar el torque como una función polinomial en pequeños intervalos de tiempo. Se plantea la estimación en lazo cerrado diseñando un controlador en dos etapas que hace uso de la estimación del torque para el seguimiento de trayectorias de referencia para la velocidad angular del motor. Se proponen dos casos de estudio en simulación computacional para comprobar el funcionamiento del estimador en sistemas con parámetros y torques de carga diferentes.

II. ESTRUCTURA GENERAL DEL DOCUMENTO

A. ESTIMACIÓN DE VIBTACIONES DE TORQUE

Usando como punto de partida el trabajo desarrollado en [14], el primer paso para hacer el desarrollo del Método Algebraico de estimación de parámetros es disponer de un modelo dinámico en tiempo continuo. La dinámica del PMSM en el marco de referencia $dq0$ está representado por:

$$L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - L_q n_p i_q \omega = u_d \tag{1}$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + L_d n_p i_d \omega + n_p \lambda_m \omega = u_q \tag{2}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + b\omega + \tau_L = \frac{3n_p}{2}\left[\lambda_m i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right] \tag{3}$$

Donde L_d y L_q son las inductancias de los ejes directo y de cuadratura respectivamente, R_s es la resistencia del estator, n_p es el número de pares de polos, λ_m es el flujo magnético del imán permanente, J y b son el momento de inercia y el factor de amortiguamiento viscoso respectivamente. τ_L es el torque de carga al que está sometido el motor. Las variables de estado del motor son: i_d e i_q que son las corrientes del eje directo y el de cuadratura respectivamente, y ω que es la velocidad angular del motor. Las entradas de control son u_d para el eje directo y u_q para el eje de cuadratura.

Se establece que tanto los parámetros del subsistema eléctrico como los del subsistema mecánico son constantes. De esta manera, para la estimación del torque de carga solo se considera la Ec. (3). Como se mencionó anteriormente, se considera que el torque de carga τ_L se puede aproximar localmente en un intervalo pequeño de tiempo como un polinomio de Taylor [14] de la forma:

$$\tau_L \approx \sum_{k=0}^{n} p_k (t - t_i)^k \tag{4}$$

Donde t es el tiempo, t_i el tiempo inicial de la estimación, p_k son los coeficientes del polinomio los cuales se tienen que estimar. Despejando τ_L de la Ec. (3) y reemplazando la Ec. (4) se obtien:

$$\begin{aligned} &\frac{3n_p}{2}\left[\lambda_m i_q + \left(L_d - L_q\right) i_d i_q\right] \\ &\qquad -J\frac{d\omega}{dt} - b\omega = \sum_{k=0}^{n} p_k (t - t_i)^k \end{aligned} \tag{5}$$

El siguiente paso es multiplicar la Ec. (5) por $t - t_i$, esto para eliminar la dependencia en las condiciones iniciales del sistema. Una vez hecho el paso anterior se debe de integrar la expresión resultante respecto al tiempo para eliminar las derivadas presentes, lo que resulta en

$$\sum_{k=0}^{n} p_k \int_{t_i}^{t} (t - t_i)^{k+1}\, dt = \Lambda \tag{6}$$

Donde:

$$\begin{aligned} \Lambda = \frac{3n_p}{2}&\left[\lambda_m \int_{t_i}^{t} (t - t_i) i_q\, dt + \left(L_d - L_q\right) \int_{t_i}^{t} (t - t_i) i_d i_q\, dt\right] \\ &-J\left[(t - t_i)\omega - \int_{t_i}^{t} \omega\, dt\right] - b\int_{t_i}^{t} (t - t_i)\omega\, dt \end{aligned}$$

Se necesita generar un sistema de ecuaciones a partir de la Ec. (6), donde el número de ecuaciones necesarias para resolver el sistema está determinado por el orden el polinomio de Taylor propuesto. Para obtener el número de ecuaciones requeridas es necesario integrar n veces la Ec. (6), la cual se puede representar de forma matricial como

$$A\theta = B \tag{7}$$

donde θ es el vector de parámetros y los elementos de las matrices son

$$\begin{aligned} a_{1,j} &= \int_{t_i}^{t} (t - t_i)^j\, dt, & b_1 &= \Lambda \\ a_{i,j} &= \int_{t_i}^{t} a_{i-1,j}\, dt, & b_i &= \int_{t_i}^{t} b_{i-1}\, dt \end{aligned}$$

con $i = 2, 3, 4, \cdots, n + 1$ y también $j = 1, 2, 3, \cdots, n + 1$.

A continuación, se debe de resolver el sistema de ecuaciones (7); existen diversos métodos para poder hacerlo, pero en esta ocasión se usa la Regla de Cramer con algunas modificaciones.

$$\hat{p}_{j-1} = \frac{sgn(\Delta_j)}{sgn(\Delta)} \frac{\int_{t_i}^{t} e^{-\gamma(t-t_i)}|\Delta_j|\, dt}{\int_{t_i}^{t} e^{-\gamma(t-t_i)}|\Delta|\, dt} \tag{8}$$

donde $\Delta = \det(A)$ y Δ_j son los determinantes de las matrices modificadas de A. Aquí, la notación $\hat{p}_{j-1}$ se usa para indicar los parámetros estimados de la representación polinomial del torque vibratorio en una ventana de tiempo suficientemente pequeña. La función sgn se usa para determinar el cambio de signo en los coeficientes $\hat{p}_{j-1}$, la cual se define como:

$$sgn(\beta) = \begin{cases} 1, & \beta \geq 0 \\ -1, & \beta < 0 \end{cases}$$

La integración del valor absoluto de los determinantes se hace para evitar posibles singularidades cuando la función Δ pasa por cero. Por otro lado, la multiplicación del absoluto de los determinantes por $e^{-\gamma(t-t_i)}$ se usa como filtro y además a que el resultado converja más rápido mientras γ sea positiva.

B. CONTROLADOR DEL MOTOR

Con la intención de usar la estimación de las vibraciones para mejorar el seguimiento de trayectorias de velocidad del motor en lazo cerrado, se propone un controlador que siga trayectorias de referencia en dos etapas basado en el presentado en [16]. La primera etapa del controlador es un controlador con acción Proporcional-Integral (PI) para regular la corriente en el eje directo i_d. Partiendo de la Ec. (1) se propone una variable auxiliar v_d en el desarrollo del controlador como

$$v_d = \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q n_p}{L_d} i_q \omega + \frac{1}{L_d} u_d \tag{9}$$

Se propone el controlador de la familia PI como

$$v_d = -k_{p,d} e_d - k_{i,d} \int_0^t e_d \; dt \tag{10}$$

donde

$$e_d = i_d - i_d^*, \qquad \frac{de_d}{dt} = \frac{di_d}{dt}$$
$$i_d^* = 0.01 \sin(t)$$

En el presente estudio se utiliza la trayectoria de referencia i_d^* para la señal de la corriente eléctrica en el eje de cuadratura i_d. Se establece como una senoidal ya que la metodología empleada para la estimación paramétrica de vibraciones presentada en este trabajo se puede expandir para hacer la estimación de los parámetros del motor y para ello es necesario establecer variaciones suaves en los estados del sistema. En trabajos como [9] se establece la referencia del controlador para la corriente del eje directo como $i_d^* = 0$ para que el torque electromecánico, que es el segundo miembro de la Ec. (3), sea proporcional a i_q. Como se observa en el valor de i_d^*, su amplitud es muy pequeña así que esta puede ser despreciable y con ello el torque electromagnético es proporcional a i_q. Derivando la Ec. (10) se tiene

$$\frac{d^2 e_d}{dt^2} + k_{p,d} \frac{de_d}{dt} + k_{i,d} e_d = 0 \tag{11}$$

Para establecer el valor de las ganancias del controlador se propone un sistema de referencia de segundo orden para la dinámica del error e_d en lazo cerrado como:

$$\frac{d^2 e_d}{dt^2} + 2\omega_n \zeta \frac{de_d}{dt} + \omega_n^2 e_d = 0$$

Con el cual se compara con la Ec. (11) para establecer el valor de las ganancias. Así que $k_{p,d} = 2\omega_n \zeta$ y $k_{i,d} = \omega_n^2$, con $\omega_n,\ \zeta > 0$. Entonces la entrada de control está dada por

$$u_d = L_d v_d + R_s i_d - L_q n_p i_q \omega \tag{12}$$

Recordando que se tiene conocimiento de los valores de los parámetros del sistema, así que se pueden aplicar sin problemas en el controlador.

En la segunda etapa se propone un controlador del tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) para la entrada de control u_q. Para comenzar la Ec. (3) se deriva respecto al tiempo, teniendo en cuenta que $i_d \approx 0$. Así, tenemos que:

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{3 n_p \lambda_m}{2J} \frac{di_q}{dt} - \frac{b}{J} \frac{d\omega}{dt}$$

Ahora se sustituye el valor de $d\omega/dt$ y de di_q/dt a partir de las Ecs. (2) y (3).

$$\begin{aligned} \frac{d^2\omega}{dt^2} = {} & \frac{3 n_p \lambda_m}{2J} \left[-\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{n_p \lambda_m}{L_q} \omega + \frac{1}{L_d} u_q \right] \\ & - \frac{b}{J} \left[\frac{3 n_p \lambda_m i}{2J} i_q - \frac{b}{J} \omega - \frac{1}{J} \tau_L \right] \end{aligned} \tag{13}$$

En este caso también se emplea una variable auxiliar para el desarrollo del controlador:

$$v_q = \frac{d^2\omega}{dt^2} \tag{14}$$

Teniendo la equivalencia de la Ec. (14) se propone el controlador PID:

$$v_q = \frac{d^2 e_\omega}{dt^2} - k_{d,q} \frac{de_\omega}{dt} - k_{p,q} e_\omega - k_{i,q} \int_0^t e_\omega \; dt \tag{15}$$

donde

$$e_\omega = \omega - \omega^*, \qquad \frac{de_\omega}{dt} = \frac{d\omega}{dt}$$

Derivando la Ec. (15) se obtiene:

$$\frac{d^3 e_\omega}{dt^3} - k_{d,q} \frac{d^2 e_\omega}{dt^2} - k_{p,q} \frac{de_\omega}{dt} - k_{i,q} e_\omega = 0 \tag{16}$$

Para seleccionar las ganancias del controlador se propone un polinomio estable del mismo orden de la derivada más alta de la Ec. (16) de la forma

$$P(s) = (s+p)^3 = s^3 + 3ps^2 + 3p^2 s + p^3$$

Con lo anterior se puede establecer que

$$k_{i,q} = p^3, \qquad k_{p,q} = 3p^2$$
$$k_{d,q} = 3p \tag{17}$$

El siguiente paso es despejar u_q de la Ec. (13).

$$u_q = \frac{2JL_q}{3n_p\lambda_m} v_q + R_s i_q + n_p\lambda_m\omega + \frac{bL_q}{J} i_q - \frac{2b^2L_q}{3Jn_p\lambda_m}\omega - \frac{2bL_q}{3Jn_p\lambda_m}\hat{\tau}_L \tag{18}$$

donde $\hat{\tau}_L$ es el torque de carga estimado.

C. CASO DE ESTUDIO 1

Se proponen los parámetros de la Tabla I, obtenidos de la literatura [17], para realizar la simulación de la dinámica del PMSM.

El torque propuesto está definido por la expresión

$$\tau_L = [0.6\sin(t) - 0.2\cos(1.5t) + 1]\, Nm \tag{19}$$

Para hacer la estimación se propone que se puede representar el torque mostrado en la Ec. (19) con un polinomio de Taylor de primer orden ($n = 1$), así que la Ec. (4) se reescribe como:

$$\tau_L \approx p_0 + p_1(t - t_i)$$

La trayectoria de referencia que debe de seguir el motor está determinada por un polinomio de Bézier [16] definido como:

$$\omega^* = \begin{cases} \omega_{1,1}, & 0 \le t < t_{1,1} \\ \omega_{1,2} + (\omega_{1,2} - \omega_{1,1})\varphi, & t_{1,1} \le t < t_{1,2} \\ \omega_{1,2}, & t > t_{1,2} \end{cases} \tag{20}$$

con

$$\varphi = \sum_{i=1}^{3} r_i \left(\frac{t - t_{1,1}}{t_{1,2} - t_{1,1}}\right)^{2+i}$$

donde $\omega_{1,1} = 0$, $\omega_{1,2} = 100\, rad/s$, $t_{1,1} = 0\, s$, $t_{1,2} = 20\, s$, $r_1 = 10$, $r_2 = -15$ y $r_3 = 6$.

Las ganancias del controlador en dos etapas se pueden ver en la Tabla II. Recordando que la sintonización del controlador se hace por medio de ω_n, ζ y p. La simulación se realiza en un intervalo de tiempo de 0 a 20 s, el método numérico usado es Runge-Kutta de 4° orden con un paso fijo de $1 \times 10^{-4}\, s$. El parámetro del estimador γ se configura con el valor de 20. El voltaje u_d se puede ver en la Fig. 1(a). Se observa que su magnitud es menor en comparación con u_q porque esta entrada de control se encarga de que la corriente del eje directo siga la trayectoria de referencia i_d^*. Para el caso del voltaje u_q, mostrado en la Fig. 1(b), se puede ver que tiene una variación mayor que en el caso de u_d ya que este es el que ayuda a que se llegue a la referencia de velocidad ω^*. En la Fig. 1(c) se observa la corriente i_d junto con su trayectoria de referencia, la cual puede seguir sin dificultades. Por último, en la Fig. 1(d) se muestra la corriente i_q la cual presenta oscilaciones debido al torque de carga propuesto en la Ec. (19).

Pasando ahora con la velocidad del PMSM, que se muestra su respuesta en la Fig. 2, se observa que puede seguir la trayectoria de referencia de velocidad propuesta en la Ec. (20). En la ampliación mostrada se aprecia que se tiene un error notable en el intervalo de 0 a 0.2 s esto se debe a que la estimación del torque tiene un pequeño retraso que para este caso es de 0.15 s. Teniendo en cuenta que el Método Algebraico estima el torque de carga en pequeños intervalos de tiempo para poder detectar las variaciones. Con lo anterior se puede decir que en el intervalo de 0 a 0.15 s se hace la primera estimación del torque, pero se ve reflejado en el intervalo de 0.15 a 0.3 y así sucesivamente.

TABLA I. PARÁMETROS USADOS PARA EL CASO 1.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_s	$0.56\,\Omega$	n_p	3
L_d	$48\, mH$	b	$0.0001\, Nms$
L_q	$64\, mH$	J	$0.0021\, kg\, m^2$
λ_m	$0.82\, Wb$		

TABLA II. PARÁMETROS DEL CONTROLADOR PARA EL CASO 1.

Parámetro del Controlador	Valor
ω_n	$10\, rad/s$
ζ	0.9
p	80

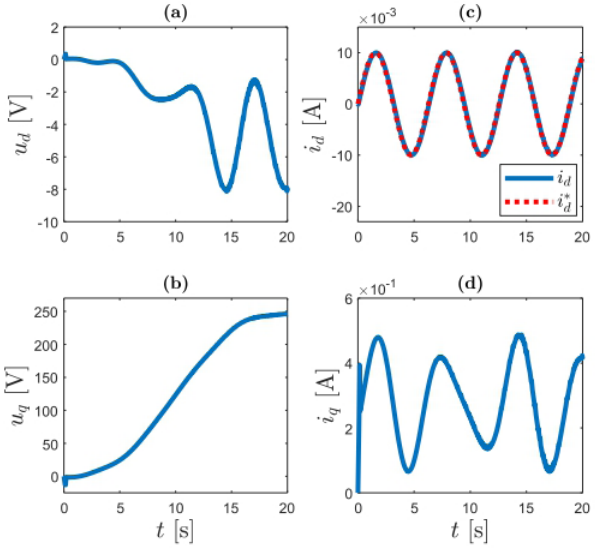


Fig. 1. Entradas y salidas del PMSM en Caso 1: **(a)** voltaje del eje directo, **(b)** voltaje del eje de cuadratura, **(c)** corriente del eje directo, **(d)** corriente del eje de cuadratura.

En la Fig. 3 se observa una comparación entre el torque de carga propuesto τ_L y el estimado $\hat{\tau}_L$, se puede observar el pequeño retraso en la estimación. Cabe resaltar que existen pequeñas variaciones en la estimación que son más visibles en los mínimos y máximos, esto se debe a que es posible que el orden del polinomio de Taylor propuesto para aproximar τ_L no es capaz de representarlo de forma adecuada.

D. ESTIMACIÓN DE VIBTACIONES DE TORQUE

Se plantea hacer la estimación del torque de carga a un PMSM que cuenta con los parámetros mostrados en la Tabla III, se usan parámetros encontrados en la literatura [18].

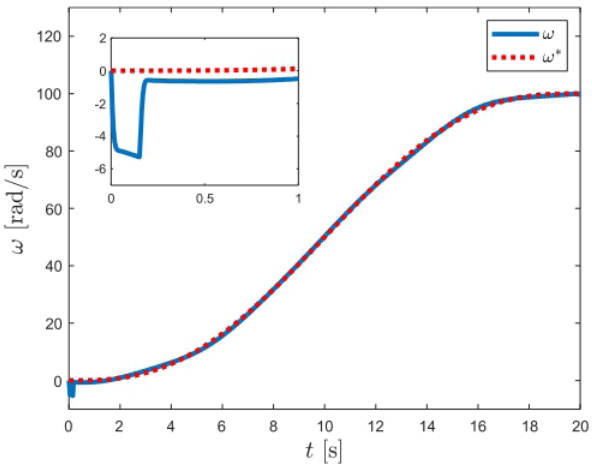


Fig. 2. Seguimiento de la trayectoria de velocidad del PMSM en Caso 1.

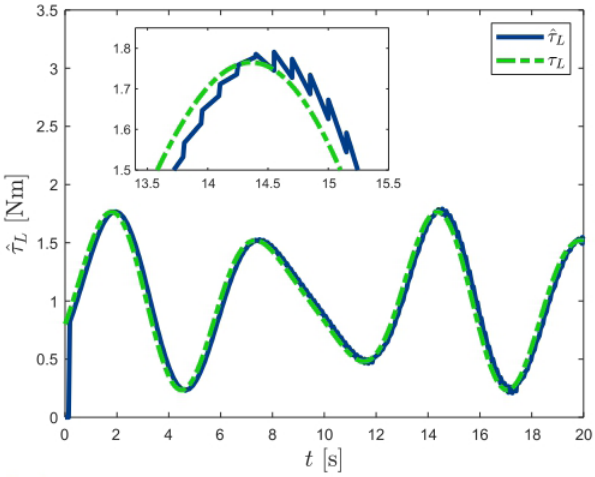


Fig. 3. Comparación de la estimación del torque de carga con el propuesto para Caso 1.

TABLA III. PARÁMETROS USADOS PARA EL CASO 2.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_s	$0.05\ \Omega$	n_p	2
L_d	$2\ mH$	b	$0.0003\ Nms$
L_q	$2\ mH$	J	$0.033\ kg\ m^2$
λ_m	$0.33\ Wb$		

El torque de carga que se propone para este caso está representado por la siguiente expresión:

$$\tau = [4\cos(0.2t) + 1.2\cos(0.5) + 8]\ Nm \qquad (21)$$

Para hacer una representación con variaciones más suaves se plantea la aproximación del torque de carga como un polinomio de tercer orden ($n = 3$), así que

$$\tau_L \approx p_0 + p_1(t - t_i) + p_2(t - t_i)^2 + p_3(t - t_i)^3$$

La trayectoria de referencia de velocidad se representa como

$$\omega^* = \begin{cases} \omega_{2,1}, & 0 \le t < t_{2,1} \\ \omega_{2,1} + (\omega_{2,2} - \omega_{2,1})\varphi_1, & t_{2,1} \le t < t_{2,2} \\ \omega_{2,2} + (\omega_{2,3} - \omega_{2,2})\varphi_2, & t_{2,2} \le t < t_{2,3} \\ \omega_{2,3} + (\omega_{2,4} - \omega_{2,3})\varphi_3, & t_{2,3} \le t < t_{2,4} \\ \omega_{2,4}, & t > t_{2,4} \end{cases} \qquad (22)$$

con

$$\varphi_j = \sum_{i=1}^{3} r_i \left(\frac{t - t_{2,j}}{t_{2,j+1} - t_{2,j}}\right)^{2+i}$$

donde $j = 1, 2, 3$, $\omega_{2,1} = 0$, $\omega_{2,2} = 150\ rad/s$, $\omega_{2,3} = 200\ rad/s$, $\omega_{2,4} = 125\ rad/s$, $t_{2,1} = 0$, $t_{2,2} = 10\ s$, $t_{2,3} = 25\ s$ y $t_{2,4} = 60\ s$. Las ganancias del controlador para este segundo caso se pueden observar en la Tabla IV.

Se realiza la simulación en un intervalo de 0 a 60 s, el método numérico, así como el paso de integración son los mismos que en caso anterior. Se modifica el parámetro γ del estimador, en este caso se establece con el valor de 30. El intervalo en el que se hace la estimación se aumentó a 0.25 s para poder estimar de mejor forma las variaciones presentes. Las señales eléctricas simuladas se pueden ver en la Fig. 4, siendo más específico se puede ver en las Fig. 4(a-b) los voltajes de los ejes $d - q$ respectivamente, mientras que en las Fig. 4(c-d) se observan sus corrientes.

Como se puede ver en la Fig. 4(c) la corriente i_d sigue sin problemas la referencia de trayectoria que se propuso. Para este caso como en el anterior, no es realmente necesario que se tenga que establecer una referencia que oscile o varie respecto al tiempo en la corriente i_d para realizar la estimación del torque de carga, pero en caso de que también se desee estimar los parámetros presentes en la ecuación del eje directo sería necesario que esta corriente no sea constante.

TABLA IV. PARÁMETROS DEL CONTOLADOR PARA EL CASO 2.

Parámetro del Controlador	Valor
ω_n	$35\ rad/s$
ζ	1.2
p	100

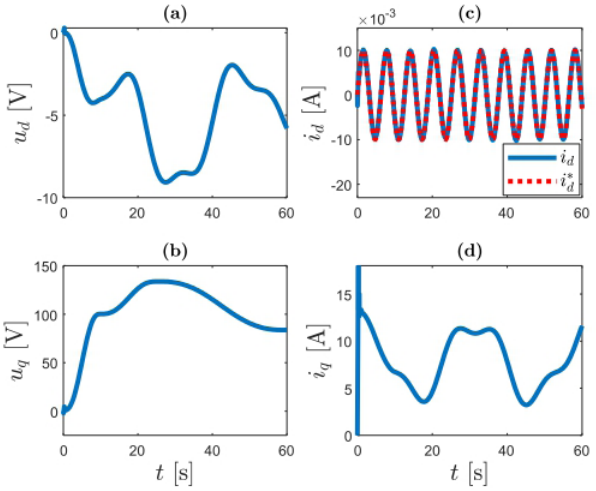


Fig. 4. Entradas y salidas del PMSM en Caso 2: **(a)** voltaje del eje directo, **(b)** voltaje del eje de cuadratura, **(c)** corriente del eje directo, **(d)** corriente del eje de cuadratura.

El control de velocidad para el segundo caso se puede ver la Fig. 5, al igual que en el caso anterior se observa que el controlador puede seguir con pocas dificultades la trayectoria de referencia propuesta en la Ec. (22). En la ampliación de la gráfica, se observa que existe un error de 0 a 0.25 s, el cual se debe a que en este intervalo de tiempo aún no se tiene el valor estimado del torque de carga.

Como se muestra en la Fig. 6, el polinomio de Taylor de tercer orden propuesto para la estimación del torque de carga lo representa de buena forma, sin embargo, se puede ver que casi al inicio de la simulación se tiene un pico en la estimación. Si se observa la ampliación de la gráfica en la Fig. 5, en el tiempo en el que ocurre el pico ($t \approx 0.5\ s$) se puede ver que se tiene un pequeño incremento de la velocidad en ese punto. Una forma de eliminar o atenuar picos como el mostrado en la Fig. 5, es realizando un filtraje o acondicionamiento del torque estimado antes de ingresarlo al controlador de seguimiento de trayectorias de velocidad angular. Además del pico señalado anteriormente, se observa un pequeño error, en el intervalo de 2 a 10 s, que en términos generales no provoca un error en el seguimiento de la trayectoria de velocidad al no haber cambios abruptos en el torque de carga estimado.

III. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolla la estimación del torque de carga vibratorio en un PMSM con dos casos de estudio para el control de seguimiento de trayectorias de velocidad angular. Como se muestra en el desarrollo de este trabajo, el estimador algebraico de torque de carga vibratorio aproxima de buena forma los torques propuestos en ambos casos de estudio. En el primer caso se observa que se presentan pequeñas variaciones de la estimación cuando se llega a un punto mínimo o máximo de la función propuesta del torque. Lo anterior se debe al hecho de que es necesario un polinomio de Taylor de un mayor orden para poder aproximar el toque de carga. Para el segundo caso se propone un polinomio de Taylor de tercer orden el cual ayuda a reducir las variaciones en la estimación cuando se llega a un mínimo o máximo de la función propuesta. También en este caso se observa que se tiene un error en los primeros instantes de la estimación del torque de carga, lo que se presenta como un pequeño pico en la velocidad del motor.

En ambos casos se sigue de buena forma las referencias de trayectoria tanto de la corriente del eje directo como de la velocidad angular del motor. En el caso del control de velocidad para ambos casos, se puede observar en los primeros instantes que antes de que se obtenga una estimación del torque de carga hay un error visible en el seguimiento de la trayectoria de referencia. Esto hace evidente la importancia del conocimiento o la estimación del torque de carga en el control del motor, lo que conlleva a una mejor operación de los sistemas a los que se acopla.

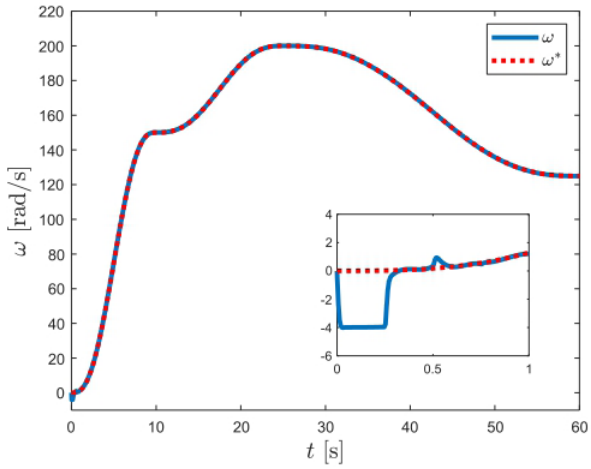


Fig. 5. Seguimiento de la trayectoria de velocidad del PMSM en Caso 2.

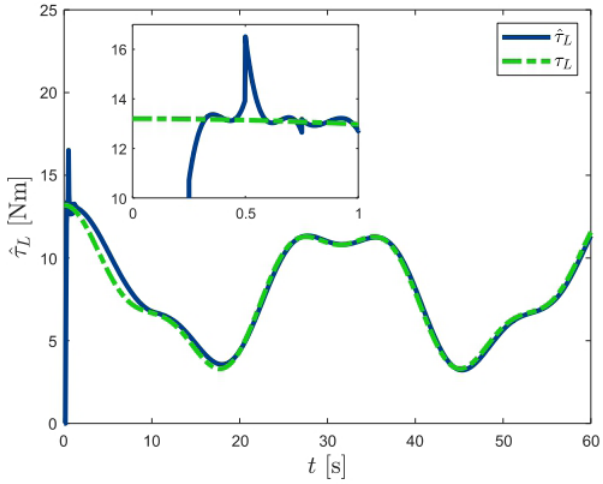


Fig. 6. Comparación de la estimación del torque de carga con el propuesto para Caso 2.

IV. AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a los revisores designados a este trabajo, por su revisión, comentarios y recomendaciones para mejorar la calidad del artículo. De igual forma agradecen al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por el apoyo proporcionado para el desarrollo de este trabajo.

REFERENCIAS

[1] Ini Isermann, R., & Münchhof, M. (2010). Introduction. Identification of Dynamic Systems, 1–32. doi:10.1007/978-3-540-78879-9_1.

[2] Purbowaskito, W., Wu, P. Y., & Lan, C. Y. (2022). Permanent magnet synchronous motor driving mechanical transmission fault detection and identification: A model-based diagnosis approach. Electronics, 11(9), 1356.

[3] M. S. Rafaq, F. Mwasilu, J. Kim, H. H. Choi, and J. W. Jung, "Online parameter identification for model-based sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 6, pp. 4631–4643, Jun. 2017.

[4] M. S. Rafaq, S. A. Q. Mohammed, and J. W. Jung, "Online Multiparameter Estimation for Robust Adaptive Decoupling PI controllers of an IPMSM drive: variable regularized APAs," IEEE/ASME Trans. Mechatron., vol. 24, no. 3, pp. 1386–1395, Jun. 2019.

[5] F. Mwasilu and J. W. Jung, "Enhanced fault-tolerant control of interior PMSMs based on an adaptive EKF for EV traction applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 8, pp. 5746–5758, Aug. 2016.

[6] L. Salvatore and S. Stasi, "Application of EKF to parameter and state estimation of PMSM drive," IEE Proc. B Electr. Power Appl., vol. 139, no. 3, p. 155, 1992.

[7] R. Raja, T. Sebastian, and M. Wang, "Online stator inductance estimation for permanent magnet motors using PWM excitation," IEEE Trans. Transp. Electrific., vol. 5, no. 1, pp. 107–117, Mar. 2019.

[8] M. Hinkkanen, T. Tuovinen, L. Harnefors, and J. Luomi, "A combined position and stator-resistance observer for salient PMSM drives: design and stability analysis," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 2, pp. 601–609, Feb. 2012.

[9] Beltran-Carbajal, F., Tapia-Olvera, R., Lopez-Garcia, I. *et al.* Extended PI Feedback Tracking Control for Synchronous Motors. *Int. J. Control Autom. Syst.* **17**, 1346–1358 (2019). doi: 10.1007/s12555-018-0312-6.

[10] S. Gao, H. Dong, B. Ning, T. Tang, and Y. Li, "Nonlinear mappingbased feedback technique of dynamic surface control for the chaotic PMSM using neural approximation and parameter identification," IET Control Theory Appl., vol. 12, no. 6, pp. 819–827, Apr. 2018.

[11] Fliess, M., & Sira–Ramírez, H. (2003). An algebraic framework for linear identification. ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations, 9, 151–168. doi:10.1051/cocv:2003008.

[12] Delpoux, R., & Floquet, T. (2014). On-line Parameter Estimation via Algebraic Method: An Experimental Illustration. Asian Journal of Control, 17(1), 315–326. doi:10.1002/asjc.870.

[13] Lozada-Castillo, N., Chairez, I., Luviano-Juarez, A., & Escobar, J. (2014). Parameter identification of a permanent magnet synchronous motor. 53rd IEEE Conference on Decision and Control. doi:10.1109/cdc.2014.7039513.

[14] Beltran-Carbajal, F., Tapia-Olvera, R., Aguilar-Mejia, O., Favela-Contreras, A., & Lopez-Garcia, I. (2018). An online algebraic estimation approach of parameters and variable mechanical torque in shunt DC motors. International Transactions on Electrical Energy Systems, 28(1), e2474.

[15] Sakunthala, S., Kiranmayi, R., & Mandadi, P. N. (2017, August). A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives. In 2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS) (pp. 537-540). IEEE.

[16] Castelán-Pérez A., Esquivel-Cruz, J. E., Beltrán-Carbajal, F., Rivas-Cambero, I., Cárdenas-Soto L. D., Sotelo, D., (2022). Control de Velocidad Angular de un Motor Síncrono en un Vehículo Eléctrico. Identidad Energética, vol. 5, no. 2, ISSN: 2448-7775 (pp. 67-73).

[17] El Fakir, C., El Idrissi, Z., Lassioui, A., Belhaj, F. Z., Gaouzi, K., El Fadil, H., & Rachid, A. (2023). Adaptive Nonlinear Control of Salient-Pole PMSM for Hybrid Electric Vehicle Applications: Theory and Experiments. World Electric Vehicle Journal, 14(2), 30.

[18] Dai, Y., Ni, S., Xu, D., Zhang, L., & Yan, X. G. (2021). Disturbance-observer based prescribed-performance fuzzy sliding mode control for PMSM in electric vehicles. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 104, 104361.

BIOGRAFÍAS

ALEXIS CASTELÁN PÉREZ Ingeniero en Robótica por la Universidad Politécnica de Tulancingo (2020), actualmente es alumno de la Maestría en Automatización y Control en la misma institución. Sus áreas de interés son la robótica, visión artificial, el modelado, identificación y control de sistemas dinámicos.

FRANCISCO BELTRÁN CARBAJAL Ingeniero Electromecánico por el Instituto Tecnológico de Zacatepec (1993) y Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de Mecatrónica por el CINVESTAV-IPN (2004). Actualmente es Profesor-Investigador Titular C por Tiempo Indeterminado en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Sus principales áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo tecnológico son: Control de Vibraciones, Identificación de Sistemas, Maquinaria Rotatoria, Mecatrónica y Control de Sistemas de Conversión de Energía.

IVAN DE JESÚS RIVAS CAMBERO Ingeniero Eléctrico por el Instituto Tecnológico de Tepic (1998), Maestro en ciencias de Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV unidad Guadalajara (2002) y Doctorado en Ciencias en Ingeniería Industrial por la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo (2012). Actualmente profesor investigador en el área de investigación y posgrado de la Universidad Politécnica de Tulancingo (UPT). Sus principales áreas de interés son el control de máquinas eléctricas y sistemas robóticos.

JUAN EDUARDO ESQUIVEL CRUZ Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones (2017) y Maestro en Automatización y Control por la Universidad Politécnica de Tulancingo (2020). Actualmente estudiante del Doctorado en Optoelectrónica en la Universidad Politécnica de Tulancingo. Sus áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo son: Modelado y Control de Vehículos eléctricos.

DAVID MARCOS ANDRADE Ingeniero en Robótica egresado de la Universidad Politécnica de Tulancingo (2018). Maestro en ciencias con especialidad en Automatización y Control por la Universidad Politécnica de Tulancingo (2021). Actualmente se encuentra cursando el primer año de doctorado en el área de Optomecatrónica en la misma universidad. Sus principales líneas de investigación se centran en electrónica de potencia, control de máquinas eléctricas y sistemas de conversión de energía eléctrica.

Recibido 31 de julio de 2023. Aceptado 30 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Planificación del Movimiento de un Vehículo Aéreo de Cuatro Rotores con Aplicación en la Agricultura

MARCO A. SANCHEZ-ROMERO[1], HUGO YAÑEZ-BADILLO[2], FRANCISCO BELTRAN-CARBAJAL[1*].

[1]Departamento de Energía, Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Ciudad de México, México.
[2]Departamento de Investigación, TecNM: Tecnológico de Estudios Superiores de Tianguistenco. Estado de México, México.
*Autor de Correspondencia: fbeltran@azc.uam.mx

RESUMEN En la actualidad la tecnología se ha convertido en una herramienta indispensable de la vida diaria con alto impacto, en donde la tecnología desempeña un papel fundamental en áreas relevantes para la existencia humana como en la agricultura, donde se provee de capacidad para mejorar la eficiencia, la productividad y la sostenibilidad de este sector vital. En el presente artículo se evalúan esquemas de planificación de trayectorias para vehículos aéreos no tripulados de cuatro rotores utilizando polinomios de Bézier, un controlador de movimiento basado en la realimentación del error de seguimiento, un mapa de ocupación y un algoritmo de árboles de exploración aleatorios, para su posible implementación en tareas de agricultura de precisión. El uso de drones en la agricultura de precisión mejora la toma de decisiones y la eficiencia de las prácticas agrícolas, lo que puede conducir a un mayor rendimiento de los cultivos, reducción del uso de insumos y una producción más sostenible y amigable con el medio ambiente. Se realizan diversos experimentos mediante modelos de simulación desarrollado en Python y Matlab para corroborar la eficiencia y efectividad de los algoritmos propuestos mientras se ejecutan tareas de regulación y seguimiento de trayectorias en diferentes escenarios operativos.

PALABRAS CLAVE — Vehículo aéreo, planificación de trayectorias, agricultura de precisión, control de movimiento, error de seguimiento.

I. INTRODUCCIÓN

La agricultura ha sido uno de los pilares fundamentales de la sociedad desde tiempos remotos, y a lo largo de la historia, los avances tecnológicos han desempeñado un papel crucial en su desarrollo. La agricultura es un conjunto de prácticas y técnicas que involucran el cultivo de la tierra y la cría de animales para la producción de alimentos y otros recursos útiles. De igual manera, es una actividad económica y un sistema de producción que abarca todas las actividades involucradas en el cultivo y la explotación de plantas y animales para satisfacer las necesidades humanas. En este contexto, el empleo de vehículos aéreos en la agricultura ha surgido como una prometedora innovación que ha y está revolucionando la forma en que se llevan a cabo diversas tareas agrícolas.

La agricultura de precisión es una metodología agrícola que utiliza tecnologías avanzadas, como sistemas de información geográfica, teledetección, sistema de posicionamiento global, sistemas automáticos, sensores y otras tecnologías emergentes para optimizar y mejorar la eficiencia de la producción agrícola. La agricultura de precisión busca utilizar la información y las tecnologías disponibles para llevar a cabo una producción agrícola de manera inteligente y eficiente, aprovechando los recursos de manera responsable y reduciendo los impactos negativos en el medio ambiente.

La demanda de productos agrícolas cada año se ha intensificado en nuestro país debido a múltiples factores, siendo quizás el más importante el aumento de la población. El empleo de vehículos aéreos no tripulados (Unmanned Aerial Vehicles, UAV's), comúnmente llamados drones, en este tipo de actividades permite establecer alternativas para cumplir con los requerimientos de la agricultura moderna como el aumento de la producción de cultivos, donde intervienen diversas aplicaciones en distintos campos y áreas de investigación como son la vigilancia, seguimiento de rutas, mapeo, el monitoreo e inspección, la filmación, la adquisición de imágenes, la aplicación de aerosoles, entre otras. [1,2].

El uso de drones en la agricultura de precisión ha demostrado ser beneficioso en diversos aspectos. Al permitir una visión detallada y oportuna de los cultivos se capturan imágenes de alta resolución. Ejemplo de ello es el uso de cámaras multiespectrales e hiperespectrales, sensores LiDAR y sensores TIR [3-6], permitiendo a los agricultores supervisar el crecimiento de los cultivos y detectar problemas tempranos, como plagas, enfermedades o deficiencias nutricionales, para una intervención precisa y oportuna. a

recolección de datos y el monitoreo de cultivos puede ser más rápida, eficiente y económica que los métodos tradicionales, como el uso de avionetas o la inspección manual. Esto disminuye los costos operativos y permite una respuesta inmediata ante situaciones emergentes, al tiempo que se puede acceder a áreas remotas o difíciles de alcanzar, lo que facilita el monitoreo de grandes extensiones de terreno y el control de cultivos en terrenos montañosos o accidentados. La integración de vehículos aéreos autónomos dentro de las tareas propias de la agricultura es parte del concepto de agricultura de precisión [7,8].

Desarrollar UAV's en México, especialmente en la agricultura, puede generar un impacto positivo en términos de productividad, sostenibilidad, resiliencia ante desastres y desarrollo económico del país. Esto ha motivado el desarrollo de la presente investigación que pretende contribuir con el desarrollo en México de sistemas autónomos que beneficien la productividad del campo mexicano, pretendiendo, entre otros aspectos, un fácil acceso a áreas agrícolas remotas o de difícil acceso para llevar a cabo tareas de monitoreo y análisis, lo que contribuye a una gestión más efectiva y equitativa de la agricultura en todo el país.

El desarrollo de esquemas de planificación del movimiento de vehículos aéreos, que permitan la navegación eficiente del vehículo en diversos escenarios no controlados, es un área de oportunidad abierta a nivel mundial, ya que de ellos depende el correcto funcionamiento de los sistemas. Por ejemplo, además del impacto ambiental, se debe considerar el aspecto del riesgo para la salud del uso de productos químicos en la agricultura, debido a que los productos químicos pueden amenazar a los trabajadores agrícolas, así como a las familias y posiblemente a los habitantes de las áreas circundantes a los cultivos [9].

En el presente trabajo se realiza la evaluación de un par esquemas de planificación de rutas utilizados en vehículos aéreos para su posible aplicación en la agricultura de precisión, los cuales se han implementado de manera satisfactoria en otro tipo de sistemas autónomos que también forman parte de la familia de los robots móviles, como los vehículos terrestres no tripulados (Unmanned Ground Vehicles, UGV's) y los vehículos submarinos no tripulados (Unmanned Underwater Vehicles, UUV's). Para determinar el funcionamiento de los esquemas de planificación se utiliza el modelo dinámico de un vehículo aéreo de cuatro rotores, conocido como quadrotor [10]. Además, se diseña un esquema de control de movimiento del tipo proporcional-integral-derivativo (Proportional-Integral-Derivative, PID) para realizar el seguimiento de las trayectorias y rutas planificadas mediante el empleo de polinomios de Bézier y un algoritmo basado en la teoría de árboles de exploración aleatorios (Rapidly Exploring Random Trees, RRT).

II. DESARROLLO

A. MODELO MATEMÁTICO DEL QUADROTOR

En esta sección se presentan el conjunto de ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento dinámico del quadrotor obtenido mediante la formulación Newton-Euler [11,12]. Hay que tener en consideración los movimientos de un cuerpo rígido, que, en general son movimientos rotacionales y traslacionales. En la Fig. 1 se presentan de forma esquemática las fuerzas internas y externas ejercidas en el *quadrotor* y partir de la cual se presentan las ecuaciones.

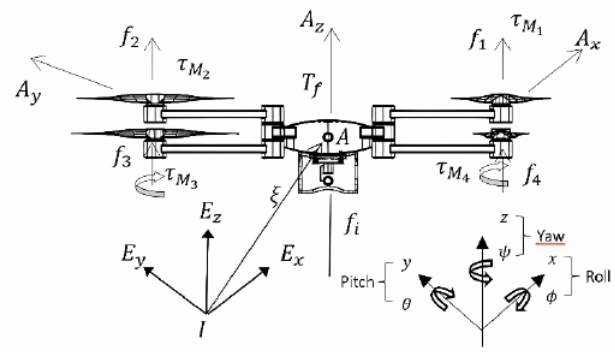


Fig. 1. *Quadrotor* en el eje de referencia inercial. f_{1-4}, representa cada una de las fuerzas y T_f es la fuerza principal.

A partir de las ecuaciones de Newton-Euler expresamos la dinámica de nuestro sistema como:

$$\dot{\xi} = v$$

$$m\dot{v} = f \tag{1}$$

$$\dot{R} = R\hat{\omega}$$

$$I\dot{\omega} = -\omega \times I\omega + \tau$$

donde ξ describe la parte traslacional, es decir, depende de su posición en los ejes x, y y z, v representa la velocidad lineal, m la masa del vehículo, f indica el vector del conjunto de fuerzas ejercidas en el vehículo, incluyendo T_f, R representa la matriz de rotación que depende de los ángulos ϕ, θ y ψ, ángulos que a su vez están asociados a los movimientos llamados, *pitch*, *yaw* y *roll* los cuales posteriormente se describirán de forma detallada, ω describe la velocidad angular, I es la matriz de inercia respecto al centro de masa del vehículo en tres dimensiones, $\hat{\omega}$ representa la matriz antisimétrica y τ representa la suma de los momentos ejercidos en el *quadrotor*.

La fuerza principal T_f se expresa como:

$$T_f = \sum_{i=1}^{4} f_i \tag{2}$$

La fuerza gravitacional se expresa como:

$$f_g = -mgE_z \tag{3}$$

Aplicando la segunda Ley de Newton tenemos:

$$I_M \dot{\boldsymbol{\omega}}_i = -\tau_{drag} + \tau_{M_i} \tag{4}$$

donde τ_{M_i} es el esfuerzo de torsión aplicado por cada rotor, el cual es opuesto a la fricción aerodinámica del rotor $\tau_{drag} = k_\tau \omega_i^2$, I_M es el momento de torsión también llamado esfuerzo de torsión angular y k_τ es una constante, normalmente adquiere valores entre cero y uno. Su valor depende directamente de distintos factores, como la intensidad del aire, del radio y de la forma de la hélice y de las características del rotor. Tenemos un caso particular cuando $\omega_i = 0$, en este sentido se tiene que:

$$\tau_{M_i} = k_\tau \omega_i^2 \tag{5}$$

Existen movimientos ligados a la velocidad de los rotores, el rotor trasero M_3 está estrictamente ligado con el movimiento denominado como pitch, el movimiento llamado roll se obtiene utilizando los rotores laterales M_2 y M_4. El movimiento conocido como yaw se obtiene mediante los momentos de los rotores delantero y trasero, τ_{M_1} y τ_{M_3} respectivamente, mientras se reduce el momento de los rotores laterales τ_{M_2} y τ_{M_4}. Cabe señalar que se debe mantener la fuerza principal constante. La relación que existe entre cada uno de estos movimientos, asociados a sus movimientos rotacionales y traslacionales se pueden observar en la Fig. 1.

Lo dicho anteriormente se puede modelar de la siguiente manera presentando de forma desarrollada la matriz asociada a τ_A. Tenemos entonces:

$$\tau_\psi = k_\tau(\omega_1^2 + \omega_3^2 - \omega_2^2 - \omega_4^2) \tag{6}$$

$$\tau_\theta = k\ell(\omega_2^2 - \omega_4^2) \tag{7}$$

$$\tau_\phi = k\ell(\omega_3^2 - \omega_1^2) \tag{8}$$

donde $\tau_\psi, \tau_\theta, \tau_\phi$ son los momentos generados asociados a los movimientos de yaw, pitch y roll, ℓ es la distancia que hay entre cada rotor respecto al centro de gravedad del vehículo. Los momentos giroscópicos generados se expresan de la siguiente manera:

$$\tau_{G_A} = -\sum_{i=1}^{4} \mathbb{J}_r(\omega \times E_z)\omega_i \tag{9}$$

$$\tau_{G_A} = -(\omega \times E_z)\sum_{i=1}^{4} \mathbb{J}_r \omega_i$$

donde $\mathbb{J}_r$ es el momento de inercia de cada rotor alrededor de su propio eje.

Podemos reescribir los momentos como:

$$\tau = \tau_A + \tau_{G_A} \tag{10}$$

Finalmente, la Ec. (1) se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= v \\ m\dot{v} &= RE_zT_f - mgE_z \\ \dot{R} &= R\hat{\omega} \\ I\dot{\omega} &= -\omega \times I\omega + \tau_A + \tau_{G_A} \end{aligned} \tag{11}$$

B. MODELO NO LINEAL UTILIZADO EN LA CONSTRUCCIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN

En diversos trabajos de investigación suele utilizarse un modelo no lineal aproximado considerando pequeños desplazamientos respecto de un punto de equilibrio de tal manera que $\phi \approx 0°, \theta \approx 0°,\ \psi \approx 0°$, el cual se resume en el conjunto de ecuaciones diferenciales introducido en la Ec. (12). No obstante, se puede utilizar el modelo no lineal completo de manera adecuada con el modelo de simulación propuesto en este trabajo.

$$\begin{aligned} m\ddot{x} &= -u\sin(\theta) \\ m\ddot{y} &= u\cos(\theta)\sin(\phi) \\ m\ddot{z} &= u\cos(\theta)\cos(\phi) - mg \\ I_{xx}\ddot{\phi} &= (I_{yy} - I_{zz})\dot{\theta}\dot{\psi} + \tau_\phi \\ I_{yy}\ddot{\theta} &= (I_{zz} - I_{xx})\dot{\phi}\dot{\psi} + \tau_\theta \\ I_{zz}\ddot{\psi} &= (I_{xx} - I_{yy})\dot{\theta}\dot{\phi} + \tau_\psi \end{aligned} \tag{12}$$

Las entradas de control $u, \tau_\phi, \tau_\theta, \tau_\psi$, corresponden al empuje total (dirigida desde la parte inferior de la aeronave) y los momentos angulares (yaw, pitch y roll), x y y son coordenadas en el plano horizontal y z es la posición vertical, ψ es el ángulo alrededor del eje z, θ es el ángulo alrededor del eje y, y ϕ es el ángulo alrededor del eje x. Por su parte, $I_{xx}, I_{yy}\ y\ I_{zz}$ son los elementos de la diagonal principal del tensor de inercias relacionado con la estructura rígida del vehículo.

C. DISEÑO DE UN CONTROLADOR DEL TIPO PID

En esta sección se introducen las expresiones utilizadas en el diseño de control de movimiento para el *quadrotor*, con el propósito de realizar un seguimiento adecuado de las trayectorias planificadas con un margen de error de seguimiento aceptable. El controlador está basado en la teoría PID para el control en el seguimiento de trayectorias, donde se ha utilizado la información disponible del modelo no lineal simplificado del vehículo para mejorar el desempeño del esquema de control propuesto. Tomando en cuenta el modelo

presentado en Ec. (13) se proponen los siguientes controladores para la dinámica totalmente actuada:

$$u = \frac{m}{\cos(\phi)cos(\theta)}(v_z + g)$$

$$\tau_\phi = I_{xx}v_\phi - (I_{yy} - I_{zz})\dot{\theta}\dot{\psi} \tag{13}$$

$$\tau_\theta = I_{yy}v_\theta - (I_{zz} - I_{xx})\dot{\phi}\dot{\psi}$$

$$\tau_\psi = I_{zz}v_\psi - (I_{xx} - I_{yy})\dot{\theta}\dot{\phi}$$

donde la dinámica no actuada, para asegurar los desplazamientos deseados en las direcciones (x, y y z) es controlada a través de los desplazamientos angulares ϕ y θ, a través de la siguiente relación:

$$\theta^* = \sin^{-1}\left(-\frac{1}{u}mv_x\right) \tag{14}$$

$$\phi^* = \sin^{-1}\left(-\frac{1}{u\cos(\theta)}mv_y\right)$$

de esta manera se propone el siguiente conjunto de controladores auxiliares

$$v_\gamma = \ddot{\gamma}^* - k_{p_\gamma}e_\gamma - k_{i_\gamma}\int e_\gamma\, dt - k_{d_\gamma}e_\gamma \tag{15}$$

donde $\ddot{\gamma}^*$ es la segunda derivada de la referencia y $e_\gamma = \gamma - \gamma^*$ es el error de seguimiento para $\gamma = x, y, z, \phi, \theta, \psi$.

B. SELECCIÓN DE GANANCIAS DEL CONTROLADOR.

La selección de ganancias del controlador propuesto se realiza mediante la metodología de asignación de polos, en la cual el diseñador establece un polinomio deseado (del tipo *Hurwitz*, estable) para asegurar la estabilidad del sistema en lazo cerrado y de esta manera lograr un desempeño aceptable del sistema. Entonces, al sustituir los controladores Ec. (15) y Ec. (13) en la dinámica original Ec. (12), se obtiene la dinámica del error a lazo cerrado, la cual presenta la siguiente estructura, para cada uno de los grados de libertad del sistema:

$$e_\gamma^{(3)} + k_{d_\gamma}\ddot{e}_\gamma + k_{p_\gamma}\dot{e}_\gamma + k_{i_\gamma}e_\gamma = 0 \tag{16}$$

por lo tanto, el polinomio característico a lazo cerrado es el siguiente,

$$P_\gamma(s) = s^3 + k_{d_\gamma}s^2 + k_{p_\gamma}s + k_{i_\gamma} \tag{17}$$

donde la selección de las ganancias de control $k_{d_\gamma}, k_{p_\gamma}, k_{i_\gamma}$ para $\gamma = x, y, z, \phi, \theta, \psi$ determinarán el comportamiento dinámico del sistema. En este trabajo se propone el siguiente polinomio característico.

$$P_d(s) = (s^2 + 2\zeta_c\omega_{n_c}s + \omega_{n_c}^2)(s + P_c) \tag{18}$$

Por lo tanto, utilizando la metodología de asignación de polos se tiene los siguiente:

$$k_d = 2\zeta_c\omega_{n_c} + P_c$$

$$k_p = 2P_c\zeta_c\omega_{n_c} + \omega_{n_c}^2 \tag{19}$$

$$k_i = P_c\omega_{n_c}^2$$

donde $\zeta_c, \omega_{n_c}, P_c > 0$, son los parámetros de control.

III. RESULTADOS

A. PLANIFICACIÓN DE TRAYECTORIAS UTILIZANDO POLINOMIOS DE BÉZIER

Los polinomios de Bézier son una técnica matemática utilizada en el campo del diseño gráfico y la computación gráfica para describir curvas y superficies suaves. Debido a su naturaleza se han empleado de manera satisfactoria en el área de robótica y control automático. En esta sección se utilizan para planificación del movimiento del *quadrotor*. El modelo de simulación utiliza el método numérico de Runge-Kutta-Fehlberg con un paso de integración de 1 ms para resolver la dinámica del sistema. El siguiente conjunto de ecuaciones describe el modelo matemático asociado a la dinámica del *quadrotor*, elaborado a partir de la formulación Newton-Euler. Dicha dinámica se describe a través de las siguientes variables de estado:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = -\frac{u}{m}sin(z_9)$$

$$\dot{z}_3 = z_4$$

$$\dot{z}_4 = \frac{u}{m}cos(z_9)sin(z_7)$$

$$\dot{z}_5 = z_6$$

$$\dot{z}_4 = \frac{u}{m}cos(z_9)cos(z_7) - g \tag{20}$$

$$\dot{z}_7 = z_8$$

$$\dot{z}_8 = \left(\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{xx}}\right)z_{10}z_{12} + \frac{\tau_\phi}{I_{xx}}$$

$$\dot{z}_9 = z_{10}$$

$$\dot{z}_{10} = \left(\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}\right)z_8z_{12} + \frac{\tau_\theta}{I_{yy}}$$

$$\dot{z}_{11} = z_{12}$$

$$\dot{z}_{12} = \left(\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}}\right)z_8z_{10} + \frac{\tau_\psi}{I_{zz}}$$

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

Cabe mencionar que el modelo de simulación para evaluar el primer esquema de planificación se desarrolló en el software de Python. Las simulaciones se desarrollan utilizando el modelo matemático introducido en la sección anterior, donde se regula la posición del vehículo que es llevado desde una posición de reposo hasta una posición operativa deseada. Las trayectorias transitorias son suavizadas de manera efectiva utilizando polinomios de Bézier dados por la siguiente expresión:

$$\Gamma^* = \{\Gamma_0 + (\Gamma_f - \Gamma_0)B_z(t,T_1,T_2) \quad \begin{matrix} \Gamma_0 & 0 \leq t < T_1 \\ & T_1 \leq t \leq T_2 \\ \Gamma_f & t \geq T_2 \end{matrix} \quad (21)$$

donde Γ_0 es el valor inicial y Γ_f el valor final de posición deseado. Por otro lado, T_1 es el tiempo en segundos cuando inicia la transición y T_2 es el tiempo en segundos cuando finaliza la transición. Tenemos entonces,

$$B_z = (t,T_1,T_2) = \sum_{k=0}^{n} b_k \left(\frac{t-T_1}{T_2-T_1}\right)^k \quad (22)$$

con $n = 6$, y $b_1 = 252$, $b_2 = 1050$, $b_3 = 1800$, $b_4 = 1575$, $b_5 = 700$, $b_6 = 126$.

La intención de desarrollar la simulación en Python es proporcionar alternativas para la generación de conocimiento científico y acceso universal al conocimiento a través del uso de software de acceso libre. Los parámetros físicos que se utilizan en la simulación numérica se muestran en la Tabla I. Además, los valores de las condiciones iniciales y ángulos del quadrotor son igual a cero. Nótese de la Fig. 2 el correcto funcionamiento del sistema a lazo cerrado utilizando el esquema de planificación de movimiento propuesto.

TABLA I. PARÁMETROS DEL QUADROTOR PARA LA SIMULACIÓN.

Constante	Valor	Unidades
m	0.9	kg
g	9.81	m/s²
I_{xx}	0.012450	kg•m²
I_{yy}	0.013303	kg•m²
I_{zz}	0.024752	kg•m²

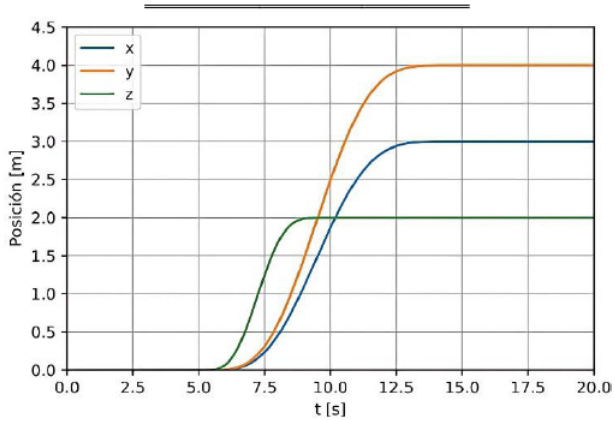


Fig. 2. Seguimiento de las trayectorias planificadas en el espacio cartesiano mediante polinomios de Bézier.

Para el siguiente caso se tomó el polinomio de Bézier descrito en el caso anterior, pero ahora es llevado a tres diferentes posiciones en el eje z en un lapso de 30 segundos, el cambio de posición es suave, esa suavidad se debe a dicho polinomio. Observe en la Fig. 3, que es posible utilizar los polinomios de Bézier para múltiples cambios en las trayectorias planificadas de manera satisfactoria.

El empleo de los polinomios de Bézier en la agricultura puede generar beneficios importantes ya que permite la ejecución de movimientos con suavidad para llegar a la posición deseada sin generar movimientos abruptos que puedan dañar el sistema o provocar que no se lleve con éxito el seguimiento de trayectorias. En [13] se utilizan polinomios de Bézier para remoler maleza, dedicado a la agricultura de precisión, se utiliza el algoritmo A* para generar la trayectoria 3D con obstáculos.

B. PLANIFICACIÓN DE TRAYECTORIAS UTILIZANDO UN ALGORITMO RRT.

El uso de algoritmos RRT en la agricultura se ha intensificado debido a su capacidad para resolver problemas de planificación de rutas de manera eficiente y efectiva en entornos complejos y cambiantes. Estos algoritmos han demostrado ser altamente versátiles y adecuados para optimizar tareas agrícolas como la siembra, la pulverización de cultivos y la recolección, al permitir la generación de trayectorias óptimas para maquinaria agrícola en terrenos irregulares y diversos. Al incorporar algoritmos RRT en la agricultura, se puede lograr una mejora significativa en la eficiencia operativa, reducir el consumo de recursos y minimizar el impacto ambiental, lo que se traduce en un manejo más sostenible y rentable de las actividades agrícolas.

En esta sección se presentan los resultados obtenidos al emplear un algoritmo RRT [14,15] para un posible escenario operativo de monitoreo de cultivos. Para ello, se seleccionó del internet la fotografía mostrada en la Fig. 4, que representa un sembradío de arroz listo para ser cosechado.

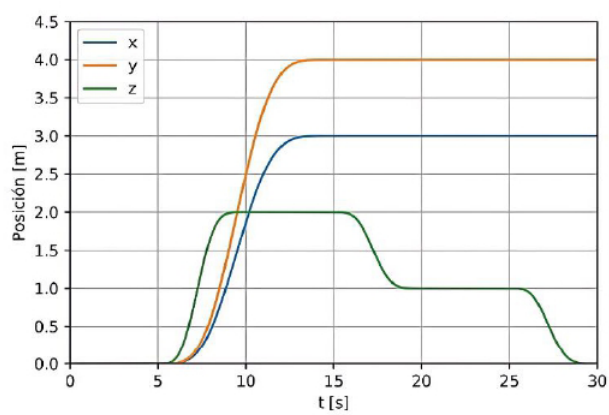


Fig. 3. Seguimiento de trayectoria de una función regulada por el polinomio de Bézier llevándolo a tres posiciones diferentes en el eje z.

Posteriormente, se construye una cuadricula de ocupación [16] para que pueda ejecutarse el algoritmo RRT, donde se debe determinar las áreas disponibles para el desplazamiento del robot si es necesario, como se muestra en la Fig. 5.

El desarrollo de este modelo de simulación se realizó en Matlab, donde se empleó el *Navigation Toolbox* para determinar la ruta y trayectorias que debe seguir. El resultado puede observarse en la Fig. 5. Por su parte, en la Fig. 6, se aprecia el resultado de implementar el algoritmo de planificación RRT, donde se resaltan los puntos de inicio y fin con los colores azul y magenta, respectivamente. Observe que el algoritmo converge de manera adecuada, permitiendo la navegación efectiva del vehículo. En esta figura la línea solida de color verde representa la mejor ruta establecida por el algoritmo. Cabe mencionar que no se han considerado los efectos de las perturbaciones en este artículo, sin embargo, será objeto de estudio de los autores para futuras investigaciones.

Finalmente, la ruta y trayectorias planificadas se utilizan como referencias en el modelo de simulación. En las Figs. 7 y 8, puede observarse el correcto funcionamiento del sistema a lazo cerrado utilizando el esquema de planificación propuesto, evidenciando la capacidad del controlador para llevar al sistema aéreo por la ruta establecida.

Fig. 4. Vista superior del campo de arroz listo para cosechar [17].

Fig. 5. Selección de los espacios navegables por el *quadrotor*.

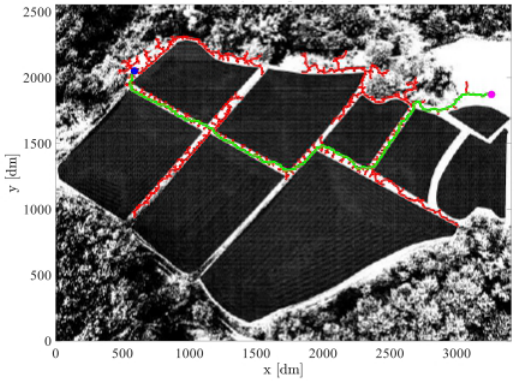


Fig. 6. Ruta planificada por el algoritmo RRT para el *quadrotor*.

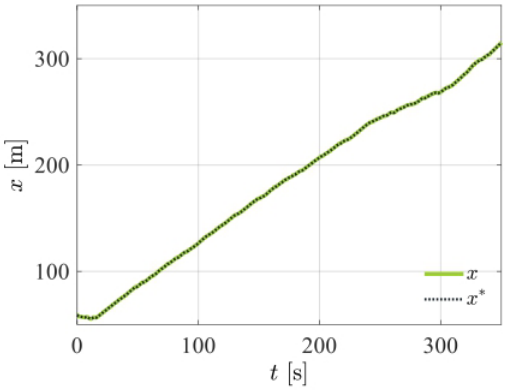


Fig. 7. Seguimiento de la trayectoria en la dirección x.

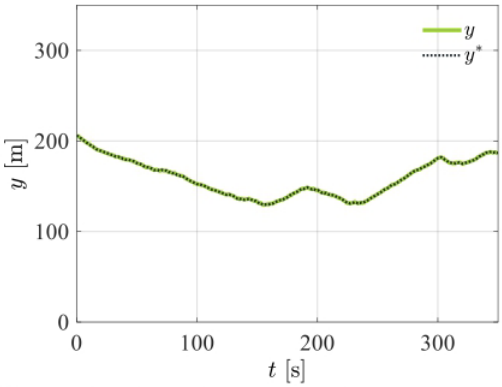


Fig. 8. Seguimiento de la trayectoria en la dirección y.

En las figuras, la línea discontinua representa la trayectoria planificada y la línea solida el seguimiento. Es importante destacar que los casos de estudio presentados en esta sección fueron seleccionados después de un análisis de los requerimientos de algunas actividades propias de la agricultura de precisión que se realizan de manera cotidiana. Los movimientos de transición entre dos puntos de operación pueden suavizarse mediante la planificación mediante polinomios de Bézier. Al mismo tiempo, la planificación mediante algoritmos exploratorios, permiten la optimización de los movimientos con base en las características de cada vehículo y la distribución de espacios en el mapa. De esta manera, se pretende, en futuras investigaciones, incluir los polinomios de Bézier en el esquema de planificación

exploratorio, de tal manera se suavicen aún más los movimientos transitorios que se efectúan entre cada interpolación de las posiciones.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se evalúan dos esquemas para la planificación de trayectorias de vehículos aéreos no tripulados de cuatro rotores. Se obtienen resultados satisfactorios utilizando polinomios de Bézier debido a que permiten realizar movimientos suaves para no dañar el sistema y así poder ejecutar de manera apropiada el seguimiento de trayectorias irregulares, junto con un controlador de movimiento que se basa en la retroalimentación del error de seguimiento, un mapa de ocupación y un algoritmo de árboles de exploración aleatorios, con el objetivo de evaluar su viabilidad en tareas de agricultura de precisión. Para comprobar la eficiencia y efectividad de los algoritmos propuestos en diferentes escenarios operativos, se llevan a cabo varios experimentos mediante modelos de simulación desarrollados en Python y Matlab. Los resultados obtenidos demuestran la capacidad del controlador para realizar tareas de regulación y seguimiento de trayectorias, que pueden aprovecharse en la planificación de movimiento en la agricultura de precisión desarrollada en beneficio de nuestro país.

REFERENCIAS

[1] Y. Gupta, P. Mudgil, V. Sharma, and Z. Hussain, "Drones: The Smart Technology In Modern Agriculture," presented at the *Proceedings of the International Conference on Innovative Computing & Communication (ICICC)*, 2022.

[2] A. Barrientos, J. Del Cerro, P. Gutiérrez, R. San Martín, A. Martínez, and C. Rossi, "Vehículos aéreos no tripulados para uso civil. Tecnología y aplicaciones," presented at the *Universidad politécnica de Madrid*, 2007.

[3]

[4] G. M. Arza, and A. J. Burgess, "Drones in the Sky: Towards a More Sustainable Agriculture," *Agriculture*, vol. 13 no. 1, pp. 1-3, Dic. 2022.

[5] S. D. Hogan, M. Kelly, & B. Stark, "Unmanned aerial systems for agriculture and natural resources," *California Agriculture*, vol. 71, no. 1, pp 7-10, 2017. DOI: 10.3733/ca.2017a0002, [Online].

[6] J. Kim, S. Kim, C. Ju, and H. I. Son, "Unmanned Aerial Vehicles in Agriculture: A Review of Perspective of Platform, Control, and Applications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 105100-105115, 2019, DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2932119 [Online].

[7] Y. Zhan, S. Chen, G. Wang, J. Fud, and Y. Lan, "Biological control technology and application based on agricultural unmanned aerial vehicle (UAV) intelligent delivery of insect natural enemies (Trichogramma) carrier," *Society of Chemical Industry*, vol. 77, no. 7, pp. 1-12, 2021. DOI: 10.1002/ps.6371 [Online].

[8] O. Santillán, and R. M. Rentería, "Agricultura de Precisión," *INCyTU*, vol. 15 no. 1, pp. 1-6, Abril 2018.

[9] K. Krishna, "Drones to Study Natural Resources and Vegetation," in *Agricultural Drones: A Peaceful Pursuit*, edición no. 1, Waretown, NJ, USA, Apple Academic Press Inc, 2018, ch. 2, pp. 61-85. [Online]. Available: https://taylorandfrancis.com/.

[10] P. Daponte, L. De Vito, L. Glielmo, L. Iannelli, D. Liuzza, F. Picariello, and G. Silano, "A review on the use of drones for precision agriculture," *IOP Publishing*, vol. 275, pp. 2-5, 2019. DOI: 10.1088/1755-1315/275/1/012022.

[11] M. Méndez, "Control de vuelo en Configuración Líder-seguidor para Aeronaves tipo Cudrirotor," Tesis de Maestría, Departamento de ingeniería Eléctrica, Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, Ciudad de México, México, 2014.

[12] P. Castillo, P. García, R. Lozano, and P. Albertos, "Modelado y estabilizacion de un helicoptero con cuatro rotores," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. 4, no. 1, pp. 41-57, 2007.

[13] T. Luukkonen, "Modelling and control of quadcopter," Aalto University School of Science, Espoo, Finlandia, Mat-2.4108, Ag. 22, 2011. [Online]. Available: https://sal.aalto.fi/publications/pdf-files/eluu11_public.pdf.

[14] L. E. Solaque, A. E. Velasco, and A. Riveros, "Trajectory Planning by A* technique and smoothing by Bezier curves for the tool of the weed removal system of a robot dedicated to precision farming.," *Entre Ciencia e Ingeniería*, vol. 12, no. 24, 2018, pp. 43-51.

[15] S. M. LaValle, "Rapidly-exploring random trees: a new tool for path planning." The annual research report, 1998. [Online] Available: http://msl.cs.illinois.edu/~lavalle/papers/Lav98c.pdf.

[16] S. M. LaValle, and J. J. Kuffner et al. "Rapidly-exploring random trees: Progress and prospects." Algorithmic and computational robotics: new directions, 2001, vol. 5, pp. 293-308. [Online] Available: http://msl.cs.uiuc.edu/~lavalle/papers/LavKuf01.pdf.

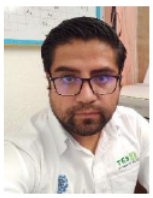
[17] J. Zhang, X. Wang, L. Xu, and X. Zhang, "An Occupancy Information Grid Model for Path Planning of Intelligent Robots," ISPRS International Journal of Geo-Information, vol, 11 no. 4, 2022. DOI: 10.3390/ijgi11040231, [Online].

[18] Vecteezy (2007), [Online]. Available: https://es.vecteezy.com/foto/4631849-vista-superior-cosecha-campo-de-arroz-desde-arriba-con-cultivos-agricolas-amarillo-listo-para-cosechar-vista-aerea-del-campo-de-arroz-area-campos-naturaleza-agricultura-granja-granja-vista-de-pajaro.

BIOGRAFÍAS

MARCO ANTONIO SANCHEZ ROMERO Estudiante de la carrera de Ingeniería Mecánica en la Universidad Autónoma Metropolitana (UAM) Unidad Azcapotzalco, la cual reside en Cuidad de México, México. Alumno con un gran interés en la aplicación de ingeniería en proyectos y/o análisis de problemas reales. Especialista en el diseño y análisis mecánico. Algunas de las áreas en las que existe mayor atracción sobresalen la mecatrónica, programación, aplicaciones de principios y leyes de la física, la automatización, control de procesos y las matemáticas aplicadas en ingeniería.

FRANCISCO BELTRAN CARBAJAL Ingeniero Electromecánico por el Instituto Tecnológico de Zacatepec (1993) y Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de Mecatrónica por el CINVESTAV-IPN (2004). Actualmente es Profesor-Investigador Titular C por Tiempo Indeterminado en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Sus principales áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo tecnológico son: Control de Vibraciones, Identificación de Sistemas, Maquinaria Rotatoria, Mecatrónica y Control de Sistemas de Conversión de Energía.



HUGO YAÑEZ BADILLO Ingeniero en Robótica (2012), Maestro en Ingeniería con especialidad en Automatización y Control (2015) y Doctor en Optomecatrónica (2020) por la Universidad Politécnica de Tulancingo. Actualmente es profesor investigador en el TecNM: Tecnológico de Estudios Superiores de Tianguistenco. Dentro de las áreas de interés en investigación y desarrollo tecnológico destacan el diseño e implementación experimental y mediante simulación de controladores automáticos, desarrollo de sistemas embebidos para sistemas mecatrónicos, adquisición y procesamiento de señales, estimación de parámetros, sistemas autónomos, vibraciones mecánicas, control de convertidores electrónicos de potencia y algoritmos inteligentes con aplicaciones en sistemas robóticos, en los campos de investigación e industria.

Recibido 31 de julio de 2023. Aceptado 01 de diciembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Monitoreo de temperatura de un calentador solar mediante programación Arduino

CINDY ORTIZ ESCOTO[1], AMANDA ENRIQUETA VIOLANTE GAVIRA[2], FELIPE DE JESÚS TORRES DEL CARMEN[1], GERSON DANIEL FERREYRA RAMÍREZ[1].

[1]Ingeniería Mecatrónica DICIS. Universidad de Guanajuato.
[2]Ingeniería Mecánica DICIS. Universidad de Guanajuato.
*Autor de Correspondencia: c.ortizescoto@ugto.mx

RESUMEN La comunidad científica trabaja desde hace décadas en hacer frente al cambio climático. Tal es el caso de las tecnologías de aprovechamiento de las energías renovables. Se presenta un sistema de monitoreo de la temperatura de operación de un calentador solar en tres etapas: selección de un prototipo de calentador solar, integración de un sistema de monitoreo: selección y procesamiento de los materiales y dispositivos de medición, creación del circuito electrónico y su implementación. Los resultados sugieren el correcto funcionamiento del sistema de medición. Esto implica contar con una herramienta electrónica de índole interdisciplinaria muy útil en varios tipos de proyectos, en particular en los que se requiere estimar y mejorar la eficiencia térmica de dispositivos solares en cuanto a materiales, dimensiones y costos, así como otras variables involucradas en la innovación tecnológica.

PALABRAS CLAVE — Programación de Arduino, sensores de temperatura, calentador solar, energía solar.

I. INTRODUCCIÓN

Los calentadores solares comerciales han demostrado eficiencia en su operación, sin embargo, resulta interesante cuantificar la temperatura que son capaces de proporcionar al agua, lo que se puede hacer a través de la tecnología remota. En este contexto, la finalidad de este trabajo es realizar una propuesta de mecanismo electrónico de medición de temperatura para un calentador solar de uso doméstico por medio de la programación de un microcontrolador que pueda brindar información de esta variable para obtener la eficiencia térmica.

A. LAS ENERGÍAS RENOVABLES

Las energías renovables tienen la característica de que se recuperan a un ritmo mayor al que se consumen. Entre ellas se encuentran la energía solar, eólica e hidráulica entre otras. Son abundantes y las encontramos en cualquier zona del planeta. Una de las grandes ventajas de este tipo de energías es que prácticamente no producen emisiones nocivas al medio ambiente: gases efecto invernadero (GEI) y contaminantes atmosféricos [1].

Pese a la baja incursión en el uso de las nuevas tecnologías para la aplicación de las energías renovables, se encuentran en auge investigaciones para mejorar su eficiencia energética, se trabaja intensamente en brindar más y mejor información para lograr la transición energética que representa grandes ventajas para el aspecto ambiental y para el aspecto económico [2].

B. COLECTORES SOLARES

El calentamiento de agua para uso doméstico ha sido motivo de un gran número de investigaciones por los beneficios que trae principalmente a nuestra higiene diaria y otros usos comerciales e industriales [3].

Un colector solar es un sistema que cosecha la energía de la radiación solar y la transforma en energía térmica para distintos usos. Los más comunes son los colectores solares planos. Estos están conformados por dos contenedores, uno dentro de otro, o bien una red hidráulica de tubos separados por un aislante térmico. Las dimensiones dependerán del volumen de agua que se requiera calentar. En el fondo del contenedor exterior se coloca una placa de color negro, con una serie de conductos por donde fluye el agua. La radiación incide sobre el vidrio, penetra por la caja y calienta la placa negra, misma que actúa como fuente emisora de radiación en onda infrarroja por su baja temperatura. El vidrio es opaco a esta radiación, lo que provoca que el espacio de la caja se caliente y alcance temperaturas por encima de la temperatura exterior. Lo anterior a pesar de las pérdidas por convección y radiación que sufre el sistema [4].

Los principales elementos de un colector solar se muestran en la Fig. 1.

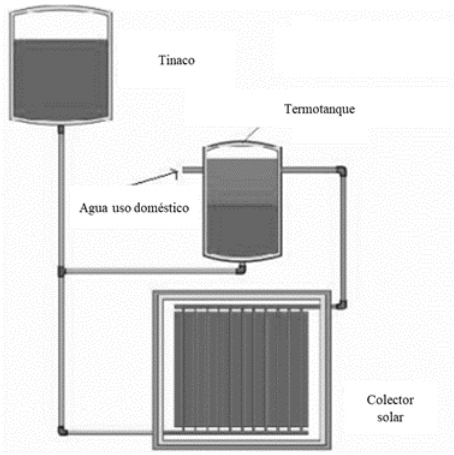


Fig. 1. Principales elementos de un colector solar. Fuente. [5].

Las variables más relevantes para el diseño de un colector solar son: radiación solar, temperatura ambiente, velocidad y dirección del viento y el ángulo de inclinación. Esta información depende del sitio de ubicación del sistema y puede ser obtenida de bases de datos de plataformas que la NASA pone al servicio de diseñadores e investigadores [6].

La temperatura de la red hidráulica tiene un efecto muy importante en el dimensionado del sistema y en la eficiencia del colector, de ahí la relevancia de implementar un sistema de monitoreo electrónico de esta variable [7].

En las últimas décadas la sociedad ha incremento en la compra de los calentadores solares para uso doméstico. Por ello la trazabilidad de la eficiencia está asociada con el conocimiento del comportamiento de la temperatura de operación del sistema durante el transcurso del día. En caso de pretender tener esta información, se requiere generarla in situ para conocer si la temperatura disponible es la deseada, dicha verificación se dificulta por la ubicación del calentador, por la falta de tiempo y de insumos para realizarlo. El monitoreo de la temperatura de un calentador solar en tiempo real aporta información valiosa para estudios de: eficiencia energética, nuevos materiales de diseño, costo-beneficio, eficiencia de operación relacionados con el mantenimiento y vida útil de estos sistemas de aprovechamiento [8].

II. DESARROLLO

El desarrollo del presente estudio se centra en hacer pruebas de laboratorio en condiciones controladas para medir las temperaturas de un prototipo de calentador solar, esta información es relevante para otros estudios cuya finalidad es obtener la eficiencia energética de colectores solares. El proceso comprende tres etapas:

A. Selección de un prototipo de calentador solar para el monitoreo de la temperatura de operación.
B. Integración de un sistema de monitoreo de esta variable. Donde se incluye la selección y procesamiento de los materiales y dispositivos de medición, creación del circuito electrónico y la definición de la arquitectura del sistema.
C. Implementación del sistema de monitoreo.

A. PROTOTIPO DE COLECTOR SOLAR

El colector solar empleado es un prototipo no comercial de uso doméstico, diseñado para este trabajo de investigación. Consiste en una caja hermética de perfil estructural PTR, tiene aislante de espuma de poliuretano por la parte inferior del colector y una cubierta de vidrio en la parte superior, en la cual incide la radiación solar. Consta de una red hidráulica de 14 tubos de CPVC conectados a 90°, unidos en paralelo de 1.20 metros de longitud, por 0.60 m de ancho, 0.045 m. Incluye un termotanque de polietileno de 120 L de capacidad bien asilado térmicamente. La conexión entre el colector y el termotanque es una tubería CPVC de 1/2'', para la conexión con el tinaco y la distribución a la vivienda se utilizó tubería CPVC de 3/4''.

La inclinación del colector solar fue 30°, dato determinado por la ubicación geográfica de Romita, Gto., sitio donde se realizó la parte experimental de este trabajo. 20.88214°N, 101.499233°O.

B. SISTEMA ELECTRÓNICO DE MONITOREO

Previo a la planificación del código se debe verificar el correcto funcionamiento del sistema térmico del cual se desean obtener las mediciones de temperatura.

De igual manera se deben seleccionar los materiales electrónicos para el proceso de medición de temperaturas: sensores, el microcontrolador y sus accesorios y el módulo de reloj en tiempo real (RTC). Esto se concretó analizando y seleccionando los materiales de mayor conveniencia.

Microcontrolador. Es un circuito integrado que puede ser programable. Tiene la capacidad de ejecutar de forma autónoma un conjunto de instrucciones previamente definidas por quien lo trabaja. Este dispositivo consta de tres elementos básicos: Unidad Central de Proceso (CPU, por sus siglas en inglés), memorias de distintas características y diferentes etapas de entradas/salidas. Se trata de un computador completo en un solo chip, el cual está programado para ejecutar constantemente un conjunto de instrucciones predefinidas [9]. La placa de Arduino UNO R3 usada en este sistema de medición tiene las siguientes características: En la sección del hardware, el Arduino incorpora un microcontrolador que hace posible la programación con un lenguaje de alto nivel. Las principales características de este dispositivo incluyen un microcontrolador ATmega 328, 14 entradas/salidas digitales, 6 analógicas, memoria flash de 32 kb y su fuente de alimentación es por medio de la PC. Por su parte, en la sección del software el Arduino consiste en una plataforma completa que hace posible la programación del código

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

necesario para controlar el funcionamiento de los sensores que se conectan a la placa [10]. Cabe destacar que este software es de acceso gratuito descargable desde su web oficial.

Sensores de temperatura. Un sensor es un mecanismo capaz de sacar mediciones de variables físicas o químicas y convertirlas en magnitudes eléctricas para posteriormente ser manejadas por un microcontrolador [10]. El sensor de temperatura tiene como objetivo detectar las magnitudes presentes en la temperatura del aire o del agua [11].

Se analizaron tres tipos de sensores de temperatura estos fueron el TMP36, LM35 y el DS18B20. El sensor TMP36 utiliza un voltaje de 2.7 a 5.5V, tiene una precisión de ± 1 °C a +25 °C y ± 2 °C por encima del rango de temperatura de -40 °C a +125 °C y cuenta con una salida analógica simple lo que facilita leerlo con un pin analógico del microcontrolador [12]. El sensor LM35 requiere de un voltaje de 4 a 30 V (se recomienda dejarlo en 5V), su rango de temperatura es de -55°C hasta 150°C con una precisión de ± 5°C en el rango de -10°C a 85°C y al igual que el sensor anterior cuenta con una salida analógica simple [13]. Por último, el sensor DS18B20, necesita de un voltaje de 3 a 5.5V, tiene una precisión de ± 5°C entre -10°C y 85°C, para las temperaturas entre -55ºC y 125ºC el error es de ± 2ºC [14]. También pueden utilizarse varios sensores sobre el mismo pin ya que internamente viene programado con un ID único de 64 bits para diferenciarlos [15].

El monitoreo en función del tiempo permite detectar pérdida de eficiencia en el calentador solar. De acuerdo con las características del prototipo de calentador solar, se estimó el uso de cuatro sensores tipo A (2 sumergibles y 2 de contacto).

Proceso de calibración. Posterior a la elección de los sensores, se realizó la calibración de los dispositivos. Para lo cual se realizaron mediciones de temperatura con el fin de obtener un conjunto de datos que permitieran generar una ecuación lineal utilizando el método de mínimos cuadrados para cada sensor [16]. Las pruebas de calibración se realizaron utilizando un termómetro y agua a distintas temperaturas (Ver Fig 2). Las ecuaciones de calibración se tomaron como referencia para hacer las correcciones o ajustes en las mediciones del sistema térmico, por lo que se incluyeron en el código del programa.101.499233°O.

La Ec. (1) y la Ec. (2) pertenecen a la corrección lineal de temperatura de los sensores sumergibles que se colocaron en el termotanque del calentador. Por su parte, la Ec. (3) y la Ec. (4) pertenecen a la corrección lineal de temperatura de los sensores de contacto que se colocaron en la caja del colector.

$$y = 0.9891x + 0.3974 \quad (1)$$

$$y = 0.9917x + 0.2519 \quad (2)$$

Fig. 2. Proceso de calibración de los sensores.

$$y = 0.858x + 2.9485 \quad (3)$$

$$y = 0.8177x + 4.4516 \quad (4)$$

Se realizaron pruebas para la comprobación de las ecuaciones lineales obtenidas, usando nuevamente experimentos con agua caliente. Los resultados mostraron valores de temperatura prácticamente iguales a los registros del termómetro.

Módulo Reloj en Tiempo Real. Conserva el registro de segundos, minutos, horas, día de la semana, fecha, mes y año. El modelo DS3231 genera señales de reloj cuadradas de frecuencia configurable y cuenta con 2 alarmas programables que en tiempos específicos generan interrupciones en el microcontrolador principal. Las características principales de este modelo son: voltaje de alimentación de 3 a 5 volts, exactitud de ± 2ppm operando a una temperatura de 0°C a +40°C y cuenta con batería de respaldo [17].

Estructuración de datos. PLX-DAQ. Se trata de una herramienta adicional para Microsoft Excel. Este software permite una fácil comunicación entre Microsoft Excel en una computadora con Windows y cualquier dispositivo que admita el protocolo de puerto serie. Con esto se pueden enviar datos directamente a Excel desde cualquier microcontrolador conectado a cualquier sensor y el puerto serie de una PC, no obstante, PLX-DAX se escribió intencionalmente para permitir la comunicación entre Arduino y Excel [18].

Creación del circuito electrónico. Para comenzar a realizar el circuito fue necesario conectar los componentes a una protoboard comenzando por los sensores, como se mencionó anteriormente se utilizaron dos sumergibles y dos de contacto. Dichos sensores son del mismo modelo (A), estos modelos cuentan con tres pines para conectarse. Los nombres de cada uno de los pines se mencionan en orden de izquierda a derecha: el pin 1 o GND es la toma de tierra, el pin 2 o DQ es de datos, siempre debe conectarse al

microcontrolador y al voltaje con una resistencia de 4.7 kΩ y por último el pin 3 o VDD es el voltaje de alimentación [14]. Además de los sensores se conectó el módulo de reloj en tiempo real (RTC, por sus siglas en inglés) este cuenta con seis pines que se mencionan de izquierda a derecha: pin 1 o 32Kb, como su nombre lo dice es de salida de 32 kHz y puede dejarse desconectado en caso de no ser necesario, pin 2 o SQW, es la salida de interrupción activa-baja de onda cuadrada y también puede dejarse desconectado si no se utiliza, pin 3 o SCL es la entrada de reloj, este pin debe conectarse siempre debido a que se utiliza para sincronizar el movimiento de datos en la interfaz serial, pin 4 o SDA es el pin que permite la entrada y salida de datos, siempre debe estar conectado, después tenemos los pines 5 y 6 o VCC y GND, como en el caso de los sensores VCC es el voltaje de alimentación y GND es la toma de tierra [19].

Para hacer las conexiones se usaron jumpers (cables para construir enlaces de interconexión) que se conectaron directamente al Arduino. Se buscó evitar confusiones por lo que se otorgaron colores específicos en los jumpers, el color rojo para voltaje, negro para tierra, amarillo para el pin de los datos de los sensores, verde para el pin SDA y naranja para el pin SCL del RTC.

La tarjeta Arduino es alimentada por la PC y contiene dos salidas de voltaje, se decidió utilizar 3.3 volts para alimentar la protoboard, además de eso utilizó su puerto a tierra (GND), los pines 10, 8, 6 y 4 para comunicarlo con el sensor y los pines A4 (SDA) y A5 (SCL) para comunicarlo con el módulo RTC.

Arquitectura del sistema de medición. Una vez terminadas las conexiones del circuito, teniendo definidas las entradas de la tarjeta Arduino y las ecuaciones de cada sensor, se realizó el código principal.

Se muestra en la Fig. 3 un diagrama de manera ordenada de cada paso que se siguió durante la programación del código. A continuación, se describe cada una de las etapas del sistema propuesto.

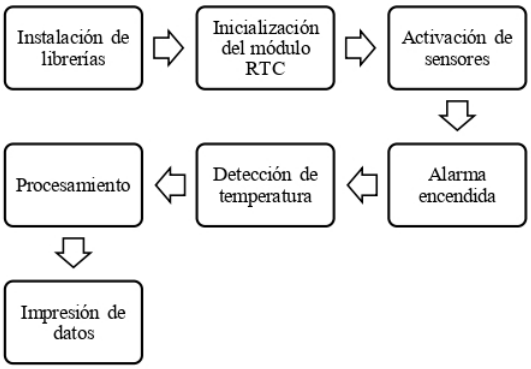


Fig. 3. Secuencia del sistema electrónico de medición.

A continuación, se describe cada una de las etapas del sistema propuesto.

1. *Instalación de librerías*. Las librerías son un archivo de código que agrupa funciones similares que sirven para facilitar la realización de un programa. En este caso se instalaron cuatro librerías, dos para medir la temperatura y dos para la señal de reloj.

2. *Inicialización del módulo*. El módulo de reloj en tiempo real consiste en un circuito integrado alimentado que permite registrar en todo momento fecha, día de la semana y hora como si se tratara de un reloj digital convencional [20]. Una vez que se instalaron las librerías, se estableció la comunicación entre la computadora y el módulo RTC para la obtención de la fecha y hora en tiempo real, una ventaja de este módulo es que se no se pierden los datos si se le coloca una pila de 3V.

3. *Activación de sensores*. Se dio la indicación en el programa de inicio de los sensores para que el microcontrolador comience a recibir la señal de cada uno, esta señal no se procesa ni se guarda hasta que el programa lo indique.

4. *Alarma encendida*. Dentro del código se colocó un condicional con la indicación de que cada hora active una alarma desde las 8:00 am hasta las 6:00 pm. Esto se logró mediante un comando que activa la variable 'alarma' al marcar los 00 minutos y la desactiva después de un segundo para que no sea repetitivo.

5. *Detección de temperatura*. En la condicional anterior se incluyó la instrucción que permite leer los datos enviados por cada sensor. Una vez que la variable alarma es desactivada, se detiene la lectura de datos de los sensores.

6. *Procesamiento*. Los datos obtenidos anteriormente se ajustan con las ecuaciones de calibración que le corresponden a cada sensor, con esto se obtuvo una medición de la temperatura corregida. Dichas temperaturas fueron guardadas con los nombres T1, T2, T3 y T4.

7. *Impresión de datos*. El programa ingresa los títulos de la barra de Excel en cuanto se inicia. Después de que se procesa la temperatura se van llenando el resto de las celdas de manera automática. La información guardada es: fecha y hora en tiempo real, para cada temperatura: T1, T2, T3 y T4.

C. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE MONITOREO

En la Fig. 4 se muestra una imagen de la conexión del sistema térmico con el sistema de medición. Se observan los puntos específicos donde se colocaron los cuatro sensores, el módulo RTC y su conexión con el microcontrolador.

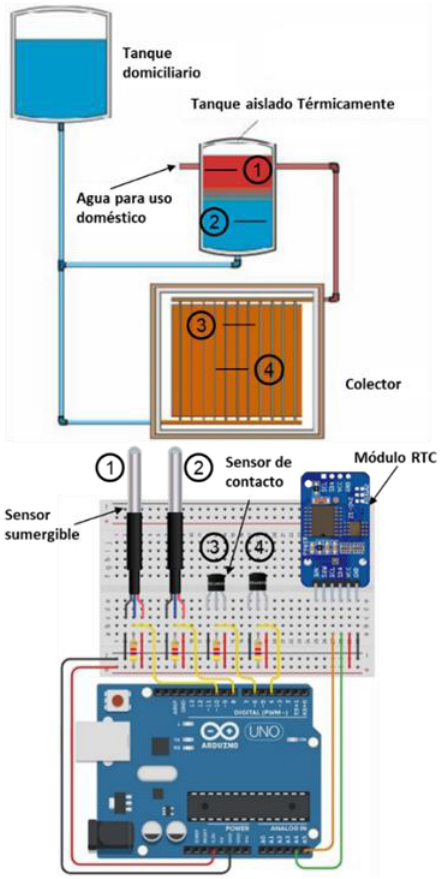


Fig. 4. Principales elementos de un colector solar. Fuente: Adaptado de [5] y [21].

III. RESULTADOS

La acción final del programa de medición de temperatura fue registrar los datos de las mediciones de todos los sensores en una tabla de Excel, conforme a la hora de cada respectiva medición.

En la Tabla I se observan los resultados que arrojó el programa en las categorías: temperaturas que midieron los sensores sumergibles en el termotanque (T1 y T2) así como las respectivas para los sensores de contacto (T3 y T4) colocados al interior y exterior de la caja de la red de tubos.

Nótese que las temperaturas máximas para el caso de los sensores sumergibles son mayores entre las 16:00 h y18:00 h. Mientras que las temperaturas para los sensores de contacto, sus valores máximos ocurren entre las 13:00 h y 14:00 h. Estas últimas temperaturas son mayores puesto que están medidas en donde adquieren la radiación solar de manera directa.

Los resultados de mediciones de temperaturas en tiempo real de los sensores sumergibles en el agua del termotanque (T1 y T2) son semejantes a los reportados por [22]. Cabe mencionar que, en este estudio, los autores fueron haciendo ajustes técnicos en el diseño del colector solar para mejorar la eficiencia energética basados en las temperaturas medidas. Lo que realza la importancia de la implementación del sistema de monitoreo de temperatura en tiempo real en el modelado y diseño de la tecnología solar.

Las curvas de los registros de las temperaturas T3 y T4 son semejantes a las presentadas por [23] en su experimento realizado en Irak, donde el máximo de temperatura obtenida fue 52°C.

Tales comparaciones de resultados de temperaturas no son equiparables, debido a que se basan en el método de monitoreo electrónico implementado y no propiamente en las magnitudes de las temperaturas, ya que las condiciones meteorológicas por la ubicación geográfica de los sitios de instalación de los sistemas solares son junto con los materiales y diseño de los colectores solares lo que realmente marca diferencia.

Una ventaja adicional de la red de monitoreo es que se pueden prevenir posibles daños del calentador solar mediante la identificación de anomalías en el registro de temperaturas.

En la Fig. 5 se puede observar que el comportamiento de las pendientes es semejante para T1 y T2, lo cual es un indicador del correcto funcionamiento tanto de los sensores como del programa ya que al comparar medidas en la gráfica se observa esa diferencia en la medición debido a las distancias a las que se colocaron los sensores dentro del termotanque. Así mismo para los sensores de contacto se observa esa misma diferencia ya que se colocaron a diferentes distancias, una al interior del colector y el otro en la cubierta de vidrio. Se observa en la Fig. 6 como las pendientes de la gráfica son similares.

TABLA I. RESULTADOS DE MEDICIONES DE TEMPERATURA.

	Temperatura (°C) sensores sumergibles		Temperatura (°C) sensores de contacto	
Hora	**T1**	**T2**	**T3**	**T4**
8:00	37.8	26.16	18.51	16.85
9:00	37.37	26.41	21.57	18.86
10:00	37.3	26.47	42.07	34.49
11:00	39.16	27.53	52.18	41.49
12:00	41.23	28.51	56.22	44.51
13:00	44.29	30.72	60.67	46.52
14:00	46.64	32.29	61.23	46.46
15:00	48.25	33.6	59.14	43.2
16:00	48.99	34.66	54.28	40.86
17:00	48.49	35.29	38.54	32.26
18:00	47.5	35.48	34.2	28.12

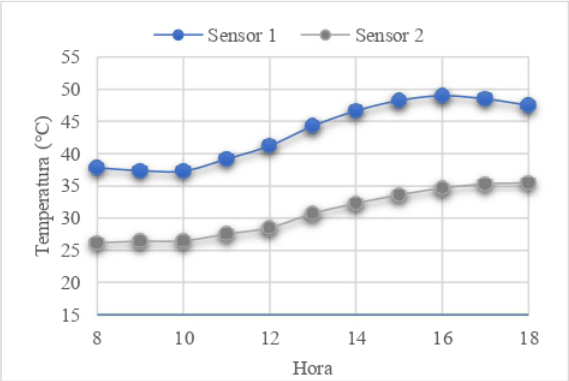


Fig. 5. Comparativa de T sensores sumergibles.

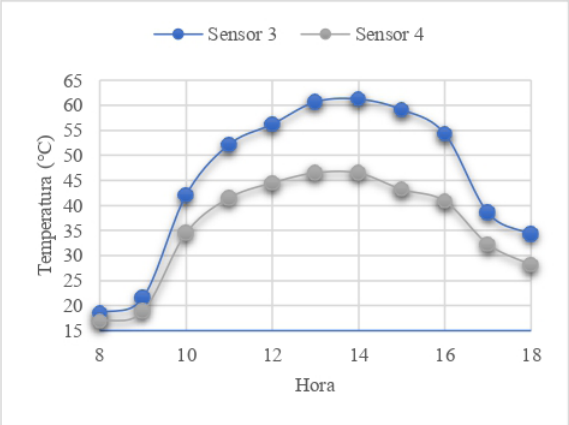


Fig. 6. Comparativa de T sensores de contacto.

IV. CONCLUSIONES

La relevancia de este trabajo muestra que la mejora continua de la eficiencia en el diseño de colectores solares hace indispensable trabajar de manera complementaria con estudios de medición y control de variables en condiciones controladas, flexibles, de fácil aplicación y a costos relativamente bajos. Lo que se traduce en la interdisciplinariedad del diseño de sistemas de aprovechamiento de energía solar con los sistemas electrónicos de programación, mismos que convergen en la eficiencia energética de manera sustentable.

Tal es el caso de conocer los valores de temperatura que el agua alcanza gracias a la radiación solar. Este proceso remoto incluye orquestar la operación de un sistema colector solar con tecnología propia, con dispositivos electrónicos y la creación de un código en un microprocesador para conocer dichas temperaturas en tiempo real.

El sistema electrónico de medición propuesto incluye la secuencia de etapas técnicas y de programación: instalación de librerías, activación de sensores de temperatura y alarma, detección de temperatura y procesamiento, finalizando con la impresión de datos. La herramienta electrónica funcionó de manera correcta, de acuerdo con los estudios de la literatura tomados como referentes.

Debido a la capacidad de memoria flash del microcontrolador, éste ejecuta el programa con una rapidez de 3s. Puede ser alimentado por una fuente externa a la PC lo que permite la conservación de la batería en caso de no contar con electricidad temporalmente. Además, el módulo de reloj cuenta con una batería que le permite seguir su funcionamiento sin importar si es desconectado del circuito, manteniendo fecha y hora en tiempo real. El proceso de calibración otorga un elevado rango de precisión a las mediciones (error menor a ±2°C).

Puede utilizarse en cualquier tipo de calentador solar y esto puede ayudar a futuras comparaciones de eficiencia entre distintos modelos de calentadores solares domésticos. También tiene la flexibilidad de medir temperaturas de ambientes en edificios, aire acondicionado, maquinaria, control y monitoreo de procesos industriales. Por otra parte, la herramienta tiene la característica de ser robusta debido a la capacidad para hacer registros cada hora de manera indefinida. Finalmente, los datos obtenidos se presentan en tablas o gráficas para su fácil interpretación.

Se presentaron dificultades técnicas con el soldado de los pines de los sensores de contacto debido a sus pequeñas dimensiones. Se aconseja tener cuidado en este proceso además de colocar una protección de thermofit, para evitar errores en las mediciones. También se presentaron dificultades ambientales por días con lluvia y nublados.

Se sugiere la aplicación del sistema electrónico de medición preferentemente en días soleados.

Es importante proveer al microprocesador de instrucciones precisas sobre mediciones de temperatura mediante el lenguaje de programación de Arduino (basado en Wiring) y el software de Arduino (IDE, basado en Processing) representa una gran ventaja en proyectos ambientales que buscan mejorar la eficiencia energética de las tecnologías para el aprovechamiento de la energía solar.

REFERENCIAS

[1] Naciones Unidas, «Acción por el Clima,» 26 junio 2023. https://www.un.org/es/climatechange/what-is-climate-change.

[2] R. Luna y H. Ramos, Diseño de un sistema Fotovoltaico integrado a la Red para el área de estacionamiento de la Universidad Tecnológica de Salamanca., Chihuahua, Chihuahua: CIMAR, 2014.

[3] D. Ayala y C. J. Gonzalo, «Ingeniería, investigación y tecnología,» 15 octubre 2015. https://www.scielo.org.mx/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1405-77432015000400009. [Último acceso: 19 julio 2023].

[4] C. R. Barrientos y C. G. Meléndez, Calentador Solar de Agua para Usos Domésticos con Control de Variables y Funcionamiento con Arduino, La Libertad: ITCA, 2017.

[5] SENER, NORMA Oficial Mexicana NOM-027-ENER/SCFI-2018, Ciudad de México: Diario oficial de la Federación, 2018.

[6] NASA, «Predicción de la NASA sobre recursos energéticos mundiales,» NASA, 5 agosto 2021. https://power.larc.nasa.gov/.

[7] T. M. Ramírez, Diseño y construcción de un sistema fototermico doméstico, Querétaro: Cideteq, 2011.

[8] V. H. Romo, Sistema inteligente de monitoreo de temperatura TERMOSIM 2020, Aguascalientes: CONACYT-INFOTEC, 2020.

[9] Ó. Torrente Artero, Arduino. Curso práctico de formación, México: Alfaomega Grupo Editor, 2013.

[10] C. Peña Millahual, Arduino, Ciudad Autónoma de Buenos Aires: Six Ediciones, 2017.

[11] Industrias GSL, «Tipos de sensores de temperatura,» Industrias GSL, 28 11 2021. https://industriasgsl.com/blogs/automatizacion/tipos-de-sensores-de-temperatura. [Último acceso: 20 julio 2023].

[12] UNIT ELECTRONICS, «Sensor de Temperatura TMP36,» UNIT ELECTRONICS, 20 julio 2023. https://uelectronics.com/producto/sensor-de-temperatura-tmp36/. [Último acceso: 20 julio 2023].

[13] Naylamp Mechatronics , «Sensor de Temperatura analógico LM35,» Naylamp Mechatronics - Perú, 20 julio 2023. https://naylampmechatronics.com/sensores-temperatura-y-humedad/234-sensor-de-temperatura-analogico-lm35.html#:~:text=LM35%20es%20un%20sensor%20de,una%20precisi%C3%B3n%20de%200.5%C2%BAC.. [Último acceso: 20 julio 2023].

[14] L. del Valle Hernández, «DS18B20 sensor de temperatura para líquidos con Arduino,» 27 julio 2023. https://programarfacil.com/blog/arduino-blog/ds18b20-sensor-temperatura-arduino/.

[15] Maker Electronico , «MakerElectronico,» 20 07 2023. https://www.makerelectronico.com/producto/ds18b20-sensor-temperatura-sumergible/.

[16] E. Flores, «El protocolo de investigación,» Alergia, México, vol. 64, nº 3, pp. 364-370, 2017.

[17] Geek Factory, «Geek Factory-DS3231 Módulo reloj en tiempo real,» 26 julio 2023. https://www.geekfactory.mx/tienda/modulos/generales/ds3231-modulo-reloj-en-tiempo-real/#:~:text=El%20RTC%20mantiene%20registro%20de,las%20correcciones%20para%20a%C3%B1o%20bisiesto.

[18] MYTECTUTOR, «Using PLX-DAX with Arduino.(Getting started) – MYTECTUTOR,» 25 mayo 2020. https://mytectutor.com/using-plx-dax-with-arduino-getting-started/.

[19] Ó. M. Fernandez Alzate, «DS3231 datasheet | CodigoElectronica,» 16 junio 2019. http://codigoelectronica.com/blog/ds3231-datasheet.

[20] Tecnopura, «Módulo RTC DS3231 interface I2C / Reloj en tiempo real compatible Arduino - Tecnopura,» 21 agosto 2014. https://www.tecnopura.com/producto/modulo-rtc-ds3231-interface-i2c-reloj-en-tiempo-real-compatible-arduino/#:~:text=Este%20m%C3%B3dulo%20de%20reloj%20en,de%20un%20reloj%20digital%20convencional..

[21] Autodesk, «AUTODESK Tinkercad,» 20 julio 2023. https://www.tinkercad.com/circuits.

[22] Á. Galicia y A. Matus, Desarrollo de un Calentador Solar para Agua Caliente Sanitaria, Tuxtla Gutiérrez: Universidad de Ciencias y Artes de Chiapas, 2020.

[23] A. M. Jawad, R. S. Jawad y K. I. Abass, «The performance of an effective solar water heater enhancement based on experimental study,» World Wide Journal of Multidisciplinary Research and Development, vol. 4, nº 7, pp. 50-54, 2018.

BIOGRAFÍAS

CINDY ORTIZ ESCOTO Estudiante de Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica, Técnica Superior Universitaria en Mecatrónica, es miembro de Aerospace Engineering Research Organization – UG (AERO-UG). Ha cursado los Diplomados: Procesos de Corte y Manejo de Multímetro Digital y Osciloscopio Analógico. Ha trabajado en los proyectos: Rediseño de control para robot hexápodo y Energías Renovables.

AMANDA ENRIQUETA VIOLANTE GAVIRA Profesora del Dpto. de Ingeniería Mecánica de la DICIS, Ingeniera Química, Maestra en Ciencias y Dra. en Proyectos con Especialidad en Investigación. Línea de Investigación: Medio Ambiente, Calidad y Prevención. Ha realizado trabajos de investigación y artículos científicos relacionados con la producción de gases efecto invernadero, tratamiento de agua y calidad del aire en ciudades altamente contaminadas, así como artículos científicos relacionados con la Educación Ambiental.

FELIPE DE JESÚS TORRES DEL CARMEN Obtuvo el grado de Ingeniería Electromecánica por el Instituto Tecnológico de Acapulco; Maestría en Ciencias en Ingeniería Mecatrónica y Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica con especialidad en Control Automático por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Actualmente es profesor de tiempo completo en la División de Ingenierías Campus Irapuato-Salamanca de la Universidad de Guanajuato. Sus áreas de interés están relacionadas con el control no lineal, automatización y uso de tecnologías de bajo costo.

GERSON DANIEL FERREYRA RAMIREZ Estudiante de Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica, Técnico en Electrónica. Fue miembro de Bioengineering and Mechanical Applied Sciences (BMAS). Ha cursado el Diplomado Excel for All. Ha colaborado en el proyecto: Modelado CAD y CAE del cuerpo humano.

Recibido 31 de julio de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

SIL-based estimation of the SoH through a state-variables observer

ROBERTO MORENO-SÁNCHEZ, NANCY VISAIRO-CRUZ, C. ALBERTO NÚÑEZ-GUTIÉRREZ, JUAN SEGUNDO-RAMÍREZ

Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, México.
*Autor de Correspondencia: roberto.mor.san@gmail.com

ABSTRACT One primary concern in guaranteeing a good performance of the battery-based device is the proper estimating of the aging of the battery. There are two well-known methods, the invasive and the estimation; the invasive method is not the best option for providing a result because the battery will not be available anymore. In this paper, the state-of-health estimation is focused on the electric-model circuit. This method is based on the indirect estimation of the resistance aging of the entire system through a state-variables observer and it is proposed to avoid extra system dynamic equations; it is designed to be simple to implement. The proposed method to evaluate the state of health of the battery is validated through software-in-the-loop simulation provided by OPAL-RT.

KEYWORDS— SoH, SoC, SIL, BMS, battery, observer, estimation, OPAL-RT.

I. INTRODUCTION

Due to the traditional sources of energy, environmental pollution, carbon dioxide emissions, and the damage due to climate change, the use of batteries has increased in recent decades to assist renewable energies and transportation to reduce greenhouse. According to its technology, there are several uses for batteries, in electric vehicles (EVs), as support in substations, as a backup in solar and wind generation, to peak shaving in power systems, with a STATCOM as a FACT, and so on. However, the lifetime of the batteries degrades with repeated charging and discharging cycles, and their aging process can be affected because of misoperation. Thus, maintaining a battery under periodic monitoring is an important task to protect the system, and the battery itself [1].

In this context, several approaches to battery management systems (BMS) have been developed [1], [2]. According to their electrochemical construction and application, the BMS must fulfill the required specifications. On the one hand, to ensure the proper operation of the BMS the state of charge (SoC) and state of health (SoH) are highly required to be estimated as correctly as possible with a lower error. On the other hand, the complex physical-chemical reaction of the batteries makes it a difficult task to a proper estimation. Besides, the application of an online estimation method for the SoC and SoH is quite difficult.

According to the specialized theory, SoC measures the available capacity in the battery, usually measured in ampere-hours [1]. The SoH measures the maximal releasable capacity compared with the rated capacity [3]. Another approach to evaluating the SoH is considering the equivalent-circuit model of the battery, in which its series resistance of the circuit indicates the aging of the battery [1], [4]. According to [4] the methods based on coulomb counting are influenced by accumulative error and initial SoC, this is due to this being an open-loop method.

Researchers have developed models to be able to describe the previous metrics and others. Its purpose is to reproduce the behavior and performance of the battery. There are electrochemical models, mathematical models, and equivalent circuit models [5], [6]. The electrochemical models usually are optimized and give excellent results, however, their complexity and time consumption are quite high to obtain real-time results, besides due to the nature of the technology, there is battery-specific information that is difficult to obtain. The mathematical models are too abstract for practical use, only work for specific applications, and their error is in the order of 5% to 20% [5], [6]. The equivalent-circuit models are more intuitive, useful, and easy to handle. The most common circuits use one, two, or three RC time constants in series with a resistance, besides, it is used a nonlinear function dependent on the SoC as an open-circuit-voltage representation. Using two RC time constants, the best tradeoff between accuracy and complexity can be obtained [6], [7]. There are some well-accepted proposals of equivalent circuits for batteries due to their accurate performance [5].

The SoH has been estimated using different methods, in [8] the SoH is estimated by the accumulative estimation of

depth-of-discharge (DoD) through an enhanced coulomb counting method. In a similar work, [3] the authors improve a coulomb counting method to estimate through an accumulative of DoD. The sliding-mode observer is proposed as a solution with some improvements, for example, the proposed method is based on a mathematical model, experimental heuristic data, and a model-based approach [6]. The equivalent circuit model with two RC time constants is analyzed in [7] for the sliding mode observer including the adaptive gain observer used to estimate SoC, and the SoH is estimated according to its electrical parameters. Based on the adaptive mode observer in [9], the author proposes a new adaptive parameter estimator, which ensures an error of less than 3%.

In recent publications, the estimation of SoC and SoH is done by the applications of machine learning (ML) technique, where the shallow neural network and deep learning algorithm are two popular approaches [10]. Despite its advantages, there are some drawbacks to those methods, for example, there are several challenges in real applications and the amount of required information can be a disadvantage, requiring an offline calibration, among others [10], [11]. In [12] the author combines three approaches, first-order electric RC model, voltage and current measurements, and data-driven method which show high dependency on training data sets. In [13], the author proposed an algorithm based on a data-driven approach by collecting sensed data, this method must collect a historical data set of voltage-current-temperature.

The use of filters has been a helpful tool in estimating the SoC and SoH. The authors in [14] use a recursive least squares algorithm, an adaptive unscented Kalman filter which is the improvement of the unscented Kalman filter. Particle filter (PF) and unscented particle filter (UPF) analyzed in [15] propose a UPF that combines the unscented Kalman filter (UKF) with the PF. But, the Kalman filters cannot be well adjusted, the measured noise and system noise must fulfill the Gaussian distribution. On the other hand, in particle-based filters, the particle diversity degradation reduces the filtering precision, in this sense, PF requires massive particles increasing the burden of computing [15].

According to [10] the estimation methods can be divided into Look-up tables, ampere-hour integration, filter-based, observed-based, and data-driven. Besides, those methods can be applied using direct measurement or indirect analytical methods. On the other hand, BMS and battery energy storage systems (BESS) must satisfy the requirements of monitoring and control. To achieve this goal, the monitoring must be done in real-time, the computational load is a critical topic for implementation, and the equivalent-circuit model and lookup tables are suitable due to their robustness and speed [2]. Despite the excellent results of the previous publication, it requires a method to be simple, robust, and implementable.

However, the research on SoH estimation is quite less than the research on SoC estimation; this can be due to the long time-consumption process of the SoC and the SoH dependency of the SoC. Besides, a testing process for a real application is required before implementing any estimation proposal. In this context, this paper presents a simulation software-in-the-loop (SIL) performed in a real-time simulator OPAL-RT for testing the proposed estimation scheme. The proposed estimation method is designed to be easy to apply in a real-time simulator avoiding extra dynamic equations.

This paper is organized as follows: In Section II the model of the battery is presented, in Section III the design of the SoH estimation method and the design of the observer is developed, in Section IV the implementation of real measurements is performed, and the conclusions are presented in Section V.

II. BATTERY MODELING

The best tradeoff between accuracy and complexity is provided by the second-order battery model; two RC time constants [4], [5]. Fig. 1 shows the equivalent-circuit model for the battery.

A. MODEL EQUATIONS

The second-order battery model can be described by Kirchhoff's voltage law as follows:

$$V_t = V_{oc} - R_s I - V_1 - V_2 \tag{1}$$

where V_t is the battery voltage of the terminals, V_{oc} is the open-circuit voltage, which is an approximation and can be a piecewise function or a nonlinear SoC-dependent function, it is obtained by a test of charge or discharge of the battery. R_s is called the series resistance associated with the aging process of the battery. I is the charging current or is the discharging current. The two voltages V_1 and V_2 are the state variables of the second-order model and can be described as follows:

$$\frac{dV_1}{dt} = \frac{I}{C_1} - \frac{V_1}{C_1 R_1} \tag{2}$$

and

$$\frac{dV_2}{dt} = \frac{I}{C_2} - \frac{V_2}{C_2 R_2} \tag{3}$$

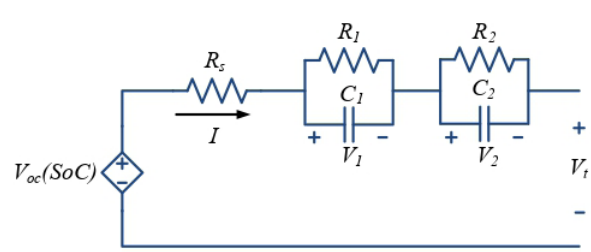


Fig. 1. Second-order equivalent circuit.

The state space representation is:

$$\begin{bmatrix}\dot{V}_1\\ \dot{V}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\frac{1}{C_1R_1} & 0\\ 0 & -\frac{1}{C_2R_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_1\\ V_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{C_1}\\ \frac{1}{C_2}\end{bmatrix} I \qquad (4)$$

The output is expressed as follows:

$$V = \begin{bmatrix}1 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_1\\ V_2\end{bmatrix} \qquad (5)$$

Using Matlab functions ctrb and obsv it is proved that the system is full-order observed and controlled.

B. PARAMETER IDENTIFICATION

To identify the parameters of the battery, a discharging experiment is performed, and the natural response of the battery is analyzed as an RC second-order system (curve fitting) [4], [16]. The experiment is performed with an RTAC SEL-2241 and an electronic load BK Precision.

A fresh battery is used to compute the parameters of the battery; the tested battery is a sealed lead-acid Power Sonic PS-260 2 Volts, 6 AH battery. To perform a discharging test of the battery, it is required to find out the total time constant (τ) of the battery i.e. after a discharging or charging current. τ is the time that the voltage of the open circuit battery reaches its steady-state condition; prior to a natural dropping of its voltage [1]. Fig. 2 shows the voltage after applying a current of $0.2C - rate$ (where C represents the nominal capacity of the battery) as a load.

Once the time constant of the battery is found, the following steps are applied to find the parameters of the model:

- On a fresh and fully charged battery, a constant current pulse of $0.2C - rate$ as a load is applied.
- The time loaded is 20 min and the resting time is 120 min.
- The previous cycle is performed until the battery reaches its cut-off voltage of 1.7 V.
- The voltage and current are saved.
- Using the fitting technique, the battery is parametrized.

Fig. 3 shows the constant current pulse of -1.2A applied during 20 min with a resting time of 120 min. Fig. 4 shows the open circuit voltage computed by MatLab. Using the function fit, the parameters are computed.

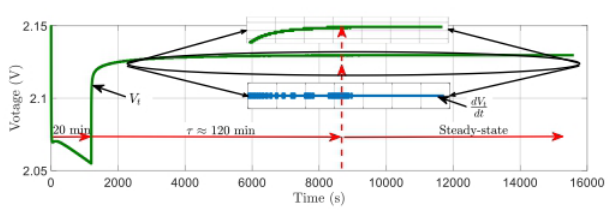


Fig. 2. Test for the time constant of the battery.

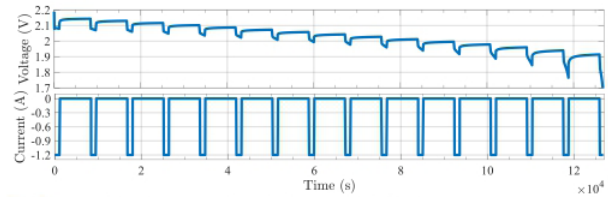


Fig. 3. Terminal voltage and applied current of the battery.

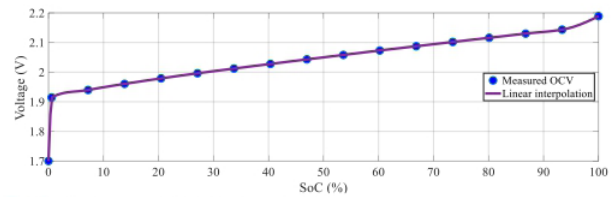


Fig. 4. Open circuit voltage of the battery.

The instant change of voltage is used to determine the R_s. When $I = 0$ the curve fitting can be applied, in this condition (1) can be rewritten as follows:

$$V_t = V_{oc} - V_{c1}e^{-t/\tau_1} - V_{c2}e^{-t/\tau_2} \qquad (6)$$

where the time constants are $\tau_1 = R_1C_1$ and $\tau_2 = R_2C_2$, V_{c1} and V_{c2} are the initial condition of the second order-system response. The parameters of the time constants are determined with the expressions $R_1 = V_{c1}/\Delta I$, $R_2 = V_{c2}/\Delta I$, $C_1 = \tau_1/R_1$, and $C_2 = \tau_2/R_2$.

To increase the precision of parameterizing R_s, the resistance R_s is computed by considering the dropping and increasing voltage. The R_s resistance versus the SoC is shown in Fig. 5 and Fig. 6.

Fig. 7 shows the resistance R_1, Fig. 8 shows the resistance R_2, Fig. 9 shows the capacitance C_1, and Fig. 10 shows the capacitance C_c. Similar to R_s, it is considered a linear interpolation function to increase the precision of the simulation for the parameters R_1, R_2, C_1, and C_2.

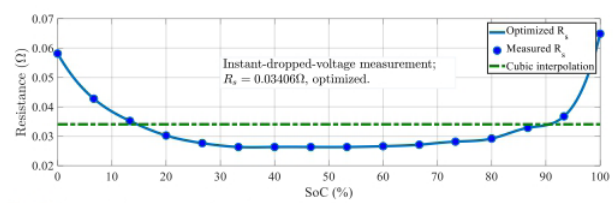


Fig. 5. R_s resistance for dropping voltage.

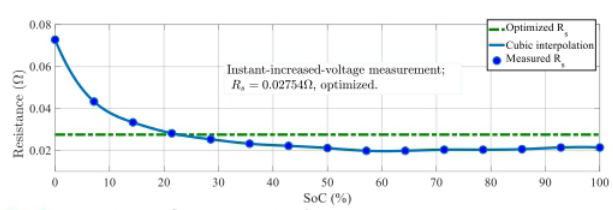


Fig. 6. R_s resistance for increasing voltage.

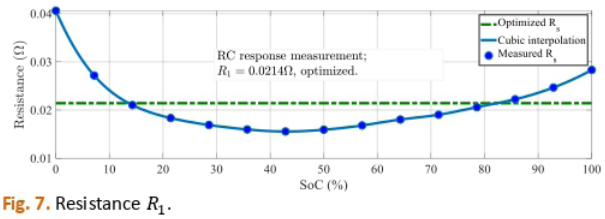


Fig. 7. Resistance R_1.

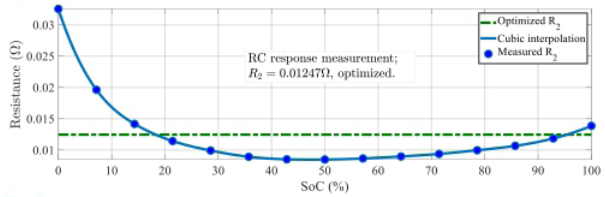


Fig. 8. Resistance R_2.

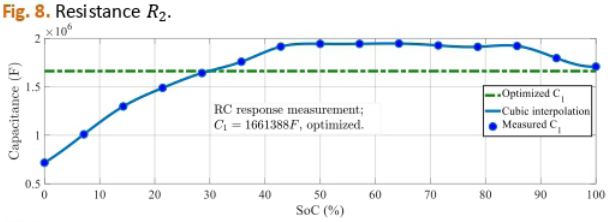


Fig. 9. Capacitance C_1.

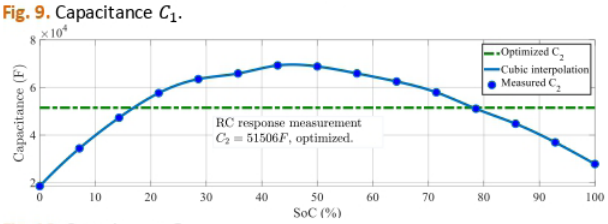


Fig. 10. Capacitance C_2.

C. EXPERIMENTAL RESULTS AND MODEL VALIDATION

After determining the parameter of the equivalent circuit model, the output terminal voltage of the model (V_m) is compared with the experimental measurement (V_t). Fig. 11 shows the comparison between the voltage of the terminal of the measurement and the model, through time, and Fig. 12 shows its error, which is quite small within 15 mV with an average error of $7.764 \times^{-4}$ V. As well reported [4], the largest error is near the cut-off voltage. In this sense, the major standard deviation of the computed parameters is found at a low and high SoC, and according to the state-of-the-art, the results from $0-10\%$ and $90-100\%$ of the SoC are not considered, nether in this investigation.

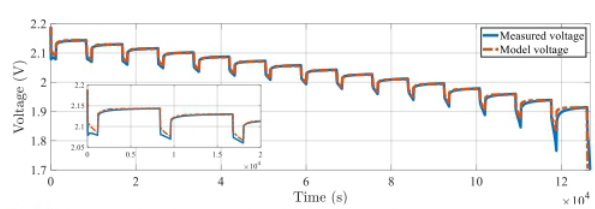


Fig. 11. Measured voltage and model output voltage.

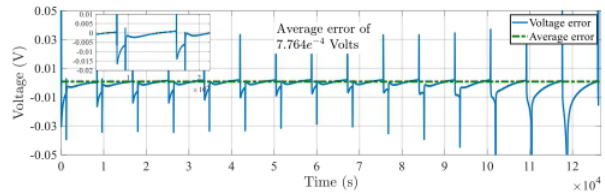


Fig. 12. Error between voltage measurement and model.

III. SoH AND OBSERVER DESIGN

The experiment was performed on a bench of batteries at different cycles of life (a cycle of life is when a fully charged battery is discharged until its cut-off voltage and then is fully charged). Its life-characteristic-in-cyclic-use curve indicates between 200 to 250 cycles of total life with a depth of discharge of 100% and a cut-off voltage of 1.7 Volts. The battery of reference is a zero-cycle-of-life battery (fresh battery) and it is compared with batteries at different cycles of life; 0 cycles, 100 cycles, and 200 cycles.

In this context, the battery new is modeled and its parameters are found. First, the mathematical model is compared with the real battery measurements, and the observer is applied to estimate the variable states.

A. SoH DESIGN

The SoH is the measurement that reflects the general condition of the battery and its ability to deliver a specific amount of energy compared with its fresh battery [17]. As the series resistance on the equivalent electric circuit model increases, the aging level of the battery increases. Then, the SoH can be determined by its series resistance R_s [1], [4], [9]. Eq. (1) can be rewritten as follows:

$$V_t - V_{oc} + R_s I = -V_1 - V_2 \tag{7}$$

The last equation is valid for any battery. The series resistance is computed as follows:

$$R_s = \frac{V_{SoH} - V_t + V_{oc}}{I} \tag{8}$$

where $V_{SoH} = -V_1 - V_2$.

Considering two batteries of the same characteristics, one fresh and the aging battery, suppose that V_{oc} behaves equally for both batteries at any SoH, and if it is assumed that V_t is the same for both batteries, Eq. (9) can be used to represent the change of the series resistance as follows:

$$\Delta R_s = \frac{V_{SoH}^{aging} - V_{SoH}^{fresh}}{I} \tag{9}$$

SoH is computed as follows [7], [17]:

$$SoH = \frac{2R_{BoL} - R_s}{R_{BoL}} \times 100\% \tag{10}$$

where R_{BoL} is the series resistance from a fresh battery, $2R_{BoL}$ is the end of the life of the battery, and R_s is the

measured resistance of the tested battery; in this sense, $2R_{BoL} \geq R_s \geq R_{BoL}$. Eq. (10) can be rewritten as:

$$SoH = \left(1 - \frac{\Delta R_S}{R_{BoL}}\right) \times 100\% \qquad (11)$$

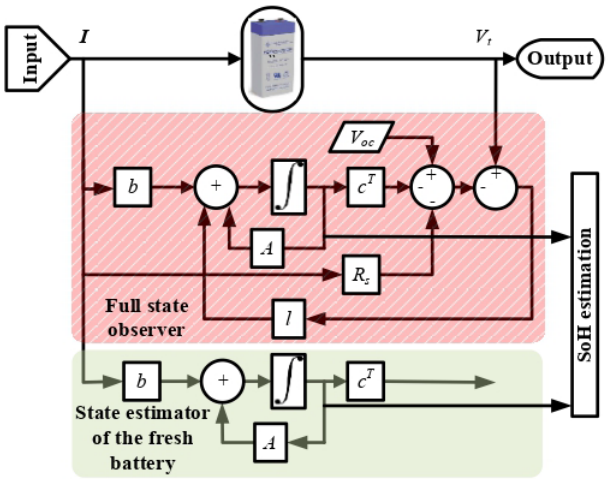


Fig. 13. Schematic of the proposed SoH estimator.

According to (9) and (11), the SoH can be obtained by knowing the state variables of the fresh battery and the aging battery. The state variables of the measured battery can be computed by an observer, and the equivalent circuit model is used to represent the new battery with the parameters obtained in the previous section. Fig. 13 shows the schema of computing the SoH by estimating R_s.

B. OBSERVER DESIGN

Considering the dynamic system as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + bu(t) \\ y(t) &= cx(t) \end{aligned} \qquad (12)$$

Let $\hat{x}$ be the observer state variable and its dynamic equation is described as follows:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + bu(t) + l(y - \hat{y}) \qquad (13)$$

The error of the observed and real state variables, $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$, must be zero in a finite time for a proper estimation of the state variables of the battery. In this sense, the dynamic of the observed error is:

$$\dot{e}(t) = (A - lc)e(t) \qquad (14)$$

where the state-dynamic matrix of the observer plant is $A_o = (A - lc)$. The observer design process involves selecting l by pole placement of the observer. According to [18] it is used the pole-placement design of full-order observers technique and process (Ackermann's pole-placement formula) to design the observer matrix l, as follows:

$$l = [(\beta - a)P'N^{-1}]^T \qquad (15)$$

where β is the vector of coefficients of the observed plant characteristic polynomial, a is the vector of coefficients of the plant characteristic polynomial, N is the observability test matrix, and P is the controllability test matrix.

The poles for the observed must ensure stability under a unit step (changes of current). Those for the observer are selected to be close to those of the plant and not too far from the origin; using $\omega n = 0.01$ and $\zeta = 30$ the observer response shows excellent results. Table I shows the characteristics of the plant.

IV. IMPLEMENTATION

Fig. 14 shows the performance of the observer compared with the voltage measured at the terminals of the battery. The results show that the full-state observer can estimate the state variables correctly and as a result, the output voltage of the model estimates the output properly.

The proposed SoH estimation method tests three batteries of the same brand and characteristics but with different discharging cycles. The discharging test is shown in Fig. 15, and the terminal-measured voltage is depicted for the three batteries; the blue line indicates the battery with 0 cycles, the battery with 100 cyclos is of yellow color, and the battery with 200 cycles is represented by the green color.

According to Section II-B, the major error using the equivalent circuit model shows up before 10% and after 90% of the SoC (even more) of each battery, and the results on these ranges are usually not considered. In this sense, the results to estimate the SoH are considered valid between 10% to 90%. Fig. 16(a), 16(b), and 16(c) show the estimation of the SoH with a fresh battery, a battery with 100 cycles, and a battery with 200 cycles respectively.

TABLE I. CHARACTERISTICS OF THE PLANT.

Plant	Pole 1	Pole 2	l_1	l_2
A	$-1.2026 \times^{-4}$	$-3.8678 \times^{-3}$	----------	-------
A_o	-0.5998	$-1.6671 \times^{-4}$	$7.4329 \times^{-3}$	0.5886

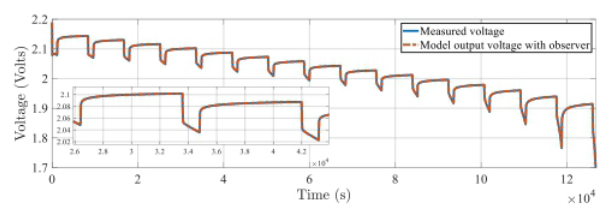


Fig. 14. Measured voltage and model observer output voltage.

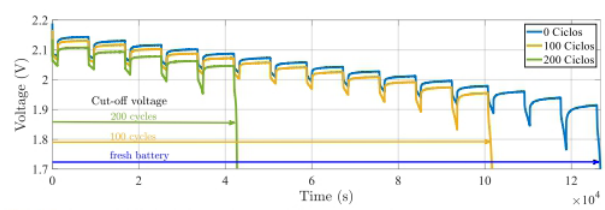


Fig. 15. Measured voltage; 0, 100, and 200 cycles.

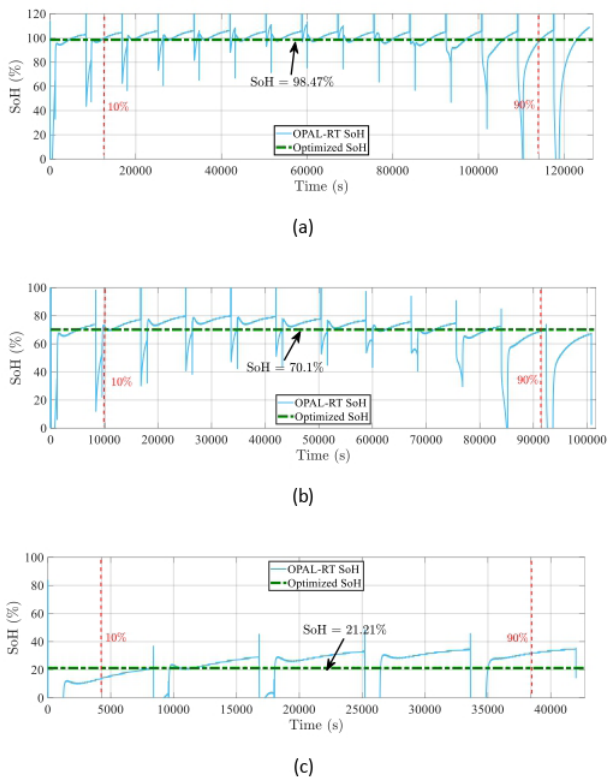


Fig. 16. (a) SoH test with 0 cycles battery, (b) SoH test with 100 cycles battery, (c) SoH test with 200 cycles battery.

In this paper, the results are validated through SIL simulation to be applied in a real scenario, the real-time simulator OPAL-RT is used to compute the SoH. Figs. 16(a) to 16(c) show the results of the SIL. The SoH obtained by SIL and the optimized SoH show results of 98.47%, 70.1%, and 21.21% for each battery respectively. It is considered a general error of the method as 1.53%; corresponding to the 0 cycle test. The challenge of computing the SoH for an unknown battery is to find a reference point, usually, the voltage is a good starting point, in this context; the tested batteries have different SoH, which makes it harder to estimates its SoH. In other words, if the parametrized battery at the beginning is gradually aged the results would improve, but the challenge is to get a result for an unknown battery. In this context, the results are reasonable and consistent with the aging of the battery.

V. CONCLUSIONS

The SoH is estimated with the aid of a state variable observer, the proposed methodology does not require the knowledge of the SoC for the reference battery, which does require is, establishing a proper parameterization methodology, because the error on the parameters in the circuit electric model affects the SoH estimation. Before the integration of a real application of the source codes or algorithms to estimate the SoH, it is convenient to perform a software-in-the-loop simulation. In this investigation, the proposed methodology using a state-variable observer is applied with acceptable results in the SIL environment. According to the SIL, this methodology is promising to be applied in a power-hardware-in-the-loop scenario; in this case, to successfully estimate the SoH of the tested batteries in the real-time scenario some issues must be overcome, such as temperature, the real cycle life of the battery, and so on. The main contribution of this investigation is about the estimation of the SoH of three different batteries, of the same brand and characteristics, but there is no apriori knowledge of the general state of the batteries.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the projects SEP-CONACyT A1-S-29705 and FORDECYT-PRONACES/1311344/2020.

REFERENCES

[1] G. Plett, Battery Management Systems, Volume I: Battery Modeling. IEEE, 2015, vol. I.

[2] M. T. Lawder, B. Suthar, P. W. Northrop, S. De, C. M. Hoff, O. Leitermann, M. L. Crow, S. Santhanagopalan, and V. R. Subramanian, "Battery energy storage system (bess) and battery management system (bms) for grid-scale applications," Proceedings of the IEEE, vol. 102, no. 6, pp. 1014–1030, 2014.

[3] K. S. Ng, C.-S. Moo, Y.-P. Chen, and Y.-C. Hsieh, "Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries," Applied energy, vol. 86, no. 9, pp. 1506–1511, 2009.

[4] J. Du, Z. Liu, Y. Wang, and C. Wen, "An adaptive sliding mode observer for lithium-ion battery state of charge and state of health estimation in electric vehicles," Control Engineering Practice, vol. 54, pp. 81–90, 2016.

[5] M. Chen and G. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.

[6] I.-S. Kim, "A technique for estimating the state of health of lithium batteries through a dual-sliding-mode observer," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 4, pp. 1013–1022, 2010.

[7] J. Du, Z. Liu, Y. Wang, and C. Wen, "An adaptive sliding mode observer for lithium-ion battery state of charge and state of health estimation in electric vehicles," Control Engineering Practice, vol. 54, pp. 81–90, 2016. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066116301149.

[8] K.-S. Ng, Y.-F. Huang, C.-S. Moo, and Y.-C. Hsieh, "An enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of health of lead-acid batteries," in INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference, 2009, pp. 1–5.

[9] B. Ning, B. Cao, B. Wang, and Z. Zou, "Adaptive sliding mode observers for lithium-ion battery state estimation based on parameters identified online," Energy, vol. 153, pp. 732–742, 2018. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544218306303.

[10] Z. Ren and C. Du, "A review of machine learning state-of-charge and state-of-health estimation algorithms for lithium-ion batteries," Energy Reports, vol. 9, pp. 2993–3021, 2023.

[11] D. Roman, S. Saxena, V. Robu, M. Pecht, and D. Flynn, "Machine learning pipeline for battery state-of-health estimation," Nature Machine Intelligence, vol. 3, no. 5, pp. 447–456, 2021.

[12] M. Mussi, L. Pellegrino, M. Restelli, and F. Trov`o, "An online state of health estimation method for lithium-ion batteries based on time partitioning and data-driven model identification," Journal of Energy Storage, vol. 55, p. 105467, 2022.

[13] G.-w. You, S. Park, and D. Oh, "Real-time state-of-health estimation for electric vehicle batteries: A data-driven approach," Applied energy, vol. 176, pp. 92–103, 2016.

[14] S. Liu, X. Dong, X. Yu, X. Ren, J. Zhang, and R. Zhu, "A method for state of charge and state of health estimation of lithium-ion battery based on adaptive unscented kalman filter," Energy Reports, vol. 8, pp. 426–436, 2022.

[15] D. Liu, X. Yin, Y. Song, W. Liu, and Y. Peng, "An on-line state of health estimation of lithium-ion battery using unscented particle filter," IEEE Access, vol. 6, pp. 40 990–41 001, 2018.

[16] X. Sun, J. Ji, B. Ren, C. Xie, and D. Yan, "Adaptive forgetting factor recursive least square algorithm for online identification of equivalent circuit model parameters of a lithium-ion battery," Energies, vol. 12, no. 12, p. 2242, 2019.

[17]A. Zenati, P. Desprez, H. Razik, and S. Rael, "A methodology to assess the state of health of lithium-ion batteries based on the battery's parameters and a fuzzy logic system," in 2012 IEEE international electric vehicle conference. IEEE, 2012, pp. 1–6.

[18] T. Ashish, Modern control design with Matlab and Simulink. Control system design in state-space, 2002.

BIOGRAPHIES

ROBERTO MORENO-SÁNCHEZ Was born in San Luis Potosí, Mexico. He received a B.S.E. degree in electromechanical engineering, an M.Sc., and a Ph.D. in electrical engineering from the Universidad Autónoma de San Luis Potosí, in 2010, 2012, and 2022, respectively. He has worked on projects in the mining industry performing electrical power quality analysis. His research interests include the interconnection of renewable energy to the network, wind energy conversion systems, electrical power quality, subsynchronous interactions in the power system, real-time simulation, and battery management system.

NANCY VISAIRO-CRUZ (Member, IEEE) Received the graduate degree in electronic engineering from the Technologic Institute of Oaxaca, Mexico, in 1997, and the M.S. and Ph.D. degrees in automatic control from the National Center for Research and Technological Development, Cuernavaca, Mexico, in 1999 and 2004, respectively. Since 2005, she has been working as a Professor-Researcher with the Center for Research and Graduate Studies, Faculty of Engineering, Autonomous University of San Luis Potosí. She is a member of the National Research System at Level 1. Among her topics of interests include automatic control schemes for power electronics systems applied to power quality, electric vehicles, renewable energy, and storage systems. She is also interested at fault diagnosis topics to energy storage systems.

C. ALBERTO NÚÑEZ-GUTIÉRREZ Received the M.Sc. and Ph.D. degrees from CENIDET, Cuernavaca, in 1997 and 2002, respectively. Since 2002, he has been with the Autonomous University of San Luis Potosí, as Professor and Researcher. He has led several research industrial projects with the mining industry, power systems industries, and government. His research interest includes power electronics, control of power converters, and power quality.

JUAN SEGUNDO-RAMÍREZ (Member, IEEE) Received the M.Sc. degree in electrical power systems from Cinvestav Guadalajara, Zapopan, Mexico, in 2004, and the Ph.D. degree in electrical power systems from the Universidad Michoacana de San Nicolas de Hidalgo, Michoacán, Mexico, in 2010. Since 2010, he has been with the Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, México. His research interests include power system harmonic analysis, modeling, design, and simulation.

Recibido 25 de agosto de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Registrador de datos de bajo costo para monitorear energía fotovoltaica de seguidor solar

LISSETH CELESTE RAZO-VARGAS[1], SILVIA EILEEN CUEVAS-ALVAREZ[2], JONATAN PEÑA RAMÍREZ[2], IVÁN ABEL HERNÁNDEZ-ROBLES[3], HÉCTOR JAVIER ESTRADA-GARCÍA[3*].

[1] Escuela del nivel Medio Superior de Salamanca, Colegio del Nivel Medio Superior, Universidad de Guanajuato.
[2] División de Física Aplicada, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.
[3]Departamento de Ingeniería Eléctrica, División de Ingenierías, Campus Irapuato – Salamanca, Universidad de Guanajuato.
*Autor de Correspondencia: hestrada@ugto.mx

RESUMEN Se diseña e implementar un sistema registrador de datos de bajo costo para monitoreo de un seguidor solar de dos ejes con celda fotovoltaica independiente empleando software y hardware de código abierto. El registrador de datos es capaz de medir variables eléctricas y meteorológicas. El nuevo registrador permite una instalación del sistema en zonas desprovistas de redes de telecomunicaciones utilizando una tarjeta SD, requiere una supervisión mínima ya que cuenta con una gran capacidad de almacenamiento. Los parámetros medidos son corriente, voltaje y potencia de la celda, así como humedad, temperatura ambiente e irradiancia solar. Además, se incluye un reloj en tiempo real (RTC) para catalogar los datos por fecha y hora. Para el seguimiento solar se utiliza un arreglo de cuatro fotodetectores para ubicación, y dos servomotores para mover la placa en ambos ejes. Para simular la carga se conecta un motor de cd de forma directa a la celda.

PALABRAS CLAVE — Monitoreo, Energía Fotovoltaica, sistema de adquisición de datos, sensores de bajo costo.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad se han tenido grandes avances en sistemas de energías renovables y particularmente aquellos que utilizan tecnología solar fotovoltaica (FV), esto ha llevado a la instalación de una gran cantidad de sistemas fotovoltaicos en todo el mundo. Los sistemas fotovoltaicos se pueden clasificar en tres tipos: sistemas fotovoltaicos conectados a la red, sistemas fotovoltaicos independientes (FVI) y sistemas fotovoltaicos híbridos (Red-Independiente, Red-Almacenamiento de energía) [1]. Los sistemas conectados a la red suelen tener un inversor de conexión a la red y no poseen dispositivos de almacenamiento, por lo cual la energía puede ser generada y utilizada solo durante el día.

En sistemas FVI, el uso de baterías para almacenar energía permite su uso futuro en casos de días nublados o durante la noche. Sin embargo, resulta complicado monitorear el funcionamiento de este tipo de sistemas principalmente porque los dispositivos de adquisición de datos utilizados son caros si se comparan con el costo total del sistema, requieren por lo general de software especializado, así como de una fuente de alimentación complementaria para permanecer conectados todo el tiempo.

Los dispositivos de adquisición, comúnmente conocidos como registradores de datos, permiten medir los principales parámetros y realizar las acciones correctivas y de mantenimiento necesarias evitando altos costos en reparaciones por daños. Por ello es necesario llevar a cabo el monitoreo de sistemas FVI con precisión y mantener un bajo costo porque si no se detectan a tiempo los problemas de operación y mantenimiento, puede llevar a grandes fallas o un acortamiento de la vida útil de los sistemas fotovoltaicos.

La monitorización de los sistemas FVI es de especial interés tanto para la investigación como para las aplicaciones de la energía solar, debido a ello podemos establecer la necesidad de lograr un mayor desarrollo de los sistemas de adquisición de datos para monitorear dichos sistemas, considerando que se deben obtener datos precisos de los parámetros medidos y que el hardware y software utilizado sean asequibles.

Uno de los primeros sistemas de monitoreo de bajo costo diseñado para la radiación solar fue desarrollado por Mukaro et al. [2] en 1998. El sistema de monitoreo se basó en un microcontrolador de 8 bits, un convertidor analógico-digital (ADC, por sus siglas en inglés, Analog to Digital Converter) con 4 entradas analógicas y los datos se almacenaron hasta que se cargaron en una computadora portátil. El intervalo de muestreo fue de 10 minutos y se implementó el modo de baja potencia entre intervalos minimizando el consumo de la potencia. Este sistema es adecuado para el seguimiento de parámetros meteorológicos en estaciones remotas, pero la necesidad de conectar este sistema a una computadora se incluye como una desventaja.

En [3] se realiza el diseño de un sistema de registro de datos para monitoreo de sistemas fotovoltaicos independientes, realizando las mediciones de parámetros

eléctricos y meteorológicos, así como la comparación de sus resultados con aquellos obtenidos con sistemas comerciales. Dicho artículo sirvió como base para el presente trabajo.

II. REQUISITOS DEL SISTEMA DE REGISTRO DE DATOS PARA EL MODULO FVI

Los estándares internacionales establecen los parámetros que deben ser monitoreados en los sistemas fotovoltaicos. Dentro de la Norma IEC61724 [4] titulada: "Rendimiento del sistema fotovoltaico" se describen las reglas generales para el seguimiento y análisis del desempeño eléctrico de los sistemas fotovoltaicos (autónomo y conectado a la red). En la Tabla I se presenta un resumen de algunos de los parámetros que se miden comúnmente, así como su nomenclatura. Para caracterizar sistemas FVI, poder medir las propiedades eléctricas y las condiciones atmosféricas es fundamental.

A. PARÁMETROS ELÉCTRICOS

Para el diseño del registrador de datos es importante definir el número de parámetros a medir (Tabla I) ya que con esto se determina el número de entradas y sensores requeridos. En el caso concreto de mediciones eléctricas, si el sensor de corriente puede distinguir la dirección de la corriente, el número de parámetros a ser monitoreados puede reducirse. De acuerdo con el estándar IEC61724, la precisión de las mediciones de voltaje, corriente y potencia, incluido el acondicionamiento de señal, debe tener un error menor al 2%.

B. MEDICIÓN METEOROLÓGICA

Los parámetros climáticos deben medirse en un lugar que sea representativo de las condiciones del sistema FVI, así también deben cumplir los requisitos estándar de precisión. La precisión de las mediciones de temperatura del módulo fotovoltaico debe mantenerse dentro de un margen de ±2 °C, la precisión de las medidas de temperatura ambiente dentro del margen de ±1 °C y la precisión de las medidas de irradiación debe ser mejor que el 8% de la lectura de 100 W · m^{-2} a 1500 W· m^{-2} (incluyendo acondicionamiento de señal). Las mediciones de parámetros opcionales también deben cumplir con los requisitos de precisión.

C. ALMACENAMIENTO DE DATOS

El envío de datos puede no ser siempre posible debido a la falta de una red en zonas lejanas o de difícil acceso. Por ello el almacenamiento de datos se debe considerar como esencial para llevar a cabo cualquier monitoreo o análisis de desempeño. Por lo tanto, el método seleccionado debe garantizar que se mantengan los datos medidos y trabajar de forma autónoma sin requerir una supervisión de forma continua. De acuerdo con IEC61724, es necesario mantener todos los datos recogidos en archivos organizados por fechas.

TABLA I. PARÁMETROS PARA MONITOREAR EN SISTEMAS PV EN TIEMPO REAL.

Parámetros	Símbolo	Unidades
Irradiancia total	G_i	W/m²
Temperatura ambiente	T_{amb}	°C
Velocidad del viento (opcional)	-	-
Lluvia (Opcional)	-	-
Humedad (Opcional)	-	-
Voltaje de salida	V_A	V
Corriente de salida	I_A	A
Potencia de salida	P_A	W
Temperatura del módulo PV	T_{mod}	°C
Voltaje de carga	V_L	V
Corriente de carga	I_L	A
Potencia de carga	P_L	W

III. DISEÑO DEL REGISTRADOR DE DATOS

A. SELECCIÓN DE TARJETA DE CONTROL

Para la selección apropiada del software y hardware se buscaron aquellos que hacen uso de código abierto, el cual permite lograr el objetivo de bajo costo del sistema final. Dentro de las numerosas plataformas basadas en hardware de código abierto disponibles, una mejor opción en comparación con otros es la tarjeta *Arduino*™ UNO debido a su flexibilidad, costo y principalmente por la amplia comunidad de desarrolladores.

La placa está basada en el microcontrolador ATmega328, dentro de sus principales características posee 14 pines digitales de entrada/salida, 6 entradas analógicas, manejo de señales PWM (por sus siglas en inglés, Pulse Width Modulation), opera dentro del rango de temperatura de −40°C a 125°C y se tiene la posibilidad de envío y recepción de datos con otros dispositivos utilizando diferentes protocolos de comunicación [5]. Es comparable en precio a las opciones de más bajo de costo, pero su flexibilidad para adaptar cualquier diseño plantea una ventaja adicional sobre otras plataformas como *Raspberry PI*™ o DSP *Texas Instruments*™. El software se puede descargar de forma gratuita y el hardware y los diseños de referencia están disponibles bajo una licencia de fuentes abiertas, y los usuarios tienen la posibilidad de adaptarlos a sus necesidades.

Una de las principales desventajas es la limitación de la memoria interna. Tiene 32 Kb de memoria Flash (espacio del programa) y 2 Kb de Memoria estática de acceso aleatorio (SRAM, por sus siglas en inglés, Static Random Access Memory) [5]. Otra desventaja es la resolución de las entradas analógicas, con un ADC de 10 bits de resolución. Esta resolución no es suficiente para cumplir con todos los

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

requisitos ya que algunos sensores, como los sensores de irradiación, tienen amplitudes de señal en el rango de cientos de microvoltios y necesitan al menos 16 bits o amplificadores para mejorar el rango de medida.

B. MEJORAS REALIZADAS A LA PLATAFORMA DE CONTROL

Como se explicó anteriormente, debido a las limitaciones básicas del hardware que dificultan la posibilidad de cumplir los requisitos del estándar IEC61724, se requiere la selección de componentes que permitan mantener y mejorar el desempeño del sistema de adquisición de datos.

Para poder realizar la integración del prototipo final, se realizó lo siguiente:

a) Se agregó una interfaz visual basada en una pantalla LCD (por sus siglas en inglés, Liquid Crystal Display) de 16 × 2 para visualización de datos. Se empleó un módulo LCD con un adaptador I2C™. La conexión de esta pantalla utiliza solo dos pines digitales. En cada iteración de 30 segundos, la pantalla muestra la información medida por los sensores de voltaje, corriente, potencia, temperatura y humedad.
b) Se empleó una memoria flash microSD para superar las limitaciones de memoria de la placa. La comunicación con la tarjeta SD se basa en una interfaz periférica serial (SPI, por sus siglas en inglés, Serial Peripheral Interface). Estas memorias tienen una gran capacidad de almacenamiento, velocidades rápidas de lectura y escritura, y un precio bajo. Debido a que los datos diarios poseen un tamaño pequeño (archivos de texto sin formato, escritos en formato ASCII de un solo byte), usando una tarjeta SD de 32 GB, hay espacio disponible para décadas de mediciones.
c) Se incluyó un reloj de tiempo real (RTC, por sus siglas en inglés, Real Time Clock) para medir el tiempo y garantizar una sincronización precisa de las mediciones, así como mantener la organización de datos por fechas. El reloj externo seleccionado fue el RTC serie DS1307 de *Maxim Integrated*™. El RTC DS1307 utiliza el bus I2C™ y opera con una batería de litio independientemente de la fuente de alimentación de la placa.
d) Se integró un bus *I2C*™ en una placa de pruebas usando los pines A4 y A5 (SDA y SCL), también se incluyó un botón de reinicio adicional, aprovechando que el protocolo *I2C*™ solo utiliza dos pines donde se pueden conectar múltiples sensores y/o actuadores trabajando en paralelo, en un direccionamiento de 7 bits implica que se pueden conectar hasta 128 dispositivos.

C. SENSORES METEOROLÓGICOS

Se realiza la medición de parámetros de humedad y la temperatura ambiente empleando el sensor DHT22 de *Aosong*™ para medir tanto humedad relativa y temperatura ambiente. Este sensor proporciona una precisión de ±0.5°, midiendo la temperatura ambiente en el rango de −40°C a +80°C. Además, el sensor DHT22 permite medir la humedad relativa (HR) en el rango de 0%HR a 100%HR, con una precisión de ±3% HR [6].

Para la medición de la irradiancia solar se utiliza el sensor LTR390 de *Adafruit* [7]. Es un sensor UV (Ultravioleta) de bajo costo con detección de luz ambiental y UVA (Radiación ultravioleta A) con una respuesta espectral máxima entre 300 y 350 nm. A diferencia de los sensores que estiman las lecturas del índice UV a partir de niveles de luz visible e infrarroja, el LTR390 incorpora dos sensores, uno para luz visible y otro diseñado específicamente para medir los niveles de luz UV. Se pueden diseñar rutinas para derivar el valor del índice UV a partir de mediciones UV sin procesar, así como para calcular el nivel de lux de la luz ambiental. El LTR390 también tiene una interfaz I2C™ mucho más simple para que se pueda utilizar en microcontroladores como Arduino o Python con facilidad, además que no necesita un ADC. Las características eléctricas se muestran en la Tabla II.

D. MEDICIONES ELÉCTRICAS.

El sistema de monitoreo incluye el voltaje de salida de la celda fotovoltaica (V_A), la corriente de salida de la placa fotovoltaica (I_A), y potencia de salida (P_A), en el diseño del sistema FVI no se consideran baterías para almacenamiento de carga. Para ello se utilizó el sensor de corriente y voltaje INA260 de *Adafruit* [8].

TABLA II. CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS DEL SENSOR LTR390.

Parámetro	Min.	Tip.	Max.	Unidad	Condición
Resolución de salida UVS+	13	18	20	Bit	Programable para 13,16,17,18,19,20 bit
Cuentas UV	80	100	120	Cuenta	LED UV 310nm, Tope=25°C, 18-bit Ganancia =18X, Irradiancia =35uW/cm2
Sensibilidad UV		1400		Cuenta/UVI	Ganancia = 18X, 20-bit
Precisión UVI*	-2 -1.5		2 1.5	UVI	Ganancia = 18X, 20-bit, UVI > 3, 20-bit, UVI < 3

+Sensor ultravioleta; *UVI: índice ultravioleta.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

Es un dispositivo de salida digital, corriente, potencia y monitor de voltaje con I2C y compatible con interfaz *SMBus*™ con una resistencia de derivación de precisión integrada. Permite mediciones de corriente y potencia de alta precisión, detección de sobrecorriente en voltajes de modo común que pueden variar de 0 V a 36 V, independiente de la tensión de alimentación. Para facilitar el uso, un multiplicador interno permite lecturas directas de corriente en amperios y potencia en Watts. El dispositivo opera con 2.7-V a 5.5-V, consumiendo 310 µA (típico) de corriente de suministro. El rango de temperatura de funcionamiento se encuentra entre –40°C y +125°C, otra de las ventajas es que entrega las lecturas de forma digital a la placa, con un ADC interno de 16 bits, logrando rangos con más del 1% de precisión.

E. PROGRAMACIÓN DEL SISTEMA FVI.

El algoritmo ha sido programado en el lenguaje *Arduino*™ [5], el cual es una adaptación del lenguaje C/C++, es decir posee su propio lenguaje de programación de código abierto. El estándar IEC61724 [4] recomienda intervalos de muestreo inferiores a 1 minuto para parámetros relacionados con la irradiancia, por lo tanto, se ha elegido un intervalo de 30 s para cada muestra y registro de los datos. Se realizan dos mediciones de parámetros por minuto, en el segundo 0 y en el segundo 30. Primero se miden los parámetros eléctricos, voltaje, corriente y potencia, después los parámetros meteorológicos: temperatura, humedad y radiación solar. Después de la medición, los datos se almacenan en la tarjeta SD y los resultados se muestran en la pantalla LCD. El algoritmo del programa se muestra en la Fig. 1.

Se recomienda realizar un ciclo de sincronización del RTC para corregir posibles desviaciones durante el funcionamiento del sistema (normalmente unos segundos por semana), esto se hace fuera de línea para evitar interferencias de los demás sensores, ya que es necesario reprogramar el reloj, para lo cual se utiliza otro programa para realizar la sincronización.

IV. DISEÑO DEL SEGUIDOR SOLAR

Para el diseño del seguidor solar se utilizó un modelo de dos ejes bajo licencia Creative Commons [9], el cual es usado como base de diseño del registrador de datos. Un resumen de la clasificación y características de estos seguidores puede ser encontrada en [10]. Se utiliza una celda solar de Silicio cristalino, voltaje: 5 V, potencia: 1W, corriente de trabajo: 0 - 280 mA, dimensiones: 10 x 10 cm. En la Fig. 2 se muestra el diagrama de conexiones completo del seguidor solar y los accesorios añadidos para crear el registrador. Se utilizan 4 sensores LDR (por sus siglas en inglés, Light Dependent Resistor) para determinar la posición deseada del seguidor solar.

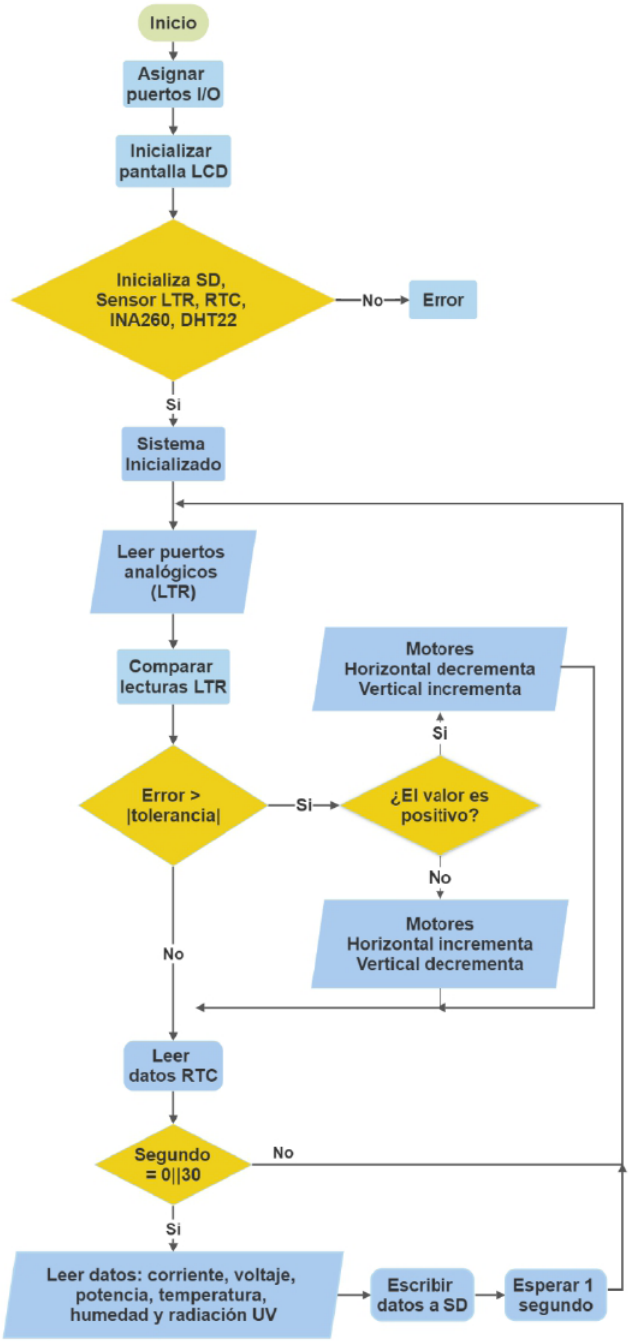


Fig. 1. Diagrama de flujo del programa.

Para obtener la posición se calcula una diferencia media con LDR en pares: valor medio arriba, valor medio abajo, valor medio izquierdo y valor medio derecho.

Una vez establecido el valor medio, se calcula la diferencia arriba - abajo para el motor de posición vertical, y derecha - izquierda para el motor horizontal para ajustar el valor de error cercano a cero, considerando una pequeña tolerancia para compensar los errores de lectura de la entrada analógica y evitar que los motores estén ajustando de forma continua.

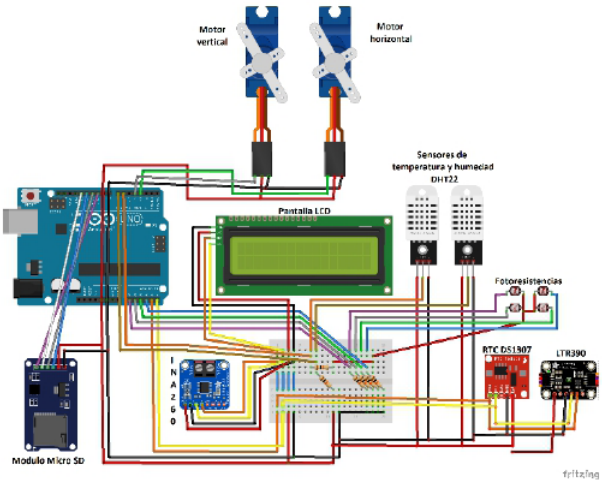


Fig. 2. Diagrama de conexiones en *Fritzing*™[11].

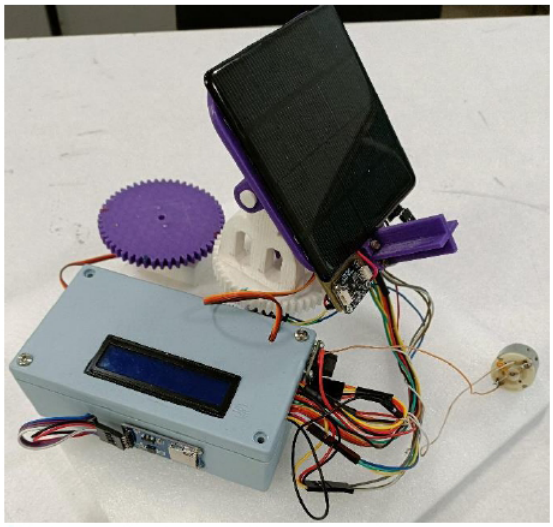


Fig. 3. Sistema registrador – seguidor solar completo.

Fig. 4. Datos obtenidos durante dos horas de muestreo en un día nublado.

Aunque este método no es el óptimo, no se considera parte de este trabajo la eficiencia del seguidor solar. La ubicación del seguidor es Latitud: 20.56667, Longitud: -101.2.

V. RESULTADOS

El sistema final se muestra en la Fig. 3. Algunos de los resultados obtenidos durante las pruebas realizadas con el registrador de datos utilizando un seguidor solar se muestran en la Tabla III. Para hacer la conversión de radiación UV a radiación solar se utilizan los datos de la Tabla II. Cabe mencionar que los datos obtenidos no se han comparado con otros sistemas, sin embargo, la precisión de las mediciones se considera utilizando las hojas de datos proporcionadas por los fabricantes.

Podemos observar que las primeras dos muestras de la tabla muestran una corriente negativa, esto es debido a que no se ha conectado la carga al sistema (motor de CD) y es un offset que muestra el sensor de corriente, este error puede ser corregido a través de una compensación en software.

En la Fig. 4 se muestra una gráfica de los valores medidos de voltaje, corriente y el índice UV. La prueba fue realizada en un día nublado, se puede observar cómo disminuyen los valores de voltaje y corriente al igual que lo hace el índice UV.

VI. COSTOS

El costo final del prototipo, incluyendo la impresión de la base del seguidor solar, fue de aproximadamente 85 USD. La Tabla IV muestra el presupuesto para los sensores de bajo costo, así como para el hardware utilizado en la construcción del seguidor solar. Los precios mostrados son aproximados y se especifican en USD.

VII. CONCLUSIONES

Se implementó un nuevo registrador de datos de bajo costo diseñado para uso autónomo de sistemas fotovoltaicos que cumple con algunos de los requisitos establecidos por la norma IEC61724, como lo son la toma de muestras y las variables que se deben de medir. Se realizaron pruebas del registrador en condiciones reales. La medición de condiciones climáticas y la medición de los parámetros del sistema FVI se realiza utilizando exclusivamente sensores. En el sistema de monitoreo se incluyen varias mediciones de factores climáticos tales como la irradiancia, temperatura y humedad del ambiente, así como la temperatura de la celda. También se muestran las medidas en una pantalla LCD, lo cual permite estar verificando de forma presencial que el sistema está operando con normalidad.

Los parámetros de voltaje y corriente fueron monitoreados utilizando un sensor que detecta cambios en los parámetros en el orden de miliamperes y milivolts, es decir, permite leer valores muy pequeños de voltaje y corriente, con lo cual podemos monitorear sistemas de una celda hasta un conjunto de paneles solares.

TABLA III. DATOS OBTENIDOS DURANTE LAS PRUEBAS.

HORA	G_I uW/cm^2	T_{AMB}	H_{AMB}	V_A (V)	I_A (mA)	P_A (mW)	T_{MOD}
14:32:00	84.7	29.5°	47.8%	5.84	-2.5	10	29.0°
14:32:30	14	30.6°	47.3%	5.59	-3.75	30	30.6°
14:33:00	90.65	31.7°	45%	4.83	136.25	520	32.1°
14:33:30	90.3	33.0°	44.3%	4.48	122.5	550	33.7°
14:34:30	82.6	35.3°	41.9%	3.22	102.5	330	37.1°
14:35:00	81.55	38.4°	37.3%	4.64	115	540	41.3°
14:36:00	80.15	39.1°	36.5%	4.49	122.5	550	42.1°
14:36:30	81.9	39.6°	36.2%	4.3	110	470	42.6°
14:37:00	76.65	41.2°	34.9%	4.47	117.5	520	44.9°

TABLA IV. COSTOS APROXIMADOS DEL REGISTRADOR DE DATOS.

Articulo	Cantidad	Costo USD
Impresión 3D	1	30
Arduino Uno	1	15
Celda solar	1	10
INA260	1	5
LTR390	1	5
DHT22	2	5
RTC1307 y batería	1	3
LCD con I2C	1	4
Servomotor SG90	2	3
Adaptador y tarjeta SD	1	2
Misceláneos	-	3
Total		85

El almacenamiento de datos en la tarjeta SD permite mantener recopilados los datos junto con la fecha y la hora que se miden, con ello es posible que el sistema funcione de forma autónoma en zonas donde no se encuentren redes de telecomunicaciones disponibles.

REFERENCIAS

[1] Anshul Awasthi, Akash Kumar Shukla, Murali Manohar S.R., Chandrakant Dondariya, K.N. Shukla, Deepak Porwal, Geetam Richhariya,, Review on sun tracking technology in solar PV system, Energy Reports, vol. 6, pp. 392-405, 2020. DOI: 10.1016/j.egyr.2020.02.004, [Online].

[2] R. Mukaro, X. F. Carelse, and L. Olumekor, First performance analysis of a silicon-cell microcontroller-based solar radiation monitoring system, Sol. Energy, vol. 63, no. 5, pp. 313–321, Nov. 1998.

[3] A. López-Vargas, M. Fuentes, M. V. García and F. J. Muñoz-Rodríguez, Low-Cost Datalogger Intended for Remote Monitoring of Solar Photovoltaic Standalone Systems Based on Arduino™, in IEEE Sensors Journal, vol. 19, no. 11, pp. 4308-4320, 1 June, 2019, doi: 10.1109/JSEN.2019.2898667.

[4] Photovoltaic system performance—Part 1: Monitoring, 1st ed. Standard: IEC61724-1, International Electrotechnical Commission (IEC), Switzerland, Geneva, 2021.

[5] Arduino. Consultado: Julio 21, 2023. [Online]. Disponible: https://www.arduino.cc

[6] AM2302 SIP Packaged Temperature and Humidity Sensor. Consultado: Julio 24, 2023. [Online]. Disponible: http://www.aosong.com/en/products-22.html.

[7] Adafruit LTR390 UV Sensor. Consultado: Julio 21, 2023. [Online]. Disponible: https://learn.adafruit.com/adafruit-ltr390-uv-sensor/overview-2

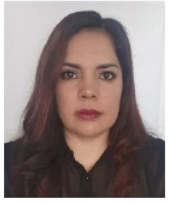
[8] Adafruit INA260 High or Low Side Voltage, Current, Power Sensor. Consultado: Julio 21, 2023. [Online]. Disponible: https://www.adafruit.com/product/4226

[9] Dual Axis Solar Tracker, Consultado: Julio 21, 2023. [Online]. Disponible: https://www.thingiverse.com/thing:2960250/files.

[10] Emmanuel Karabo Mpodi, Zeundjua Tjiparuro, Oduetse Matsebe, Review of dual axis solar tracking and development of its functional model, Procedia Manufacturing, vol. 35, pp. 580-588, 2019, DOI: 10.1016/j.promfg.2019.05.082 [Online], Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S235197891930719X.

[11] Fritzing electronics made easy, Consultado: Julio 24, 2023. https://fritzing.org/.

BIOGRAFÍAS



LISSETH CELESTE RAZO VARGAS Maestría en Ingeniería Eléctrica Opción Instrumentación y Sistemas Digitales por la Universidad de Guanajuato en 2010. Sus principales áreas de interés incluyen el procesamiento de imágenes, robótica móvil, interfaces hombre máquina, redes eléctricas y tecnología de asistencia. Actualmente es profesora de la Universidad de Guanajuato en la Escuela del Nivel Medio Superior de Salamanca, Guanajuato.

SILVIA EILEEN CUEVAS ÁLVAREZ recibió el título de Licenciatura en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Guanajuato (México) en 2021. Actualmente se encuentra estudiando la Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones en CICESE, Ensenada, México. Sus áreas de interés son Micro redes inteligentes, diseño de máquinas eléctricas y energías renovables.

IVÁN A. HERNÁNDEZ ROBLES Doctorado en Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV Campus Guadalajara (México) en 2013. Actualmente es profesor en la Universidad de Guanajuato en el Departamento de Ingeniería Eléctrica. Sus líneas de investigación son el análisis numérico aplicado al diseño de máquinas eléctricas y las energías renovables.

JONATAN PEÑA RAMÍREZ Investigador por cátedra CONAHCYT del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones en el Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE). Obtuvo el grado de Doctor por la Universidad Tecnológica de Eindhoven de Holanda. Sus intereses de investigación incluyen dinámica no lineal, fenómenos no lineales, sincronización y control de sistemas no lineales, sistemas ciberfísicos y aplicaciones.

HÉCTOR JAVIER ESTRADA GARCÍA Doctor en Ciencias, orientación: Instrumentación y Control, 2008, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), México, en cotutela con la Ecole Centrale de Nantes y la Université de Nantes, Francia. Principales áreas de interés son smart grids, sistemas eléctricos y de control con retardos en tiempo. Actualmente es Profesor del Departamento de Ing. Eléctrica, DICIS, Univ. de Guanajuato, México.

Recibido 31 de julio de 2023. Aceptado 01 de diciembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Implementación para un Inversor Multinivel de las Técnicas de Modulación LS-PWM en FPGA

JOSÉ JUAN ALFARO RODRÍGUEZ, JESÚS ALBERTO MARTÍNEZ CABRERA, GILBERTO MUÑOZ MORENO, MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS, ADOLFO RAFAEL LÓPEZ NÚÑEZ.

Tecnológico Nacional de México – Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

*Autor de Correspondencia: jose.ar@irapuato.tecnm.mx

RESUMEN Las técnicas de modulación denominadas como técnicas de modulación por ancho de pulso por corrimiento de nivel tales como disposición de fase, desplazamiento opuesta de fase y desplazamiento opuesta alternada de fase son desarrolladas mediante el lenguaje de descripción de hardware en dispositivos programables para el control de activación de los dispositivos de conmutación de un inversor multinivel. Mediante la tarjeta de desarrollo Cyclone II, se obtiene la descripción de hardware y generación de las señales necesarias para un inversor multinivel puentes H en cascada de 7 niveles. La señal senoidal de referencia es de 60Hz y amplitud de 120V y las multiportadoras a 10Khz con amplitudes de 50V. El inversor opera bajo las modulaciones PD, POD y APOD con 6 multiportadoras y se generan los niveles de -150, -100, -50, 0, 50, 100 y 150. Se valida la operación del inversor en simulación y con prototipo experimental.

PALABRAS CLAVE — Modulación, multiportadoras, dispositivos programables, inversor multinivel.

I. INTRODUCCIÓN

Los inversores multinivel son convertidores que transforman una señal de tensión de CD en una señal de tensión de CA, mediante la conmutación de dispositivos semiconductores. Estos pueden generar más de tres niveles de voltaje obteniendo una señal escalonada la cual se asemeja a la señal de onda senoidal que tiene algunas ventajas como disminución de THD y bajo dv/dt entre las terminales de los dispositivos [1,2,3].

La topología puente H en cascada (CHB de las siglas en inglés Cascaded H Bridge) es la más común en el diseño de inversores multinivel, sin embargo, existen otras tales como capacitor flotante (FC de las siglas en inglés Flyin Capacitor) y punto neutro enclavado (NPC de las siglas en inglés Neutral Point Center) [4].

Los niveles de voltaje de la señal escalonada en un inversor CHB se generan a partir del cambio de estado de los dispositivos de conmutación y de la combinación de las fuentes de DC. La topología opera con dispositivos semiconductores complementarios, es decir, cuando el dispositivo S1 se encuentre encendido, su complementario S1' estará apagado.

Así mismo, las técnicas de modulación tales como la modulación de vector espacial, eliminación selectiva de armónicos (SHE-PWM), modulación por ancho de pulso (PWM), la técnica PWM con desfasamiento de fase (PS-PWM) y con desfasamiento de nivel (LS-PMW) son otros métodos recomendables para el CHB [2,5].

II. INVERSOR MULTINIVEL

En la Fig. 1 se muestra un arreglo de la topología del inversor multinivel con 2 puentes H en cascada, con un arreglo no modular [5]. Este arreglo de la topología CHB genera 7 niveles de tensión. La topología presenta 4 dispositivos de conmutación IGBTs (S_1, S_2, S_3 y S_4) y 4 complementarios (S'_1, S'_2, S'_3 y S'_4), así como dos fuentes de voltaje de CD asimétricas V_{CD1} y V_{CD2}. Cabe mencionar que las fuentes asimétricas tienen relación de 2 a 1.

El inversor presenta diferentes modos de operación que se obtienen mediante la activación de los diferentes dispositivos de conmutación. Para esta topología se consideran las tensiones en las fuentes de CD como $V_{CD1}=V_{CD}$, $V_{CD2}=V_{CD}/2$.

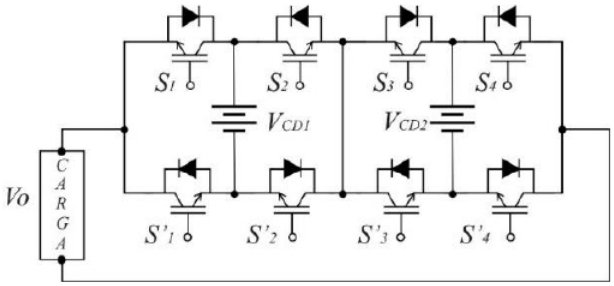


Fig. 1. Topología del Inversor Multinivel de 7 niveles propuesto.

En la Fig. 2(a) los dispositivos de conmutación S_1, S_2, S_3 y S_4, se encuentran cerrados, mientras que S'_1, S'_2, S'_3 y S'_4, son complementarios por lo que se encuentra abiertos y la tensión de salida es Vo=0 V.

En la Fig. 2(b) los dispositivos de conmutación S'_1, S_2, S_3 y S'_4, se encuentran abiertos, mientras que S_1, S'_2, S'_3 y S_4 son complementarios por lo que se encuentra cerrados y la tensión de salida es $Vo= V_{CD1}-V_{CD2}=V_{CD2}$ V, la corriente io fluye a través de los IGBTs de los dispositivos de conmutación S'_3 y S_4, y por los diodos en antiparalelo de los interruptores S_1 y S'_2.

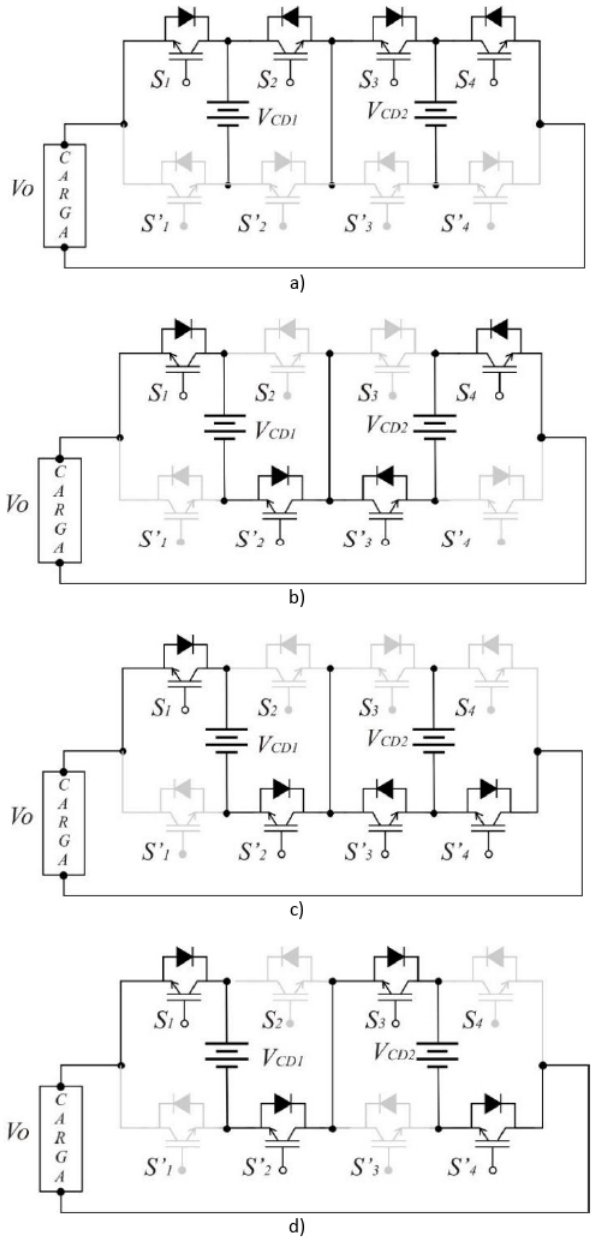


Fig. 2. Modos de operación del inversor multinivel. Combinación de dispositivos de conmutación para generar los voltajes a) 0 Volts, b) VCD1 - VCD2 =VCD2 Volts, c) VCD1 Volts, d) VCD1 + VCD2 Volts.

En la Fig. 2(c) los dispositivos de conmutación S_1, S'_2, S'_3 y S'_4 se encuentran cerrados, mientras que S'_1, S_2, S_3 y S_4 son complementarios por lo que se encuentra abiertos y la tensión de salida es $Vo=V_{CD1}$ V, la corriente io fluye a través de los IGBTs de los dispositivos de conmutación S_1, S'_2 y S'_4, y por el diodo en antiparalelo del interruptor S'_3.

En la Fig. 2(d) los dispositivos de conmutación S_1, S'_2, S_3 y S'_4 se encuentran cerrados, mientras que S'_1, S_2, S'_3 y S_4 son complementarios por lo que se encuentra abiertos y la tensión de salida es $Vo=V_{CD1}+V_{CD2}$ Volts. La corriente io fluye a través de los IGBTs de los dispositivos de conmutación S_1, S'_2, S_3 y S'_4.

En la Tabla I se muestra el estado de los dispositivos de conmutación S_n y sus complementarios S'_n para generar los diferentes niveles del inversor multinivel, donde el estado lógico '1' representa que el dispositivo de conmutación está activado y el estado lógico de '0', desactivado.

El diagrama de bloques mostrado en la Fig. 3, ejemplifica como se obtienen las señales de control para los dispositivos de conmutación bajo la técnica de modulación LSC-PWM. Como se puede apreciar, las señales identificadas como Pulsos, Nivel y Ciclo determinan la activación de los interruptores, donde:

- Nivel.- Determina entre que niveles se deben generar las transiciones.
- Pulsos.- Determina en qué momento se debe cambiar a un nivel de voltaje superior o inferior.
- Ciclo.- Determina en qué momento se cambia del semiciclo positivo al negativo.

La codificación para el nivel de operación se muestra en la Tabla II y tiene como finalidad expresar los intervalos de la señal senoidal de manera binaria por medio de 2 bits para posteriormente usarlos como referencia de una tabla en la que serán elegidos los dispositivos de conmutación que se activarán para conformar la señal escalonada.

TABLA I. ESTADO DE LOS DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN.

Modos de Operación	S_1	$\overline{S_2}$	S_3	S_4	S'_1	S'_2	S'_3	S'_4	Voltaje
$V_{CD1}+V_{CD2}$	1	0	1	0	0	1	0	1	$3V_{CD}/2$
V_{CD1}	1	0	0	0	0	1	1	1	V_{CD}
V_{CD2}	1	1	1	0	0	0	0	1	$V_{CD}/2$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$-V_{CD2}$	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{CD}/2$
$-V_{CD1}$	0	1	1	1	1	0	0	0	$-V_{CD}$
$-V_{CD1}-V_{CD2}$	0	1	0	1	1	0	1	0	$-3V_{CD}/2$

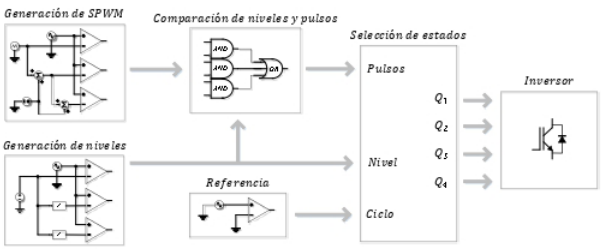


Fig. 3. Diagrama de bloques de las señales de control para activación de los dispositivos de conmutación.

TABLA II. CODIFICACIÓN PARA LA IDENTIFICACIÓN DE NIVELES.

Nivel		
n_1	n_0	senoidal
0	0	entre 0 y 50
0	1	entre 50 y 100
1	1	entre 100 y 150
1	0	sin uso

Para generar la señal *"pulsos"* se emplea lógica combinacional partiendo del bloque de comparadores, como se muestra en la Fig. 4. Esta señal es de 1 bit de la palabra que se usará para determinar el modo de operación de los niveles deseados, cuando *pulso='0'* se cambiará a un nivel inferior y cuando *pulso='1'* se cambiará a uno superior. La señal ciclo determina en que momento la referencia cambia de polaridad, cuando ciclo C ='0' la referencia se encuentra en el semiciclo positivo y cuando C ='1' se encuentra en el negativo.

Para elegir el modo de operación por cada combinación se examina el estado lógico de cada dato. Si la señal senoidal de referencia está entre los niveles de referencia de 0 y 50 volts, los modos de operación que son usados son los que generen estos dos niveles de voltaje, 0 volts se deben generar cuando *pulso*='0' y se generan los 50 volts cuando *pulso*='1'. La señal de control para manejar los 4 dispositivos de conmutación es una señal de 4 bits y está compuesta como se observa en la Fig. 5. La codificación para los estados de operación, la generación de la señal pulso, el ciclo y la elección del modo de operación de acuerdo al nivel se detallan en Tabla III.

III. TÉCNICAS DE MODULACIÓN

En la Fig. 6 se muestran las técnicas PWM de corrimiento de nivel denominadas LSC-PWM [6, 7, 8], bajo las cuales se determinará el control del convertidor como lo son: disposición de fase (PD), desplazamiento opuesto de fase (POD) y desplazamiento opuesto alternada de fase (APOD).

Las señales portadoras en el esquema PD tienen la misma fase y son comparadas con una señal senoidal, como se muestra en la Fig. 6(a). En el esquema POD, las señales portadoras sobre el eje horizontal están en fase, y las señales debajo del eje horizontal están desfasadas 180° con respecto a las portadoras sobre el eje horizontal, como se muestra en la Fig. 6(b). En el esquema APOD, cada señal portadora está en fase con la señal portadora contigua en 180° como se muestra en la Fig. 6(c). Todas las señales portadoras tienen la misma frecuencia y amplitud [6, 7, 8].

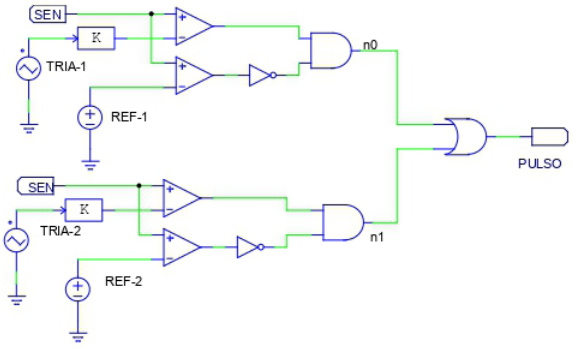


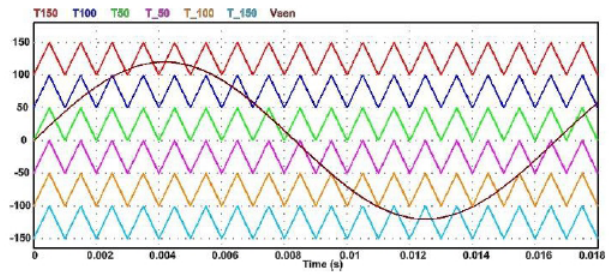
Fig. 4. Diagrama de bloques de la señal pulsos para cambio de nivel.

$$\underbrace{Ciclo}_{cl}\ \underbrace{Nivel}_{n_1\ n_0}\ \underbrace{Pulso}_{pl}$$

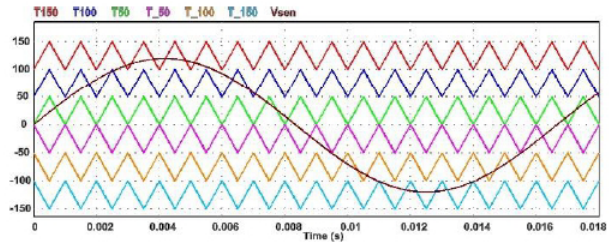
Fig. 5. Señales empleadas para la modulación codificadas en 4 bits

TABLA III. MODOS DE OPERACIÓN

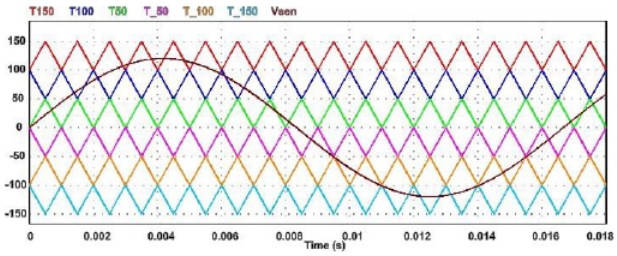
cl	*N*		*pl*	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	*Vo*
	n_1	n_0						
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$V_{CD}/2$
0	0	1	0	1	1	1	0	$V_{CD}/2$
0	0	1	1	1	0	0	0	V_{CD}
0	1	0	0	1	0	0	0	V_{CD}
0	1	0	1	1	0	1	0	$3V_{CD}/2$
0	1	1	0	No existe				
0	1	1	1	No existe				
1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1	$-V_{CD}/2$
1	0	1	0	0	0	0	1	$-V_{CD}/2$
1	0	1	1	0	1	1	1	$-V_{CD}$
1	1	0	0	0	1	1	1	$-V_{CD}$
1	1	0	1	0	1	0	1	$-3V_{CD}/2$
1	1	1	0	No existe				
1	1	1	1	No existe				



a)



b)



c)

Fig. 6. Señal de referencia senoidal y multi portadoras LS-PWM a) PD, b) POD, c) APOD.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

Las señales portadoras que se requieren son $n-1$, donde n es el número de niveles del inversor y tiene el valor pico a pico correspondiente a $V_{DC}/2$, como se nota en la Fig. 6 donde $V_{DC} = 100\ V$ y la frecuencia de las señales portadoras debe ser alta para asegurar una THD reducida. Para la detección del rango de niveles que deben ser generados, se comparan las señales de cada nivel con la señal de referencia senoidal, como se muestra en la Fig. 7.

Las señales de pulso (pl), ciclo (cl) y nivel (N) se presentan en la Tabla III, también se muestran las 14 combinaciones posibles de los 4 bits utilizados de la técnica de modulación para generar los modos de operación del inversor y determinar el estado de los interruptores para cada combinación.

IV. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN EN LENGUAJE DE DESCRIPCIÓN DE HARDWARE

FPGA es un acrónimo de field programmable gate array, actualmente se le conoce como tarjeta de desarrollo la cual está conformada por un chip (FPGA). En la literatura se encuentran trabajos donde se aplican las FPGAs [9] en la generación de PWM trifásicos aplicado a inversores [10], en control de velocidad de motores de inducción utilizando lenguaje VHDL [11], en controladores PID basado en el principio de los moduladores PWM [12], en la realización de controladores SVPWM [13], en control digital realimentado de inversores [14], PWM en inversores de cascada multinivel [15], y en compensación y eliminación de armónicos en inversores [14,15], entre otros.

Para el diseño del código de control del inversor multinivel se optó por implementarlo en una tarjeta de desarrollo Cyclone II de Altera, mediante la cual a través del uso del lenguaje VHDL se logró la descripción y generación de las señales y las operaciones necesarias para el control de los interruptores[16,17, 18], el procedimiento a seguir fue el siguiente.

A. DIVISOR DE FRECUENCIA PARA SENOIDAL Y PORTADORAS

La señal de salida del inversor multinivel es una señal de referencia senoidal, por lo que la señal moduladora de referencia se selecciona a una frecuencia de 60Hz, por otra parte, las señales multiportadoras LS-PWM son de 10 KHz. En este proyecto se utilizó un reloj de 50MHz, por lo que se debe determinar cada frecuencia de acuerdo a los pulsos de reloj. Para obtener 60Hz y 10KHZ se realizan las operaciones de la Ec. (1) y la Ec. (2).

$$\frac{50\ MHz}{60\ Hz} = 833{,}333 \tag{1}$$

$$\frac{50\ MHz}{10\ kHz} = 5000 \tag{2}$$

Por lo tanto, para obtener una frecuencia de 60Hz tenemos que contar 833.333 pulsos de reloj, asimismo para obtener 10KHz se cuentan 5000 pulsos.

B. ONDA SENOIDAL

A partir de la frecuencia deseada sabemos que una señal senoidal la podemos dividir en 360 grados, y así asignar un valor a cada grado, con la finalidad de crear una senoidal a través de puntos, sería lo inverso al muestreo de señales donde, en lugar de leer un valor en cierto tiempo, aquí lo asignaríamos.

Los valores de la señal senoidal se obtienen mediante la Ec. (3) que es la serie de Maclaurin, adaptada posteriormente para que el valor máximo de la senoidal sea de 120 V, lo cual en teoría sería el voltaje que proporciona la red eléctrica doméstica. Los valores de los grados x se determinan mediante la Ec. (4).

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n-1)!} x^{2n+1} \tag{3}$$

Donde

$$x = \frac{n * \pi}{180} \tag{4}$$

De esta forma se obtienen valores entre 0 y 1, dependiendo el grado donde se encuentre la señal senoidal. Adicionalmente el valor de x se multiplica por 120 para obtener una amplitud máxima de 120. Para ingresar los grados a la tarjeta, se discretizan de tal manera de no contar con decimales, un ejemplo de cómo se asignó un valor a cada grado, se muestra en la Tabla IV.

C. PORTADORAS (TÉCNICA PD)

Para la generación de las ondas triangulares se establecen los niveles de las multi-portadoras, de acuerdo con la Ec. (5).

$$p = n - 1 \tag{5}$$

Donde n es el número de niveles.

Para este inversor el número de niveles es de 7 por lo que se tendrán 6 portadoras con una frecuencia de 10KHz. Como la señal senoidal llega a una amplitud máxima de 120V para semiciclo positivo y negativo, las portadoras serán entonces de (3 para cada semiciclo): -150 a -100, -100 a -50, -50 a 0, 0 a 50, 50 a 100 y 100 a 150.

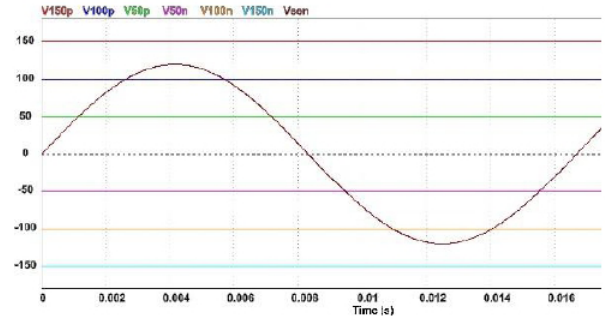


Fig. 7. Señales de nivel y señal de referencia senoidal.

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

TABLA III. ASIGNACIÓN DE VALORES A LOS GRADOS DE LA SENOIDAL.

Grado	Valor
1	2
2	4
90	120
270	-120
300	-104
….	…
360	0

Por lo tanto, para generar la portadora del nivel 0 que posee 5000 pulsos, a los 2500 alcanza su punto máximo (50 volts) posteriormente si los pulsos superan los 2500 esta empieza a decaer, por lo que el código que genera la triangular se lee en la Fig. 8. Para asignar el nivel en el que se encuentra la portadora se le suma a esta un nivel de voltaje. Ejemplo si la portadora esta de 0 V a 50 V, se le sumará 0 V. Si esta de 50 V a 100 V, se le sumará 50 V.

D. COMPARADORAS DE NIVEL FIJAS

Las comparadoras de nivel fijo simplemente tienen la tarea de determinar en qué parte del ciclo se encuentra la onda senoidal, de esta manera la comparación es 1 cuando la magnitud del nivel es mayor a la magnitud del seno, como se observa en la Fig. 9.

```
process(clk)
begin
  if (clk > 2500) then
     auxiliar<= 5000-clk;
  else
     auxiliar<= clk;
   end if;
end process;

porta<= (auxiliar * 50/2500 + nivel);
```

Fig. 8. Código para la creación de la portadora 0 en PD.

```
17  signal nivel: integer := 0;
18  signal auxiliar : integer := 0;
19
20
21  begin
22  --Offset para cada Portadora--
23     with niveles select
24        nivel <=  -150 when 1,
25                  -100 when 2,
26                  -50 when 3,
27                   0 when 4,
28                   50 when 5,
29                   100 when 6,
30                0 when others;
31
32     process(clk)
33     begin
34  --No. Muestras para cada portadora--
```

Fig. 9. Código de comparación en VHDL de las señales comparadoras de Nivel.

E. CÓDIGO FINAL

Finalmente, para integrar el control PWM de los interruptores se genera la señal escalonada, dando como resultado una señal parecida a la senoidal, como se apreciar en la Fig. 10.

Los dispositivos de conmutación cambian de estado conforme a la Tabla III (Modos de operación y activación de los dispositivos de conmutación para el inversor), donde la activación se realiza de acuerdo al diagrama de bloques mostrado en la Fig. 3 donde se muestra el esquema de las etapas de generación de señales de control del inversor multinivel.

V. RESULTADOS

La Fig. 11, muestra las formas de onda del voltaje y de corriente con carga RL, obtenidas en simulación utilizando las técnicas de modulación PD, POD y APOD mismas que son mostradas en la Fig. 12, mediante pruebas experimentales. Como se puede observar las formas de onda obtenidas son muy similares a las obtenidas en simulación.

En la Tabla V y Tabla VI se reflejan los resultados de potencia, THD, FP y corriente de salida obtenidos en simulación para las técnicas de modulación para diferentes valores de carga R.

En la Tabla VII y Tabla VIII, se muestran los resultados obtenidos utilizando cargas de 250Ω y 500 Ω, donde se puede observar es que al aumentar la carga el valor de la THD aumenta no significativamente y el factor de potencia se conserva, lo cual conlleva una diferencia mínima Se puede observar que la configuración con la que se obtiene menor THD es cuando se tiene un voltaje de salida mayor, siendo la técnica POD la de menor distorsión para la carga de 250 Ω y la técnica PD y APOD para una carga de 500 Ω, aunque la diferencia en la THD es mínima.

En la Tabla IX se muestra el resultado obtenido utilizando una carga RL con R=250Ω y L=4mH, y en la Tabla X con una RL de R=500 Ω y L=4mH, donde se puede observar que al aumentar la carga el valor de la THD aumenta no significativamente y el factor de potencia se conserva, lo cual conlleva una diferencia mínima. Se puede observar que la configuración con la que se obtiene menor THD es cuando se tiene un voltaje de salida mayor, y que las tres técnicas dan un resultado similar, no hay una diferencia considerable en la disminución de la THD.

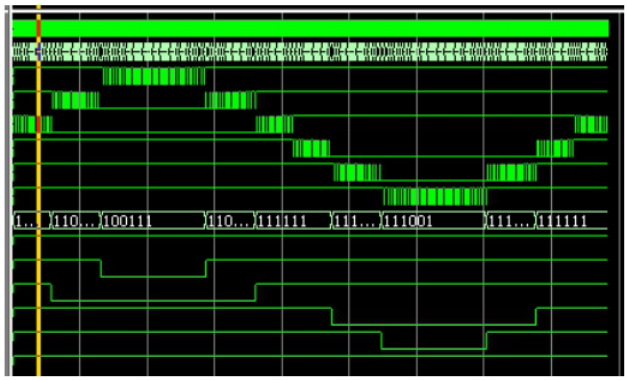
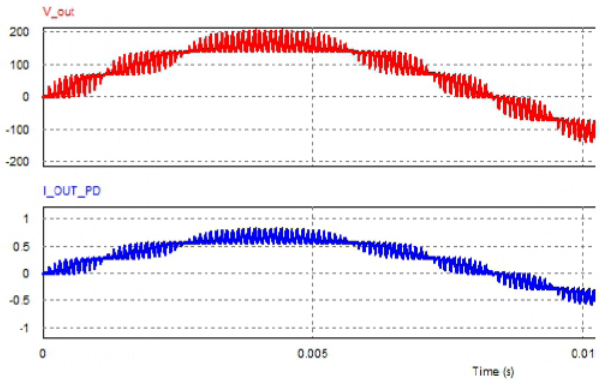
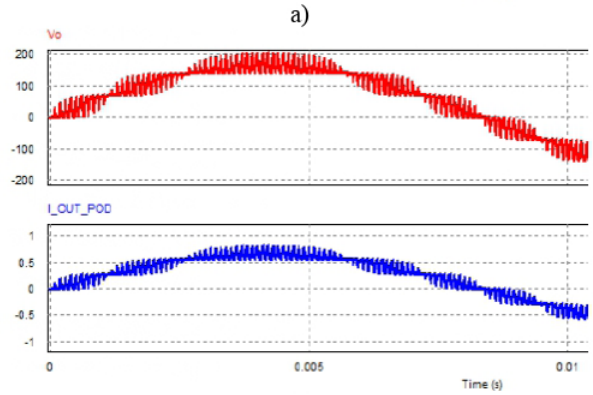


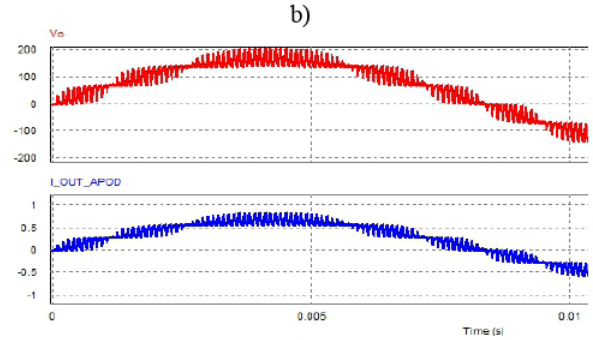
Fig. 10. Simulación de comparaciones y señal escalonada PWM.



a)

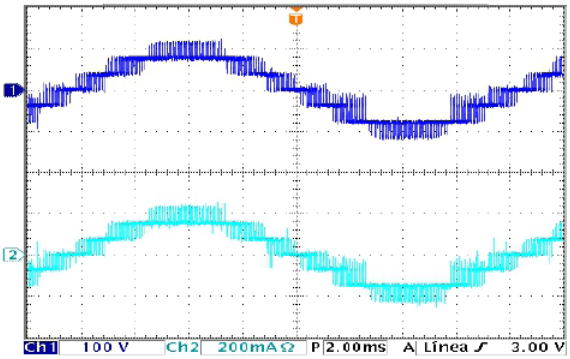


b)

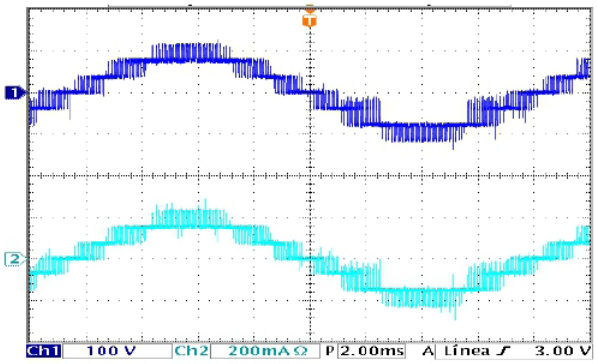


c)

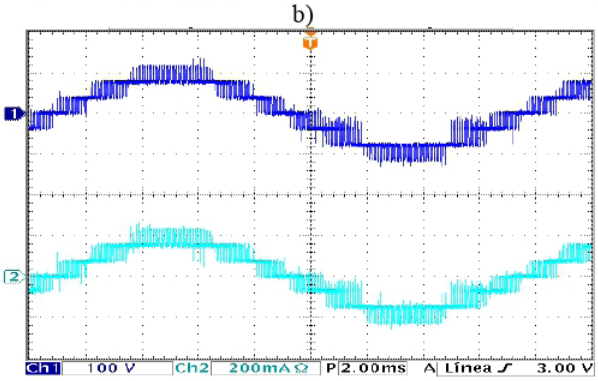
Fig. 11. Formas de onda en simulación del voltaje y corriente para las técnicas a) PD, b) POD y b) APOD para 250Ω.



a)



b)



c)

Fig. 12. Formas de onda experimentales del voltaje y corriente para las técnicas a) PD, b) POD y c) APOD para 250Ω.

Tabla V. RESULTADOS OBTENIDOS PARA UNA CARGA DE 250 Ω.

Técnica	V_{in} (V)	Carga (Ω)	Potencia (W)	THD	F. P	I_{out} (A)
PD	60	250	13.6	0.143	1	0.233
	120	250	54	0.143	1	0.467
	210	250	166	0.143	1	0.817
POD	60	250	13.6	0.143	1	0.233
	120	250	54.53	0.143	1	0.467
	210	250	167	0.143	1	0.817
APOD	60	250	13.63	0.143	1	0.233
	120	250	54.53	0.143	1	0.467
	210	250	167	0.143	1	0.817

Tabla VI. RESULTADOS OBTENIDOS PARA UNA CARA DE 500 Ω.

Técnica	V_{in} (V)	Carga (Ω)	Potencia (W)	THD	F. P	I_{out} (A)
PD	60	500	7.16	0.188	1	0.120
	120	500	28.66	0.188	1	0.239
	210	500	87.79	0.188	1	0.419
POD	60	500	7.16	0.188	1	0.119
	120	500	28.66	0.188	1	0.239
	210	500	87.79	0.188	1	0.419
APOD	60	500	7.16	0.188	1	0.119
	120	500	28.66	0.188	1	0.239
	210	500	87.79	0.188	1	0.419

Tabla VII. RESULTADOS OBTENIDOS PARA UNA CARGA R=250 Ω.

Técnica	V_{out} (V)	Frec. (Hz)	Volt (THD)	Corr (THD)	Pot (W)	F. P
PD	60	59.867	4.30%	4.70%	40	1
	120	59.867	3.50%	3.90%	170	1
	210	59.867	3.20%	3.60%	520	1
POD	60	59.867	4.20%	4.60%	40	1
	120	59.867	3.40%	3.80%	170	1
	210	59.867	3.10%	3.50%	530	1
APOD	60	59.867	4.40%	4.90%	40	1
	120	59.867	3.70%	4%	170	1
	210	59.867	3.30%	3.70%	530	1

Tabla VIII. RESULTADOS OBTENIDOS PARA UNA CARGA R=500 Ω.

Técnica	V_{out} (V)	Frec. (Hz)	Volt (THD)	Corr (THD)	Pot (W)	F. P
PD	60	59.867	3.90%	4.60%	20	1
	120	59.867	3.40%	4.30%	80	1
	210	59.867	3%	4.10%	250	1
POD	60	59.867	3.70%	4.60%	20	1
	120	59.867	3.30%	4.10%	80	1
	210	59.867	3.10%	4.10%	260	1
APOD	60	59.867	4%	4.70%	20	1
	120	59.867	3.10%	3.90%	80	1
	210	59.867	3%	4.10%	260	1

Tabla IX. RESULTADOS OBTENIDOS PARA UNA CARGA RL=(250 Ω)(4 mH).

Técnica	V_{out} (V)	Frec. (Hz)	Volt (THD)	Corr (THD)	Pot (W)	F. P
PD	60	59.867	4.50%	5.20%	40	0.97
	120	59.867	3.80%	4.50%	170	0.99
	210	59.867	3.80%	3.90%	520	0.98
POD	60	59.867	4.40%	5.10%	40	0.97
	120	59.867	3.70%	4.40%	170	0.99
	210	59.867	3.70%	3.90%	530	0.98
APOD	60	59.867	4.70%	5.40%	40	0.97
	120	59.867	3.90%	4.60%	170	0.99
	210	59.867	3.50%	3.70%	530	1

Tabla X. RESULTADOS OBTENIDOS PARA UNA CARGA RL=(500 Ω)(4 mH).

Técnica	V_{out} (V)	Frec. (Hz)	Volt (THD)	Corr (THD)	Pot (W)	F. P
PD	60	59.867	4.30%	7.30%	20	0.89
	120	59.867	3.60%	6.70%	80	0.95
	210	59.867	3.30%	5.60%	250	0.98
POD	60	59.867	4.20%	7.20%	20	0.88
	120	59.867	3.60%	6.80%	80	0.95
	210	59.867	3.30%	6.50%	260	0.97
APOD	60	59.867	4.40%	7.30%	20	0.89
	120	59.867	3.80%	6.80%	80	0.95
	210	59.867	3.50%	6.60%	260	0.97

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se validaron las técnicas PD, POD y APOD y se comprueba sus resultados y operación en un inversor multinivel puente H de 7 niveles utilizando cargas de 250Ω y 500 Ω. La generación de los pulsos de activación para los IGBTs mediante lenguaje de descripción de hardware, permite tener un control sobre el ciclo de trabajo, lo cual ayuda en la velocidad de conmutación para una conversión de energía más eficiente.

REFERENCIAS

[1] 1. R. Sarker, A. Datta and S. Debnath, "FPGA Implementation of Phase Disposition PWM (PD-PWM) Strategy for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHB-MLI)," *2020 IEEE Applied Signal Processing Conference (ASPCON)*, Kolkata, India, 2020, pp. 80-84, doi: 10.1109/ASPCON49795.2020.9276676.

[2] M. Venkatesan, B. Adhavan, K. Suresh, K. Balachander, M. Lordwin Cencil Prabakar, "Research on FPGA controlled three phase PV inverter using multi carrier PWM control schemes", Microprocessors and Microsystems, Volume 76, 2020, doi:/10.1016/j.micpro.2020.103089.

[3] Rishiraj Sarker, Asim Datta, Sudipta Debnath, "FPGA-based variable modulation-indexed-SPWM generator architecture for constant-output-voltage inverter applications", Microprocessors and Microsystems, Volume 77, 2020. doi:/10.1016/j.micpro.2020.103123.

[4] J. Rodríguez et al. Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945. 2007.

[5] H. J. C. Lopez, J. Rodriguez-Resendiz, N. Vázquez, J. J. Alfaro-Rodriguez, A. Dominguez, "Eight levels multilevel voltage source inverter modulation technique", IEEE. Trans. Latin American, vol 16, no. 4, pp. 1121–1127, (2018).

[6] S. Chitra, K.R. Valluvan, "Design and implementation of cascaded H-Bridge multilevel inverter using FPGA with multiple carrier phase disposition modulation scheme", Microprocessors and Microsystems, Volume 76, 2020. Doi:10.1016/j.micpro.2020.103108.

[7] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, Dec. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.907044.

[8] Bekhouche, R., Khoucha, F., Benrabah, A., Benmansour, K., & Benbouzid, M. E. H. (2020, May). Comparison of PWM techniques for modular multilevel converter: a comparison based on different voltage level waveforms. In 2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP) (pp. 460-465). IEEE.

[9] A. Al-Safi, A. Al-Khayyat, A. M. Manati and L. Alhafadhi, "Advances in FPGA Based PWM Generation for Power Electronics Applications: Literature Review," *2020 11th IEEE Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*, Vancouver, BC, Canada, 2020, pp. 0252-0259, doi: 10.1109/IEMCON51383.2020.9284821.

[10] D Deng, S Chen, G Joos. "Implementation of PWM pattern generators", en Proc. Canadian conference on Electrical and computer engineering, 2001, vol 1, pp. 225-230.

[11] K Hwu y Y.T. Yau. "Applying a counter-based PWM control scheme to an FPGA-based SR forward converter", en Proc. 2006 Applied power electronics conference and exposition, APEC'06, Twenty-first annual IEEE, pp. 5 .

[12] Z Yuan, X Fei-peng, Z Zhao-young. "Realization of an FPGA-based space-vector PWM controller", in Power electronics and motion control conference, 2006, IPEMC'06, vol1, pp.1-5.

[13] T Sugure, F Takahiro, Y Tomokj. "Variable sampling quasi multirate deadbeat control method for single phase PWM inverter in low carrier frequency", en Proc. Power conversion Conference, PCC'07, pp.804-809.

[14] S.M. Ayob, Z Salom, A Jusoh. "Trapezoidal PWM scheme for cascaded multilevel inverter", en Proc. First International Power and energy conference, PECon 2006, pp. 368-372.

[15] K Rauma, et al. "FPGA based dead time compensation for PWM inverters", en Proc. European Conference on Power Electronics and applications, 2005, pp.7.

[16] Altera / Intel Cyclone® II FPGAs, Feb. 23, 2023. [Online]. Available: https://www.terasic.com.tw/attachment/archive/83/DE1_UserManual_v1018.pdf.

[17] David. G. Maxinez, "Programación de Sistemas Digitales con VHDL", Mexico, Editorial Patria, 2014, ISBN: 978-607-438-932-6.

[18] R. de J. Romero, "Electrónica Digital y Lógca Programable". Primera Edición, México, Universidad de Guanajuato, 2007.

BIOGRAFÍAS

JOSÉ JUAN ALFARO RODRÍGUEZ Tiene el título de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónico por parte de la Universidad de Guanajuato en el año 2001 y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en el 2017. Actualmente se encuentra adscrito a la Maestría de Ingeniería Electrónica, como profesor asociado C, en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI) del Tecnológico Nacional de México. El área de interés es el control e inversores multinivel con aplicaciones a sistemas eléctricos de energías renovables. Cuenta con perfil PRODEP y es miembro del IEEE Sección Guanajuato como presidente.

JESUS ALBERTO MARTÍNEZ CABRERA Es egresado de la carrera de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato del Tecnológico Nacional de México. Actualmente es aspirante para la Maestría en Ingeniería Electrónica del programa de posgrado del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato reconocido dentro del SNP del CONHACYT.

GILBERTO MUÑOZ MORENO Es Doctor en Ciencias (Óptica), obtuvo el grado de doctor en el Centro de Investigaciones en Óptica, A. C. (CIO). Actualmente se encuentra adscrito a la coordinación de Ingeniería Electrónica, en el Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI). Sus áreas de interés dentro de la investigación son procesamiento digital de señales; pruebas ópticas no destructivas, empleando interferometría, electrónica de patrones de moteado (ESPI), tomografía de coherencia óptica (OCT); aplicación de FPGA al procesamiento de señales.

MARIO ALBERTO JUAREZ BALDERAS El Dr. Mario Alberto Juárez Balderas tiene el título de Ingeniero en Electrónica por parte del Instituto Tecnológico de Celaya. Tiene la Maestría en 2004 y un Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica con especialidad en Electrónica de Potencia por parte del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico en el 2011, sus áreas de interés son: Sistemas de Iluminación electrónica para lámparas HID y de estado sólido, Modelado de lámparas de descarga y LED, confiabilidad en sistemas de iluminación de estado sólido (LED).

ADOLFO RAFAEL LÓPEZ NÚÑEZ Nació en Valle de Santiago Guanajuato, en 1985. Recibió el grado de Ingeniero Electrónico en el año 2008 y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el 2011, ambos en el Instituto Tecnológico de Celaya. En agosto de 2017 recibió el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (Cenidet). Actualmente se encuentra adscrito al Tecnm/Instituto Tecnológico Superior de Irapuato. Cuenta con la distinción de Investigador Nacional nivel candidato dentro del sistema nacional de investigadores, además de contar con reconocimiento al perfil deseable (PRODEP). Ha participado en diversos proyectos de investigación y con el sector industrial orientados a la calidad de la energía. Dentro de sus intereses de investigación se encuentra el control de sistemas de generación eoloeléctricos, la mitigación de armónicos en sistemas de generación eoloeléctricos interconectados a la red; y la eliminación de armónicos en inversores multinivel.

Recibido 26 de julio de 2023. Aceptado 30 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Control por Planitud Diferencial de un Secador Tipo Túnel para el Secado de *Spirulina platensis*

FEDERICO AUGUSTO TRAMPE-TORIJA*, FRANCISCO BELTRÁN-CARBAJAL, JORGE RAMÍREZ-MUÑOZ.
Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, Departamento de Energía, Azcapotzalco, Ciudad de México, México.
*Autor de correspondencia: fede_trampe@hotmail.com

RESUMEN En este trabajo se aborda el problema de control de un secador tipo túnel para el secado de *Spirulina platensis* aplicando la propiedad estructural de planitud diferencial. El problema se basa en la regulación de la temperatura del producto en su valor óptimo para conservar las propiedades de *Spirulina platensis* teniendo como única entrada el flujo de calor. A partir de la dinámica no lineal se obtiene un modelo lineal factible alrededor de un punto de operación para el diseño desarrollado. Se realizó la parametrización del estado en términos de la salida planta y sus derivadas. Los resultados muestran que es posible llegar a la referencia deseada mediante la acción de control teniendo un gasto energético en el estado estacionario de 87 kW para llevar la temperatura del producto a 50 °C, esto a una velocidad del aire constante. El tiempo necesario para llegar al estado estacionario fue de 7.5 min.

PALABRAS CLAVE — Planitud diferencial, Control de procesos, Proceso de Secado, *Spirulina platensis*.

I. INTRODUCCIÓN

El proceso de secado convectivo es una de las operaciones unitarias más antiguas que permiten remover la humedad de los productos [1]. Esto con el fin de disminuir el ataque de microorganismos que descompongan el producto y así conservarlos por más tiempo [2]. Este proceso ha sido estudiado desde hace muchos años, principalmente en el deshidratado de alimentos y materiales. En ese sentido, los procesos que se desarrollan actualmente van encaminados hacía el control en procesos de secado convectivo de productos alimenticios que son considerados de alto interés.

El secado de alimentos agroindustriales como lo es *Spirulina platensis* tiene alta relevancia, ya que este producto suele ser atractivo por su alto contenido proteico, de β-Carotenos y ficocianina [3], [4]. Sin embargo, debido a que es cultivado en agua se tiene un alto contenido de humedad. Por lo que, su conservación tiende a ser importante. Una de las formas de conservar este producto es el secado convectivo, éste permite disminuir los tiempos de exposición al calor y, por lo tanto, conservar las propiedades y contenido de pigmentos de *Spirulina platensis* [5].

En el ámbito de alimentos para el consumo humano, el uso de tecnologías de secado ha sido favorable ya que permite alargar la vida de ellos en anaqueles, disminuyendo su desperdicio. Sin embargo, para poder deshidratar alimentos se requieren de altos consumos energéticos [6] donde principalmente se hace uso de combustibles fósiles. Se han propuesto fuentes alternativas de energía que permiten reducir el consumo de combustibles fósiles. Una respuesta a esta problemática es el uso de la energía solar. La energía solar, aunque genera amplias ventajas también presenta una limitante cuando los fenómenos ambientales no son favorables [7]. Limitando así controlar algunas de las variables más relevantes del proceso de secado como la temperatura.

En este sentido, se han desarrollado sistemas que operan con fuentes mixtas de energía, esto con el fin de compensar las fluctuaciones que se tienen cuando sólo se utiliza un recurso renovable [7]–[10]. Cesar-Mungia [11] implementó un sistema híbrido solar-gas, el cual permite disminuir el gasto energético del gas y compensar la energía requerida cuando no se tienen condiciones ambientales aptas para elevar la temperatura del aire mejorando la eficiencia del secado. En la Tabla I se discuten algunas investigaciones que se enfocan en el uso de secadores que hacen uso de fuentes renovables y no renovables de energía.

Debido a la fluctuación de las variables en el proceso de secado se requiere el uso de sistemas que permitan controlarlas [13]. Diferentes investigaciones se han enfocado en controlar la temperatura de un proceso de secado convectivo, entre las cuales mencionamos a continuación las que consideramos más relevantes en el contexto de este trabajo:

TABLA I. ARTÍCULOS DE SECADO.

Artículo	Objetivo	Resumen
Efficiency of a hybrid solar-gas dryer [8]	Evaluar la eficiencia en secadores híbridos para el secado de productos	Se calculó la eficiencia global considerando aspectos energéticos. Se indica que la eficiencia del colector solar fue afectada por la variación del flujo másico. Además, se obtienen eficiencias máximas del 86% en el secado cuando se utiliza sólo Gas LP comparado con el 71% cuando se utiliza el sistema híbrido.
Solar dryers for food applications: concepts, designs and recent advances [7]	Conocer la influencia en costos, eficiencia y aplicabilidad de la energía renovable	La energía solar puede proveer el 25% de energía de la total necesitada para el secado de productos. El desarrollo de sistemas híbridos puede proveer mayor eficiencia en el secado, mejor calidad del producto y disminución de costos de operación
Hybrid thermosolar-LPG dehydrating plant installed in Xochitepec, México. Case study: Pineapple [11]	Usar la energía solar en conjunto con gas LP para el secado de Piña mediante diferentes procesos de calentamiento de aire	Los captadores solares permiten calentar el aire mediante dos sistemas: 1) Calentamiento de agua para posteriormente intercambiar el calor con el aire de secado. 2) Calentamiento directo del aire con los captadores solares. Las eficiencias reportadas indican que para el primer sistema se obtiene una eficiencia de 38.8 % y para el segundo sistema 50.4 %.
Recent developments in solar drying technology of food and agricultural products: A review [12]	Proporcionar información sobre el diseño de secadores solares, sus aplicaciones y limitaciones a gran escala	Se aborda principalmente la eficiencia de la energía solar en el secado de alimentos, los diseños más actuales implementados, así como las nuevas técnicas para aprovechar mejor la energía solar. Se indica que es posible utilizar la energía solar para diseño de procesos a gran escala. Así mismo, la importancia de almacenar la energía disponible para después ser usada cuando no se tenga la energía solar disponible.

1. Abdenouri *et al.* [10]: Control por lógica difusa. Regulación de la temperatura en un secador híbrido. Presenta mejoras respecto a un controlador PI. Se encontraron fluctuaciones en la temperatura al operar sólo con energía solar.
2. Zoukit *et al.* [13]: Control en cascada. Regulación de temperatura mediante acción del flujo del gas en el calentador. Permitió el rechazo activo de perturbaciones y se realizó una optimización del consumo de gas.
3. Oliveira *et al.* [14]: Control Robusto Adaptativo. Este controlador es sensible a perturbaciones externas y a dinámicas no modeladas, pero se encuentra limitante al no ser compatible con algunos actuadores.
4. Carsten Seidel *et al.* [15]: Control robusto por realimentación. Control multivariable (Temperatura y tiempo de residencia) el tiempo de residencia se modela dependiente de la velocidad del flujo de aire ya que el cambio de esta variable influye en la otra. El control empleado permitió llegar al estado deseado sin alguna acción de control excesiva.

Con base en la revisión del estado del arte se observa que la regulación de la temperatura es una parte relevante en el control de secadores. Esto obedece a que una regulación no adecuada de la temperatura puede afectar las propiedades del producto.

Aunque actualmente existen diferentes tipos de control, aún no existe una estrategia de control que utilice la propiedad estructural de planitud diferencial para regular procesos de secado. En este trabajo se presenta el desarrollo y aplicación de esta propiedad.

Planitud diferencial es una propiedad que permite expresar un sistema de ecuaciones diferenciales en un sistema algebraico en términos de la variable deseada la cual se le denomina salida plana. Se dice que un sistema es plano si y sólo sí el sistema es controlable, de hecho, un sistema controlable puede ser llevado de un estado a otro deseado en un intervalo finito de tiempo por medio de una señal de entrada. Es así como la planitud y controlabilidad están directamente relacionadas. La propiedad de planitud diferencial toma lugar cuando se desea llegar a un estado deseado mediante la acción de control y realizando la tarea de seguimiento de trayectorias [16].

Algunos sistemas han empleado la propiedad de planitud diferencial para regulación, como lo son convertidores, vehículos, entre otros [17]–[19]. Por lo que, aplicar esta propiedad a un proceso de secado permite prospectivas en el desarrollo de controladores para el secado de alimentos.

II. DESARROLLO

Los modelos para el proceso de secado haciendo uso de energías convencionales, híbridas y solares siguen en desarrollo. Para tener un mejor entendimiento del fenómeno físico es importante desarrollar modelos matemáticos de secadores. En el presente estudio se aborda el modelo y control por planitud diferencial de un proceso de secado de *Spirulina platensis* utilizando energía convencional, específicamente gas natural. Se realizan las siguientes consideraciones:

1. La cinética de secado se calcula en el estado estacionario.
2. $\dot{Q}$ es la entrada de calor en el calentador de aire.
3. Se presenta un sistema concentrado.

A. MODELO MATEMÁTICO

El proceso de secado es expresado mediante el modelo determinístico, el cual se basa en balances de materia y energía representadas por las Ecs. (1) - (3):

$$\frac{dX}{dt} = -k(X - X_e) \tag{1}$$

$$\frac{dT_{prod}}{dt} = \frac{h_{conv}A_{prod}(T_{aire}-T_{prod})}{m_{prod}C_{p,prod}} - \frac{\dot{m}_{H_2Oevap}[(C_{pH_2Oevap}-C_{pH_2Oliq})T_{prod}-h_{vap}]}{m_{prod}C_{p,prod}} \quad (2)$$

$$\frac{dT_{aire}}{dt} = \frac{\dot{m}_{H_2Oevap}C_{p,H_2Oevap}T_{aire}-h_{conv}A_{prod}(T_{aire}-T_{prod})}{m_{aire}C_{p,aire}} + \frac{\dot{Q}+\dot{m}_{aire,ent}C_{p,aire}T_{aire,ent}-\dot{m}_{aire,sal}C_{p,aire}T_{aire,sal}}{m_{aire}C_{p,aire}} \quad (3)$$

$$k = 1.667147x10^{-5} + 4.8919636x10^{-6}T_{aire,ss} + 1.777482x10^{-4}V_{aire,ss} \quad (4)$$

Donde los parámetros y variables son definidos en la Tabla II. Así mismo, la entrada de control está expresada en el modelo matemático con la letra $\dot{Q}$ con unidades (J/s), que para términos de control se estará representando con la letra u.

B. LINEALIZACIÓN

A partir del modelo no lineal de la planta de secado se puede establecer una linealización que permita expresar el modelo mediante ecuaciones lineales. Además, es posible parametrizar el sistema en términos de la variable medible.

De esta manera se puede establecer que la variable medible sea la temperatura del producto. Con esto, se expresa la dinámica no lineal en el modelo lineal de estados representado por la Ec. (5):

$$\frac{d}{dt}x_\delta = Ax_\delta + Bu_\delta \quad (5)$$

Considerando ésto, se realiza la linealización en el punto de equilibrio. Se definen las variables de estado y los valores en el punto de equilibrio Ec. (6):

$$X_e \underline{T}_{prod} \underline{T}_{aire}$$

$$\underline{u} = \dot{m}_{aire,ent}C_{p,aire}(\underline{T}_{aire} - T_{aire,ent}) \quad (6)$$

TABLA II. PARÁMETROS Y VARIABLES.

	Nombre	Valor	Unidades
X	Humedad del producto base seca.	-	kg/kg
T_{prod}	Temperatura del producto.	-	°C
T_{aire}	Temperatura del aire.	-	°C
$\dot{m}_{aire,ent}$	Flujo másico de aire.	-	kg/s
$\dot{m}_{H2O,evap}$	Flujo másico de agua evaporada.	-	kg/s
m_{prod}	Masa de product.	5	kg
m_{aire}	Masa de aire.	$V_{aire}\rho_{aire}$	kg
$h_{conv}A_{prod}$	Coeficiente de transferencia de calor convectivo del producto.	$Nu(\lambda_a/D)$	J/s°C
h_{vap}	Coeficiente de transferencia de calor convective por unidad de área.	334	J/s°Cm²
$C_{p,H2Oevap}$	Calor específico del vapor de agua.	2010	J/kg°C
$C_{p,H2Oliq}$	Calor específico del agua.	4180	J/kg°C
$C_{p,prod}$	Calor específico del product.	860	J/kg°C
$C_{p,aire}$	Calor específico del aire.	1006	J/kg°C
k	Cinética de secado.	-	s^{-1}

Con base en esto pueden definirse las variables de estado incrementales Ecs. (7) - (10):

$$x_\delta = X - X_e \quad (7)$$

$$T_{prod_\delta} = T_{prod} - \underline{T}_{prod} \quad (8)$$

$$T_{aire_\delta} = T_{aire} - \underline{T}_{aire} \quad (9)$$

$$u_\delta = u - m_{aire,ent}C_{p,aire}(\underline{T}_{aire} - T_{aire,ent}) \quad (10)$$

Obteniéndose el modelo lineal en el espacio de estados:

$$\frac{dx_\delta}{dt} = [a_{11}\ a_{12}\ a_{13}\ a_{21}\ a_{22}\ a_{23}\ a_{31}\ a_{32}\ a_{33}][x_\delta\ T_{prod_\delta}\ T_{aire_\delta}] + [b_{11}\ b_{21}\ b_{31}]u_\delta \quad (11)$$

Donde los valores de la matriz están expresados de la siguiente manera:

$$a_{11} = -k\ ;\ a_{12} = 0\ ;\ a_{13} = 0$$

$$a_{21} = \frac{km_{prod}[(C_{p,H_2Oevap}-C_{p,H_2Oliq})T_{prod}-h_{vap}]}{m_{prod}C_{p,prod}}$$

$$a_{22} = -\frac{h_{conv}A_{prod}}{m_{prod}C_{p,prod}}\ ;\ a_{23} = \frac{h_{conv}A_{prod}}{m_{prod}C_{p,prod}}$$

$$a_{31} = \frac{km_{prod}C_{p,H_2Oevap}}{m_{aire}C_{p,aire}}\ ;\ a_{32} = \frac{h_{conv}A_{prod}}{m_{aire}C_{p,aire}}$$

$$a_{33} = -\frac{\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod}}{m_{aire}C_{p,aire}}$$

$$b_{11} = 0\ ;\ b_{21} = 0\ ;\ b_{31} = \frac{1}{m_{aire}C_{p,aire}}$$

C. CONTROLABILIDAD

La controlabilidad es una propiedad que nos permite reconocer si un sistema dado puede ser controlado mediante una acción de entrada. Esta propiedad es fundamental cuando se desea realizar análisis sobre un sistema. Además, va muy relacionada con la propiedad de planitud diferencial, ya que, un sistema controlable tiende a ser un sistema plano [16].

De esta manera y mediante el modelo lineal en el espacio de estados es posible obtener la matriz controlabilidad Ec. (12):

$$C = [C_{11}\ C_{12}\ C_{21}\ C_{22}] \quad (12)$$

Donde:

$$C_{11} = \frac{h_{conv}A_{prod}}{m_{aire}C_{p,aire}m_{prod}C_{p,prod}}$$

$$C_{12} = -\frac{(h_{conv}A_{prod})^2}{m_{aire}C_{p,aire}(m_{prod}C_{p,prod})^2} - \frac{h_{conv}A_{prod}\,(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})}{(m_{aire}C_{p,aire})^2\,m_{prod}C_{p,prod}}$$

$$C_{21} = \frac{\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod}}{(m_{aire}C_{p,aire})^2}$$

$$C_{22} = \frac{(h_{conv}A_{prod})^2}{(m_{aire}C_{p,aire})^2\,m_{prod}C_{p,prod}} + \frac{(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})^2}{(m_{aire}C_{p,aire})^3}$$

Es evidente que el sistema puede ser controlable ya que la matriz controlabilidad está compuesta por un sistema que es linealmente independiente.

Por lo que, se procede a calcular la determinante de la matriz. Dado que la matriz descrita por la Ec. (12) tiene det≠0 el sistema es controlable y es posible obtener su inversa. En consecuencia, todas las variables de estado pueden ser parametrizadas en términos de la salida plana y.

Lo anterior permite desarrollar un control utilizando la propiedad de planitud diferencial considerando un sistema con una entrada de control (u) y una salida plana (y) siendo esta última la temperatura del producto. La Fig. 1 muestra el esquema general de control.

D. CONTROL POR PLANITUD DIFERENCIAL

En este apartado se aborda la propiedad de controlabilidad que va asociado directamente a la propiedad estructural de planitud diferencial. A partir de la controlabilidad del sistema es posible asumir que el sistema linealizado descrito por la Ec. (11) cumple con la propiedad de planitud diferencial, es decir, el sistema es diferencialmente plano.

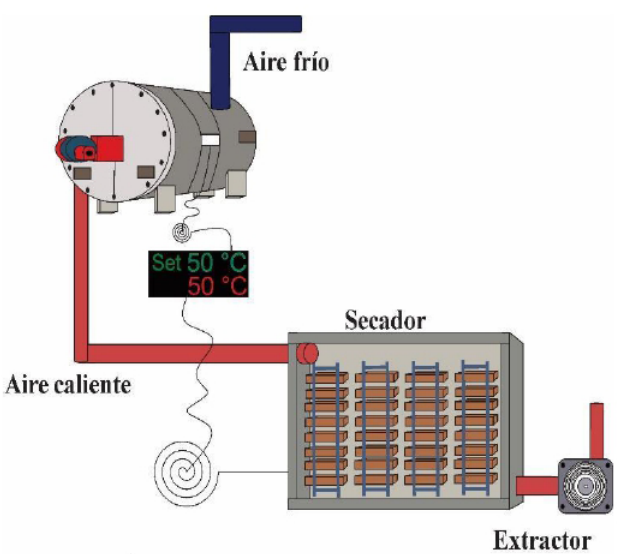


Fig. 1 Esquema general de la planta de secado.

Con base en esto, se procedió a obtener la salida plana del sistema, la cual está representada por el último renglón de la inversa de la matriz controlabilidad, así como sus respectivas derivadas.

$$y = -\frac{(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})m_{aire}C_{p,aire}(m_{prod}C_{p,prod})^2}{\dot{m}_{aire}C_{p,aire}(h_{conv}A_{prod})^2}T_{prod} \tag{13}$$

$$\dot{y} = \frac{(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})m_{aire}C_{p,aire}m_{prod}C_{p,prod}}{\dot{m}_{aire}C_{p,aire}h_{conv}A_{prod}}\left(T_{aire} - T_{prod}\right) \tag{14}$$

$$\ddot{y} = \frac{(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})}{\dot{m}_{aire}C_{p,aire}}\left(m_{prod}C_{p,prod} + m_{aire}C_{p,aire}\right)T_{prod} + \frac{(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})}{\dot{m}_{aire}C_{p,aire}}\left(\frac{m_{prod}C_{p,prod}+m_{aire}C_{p,aire}}{h_{conv}A_{prod}}\right)T_{aire} + \frac{m_{prod}C_{p,prod}(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}+h_{conv}A_{prod})^2}{(\dot{m}_{aire}C_{p,aire}h_{conv}A_{prod})\dot{Q}} \tag{15}$$

Donde $\dot{Q}$ es la entrada de control que puede ser denominada con la letra u para términos de control. Por otro lado, la propiedad estructural de planitud diferencial permite expresar el sistema de ecuaciones diferenciales en ecuaciones algebraicas en términos de la salida plana y sus respectivas derivadas. De esta manera, se obtiene la siguiente parametrización diferencial que están expresadas en la Ec. (16) y Ec. (17):

$$T_{prod} = f_1(y)$$

$$T_{aire} = f_2(y,\dot{y}) \qquad U = \dot{Q} = f_3(y,\dot{y},\ddot{y}) \tag{16}$$

$$\ddot{y} + \lambda_1\dot{y} + \lambda_0 y = \gamma u \tag{17}$$

Con esto se tiene la expresión del controlador en términos de la salida plana Ec. (18):

$$u = \frac{1}{\gamma}(-\alpha_1\dot{y} - \alpha_0 y) \tag{18}$$

Es posible obtener la dinámica en lazo cerrado Ec. (19):

$$\ddot{y} + (\lambda_1 + \alpha_1)\dot{y} + (\lambda_0 + \alpha_0)y = 0 \tag{19}$$

La cual tiene como polinomio característico la Ec. (20):

$$P(s) = s^2 + (\lambda_1 + \alpha_1)s + \lambda_0 + \alpha_0 \tag{20}$$

Para seleccionar las ganancias del controlador α_1 y α_0, se propone el siguiente polinomio estable con p>0 Ec. (21):

$$P_s(s) = (s+p)^2 = s^2 + 2ps + p^2 \tag{21}$$

De esta manera tenemos las Ecs. (22) - (23):

$$\alpha_0 = p^2 - \lambda_0 \tag{22}$$

$$\alpha_1 = 2p - \lambda_1 \tag{23}$$

III. RESULTADOS

Con base en la parametrización y la expresión del controlador por planitud diferencial Ec. (18), se proponen ganancias positivas que permitan estabilizar el sistema a la temperatura de referencia de 50°C considerando una velocidad de aire de secado constante de 3.9 m/s.

A. DINÁMICA DE SECADO SIN CONTROL

Así mismo, se realizó el análisis de la dinámica del proceso sin aplicar control. En la Fig. 5 se puede observar la dinámica del proceso de secado, dónde la temperatura del producto no alcanza los 50 °C y, por lo tanto, la humedad del producto se ve afectada. Debido a esto, la humedad del producto llega a su estado de equilibrio alrededor de los 300 min. Comparando los resultados obtenidos aplicando control por planitud diferencial el tiempo de secado disminuye alrededor de 150 minutos.

Además, en la Fig. 5 se puede observar que la temperatura del producto no alcanza su estado estacionario en los 300 min esto debido a que el calor suministrado no es suficiente como para llevar la temperatura del producto a 50 °C. Los tiempos largos de secado sin aplicar control conllevan el desperdicio de energía, en consecuencia, hay un impacto negativo en el ámbito económico y ambiental.

B. RESPUESTAS DEL CONTROLADOR, PERFILES DE TEMPERATURA

A partir de la parametrización diferencial de las variables del modelo en términos de la salida plana y sus derivadas. Se propusieron los valores que permiten la estabilización del sistema. La respuesta en lazo cerrado es mostrada en la Fig. 2. El comportamiento de la temperatura del producto depende directamente de la temperatura del aire. Haciendo uso de este controlador y considerando el intercambio de calor por convección del aire al producto es posible llegar al estado de referencia de 50 °C en 7.5 minutos. En procesos de secado como el propuesto por Abdenouri et al. [10] se toman tiempos de establecimiento de la temperatura del producto menores a 30 minutos. De esta manera, se puede establecer que los procesos de secado requieren de tiempos de establecimiento entre 5 y 30 minutos. Sin embargo, estos tiempos de establecimiento pueden variar dependiendo el sistema, la tecnología de secado y el diseño del equipo.

Así mismo, los resultados obtenidos en lazo cerrado mostrados en la Fig. 2 permite observar un aumento en la temperatura del aire que se expresa debido al sobreimpulso del controlador. Este aumento alcanza valores alrededor de 53 °C. Esto debido al calor proporcionado por el calentador de aire asociada a la acción de control por planitud diferencial.

C. FLUJO DE CALOR PROPORCIONADO

El controlador por planitud diferencial permitió realizar la acción de entrada para que el calentador proporcionara el flujo de calor necesario. Esta acción permite llevar el sistema al estado de referencia con un error que tiende asintóticamente a cero considerado como aceptable. De esta manera, se presenta en la Fig. 3 el comportamiento del flujo de calor suministrado por el calentador de aire. Llegando a un valor de 86.79 kW en el estado estacionario, con un error que tiende asintóticamente a cero.

Se observa un sobreimpulso en el controlador por planitud diferencial lo que hizo que en los primeros minutos el calentador de aire llegara a proporcionar 98 kW como valor máximo. Este sobreimpulso se asocia a la interacción por transferencia de calor convectivo entre el producto y el aire. Esto con el fin de compensar la diferencia de temperaturas y llegar al equilibrio en menor tiempo.

D. DINÁMICA DE SECADO Y PERFILES DE TEMPERATURA

El comportamiento de la humedad del producto tiene dependencia directa de la temperatura del aire, así mismo, como se expresa en la Ec. (4) la humedad del producto depende de la velocidad del aire misma que fue establecida en 3.9 m/s. Controlando la temperatura a 50 °C es posible llegar a la humedad de equilibrio en 120 min Fig. 4. Una investigación realizada por Siquiera Silva [20] secando *Spirulina platensis* en un secador solar indirecto indicó que el tiempo mínimo de secado fue de 170 minutos a 42 °C, además indicaron que un factor importante para reducir el tiempo de secado es la velocidad del flujo volumétrico del aire. Por lo que, la aplicación de la propiedad de planitud diferencial para controlar la temperatura permitió reducir el tiempo de secado comparado con lo reportado en la literatura. Para estudios futuros la carga de calor requerida para el secado de *Spirulina platensis* puede ser tomada de captadores solares, esto con el fin de disminuir el impacto económico y ambiental.

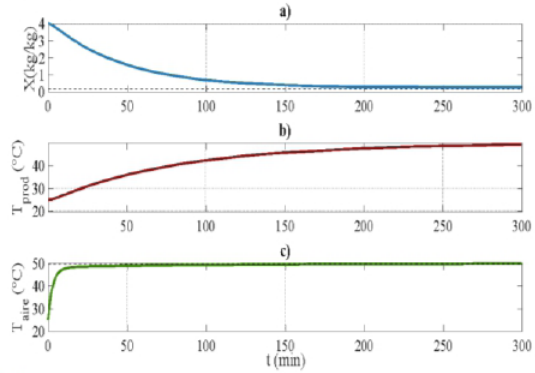


Fig. 2. Dinámica del proceso sin control. a) Dinámica de la humedad de Spirulina platensis, b) Dinámica de la temperatura del producto y c) Dinámica de la temperatura del aire.

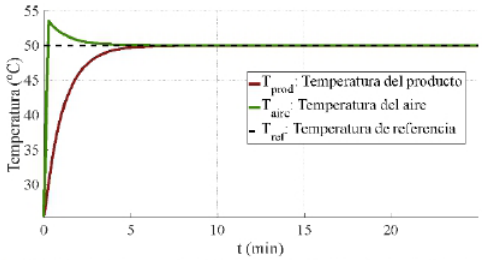


Fig. 3 Perfil de temperaturas (Temperatura del aire: Verde, Temperatura del producto: Café).

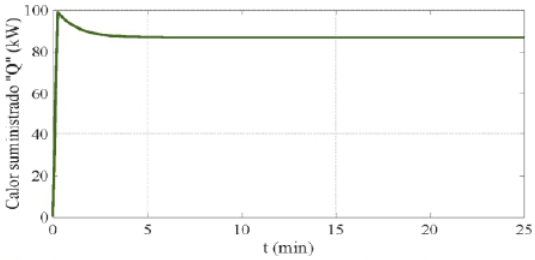


Fig. 4. Flujo de calor proporcionado por el calentador de aire.

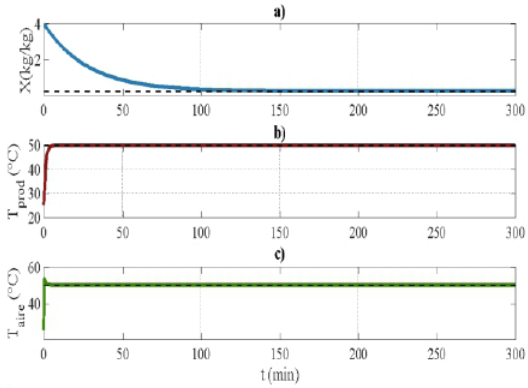


Fig. 5 Dinámica de secado y perfiles de temperatura con control. a) Dinámica de la humedad de *Spirulina platensis*, b) Dinámica de la temperatura del producto y c) Dinámica de la temperatura del aire.

IV. CONCLUSIÓN

El control por planitud diferencial permitió llevar el sistema al estado de proceso deseado. Así mismo, aplicar esta propiedad permitió simplificar el problema ya que fue posible expresar las ecuaciones diferenciales ordinarias de procesos de secado en ecuaciones más simples que dependan de sólo la variable medible denominada salida plana y de sus respectivas derivadas.

El tiempo de establecimiento resulta ser relativamente bajo en este tipo de procesos. Siendo así que, en la investigación de Abdenouri et al. [10] se toman tiempos de establecimiento de hasta 30 minutos en procesos de secado híbridos.

Por otra parte, el control de la temperatura permite conservar las propiedades de *Spirulina platensis* debido a que no hubo fluctuaciones en la temperatura y se mantuvo por debajo de los valores máximos permisibles.

De esta manera, la propiedad de planitud diferencial es una buena alternativa para control de procesos de secado. Aun cuando no se utilizó la dinámica no lineal del sistema fue posible regular la temperatura del producto considerando la salida plana del sistema lineal.

Es importante reconocer que el control empleado cumplió con la tarea de regulación. Sin embargo, contrastar los resultados obtenidos con datos experimentales permitirán validar este modelo, así como, considerar perturbaciones.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen sobremanera a los árbitros asignados por su revisión profesional, comentarios y recomendaciones para mejorar la calidad del presente artículo. Los autores desean también agradecer al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por el apoyo otorgado para el desarrollo del presente trabajo.

REFERENCIAS

[1] Z. Erbay and F. Icier, A review of thin layer drying of foods: Theory, modeling, and experimental results, Critical Reviews in Food Science and Nutrition, vol. 50, no. 5. pp. 441–464, May 2010. doi: 10.1080/10408390802437063.

[2] S. V. R. Suresh Kumar, Recent advances in drying and dehydration of fruits and vegetables: a review, Mysore J Food Sci Technol, vol. 47, no. 1, pp. 15–26, 2008.

[3] A. Vonshak, Spirulina Platensis Arthrospira: Physiology, Cell-Biology And Biotechnology. CRC Press, 1997.

[4] R. A. Soni, K. Sudhakar, and R. S. Rana, Spirulina – From growth to nutritional product: A review, Trends Food Sci Technol, vol. 69, pp. 157–171, 2017, doi: 10.1016/j.tifs.2017.09.010.

[5] H. Desmorieux and N. Decaen, Convective drying of spirulina in thin layer, J Food Eng, vol. 66, no. 4, pp. 497–503, 2005, doi: 10.1016/j.jfoodeng.2004.04.021.

[6] Z. Abdullah, F. S. Taip, S. M. M. Kamal, and R. Z. Abdul Rahman, Nonlinear model-based inferential control of moisture content of spray dried coconut milk, Foods, vol. 9, no. 9, Sep. 2020, doi: 10.3390/foods9091177.

[7] Y. Mohana, R. Mohanapriya, T. Anukiruthika, K. S. Yoha, J. A. Moses, and C. Anandharamakrishnan, Solar dryers for food applications: Concepts, designs, and recent advances, Solar Energy, vol. 208. Elsevier Ltd, pp. 321–344, Sep. 15, 2020. doi: 10.1016/j.solener.2020.07.098.

[8] E. C. López-Vidaña, L. L. Méndez-Lagunas, and J. Rodríguez-Ramírez, Efficiency of a hybrid solar-gas dryer, Solar Energy, vol. 93, pp. 23–31, Jul. 2013, doi: 10.1016/j.solener.2013.01.027.

[9] H. El Ferouali, A. Zoukit, I. Salhi, S. Doubabi, and N. Abdenouri, Heat transfer in a solar-gas-electric hybrid dryer for the control of its operation and for energy management and storage., 2016.

[10] N. Abdenouri, A. Zoukit, I. Salhi, and S. Doubabi, Model identification and fuzzy control of the temperature inside an active hybrid solar indirect dryer, Solar Energy, vol. 231, pp. 328–342, Jan. 2022, doi: 10.1016/j.solener.2021.11.026.

[11] A. L. César-Munguía, O. García-Valladares, R. Pérez-Espinosa, and A. Domínguez-Niño, Hybrid thermosolar-LPG dehydrating plant installed in Xochitepec, México. Case study: Pineapple, Appl Therm Eng, vol. 225, May 2023, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2023.120171.

[12] H. S. EL-Mesery, A. I. EL-Seesy, Z. Hu, and Y. Li, Recent developments in solar drying technology of food and agricultural products: A review, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 157, p. 112070, Apr. 2022, doi: 10.1016/J.RSER.2021.112070.

[13] A. Zoukit, H. Doubabi, I. Salhi, and N. Abdenouri, Advanced cascade control strategy applied to an indirect hybrid solar-gas dryer: Numerical and experimental investigations, Sustainable Energy Technologies and Assessments, vol. 53, Oct. 2022, doi: 10.1016/j.seta.2022.102380.

[14] J. B. Oliveira, Smooth adaptive robust temperature control of a seed drying system, in IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline), IFAC Secretariat, 2013, pp. 6–11. doi: 10.3182/20130828-2-SF-3019.00012.

[15] C. Seidel, R. Dürr, and A. Bück, Robust multi-variable control of continuous yeast drying, J Process Control, vol. 114, pp. 42–53, Jun. 2022, doi: 10.1016/j.jprocont.2022.04.004.

[16] H. Sira-Ramirez and S. K. Agrawal, Differentially Flat Systems, 1st ed. CRC Press Taylor and Francis Group, 2004.

[17] D. Rodriguez-Guevara, A. Favela-Contreras, F. Beltran-Carbajal, C. Sotelo, and D. Sotelo, A Differential Flatness-Based Model Predictive Control Strategy for a Nonlinear Quarter-Car Active Suspension System, Mathematics, vol. 11, no. 4, Feb. 2023, doi: 10.3390/math11041067.

[18] F. Beltran-Carbajal, H. Yañez-Badillo, R. Tapia-Olvera, J. C. Rosas-Caro, C. Sotelo, and D. Sotelo, Neural Network Trajectory Tracking Control on Electromagnetic Suspension Systems, Mathematics, vol. 11, no. 10, May 2023, doi: 10.3390/math11102272.

[19] M. Bekcheva, H. Mounier, and L. Greco, Control of differentially flat linear delay systems with constraints, Elsevier B.V., Jul. 2017, pp. 13348–13353. doi: 10.1016/j.ifacol.2017.08.1901.

[20] J. P. S. Silva, C. R. R. Veloso, M. A. de Souza Barrozo, and L. G. M. Vieira, Indirect solar drying of Spirulina platensis and the effect of operating conditions on product quality, Algal Res, vol. 60, Dec. 2021, doi: 10.1016/j.algal.2021.102521.

BIOGRAFÍAS

FEDERICO AUGUSTO TRAMPE TORIJA Ingeniero Químico con Maestría en Ingeniería de Procesos y doctorando en Ingeniería de Procesos por la Universidad Autónoma Metropolitana. Desarrollo de tesis doctoral en Control y Optimización de procesos de secado. Fue Supervisor Técnico en Procter and Gamble-Crest donde trabajó en producción, automatización y mantenimiento a sistemas de control y operación.

FRANCISCO BELTRÁN CARBAJAL Ingeniero Electromecánico por el Instituto Tecnológico de Zacatepec (1993) y Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de Mecatrónica por el CINVESTAV-IPN (2004). Actualmente es Profesor-Investigador Titular C por Tiempo Indeterminado en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Sus principales áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo tecnológico son: Control de Vibraciones, Identificación de Sistemas, Maquinaria Rotatoria, Mecatrónica y Control de Sistemas de Conversión de Energía.

JORGE RAMÍREZ MUÑOZ Licenciatura en Ingeniería Química por el Instituto Tecnológico de Tapachula. Maestría en Ingeniería Química por el Instituto Tecnológico de Orizaba. Doctorado en Ciencias en Ingeniería Química por la Universidad Autónoma Metropolitana-Iztapalapa. Jefe del Departamento de Automatización y Control de Grupo Pecuario San Antonio durante 4 años. PLC´s y sistema SCADA´s. Investigador Asociado del Centro de Investigación de Polímeros de PPG-COMEX durante 4 años. Perfil deseable PRODEP. Profesor Investigador Titular C por Tiempo Completo en la Universidad Autónoma Metropolitana – Azcapotzalco. Área de investigación en Modelado y Simulación de Procesos.

Recibido 29 de julio de 2023. Aceptado 30 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Control del proceso de secado del chile rojo usando identificación paramétrica algebraica

MARIO SAMPEDRO-CRUZ, FRANCISCO BELTRÁN-CARBAJAL*, NEFTALI VÁZQUEZ-ESPINOSA, JORGE RAMÍREZ-MUÑOZ.

Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Departamento de Energía, Ciudad de México, C.P. 02200, México.
*Autor de Correspondencia: fbeltran@azc.uam.mx

RESUMEN En este trabajo se presenta un control no lineal basado en un método algebraico para identificación paramétrica en tiempo real del modelo de la cinética de secado del chile rojo. Se plantearon fórmulas para calcular, en el dominio del tiempo, los parámetros de la cinética de secado dentro de un secador híbrido solar-gas tipo túnel, e implementarlos en el controlador del proceso. Los resultados demuestran que la identificación paramétrica se consigue después de los primeros minutos. Además, se observó el comportamiento del perfil de temperatura del producto, el cual llega a su temperatura de referencia en aproximadamente 5-7 min, así mismo se alcanzó un flujo de calor estable de 61 kW. Finalmente, el tiempo total de secado fue cercano a 1500 min, lo que se traduce en un tiempo menor a lo ya reportado por otros autores. A su vez, utilizar identificación paramétrica algebraica nos permitió conocer los parámetros de la cinética de manera más rápida.

PALABRAS CLAVE — Deshidratación de Productos Agroindustriales, Cinética de Secado, Identificación Paramétrica Algebraica, Estimación de Parámetros, Control de Procesos.

I. INTRODUCCIÓN

Hoy en día existe un gran esfuerzo por encontrar la mejor alternativa que permita conservar los productos agrícolas, en donde se mantenga su buena calidad y sus propiedades nutricionales, sin dejar a un lado la sustentabilidad del proceso. El enfoque ha sido mejorar el proceso de secado, el cual es una técnica usada desde hace muchos años.

El secado consiste en aplicar calor a un material para eliminar el agua libre y hacer que el producto sea más estable al reducir su actividad de agua [1]. El problema en productos agroindustriales recae en entregar productos de calidad con menor gasto energético y tiempo de secado, ya que en muchos procesos de este tipo, la calidad nutricional y la cantidad de productos alimenticios secos disminuyen debido al proceso de deshidratación prolongado e ineficiente, así también por temperaturas de aire extremas y descontroladas [2].

Un producto agrícola que ha aprovechado esta técnica de secado es el chile rojo, el cual es una de las frutas que más se consume en México, su contenido de humedad puede variar de 250% a 300% de su base seca y tarda aproximadamente entre 3 y 5 días en deshidratarse en un secador solar [3]. Por lo que es necesario mejorar el proceso para disminuir el tiempo de secado sin perder calidad y así satisfacer la demanda.

En busca de la mejora del proceso, algunos investigadores han desarrollado modelos matemáticos que permiten describir, predecir y simular la dinámica del proceso de secado, esto con el fin de diseñar, optimizar y controlar esta operación [4], ya que la construcción de procesos de secado efectivos y seguros basados únicamente en estudios experimentales, es una tarea larga y costosa [5].

Para desarrollar estos modelos matemáticos de secado generalmente se mide el contenido de humedad del material en cualquier instante después de haber estado sujeto a condiciones constantes de temperatura y humedad relativa [6]. Para simular el modelo dinámico es indispensable conocer la cinética de secado, la cual permite determinar las condiciones ideales para el funcionamiento del secador con la calidad del producto deseada y el gasto energético óptimo. Los datos obtenidos se conocen como parámetros de operación, estos pueden estimarse fuera de línea, es decir, estos se almacenan para después procesarlos y evaluarlos o también se puede realizar la estimación en línea en donde los parámetros son procesados inmediatamente. El trabajar con datos estimados en línea permite realizar ajustes de forma inmediata, y así se favorece la calidad del producto y el gasto energético.

Para realizar la identificación paramétrica en línea existen varias alternativas; una de ellas es la propuesta por Fliess y Ramírez en 2003 [7], la cual ha sido aplicada a sistemas mecánicos y eléctricos [8]–[10]. Este enfoque de identificación algebraica se basa en herramientas matemáticas poderosas como la teoría de módulos, álgebra diferencial y el cálculo operacional [11].

Con la obtención de los parámetros, éstos se pueden utilizar para la regulación de la temperatura del proceso de

secado. Una buena alternativa es mediante un controlador no lineal basado en linealización por retroalimentación del estado. Dicho controlador, ha sido aplicado en procesos para la regulación de la velocidad angular en un motor síncrono [12], obteniendo resultados satisfactorios para el control del proceso.

En el presente estudio se desarrollan ecuaciones para determinar los valores de los parámetros en el dominio del tiempo para sistemas lineales en lazo cerrado a partir de un modelo dinámico no lineal desarrollado por Zdzisla Palowsky & Arun S. Mujumdar [13]. Este modelo describe el proceso del secado, determina el cambio de la humedad y el comportamiento de las temperaturas del producto como la del aire de secado, considerando que el contenido de humedad de todo el producto es uniforme, así mismo, se rechaza la transferencia de calor entre las paredes, bandeja y aire. También la transferencia de masa y energía desde el exterior es rechazada. Por último, se consideran las propiedades termodinámicas y de transporte constantes.

Se realiza una identificación paramétrica en línea en el dominio del tiempo, esto para diferentes parámetros de cinética de secado obtenidos en el proceso de deshidratación del chile en un secador hibrido solar gas tipo túnel. Asimismo, se implementa un control no lineal utilizando los valores obtenidos de la identificación paramétrica en línea.

II. DESARROLLO

Para poder realizar la simulación, el diseño o el control del proceso de secado, es necesario desarrollar un modelo matemático que describa la dinámica. En este tipo de modelo es esencial contar con los términos que involucran principalmente a la velocidad del secado, es decir, los parámetros de la cinética de secado. El modelo matemático para la dinámica de secado presentado en este trabajo fue el desarrollado por Z. Pakowski & A. Mujumdar [13], el cual se deriva a partir de los balances de materia y energía del producto a secar, así como del aire requerido para llevar a cabo el proceso.

Para el caso de estudio de este trabajo, la cinética de secado presenta una estructura polinomial lineal cuya forma se expresa mediante Ec. (1):

$$k = a_0 + a_1 T_A \tag{1}$$

Donde T_A es la temperatura del aire expresada en grados °C y k es la cinética de secado en min^{-1}; a_0 y a_1 representan los parámetros a estimar, los cuales contribuyen a la predicción del tiempo de secado.

Los valores experimentales de la cinética de secado para el caso de estudio del chile rojo pueden observarse en la Tabla I.

El esquema de control diseñado se describe en la Fig. 1, en donde se calculan los parámetros de la cinética, para posteriormente proporcionar esta información al controlador y así alcanzar la temperatura de referencia que se plantea en este estudio.

TABLA I. CINÉTICA DE SECADO. FUENTE [14].

Productos	Cinética	Rango de validez
Chile Rojo.	$k = -0.0076 + (2x10^{-4})T_A$	V=1 m/s $T_A = 45\ a\ 65°C$

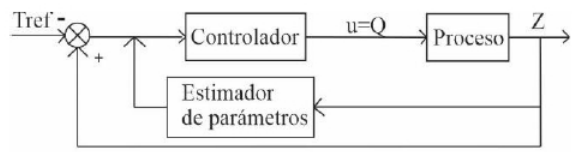


Fig. 1. Esquema de control del proceso de secado.

Primero resulta primordial desarrollar la técnica para la identificación paramétrica en línea del proceso, lo cual se mencionó anteriormente. Para este fin se implementa la técnica propuesta en [7]. Posteriormente, los valores de los parámetros estimados se utilizan para la implementación de un controlador no lineal para regular el proceso de secado del Chile Rojo.

A. IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA

Para la estimación de parámetros, la cinética se expresa como Ec. (2):

$$\hat{k} = \hat{a}_0 + \hat{a}_1 T_A \tag{2}$$

La notación "^" se usa para representar algún parámetro estimado. Así, $\hat{a}_0$ y $\hat{a}_1$.denotan respectivamente los valores estimados de los parámetros a_0 y a_1.

La síntesis de las fórmulas para calcular los parámetros que se presentan en este trabajo se fundamentan teóricamente en la metodología de identificación paramétrica presentada en [7]. A partir de la estructura de la cinética se realizan manipulaciones algebraicas en el modelo dinámico Ec. (1) para obtener Ec. (3)

$$(t - t_0)\frac{dX}{dt} = -\hat{a}_0(t - t_0)(X - X_e) - \hat{a}_1(t - t_0)(X - X_e)T_A \tag{3}$$

Donde X es el contenido de humedad y X_e su respectivo valor en equilibrio. Aquí t_0 denota el tiempo en el que se desea ejecutar la estimación paramétrica.

Integrando 2 veces Ec. (3) con respecto al tiempo, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones lineales Ecs. (4-6)

$$Ap = B \tag{4}$$

donde

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \tag{5}$$

$$a_{11} = \int_{t_0}^{t} -(\tau_1 - t_0)(X - X_e)d\tau_1$$

$$a_{12} = \int_{t_0}^{t} -(\tau_1 - t_0)(X - X_e)T_A d\tau_1$$

2448-7775 © 2023 Identidad Energética

$$a_{21} = \int_{t_0}^{t} \int_{t_0}^{\tau_2} -(\tau_1 - t_0)(X - X_e) d\tau_1 \, d\tau_2$$

$$a_{21} = \int_{t_0}^{t} \int_{t_0}^{\tau_1} -(\tau_1 - t_0)(X - X_e) T_A d\tau_1 \, d\tau_2$$

$$B = \begin{pmatrix} \int_{t_0}^{t} (\tau_1 - t_0) \frac{dX}{dt} d\tau_1 \\ \int_{t_0}^{t} \int_{t_0}^{\tau_2} (\tau_1 - t_0) \frac{dX}{dt} d\tau_1 \, d\tau_2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

Finalmente, $p = [\hat{a}_0, \hat{a}_1]^T$ representa el vector de parámetros a ser identificado, en donde sus componentes son los parámetros de la cinética de secado que se desean estimar.

B. CONTROL NO LINEAL BASADO EN LINEALIZACIÓN POR RETROALIMENTACIÓN DEL ESTADO

De manera simultánea para el presente proceso de deshidratación de productos agroindustriales se diseña un esquema de control no lineal basado en realimentación del estado.

En su forma más simple, la linealización por retroalimentación es equivalente a cancelar las no linealidades en un sistema no lineal para que la dinámica de lazo cerrado sea de forma lineal e imponer una dinámica deseada, se puede aplicar simplemente a una clase de sistemas no lineales descritos por la llamada forma complementaria o forma canónica de controlabilidad. Se dice que un sistema está en su forma complementaría si su dinámica está representada por Ec. (7) [15].

$$x^{(n)} = f(x) + \gamma(x)u \quad (7)$$

Donde u es la entrada de control escalar, x es la salida de control escalar de interés, $X = [x, \dot{x}, \dots x^{n-1}]^T$es el vector de estado y $f(x)$ y $\gamma(x)$ son funciones no lineales derivados del modelo matemático de la dinámica de secado[15].

Por lo tanto, la entrada de control u de acuerdo con Ec. (7) se representa de la forma Ec. (8):

$$u = \frac{x^{(n)} - f(x)}{\gamma(x)} \quad (8)$$

Donde la entrada de control u para el proceso de secado del chile rojo es representada por el flujo de calor Q requerido para el aire de secado. Además, considerando una entrada de control auxiliar de esta forma $v_c = x^{(n)}$ y, definiendo la dinámica del proceso Ec. (9):

$$\frac{d^2 T_p}{dt^2} = v_c \quad (9)$$

De esta manera la propuesta del controlador estará dada por la expresión Ec. (10):

$$v_c = -\alpha_2 \dot{e} - \alpha_1 e - \alpha_0 \int_0^t e d\tau \quad (10)$$

Definiendo al error como

$$e = T_p - T_{ref} \quad (11)$$

donde T_{ref} representa la temperatura de referencia a la cual se requiere el producto.

A partir de las ecuaciones Ec. (10) y Ec. (11) se describe la ecuación diferencial de tercer orden Ec. (12)

$$\dddot{e} + \alpha_2 \ddot{e} + \alpha_1 \dot{e} + \alpha_0 e = 0 \quad (12)$$

La ecuación diferencial previa tiene como ecuación característica la expresión Ec. (13).

$$P(s) = s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 12$$

$$\alpha_0 \quad (13)$$

Proponiendo un polinomio estable para la dinámica del proceso a lazo cerrado se obtiene Ec. (14):

$$P(s) = (s + p)^3 = s^3 + 3ps^2 + 3p^2 s + p^3 \quad (14)$$

donde "p" representa la ganancia del controlador para regular la temperatura del proceso.

III. RESULTADOS

A. ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS

La obtención de los parámetros fue realizada mediante la resolución de las ecuaciones con apoyo del software Python 3.11 y ocupando el método numérico Runge-Kutta-Felhberg,

Para esta investigación se plantearon 2 casos para evaluar el desempeño de la estimación en línea de los parámetros y del controlador. Para el primer caso se muestra el desempeño del controlador desde el arranque del proceso en el tiempo 0, mientras que, para el segundo caso fue iniciado el controlador a partir del minuto, con un flujo de calor (Q) suministrado de 80 kW. Para los dos casos las temperaturas T_A y T_p tienen como condición inicial 25 °C.

En el primer caso después de resolver las ecuaciones se grafican los resultados en la Fig. 2 y Fig. 3, cada una correspondiente a $\hat{a}_0$ y $\hat{a}_1$ respectivamente. En estas gráficas se muestra el comportamiento de la estimación de los parámetros. Se pueden observar algunos valores numéricos grandes al principio que son generados debido al inicio de la solución numérica de las integrales. Además, se observa como los parámetros estimados se comienzan a ajustar a los parámetros originales a partir del minuto 2 aproximadamente.

Para el caso 2 en las Fig. 4 y Fig. 5 se muestra que existe un comportamiento similar. Se observa que los valores estimados se ajustan en un tiempo más corto a comparación del caso 1. Con estos resultados gráficos se comprueba que el comportamiento que ha sido utilizado en otras disciplinas también puede ser aplicable para el proceso de secado.

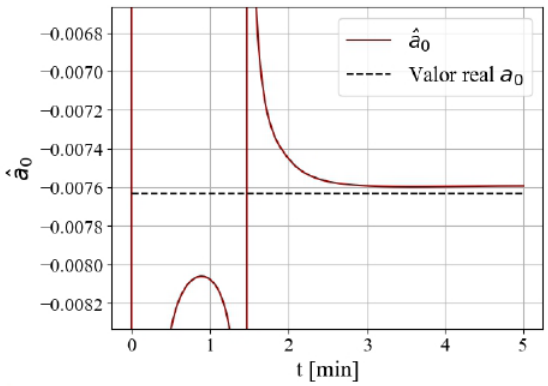


Fig. 2. Estimación en línea del parámetro a_0 para el caso 1.

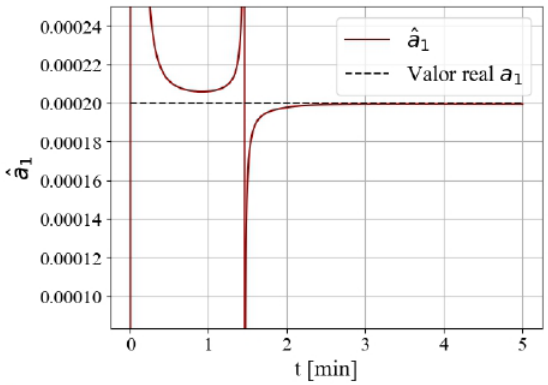


Fig. 3. Estimación en línea del parámetro a_1 para el caso 1.

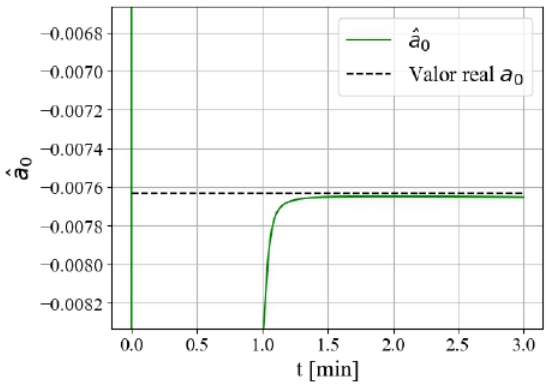


Fig. 4. Estimación en línea del parámetro a_0 para el caso 2.

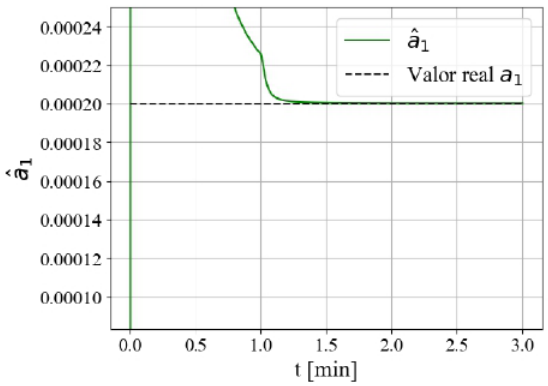


Fig. 5. Estimación en línea del parámetro a_1 para el caso 2.

B. *Control del proceso de secado*

1. Perfil de temperatura del aire/chile

Con base en los cálculos realizados para la estimación paramétrica, se tomaron los valores de los parámetros en los cuales, para determinado intervalo de tiempo, éstos presentaron un error menor al 3%, esto con la finalidad de implementarlos en el controlador (Tabla II). Con estos resultados se calcula la variable de control Q, la cual fue usada para alcanzar el valor de referencia de la variable controlada T_P.

De la misma manera que en la sección anterior, se analizaron dos casos diferentes, para el primero el cambio de los valores de la cinética para el controlador se realizó en el tiempo 1.9101 min, lo cual permitió que T_p se logrará ajustar al valor de referencia en aproximadamente 4 min como se muestra en la Fig. 6.

En el caso 2 el cambio de los valores de la cinética de secado se realiza en t = 1.101 min, por lo que existe un retraso para alcanzar la referencia debido al primer minuto en el que la variable manipulada tiene un valor constante de 80 kW. Con los valores actualizados, el tiempo para alcanzar la referencia es de 7 min, esto se puede observar en la Fig. 7.

2. Humedad del chile rojo

Una parte fundamental de esta investigación es observar el comportamiento de la humedad de acuerdo con las condiciones con las que trabaja el controlador y predecir el tiempo que requiere para lograr el secado completo para el chile rojo, ya que esta es la parte esencial. Para esta sección se mantienen las condiciones expuestas en la sección de Perfil de temperatura del aire/chile.

TABLA III. VALORES DE PARÁMETROS ESTIMADOS.

Caso	Tiempo (min)	Parámetros		Error (%)	
		$\hat{a}_0$	$\hat{a}_1$ (x10^{-4})	$\hat{a}_0$	$\hat{a}_1$
1	1.91	-0.007403	1.9699	2.99	1.5
2	1.1	-0.007746	2.0400	1.51	2.02

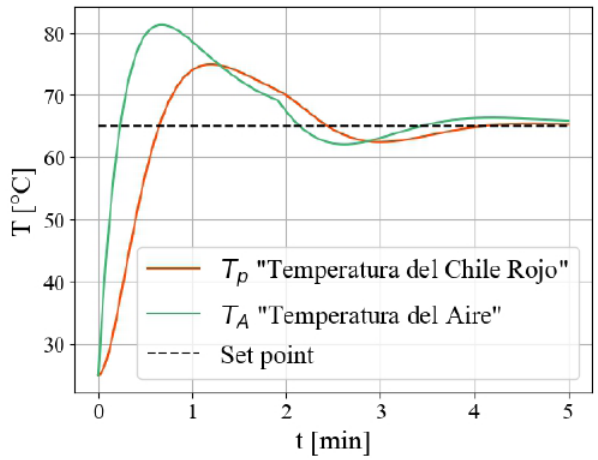


Fig. 6. Perfil de temperatura aire/chile para el caso 1.

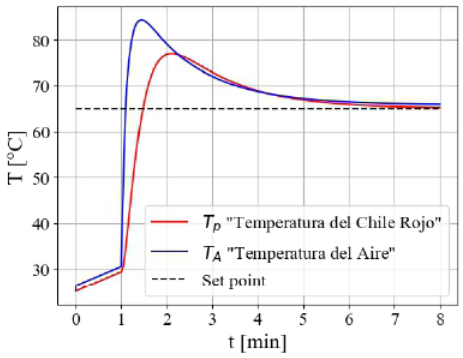


Fig. 7. Perfil de temperatura aire/chile para el caso 2.

En la Fig. 8 y Fig. 9 se puede observar como la humedad llega al equilibrio tanto para el caso 1 como para el caso 2 en aproximadamente 1500 min, en donde se obtiene un valor de 0.1012 kg H_2O/kg producto, el cual equivale a un error del 1.2% con la humedad en equilibrio, un tiempo menor al antes reportado por otros autores. La diferencia entre los 2 casos no se vio influida en el tiempo total de secado.

3. Calor requerido

En todo proceso es indispensable cuidar el gasto energético que se tiene, el secado no es la excepción, tener un consumo alto no lo haría un proceso rentable. Debido a esto se busca encontrar la mejor la manera de controlar el proceso, sin descuidar la calidad del secado del chile.

Como se muestra en la Fig. 10, la cual corresponde al caso 1, se puede observar un incremento en el flujo de calor hasta 85 kW, esto debido a que dentro del arranque del proceso se demanda mayor cantidad de energía. Con el cambio de parámetros comienza a presentar ligeras oscilaciones alrededor de los 60 kW, hasta estabilizarse en 61 kW para lo que requiere aproximadamente 5 minutos.

Mientras que para el caso 2 (Fig. 11), durante el primer minuto el flujo de calor aumenta hasta 16 kW, una vez iniciado el controlador en 1.101 min este comienza a ajustar rápidamente hasta 89 kW. De manera análoga al caso anterior, el flujo de calor se estabilizó en 61 kW en aproximadamente 8 minutos. El tiempo en estabilizarse es una de las diferencias que se encuentran entre estos casos, es decir, el caso 2 requiere de mayor energía durante el proceso.

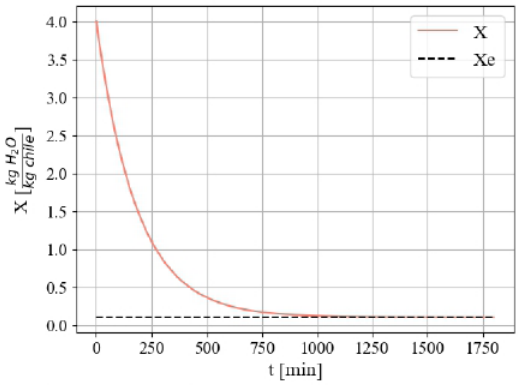


Fig. 8. Perfil de contenido de humedad para el caso 1.

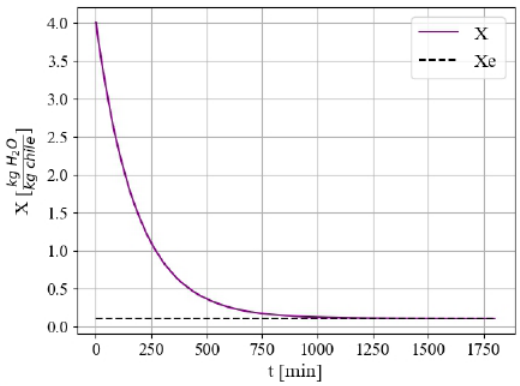


Fig. 9. Perfil de contenido de humedad para el caso 2.

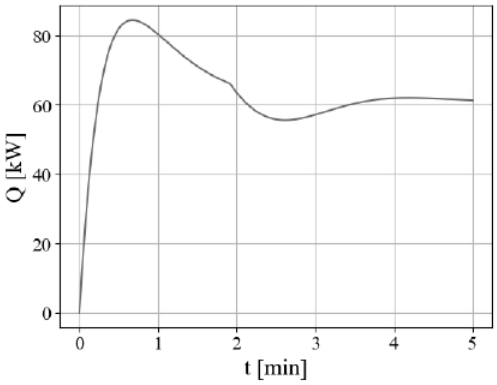


Fig. 10. Flujo de calor requerido para el caso 1.

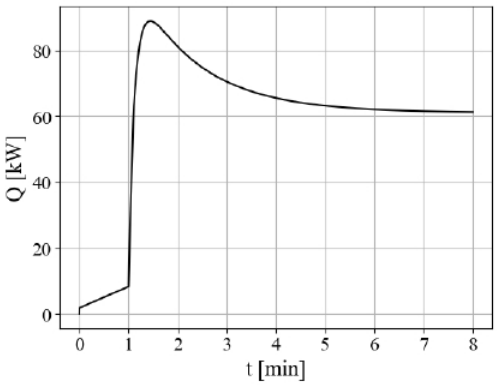


Fig. 11. Flujo de calor requerido para el caso 2.

IV. CONCLUSIONES

En esta investigación se comprobó que se puede utilizar la identificación paramétrica algebraica para estimar los parámetros de la cinética de secado. Esta información a su vez se puede implementar para el diseño de controladores no lineales de retroalimentación de estado.

Los cálculos mostrados para estos parámetros presentaron un error menor al 3%. Lo que permitió que se alcanzará la temperatura de referencia en un tiempo de 5-7 min aproximadamente para cada caso estudiado. Por otra parte, como consecuencia de los valores obtenidos de los

parámetros el flujo de calor necesario para el secado alcanza los 61 kW, siendo el caso 2 el que requiere mayor tiempo para poder estabilizarse.

Referente al tiempo de secado y la información de los parámetros calculados en este trabajo, se requirió 25 h aproximadamente para alcanzar el contenido de humedad de equilibrio. Esto representa un tiempo menor en comparación con lo reportado para un secador solar.

Se demostró que la técnica algebraica para la estimación de parámetros y el control no lineal basado en retroalimentación del estado puede ser usada para la predicción del tiempo de secado. Además, se tuvo un buen desempeño del controlador implementado ya que se alcanzó la temperatura de referencia durante los primeros minutos del proceso, logrando disminuir el tiempo requerido para secar el chile. Implementarlo permitiría satisfacer la producción que cada año va creciendo de acuerdo a los datos del INEGI [16] del 2022, ya que actualmente representa un mercado de 175 millones de dólares para México.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen solemnemente a los revisores asignados por su completa revisión, comentarios y recomendaciones para mejorar la calidad del artículo. De igual manera, se agradece al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por el apoyo otorgado para el desarrollo de la presente investigación.

REFERENCIAS

[1] H. H. Mohammed, Y. B. Tola, A. H. Taye, and Z. K. Abdisa, "Effect of pretreatments and solar tunnel dryer zones on functional properties, proximate composition, and bioactive components of pumpkin (Cucurbita maxima) pulp powder," *Heliyon*, vol. 8, no. 10, p. e10747, 2022, doi: 10.1016/j.heliyon.2022.e10747.

[2] S. Mohammed, N. Fatumah, and N. Shadia, "Drying performance and economic analysis of novel hybrid passive- mode and active-mode solar dryers for drying fruits in East Africa," *J. Stored Prod. Res.*, vol. 88, p. 101634, 2020, doi: 10.1016/j.jspr.2020.101634.

[3] M. A. Hossain, J. L. Woods, and B. K. Bala, "Single-layer drying characteristics and colour kinetics of red chilli," *Int. J. Food Sci. Technol.*, vol. 42, no. 11, pp. 1367–1375, 2007, doi: 10.1111/j.1365-2621.2006.01414.x.

[4] I. N. Ramos, T. R. S. Brandão, and C. L. M. Silva, "Simulation of solar drying of grapes using an integrated heat and mass transfer model," *Renew. Energy*, vol. 81, pp. 896–902, 2015, doi: 10.1016/j.renene.2015.04.011.

[5] S. J. Kowalski and A. Pawłowski, "Modeling of kinetics in stationary and intermittent drying," *Dry. Technol.*, vol. 28, no. 8, pp. 1023–1031, 2010, doi: 10.1080/07373937.2010.497095.

[6] I. T. Toğrul and D. Pehlivan, "Modelling of thin layer drying kinetics of some fruits under open-air sun drying process," *J. Food Eng.*, vol. 65, no. 3, pp. 413–425, 2004, doi: 10.1016/j.jfoodeng.2004.02.001.

[7] M. Fliess and H. S. Ramírez, "An Algebraic Framework for Linear Identification," *ESAIM Control. Optim. Calc. Var.*, vol. 9, pp. 151–168, 2003, doi: 10.1051/cocv:2003008.

[8] F. Beltran-Carbajal *et al.*, "On-line parametric estimation of damped multiple frequency oscillations," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 144, no. 3, pp. 423–432, 2018, doi: 10.1016/j.epsr.2016.11.023.

[9] L. G. Trujillo-Franco, G. Silva-Navarro, and F. Beltran-Carbajal, "Algebraic Parameter Identification of Nonlinear Vibrating Systems and Non Linearity Quantification Using the Hilbert Transformation," *Math. Probl. Eng.*, vol. 2021, 2021, doi: 10.1155/2021/5595453.

[10] F. Beltran-Carbajal, R. Tapia-Olvera, A. Valderrabano-Gonzalez, H. Yanez-Badillo, J. C. Rosas-Caro, and J. C. Mayo-Maldonado, "Closed-loop online harmonic vibration estimation in DC electric motor systems," *Appl. Math. Model.*, vol. 94, pp. 460–481, 2021, doi: 10.1016/j.apm.2021.01.021.

[11] F. Beltran-Carbajal and G. Silva-Navarro, "On the algebraic parameter identification of vibrating mechanical systems," *Int. J. Mech. Sci.*, vol. 92, pp. 178–186, 2015, doi: 10.1016/j.ijmecsci.2014.12.006.

[12] F. Beltran-Carbajal, R. Tapia-Olvera, I. Lopez-Garcia, A. Valderrabano-Gonzalez, and J. C. Rosas-Caro, "Extended PI feedback tracking control for synchronous motors," *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 17, pp. 1346–1358, 2019, doi: 10.1007/s12555-018-0312-6.

[13] A. S. Mujumdar and Z. Pakowski, "Handbook of Industrial Drying," *Handb. Ind. Dry.*, 2020, doi: 10.1201/9780429289774.

[14] S. Kaleemullah and R. Kailappan, "Modelling of thin-layer drying kinetics of red chillies," *J. Food Eng.*, vol. 76, no. 4, pp. 531–537, 2006, doi: 10.1016/j.jfoodeng.2005.05.049.

[15] J. J. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, vol. 199. NJ: Prentice Hall Press, 1991.

[16] INEGI, "Chile o pimientos secos," *Banco de Información Económica*, 2023. https://www.inegi.org.mx/app/indicadores/?tm=0&ind=203901#D203901 (accessed Dec. 06, 2023).

BIOGRAFÍAS

MARIO SAMPEDRO CRUZ Adscrito como estudiante de Maestría en Ingeniería de Procesos en la Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Azcapotzalco, Ciudad de México, México. Licenciatura en Ingeniería Química 2014-2019 por la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. Área de Investigación en Optimización y Control de Procesos Químicos, con desarrollo en tesis de maestría en Identificación paramétrica y control del proceso de secado para la Agroindustria. **Operador de Proceso** en Talleres y Aceros SA de CV. 2019-2022.

FRANCISCO BELTRÁN CARBAJAL Ingeniero Electromecánico por el Instituto Tecnológico de Zacatepec (1993) y Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica en la especialidad de Mecatrónica por el CINVESTAV-IPN (2004). Actualmente es Profesor-Investigador Titular C por Tiempo Indeterminado en el Departamento de Energía de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco. Sus principales áreas de interés en investigación, innovación y desarrollo tecnológico son: Control de Vibraciones, Identificación de Sistemas, Maquinaria Rotatoria, Mecatrónica y Control de Sistemas de Conversión de Energía.

NEFTALÍ VÁZQUEZ ESPINOSA Ingeniero Químico por la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. Actualmente es estudiante de Maestría en Ingeniería de Procesos en la Universidad Autónoma Metropolitana en la Unidad Azcapotzalco. De 2021 ha la fecha ha participado en programas de tutorías en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla impartiendo a sus alumnos las materias de Cálculo, Ecuaciones Diferenciales, Diseño de Intercambiadores de Calor, Diseño de Reactores Químicos, Balance de Materia y Energía, Termodinámica y Física. En el 2022 y 2023 participó en el congreso de la AMIDIQ.

JORGE RAMÍREZ MUÑOZ Licenciatura en Ingeniería Química por el Instituto Tecnológico de Tapachula. Maestría en Ingeniería Química por el Instituto Tecnológico de Orizaba. Doctorado en Ciencias en Ingeniería Química por la Universidad Autónoma Metropolitana-Iztapalapa. **Jefe del Departamento de Automatización y Control** de Grupo Pecuario San Antonio durante 4 años. PLC´s y sistema SCADA´s. **Investigador Asociado** del Centro de Investigación de Polímeros de PPG-COMEX durante 4 años. Perfil deseable PRODEP. **Profesor Investigador Titular C por Tiempo Completo** en la Universidad Autónoma Metropolitana – Azcapotzalco. Área de investigación en Modelado y Simulación de Procesos.

Recibido 31 de julio de 2023. Aceptado 29 de noviembre de 2023. Publicado 22 de diciembre de 2023.

ISSN: 2448-7775

Uso de la Inteligencia Artificial para el Diagnóstico de la Enfermedad de Parkinson a través de patrones de dibujo

OMAR VILLALPANDO-VARGAS[1], ARON HERNANDEZ-TRINIDAD[1*], TEODORO CORDOVA-FRAGA[1], RAFAEL GUZMAN-CABRERA[2].

[1]División de Ciencias e Ingenierías, Universidad de Guanajuato – Campus León, León, Gto., México.
[2]División de Ingenierías, Universidad de Guanajuato – Campus Irapuato – Salamanca, Salamanca, Gto., México.
*Correo de Correspondencia: aron.hernandez@ugto.mx

RESUMEN De acuerdo con la Organización Mundial de la Salud (OMS), la enfermedad de Parkinson (EP) es una afección degenerativa del cerebro asociada a síntomas motores, así como a complicaciones no motoras. En México la EP suele comenzar entre los 50 y 65 años; se estima la tasa en 50 casos por 100 000 habitantes. Mediante el uso de la inteligencia artificial (IA), se pueden utilizar los patrones de dibujo y escritura propios de los síntomas motores, como método no invasivo para el diagnóstico médico de este padecimiento. Se propone un modelo de procesamiento de clasificación automática para el diagnóstico de la enfermedad a partir de los dibujos de espirales, cuyos resultados obtuvieron 95% de precisión, mientras que para los dibujos de ondas se obtuvieron 89% de precisión. El modelo reportado es competitivo con el estado de arte, así como herramienta de apoyo en el diagnóstico médico de la EP.

PALABRAS CLAVE — Parkinson, IA, diagnóstico.

I. INTRODUCCIÓN

La enfermedad de Parkinson es una afección degenerativa del cerebro que afecta a un gran número de personas en todo el mundo [1]. Según la Organización Mundial de la Salud, esta enfermedad se caracteriza por síntomas motores y complicaciones no motoras que pueden tener un impacto significativo en la calidad de vida de los pacientes. En México, la EP afecta principalmente a personas entre los 50 y 65 años, con una tasa estimada de 50 casos por cada 100, 000 habitantes [2]. Dado que el diagnóstico temprano es crucial para mejorar la gestión y el tratamiento de la EP, se ha prestado especial atención al desarrollo de herramientas de diagnóstico más eficientes y no invasivas [3-5].

Recientemente, la inteligencia artificial y el aprendizaje automático han demostrado su capacidad para abordar problemas médicos complejos [6]. En este contexto, el uso de patrones de dibujo y escritura asociados con los síntomas motores de la EP ha surgido como un enfoque prometedor para el diagnóstico temprano de la enfermedad [7]. En este artículo, se presenta el desarrollo de una herramienta auxiliar basada en IA para mejorar el rendimiento del diagnóstico médico de la EP. El modelo representa un paso importante hacia el diagnóstico temprano y preciso de la EP mediante el uso de tecnologías de vanguardia [8, 9]. Los resultados obtenidos pueden tener un impacto significativo en la atención médica y mejorar la calidad de vida de las personas afectadas por esta enfermedad neurodegenerativa [10]. En las siguientes secciones, se describen los materiales y métodos utilizados, los resultados obtenidos y las conclusiones derivadas de este estudio. Además, se discuten las implicaciones y perspectivas futuras de este enfoque en el diagnóstico y tratamiento de la enfermedad de Parkinson.

II. OBJETIVO

El objetivo de este estudio es desarrollar un sistema automatizado basado en inteligencia artificial y aprendizaje automático que pueda ayudar a los profesionales médicos en la detección temprana de la enfermedad de Parkinson. El sistema utilizará patrones de dibujo y escritura obtenidos de imágenes de espirales y ondas, extrayendo características relevantes mediante el uso de una red neuronal convolucional VGG16, y finalmente clasificando a los pacientes entre personas sanas y aquellos que presentan EP.

III. MATERIAL Y MÉTODOS

A. CONJUNTO DE DATOS

Para llevar a cabo este estudio, se utilizó un conjunto de datos proporcionado por colaboradores del centro NIATS

(Centre for Innovation and Technology Assessment in Health) de la Universidad Federal de Uberlândia [11]. Este conjunto de datos fue recopilado específicamente para el propósito de detectar la enfermedad de Parkinson a partir de imágenes de dibujos de espirales y ondas. El conjunto de datos se compone de dos subconjuntos: uno con 102 imágenes de espirales y otro con 102 imágenes de ondas [12]. Cada imagen representa un dibujo realizado por los participantes del estudio y ha sido previamente etiquetada y clasificada por expertos en dos categorías: personas sanas y pacientes con enfermedad de Parkinson. En la Fig. 1, se muestra el proceso de obtención del conjunto de imágenes. El paciente con EP realiza la evaluación y obtiene los dibujos de espirales y ondas que se observan totalmente desequilibrados, a diferencia del paciente sano.

B. PREPROCESAMIENTO DE IMÁGENES

Antes de utilizar el conjunto de datos para el entrenamiento del modelo, fue necesario realizar un preprocesamiento de las imágenes. El objetivo del preprocesamiento es garantizar que todas las imágenes tengan el mismo tamaño y formato, lo que facilita el procesamiento y entrenamiento del modelo [13]. Las imágenes originales, que fueron capturadas en diferentes condiciones y con diversas resoluciones, se redimensionaron a un tamaño uniforme de píxeles, manteniendo su relación de aspecto original. Además, se normalizaron los valores de los píxeles para que estuvieran en un rango entre 0 y 1, lo que ayuda a estandarizar la entrada de datos para el modelo [14].

C. EXTRACCIÓN DE CARACTERÍSTICAS

El procesamiento de las imágenes se realizó utilizando la arquitectura Visual Geometry Group (VGG16) [15], una red neuronal convolucional bien establecida y ampliamente utilizada en tareas de visión por computadora, Fig. 2. La VGG16 se utilizó como extractor de características, lo que permitió obtener representaciones significativas de los dibujos para su posterior clasificación [16]. Las características que se obtienen durante el proceso de extracción se refieren a ciertas propiedades o patrones identificables en las imágenes de entrada, es decir, los patrones de dibujo y escritura de los espirales y ondas.

La red empleada extrae estas características a partir de sus capas convoluciones (Conv2D), el conjunto de ellas se les conoce como base convolucional. VGG16 procesa los patrones de las imágenes y extrae contornos, fondos, formas, pulso del trazo, velocidad del trazo, regularidad de los movimientos, entre otras características. Estas son importantes para identificar la enfermedad de Parkinson. Los aspectos específicos de los patrones de dibujo y escritura que son relevantes para el diagnóstico de la enfermedad de Parkinson, y el extractor (la red VGG16) se encarga de identificar y representar estos aspectos de manera eficiente para que el modelo de IA pueda realizar el diagnóstico de manera precisa.

D. SISTEMAS DE CLASIFICACIÓN DEL MODELO

Una vez que se obtuvieron las características de las imágenes mediante la red, se procedió a entrenar el modelo de clasificación automática. Se utilizó un enfoque supervisado, donde las imágenes se etiquetaron como Normal y Parkinson. Se propusieron dos sistemas de clasificación para los dibujos de espirales y ondas, con el etiquetado correspondiente. Los sistemas de clasificación son dos enfoques distintos: el conjunto de entrenamiento/prueba y la validación cruzada [17, 18].

1. Conjunto de entrenamiento/prueba

En el escenario de clasificación de entrenamiento y prueba, el conjunto de datos se dividió en dos conjuntos disjuntos: el conjunto de entrenamiento, que se utilizó para ajustar los parámetros del modelo, y el conjunto de prueba, que se mantuvo separado y se utilizó para evaluar el rendimiento del modelo después del entrenamiento. Se aplicó la red neuronal convolucional VGG16 como extractor de características en el conjunto de entrenamiento, y se alimentaron las características obtenidas al sistema de clasificación. Durante el proceso de entrenamiento, el modelo ajustó sus pesos y parámetros para minimizar la función de pérdida y optimizar su capacidad de clasificar correctamente los dibujos.

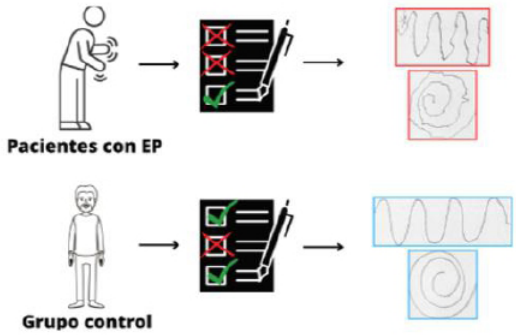


Fig. 1. Conjunto de imágenes proporcionado por NIATS.

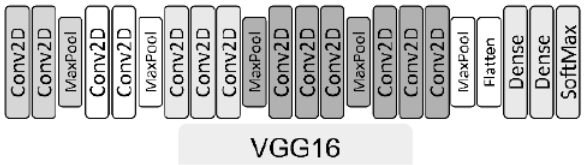


Fig. 2. Arquitectura de la red VGG16.

2. Validación cruzada

La validación cruzada es un método de evaluación que busca mejorar la generalización del modelo, dividiendo el conjunto de datos en varias particiones, realizando el entrenamiento y la evaluación del modelo en diferentes combinaciones de esas particiones. En este estudio, se empleó la validación cruzada con 10 y 20 pliegues [19]. En el escenario de validación cruzada con 10 pliegues, el conjunto de datos se dividió en 10 particiones iguales. El modelo se entrenó en 9 de las particiones y se evaluó en la partición restante. Este proceso se repitió 10 veces, alternando la partición de evaluación en cada iteración. De manera similar, en el escenario de validación cruzada con 20 pliegues, el conjunto de datos se dividió en 20 particiones iguales, y el modelo se entrenó y evaluó siguiendo el mismo procedimiento descrito anteriormente.

IV. RESULTADOS

El modelo de clasificación automática propuesto para la detección de la enfermedad de Parkinson mediante el uso de inteligencia artificial ha arrojado resultados prometedores. En la Fig. 3, se muestra el modelo propuesto:

Los resultados fueron evaluados en dos escenarios distintos: el conjunto de entrenamiento/prueba y la validación cruzada con 10 y 20 pliegues. En la Tabla I y Tabla II, se reportan los valores obtenidos a partir de la evaluación del modelo mediante tres algoritmos de clasificación populares [20, 21]: Máquinas de vectores de soporte (SVM), Naïve-Bayes (NB) y basado en el Centroide (CBC). Así como las métricas de evaluación relacionadas al padecimiento: exactitud, precisión y sensibilidad [22].

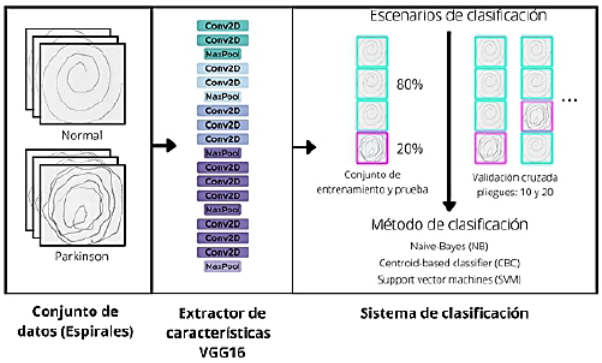


Fig. 3. Modelo propuesto.

TABLA I. VALORES OBTENIDOS EN EL CONJUNTO DE ENTRENAMIENTO/PRUEBA

Dibujo	Evaluación	SVM	NB	CBC
Espirales	Exactitud	**0.95**	0.85	0.85
	Precisión	**0.95**	0.88	0.85
	Sensibilidad	**0.95**	0.85	0.85
Ondas	Exactitud	**0.75**	0.65	0.75
	Precisión	**0.75**	0.66	0.83
	Sensibilidad	**0.91**	0.65	0.75

TABLA II. VALORES OBTENIDOS EN VALIDACIÓN CRUZADA

Dibujo	Pliegues	Evaluación	SVM	NB	CBC
Espirales	10	Exactitud	**0.86**	0.77	0.78
		Precisión	**0.88**	0.80	0.82
		Sensibilidad	**0.86**	0.77	0.77
	20	Exactitud	**0.86**	0.78	0.78
		Precisión	**0.88**	0.82	0.79
		Sensibilidad	**0.87**	0.79	0.78
Ondas	10	Exactitud	**0.87**	0.84	0.81
		Precisión	**0.89**	0.88	0.86
		Sensibilidad	**0.87**	0.84	0.81
	20	Exactitud	**0.86**	0.82	0.82
		Precisión	**0.89**	0.84	0.83
		Sensibilidad	**0.86**	0.82	0.82

Basándose en los resultados obtenidos del modelo de clasificación, se destaca que el clasificador SVM demostró un rendimiento superior en la evaluación del modelo. Estos resultados indican que el algoritmo SVM logró clasificar de manera más efectiva tanto los dibujos de espirales como los de ondas en comparación con los otros clasificadores (NB y CBC) [23]. La alta precisión obtenida con SVM sugiere que este algoritmo es especialmente adecuado para la tarea de detección de la enfermedad de Parkinson a partir de patrones de dibujo y escritura. Cabe resaltar que, aunque los resultados del clasificador SVM son los más destacados, los otros clasificadores (NB y CBC) también mostraron un rendimiento considerablemente positivo en la clasificación de los dibujos, lo que sugiere que estos algoritmos también son útiles en la tarea de diagnóstico [24].

A. CONJUNTO DE ENTRENAMIENTO/PRUEBA

1) Para los dibujos de espirales, el modelo alcanzó una precisión del 95%, lo que demuestra su capacidad para distinguir entre personas sanas y pacientes con enfermedad de Parkinson basándose en patrones de dibujos característicos.
2) En cuanto a los dibujos de ondas, se obtuvo una precisión del 75%. Si bien no se obtuvo un valor óptimo de precisión en este caso, se pudo observar que el modelo también presenta un rendimiento positivo en esta modalidad de dibujo, alcanzando una sensibilidad de clases del 91%.

B. VALIDACIÓN CRUZADA

1) Los dibujos de espirales obtuvieron una precisión del 88% en esta validación cruzada con 10 pliegues.
2) En cuanto a los dibujos de ondas, se obtuvo una precisión del 89%, lo que confirma el buen rendimiento del modelo en esta modalidad de dibujo durante la validación cruzada con diez pliegues.

3) Los dibujos de espirales en esta validación cruzada también obtuvieron una precisión del 88% con 20 pliegues.
4) Al igual que en la validación cruzada con diez pliegues, los dibujos de ondas mantuvieron un alto rendimiento con una precisión del 89% en la validación cruzada con veinte pliegues.

Los resultados obtenidos en diferentes escenarios de clasificación confirman la eficacia del modelo de clasificación automática para la detección temprana y no invasiva de la enfermedad de Parkinson [25]. Tanto en el conjunto de entrenamiento/prueba como en la validación cruzada, el modelo ha demostrado ser capaz de clasificar de manera efectiva las diferentes modalidades de dibujo asociadas con la enfermedad.

V. CONCLUSIÓN

En el presente estudio se ha abordado la detección de la enfermedad de Parkinson mediante un modelo de clasificación automática basado en inteligencia artificial. A partir de los resultados obtenidos, se puede concluir lo siguiente:

1. El modelo de clasificación automática desarrollado ha demostrado ser una herramienta valiosa en el diagnóstico médico de la enfermedad de Parkinson. Utilizando patrones de dibujo y escritura, el modelo ha logrado alcanzar altos niveles de precisión en la clasificación de dibujos de espirales y ondas, lo que sugiere su potencial como un método no invasivo y de bajo costo para la detección temprana de esta enfermedad neurodegenerativa.
2. Los resultados del modelo en el conjunto de entrenamiento/prueba y en la validación cruzada con diez y veinte pliegues han sido consistentes y robustos. Esto indica que el modelo es capaz de generalizar bien a diferentes particiones del conjunto de datos, lo que aumenta la confianza en su rendimiento y capacidad de clasificación.
3. Entre los tres algoritmos de clasificación evaluados (SVM, NB y CBC), el clasificador SVM se destacó como el más efectivo en la evaluación del modelo. Mostró una precisión significativamente superior en comparación con los otros clasificadores, lo que sugiere que SVM es una opción prometedora para la tarea de diagnóstico de la enfermedad de Parkinson basada en patrones de dibujo y escritura.
4. Aunque SVM sobresalió, los otros clasificadores (NB y CBC) también mostraron un rendimiento considerablemente positivo en la clasificación de los dibujos, lo que implica que estos algoritmos también pueden ser útiles en el proceso de diagnóstico y merecen ser considerados en futuros estudios y aplicaciones clínicas.

El modelo de clasificación automática ha demostrado ser competitivo y efectivo en la detección de la enfermedad de Parkinson a partir de patrones de dibujo y escritura. Esta aproximación tiene el potencial de contribuir significativamente al diagnóstico temprano de la EP, permitiendo una intervención oportuna y mejorando la calidad de vida de los pacientes.

REFERENCIAS

[1] Bloem, B.R., M.S. Okun, and C.J.T.L. Klein, *Parkinson's disease.* The Lancet, 2021. **397**(10291): p. 2284-2303.
[2] León-García, R., E. Ortega-Robles, and O.J.B.S. Arias-Carrión, *Remote Assessment of Parkinson's Disease Patients Amidst the COVID-19 Lockdown in Mexico.* Brain Sciences, 2023. **13**(7): p. 1114.
[3] Saravanan, S., et al., *A systematic review of artificial intelligence (AI) based approaches for the diagnosis of Parkinson's disease.* Archives of Computational Methods in Engineering, 2022. **29**(6): p. 3639-3653.
[4] Belić, M., et al., *Artificial intelligence for assisting diagnostics and assessment of Parkinson's disease—A review.* Clinical neurology and neurosurgery, 2019. **184**: p. 105442.
[5] Dixit, S., et al., *A Comprehensive review on AI-enabled models for Parkinson's disease diagnosis.* Electronics, 2023. **12**(4): p. 783.
[6] Paul, S., et al., *Bias investigation in artificial intelligence systems for early detection of parkinson's disease: a narrative review.* Diagnostics, 2022. **12**(1): p. 166.
[7] Varalakshmi, P., et al., *Diagnosis of Parkinson's disease from hand drawing utilizing hybrid models.* Parkinsonism \& Related Disorders, 2022. **105**: p. 24-31.
[8] Thakur, M., et al., *Automated restricted Boltzmann machine classifier for early diagnosis of Parkinson's disease using digitized spiral drawings.* Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2023. **14**(1): p. 175-189.
[9] Cavaliere, F., et al. *Parkinson's disease diagnosis: towards grammar-based explainable artificial intelligence.* in *2020 IEEE symposium on computers and communications (ISCC)*. 2020. IEEE.
[10] Lin, C.-H., et al. *AI in eHealth: Diagnosis of Parkinson's Disease with Augmented Reality.* in *2021 IEEE International Conference on Consumer Electronics-Taiwan (ICCE-TW)*. 2021. IEEE.
[11] Peres, L.B., et al., *Discrimination between healthy and patients with Parkinson's disease from hand resting activity using inertial measurement unit.* Biomedical engineering online, 2021. **20**(1): p. 50.
[12] Costa, S., et al. *Ergonomic Evaluation of an Active Wrist Orthosis for the Treatment of Muscular Rigidity in Individuals with Parkinson's Disease.* in *XXVI Brazilian Congress on Biomedical Engineering: CBEB 2018, Armação de Buzios, RJ, Brazil, 21-25 October 2018 (Vol. 1)*. 2019. Springer.
[13] Chaki, J. and N. Dey, *A beginner's guide to image preprocessing techniques.* 2018: CRC Press.
[14] Bhattacharyya, S.J.J.o.P.R.R., *A brief survey of color image preprocessing and segmentation techniques.* Journal of Pattern Recognition Research, 2011. **1**(1): p. 120-129.
[15] Simonyan, K. and A.J.a.p.a. Zisserman, *Very deep convolutional networks for large-scale image recognition.* arXiv preprint arXiv:1409.1556, 2014.
[16] Sharma, S., et al., *A deep learning based convolutional neural network model with VGG16 feature extractor for the detection of Alzheimer Disease using MRI scans.* Measurement: Sensors, 2022. **24**: p. 100506.
[17] Zhang, G., et al., *Artificial neural networks in bankruptcy prediction: General framework and cross-validation analysis.* European journal of operational research, 1999. **116**(1): p. 16-32.
[18] Gluck, A., J. Chen, and R. Paul. *Artificial intelligence assisted virtual reality warfighter training system.* in *2020 IEEE International Conference on Artificial Intelligence and Virtual Reality (AIVR)*. 2020. IEEE.
[19] Browne, M.W.J.J.o.m.p., *Cross-validation methods.* Journal of mathematical psychology, 2000. **44**(1): p. 108-132.
[20] Alsaleem, S.J.I.A.J.e.T., *Automated Arabic Text Categorization Using SVM and NB.* Int. Arab. J. e Technol., 2011. **2**(2): p. 124-128.

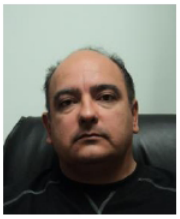
[21] Uppada, S.K.J.I.J.o.C.S. and I. Technologies, *Centroid based clustering algorithms—A clarion study*. International Journal of Computer Science and Information Technologies, 2014. **5**(6): p. 7309-7313.
[22] Townsend, J.T.J.P. and Psychophysics, *Theoretical analysis of an alphabetic confusion matrix*. Perception \& Psychophysics, 1971. **9**: p. 40-50.
[23] Chandra, M.A. and S.J.I.J.o.I.T. Bedi, *Survey on SVM and their application in image classification*. International Journal of Information Technology, 2021. **13**: p. 1-11.
[24] Kittler, J., et al., *On combining classifiers*. IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence, 1998. **20**(3): p. 226-239.
[25] Vásquez-Correa, J.C., et al., *Multimodal assessment of Parkinson's disease: a deep learning approach*. IEEE journal of biomedical and health informatics, 2018. **23**(4): p. 1618-1630.

BIOGRAFÍAS

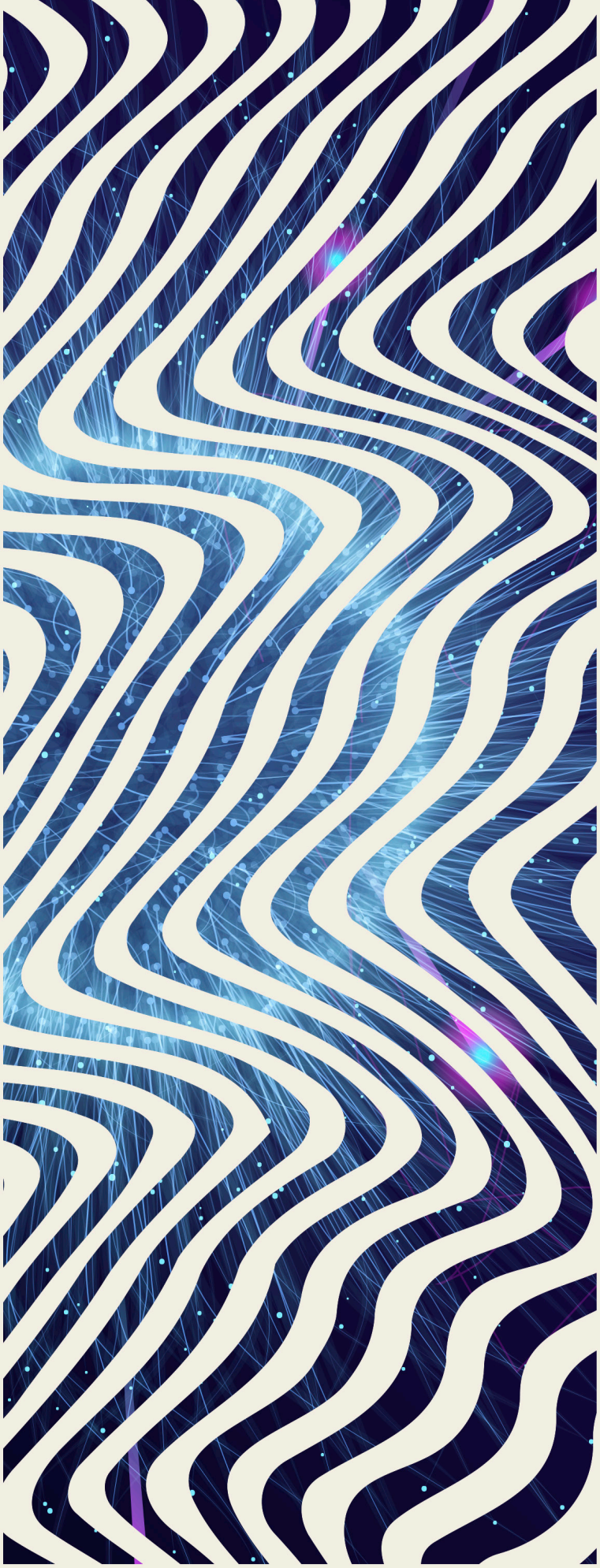
OMAR VILLALPANDO VARGAS Estudiante del programa Ingeniería Biomédica, de la División de Ciencias e Ingenierías del Campus León de la Universidad de Guanajuato.

ARON HERNANDEZ TRINIDAD Estudiante del programa Doctorado en Física, de la División de Ciencias e Ingenierías del Campus León de la Universidad de Guanajuato. Maestro en Ciencias Aplicadas por la Universidad de Guanajuato. Licenciado en Física por la Universidad Juárez Autónoma de Tabasco.

TEODORO CORDOVA FRAGA Profesor Titular en el Departamento de Ingeniería Física de la División de Ciencias e Ingenierías, Universidad de Guanajuato campus León. Es Doctor en Física (2003) por la Universidad de Guanajuato, en modalidad mixto con la Universidad de Sao Paulo en Brasil. Estancia postdoctoral en Vanderbilt University (2004 - 2005) como Research Fellow. Pertenece al **SNI 2**. Integrante del Cuerpo Académico de Física Médica e Instrumentación Biomédica



RAFAEL GUZMAN CABRERA Profesor Titular del departamento de Ingeniería Eléctrica de la División de Ingenierías del Campus Irapuato-Salamanca de la Universidad de Guanajuato desde hace 21 años. Doctor en Reconocimiento de Formas e Inteligencias Artificial por la Universidad Politécnica de Valencia, España. Miembro de la Academia Mexicana de Ciencias, **SNI 1**. Miembro del cuerpo académico de física aplicada y tecnologías avanzadas.



WWW.CINERGIAUG.ORG
@CINERGIA_UG
FB.COM/CINERGIA.UG