

IDEAS EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma del Estado de México

Sensores electrónicos en la agricultura de precisión

Reconocimiento automático de rostros para permitir el acceso peatonal al Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán

Diseño y construcción de una fuente *Buck* controlada por un FPGA para un inversor trifásico

Emulación de un convertidor multinivel aplicado a un sistema undimotriz

Estudio del convertidor *Push-Pull* para aplicaciones en amplificadores de audio

Instrumento en MEXDER: modelo de tres factores para opciones sobre tipo de cambio





Universidad Autónoma del Estado de México

Equipo Editorial

Directora editorial: Dra. Rosa María Valdovinos Rosas

Asesor científico: Dr. Rigoberto Martínez Méndez

Asesora de redacción: Dra. Mireya Salgado Gallegos

Colaborador editorial: Dr. Javier Salas García

Comité Editorial

Universidad Autónoma del Estado de México

Dra. Lourdes Loza Hernández

Dra. María Dolores Durán García

Dr. Jaime de la Colina Martínez

Universidad Politécnica de Valencia, España

Dra. Angélica Guzmán Ponce

Universidad Autónoma de Guerrero

Dr. Juan Manuel Esquivel Martínez

Editor Invitado

Dr. Gerardo Vázquez Guzmán

Instituto Tecnológico Superior de Irapuato (ITESI)

IDEAS EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, Año 4 , Vol. 2, Núm. 1, enero-junio 2024, es una publicación semestral editada por la Universidad Autónoma del Estado de México, Instituto Literario 100 Ote., Colonia Centro, Toluca, Estado de México, C.P. 50000, Tels. 7222-14-08-55, <https://hemeroteca.uaemex.mx/index.php/ideasingeneria>, ideasenciencia_i_fi@uaemex.mx. Directora: Rosa María Valdovinos Rosas, Facultad de Ingeniería, Ciudad Universitaria, Cerro de Coatepec s/n, Toluca, Estado de México, C.P. 50130, Tel. 7222140855. Reserva de Derechos al Uso Exclusivo no. 04-2023-033108322300-102, ISSN: 2992-7447, ambos otorgados por el Instituto Nacional del Derecho de Autor (INDAUTOR). Responsables de la última actualización de este número, Mireya Salgado Gallegos y Javier Salas García, Facultad de Ingeniería. Diseño de portada y Diseño Editorial, Javier Salas García. Fecha de última modificación: 5 de febrero de 2024.

Las opiniones expresadas por los autores no necesariamente reflejan la postura del editor de la publicación. Se autoriza la reproducción total o parcial del contenido aquí publicado sin fines de lucro, siempre y cuando no se modifique, se cite la fuente completa y su dirección electrónica en términos de licencia aplicable. Esta obra está bajo una licencia de Creative Commons Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada 4.0 Internacional (CC BY-NC).

Hecho en México, Universidad Autónoma del Estado de México (UAEMEX), 2024.



CONTENIDO

	Pág.
Carta del Editor Dr. Gerardo Vázquez Guzmán	2
Sensores electrónicos en la agricultura de precisión Caicedo-Rosero, L. C.; Lara-Hernández G.; Morales-Almanza, K.; Flores-Cuautle, J. J. A.	4
Reconocimiento automático de rostros para permitir el acceso peatonal al Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán Antonio-Velázquez, J. A.; Gil-Antonio, L.; Alejo-Eleuterio, R.	17
Diseño y construcción de una fuente <i>Buck</i> controlada por un FPGA para un inversor trifásico Pérez-Merlos, J.C.; Salgado-Gallegos, M.; Albarrán-Trujillo, S. E.; Pérez-Merlos, J.J.	30
Emulación de un convertidor multinivel aplicado a un sistema undimotriz Adame Nájera, E. Z.; Aguayo Alquicira, J.; Vela Valdés, L.; León Aldaco, S. E.; Valdez Martínez, J. S..	48
Estudio del convertidor <i>Push-Pull</i> para aplicaciones en amplificadores de audio Guerrero-Barajas, J. U.; Vazquez-Guzman, G.; Sosa-Zúñiga, J. M.; Martinez-Mendez, R.; Aztatzi-Pluma, D.	75
Instrumento en MEXDER: modelo de tres factores para opciones sobre tipo de cambio Najera-López M.L.; De-Jesús R..	95

Carta del Editor

Dr. Gerardo Vázquez Guzmán



Estimados lectores y colaboradores de "Ideas en Ciencias de la Ingeniería",

En esta edición, la revista se adentra en una diversidad de temas que demuestran la intersección entre la ingeniería avanzada y las soluciones prácticas a desafíos contemporáneos. Cada artículo refleja el compromiso con la innovación y la aplicación de conocimientos técnicos en diferentes áreas de la ingeniería y la tecnología.

El primer artículo aborda la integración de sensores electrónicos en la agricultura de precisión, destacando su papel en la optimización de recursos y mejora del rendimiento agrícola. Este análisis se centra en cómo la tecnología de sensores puede transformar la gestión de nutrientes y humedad del suelo, un factor crucial en la respuesta a la creciente demanda de productos agrícolas.

En el campo de la seguridad y tecnología biométrica, se presenta un estudio sobre el uso del reconocimiento facial automático para mejorar el acceso a instituciones educativas. Este trabajo ofrece una perspectiva detallada sobre el desarrollo de sistemas de inteligencia artificial y aprendizaje automático aplicados a la seguridad en entornos académicos.

Se incluye también un artículo sobre el diseño y construcción de una fuente *Buck* controlada por FPGA para inversores trifásicos. Este trabajo resalta la importancia de la ingeniería eléctrica y la electrónica de potencia en el desarrollo de soluciones eficientes para la electromovilidad y la integración de energías renovables.

En el ámbito de las energías marinas, se examina la aplicación de convertidores multinivel en sistemas undimotrices para la generación de energía eléctrica. Este estudio pone de manifiesto la capacidad de la ingeniería para emular procesos naturales y convertirlos en fuentes de energía renovable.

También se aborda el diseño de convertidores *Push-Pull* en amplificadores de audio, enfocándose en la importancia de un diseño de fuente de alimentación preciso y eficiente para el óptimo rendimiento de los sistemas de audio.

Por último, se incluye un artículo sobre el análisis sobre el modelo de tres factores en el mercado MEXDER, una contribución en la ingeniería financiera. Este artículo ilustra la

aplicación de la ingeniería en el desarrollo de estrategias de cobertura y gestión de riesgos en mercados de derivados financieros.

Cada artículo de esta edición no solo demuestra un avance significativo en su respectivo campo, sino que también evidencia cómo la confluencia de la ingeniería y la tecnología puede ofrecer soluciones innovadoras y efectivas a problemas actuales.

La revista “Ideas en Ciencias de la Ingeniería” agradece a los autores por sus valiosas contribuciones y espera que esta edición sea de gran interés e inspiración para sus lectores.

Sensores electrónicos en la agricultura de precisión

Electronic sensors used in precision agriculture

Caicedo-Rosero, L. C.¹ , Lara-Hernández G.¹ , Morales-Almanza, K.¹ , Flores-Cuautle, J. J. A.² *
(*jflores_cuautle@hotmail.com)

Recibido: 11 de octubre de 2023 Aceptado: 5 de enero de 2024

RESUMEN

El crecimiento demográfico ha provocado un aumento de la demanda de productos agrícolas, lo que se traduce en una enorme presión para aumentar el rendimiento de las tierras agrícolas y el consiguiente desarrollo de nuevos métodos para satisfacer esta demanda. Entre los métodos que han surgido se encuentra la Agricultura de Precisión (AP), que aumenta la producción conociendo y monitorizando constantemente el estado del suelo, especialmente los nutrientes y la humedad, para responder inmediatamente a sus necesidades. La AP se basa en el seguimiento de variables como el tipo de producción, la topografía y el tipo de suelo. En cuanto al tipo de suelo, es necesario cuantificar la fertilidad del suelo, los minerales presentes y las característi-

cas físicas del suelo, que están relacionadas con la cantidad variable de nutrientes presentes, el pH y la humedad, que son importantes para el correcto desarrollo del cultivo. Los sensores permiten la cuantificación de estas variables, facilitan su análisis y su aplicación a la AP. Este trabajo presenta una recopilación de sensores de humedad, conductividad eléctrica y pH, así como las redes de sensores más comunes en AP, su principio de funcionamiento y ejemplos de estos sensores existentes en el mercado.

Palabras clave: *Monitoreo de suelos, humedad de suelos, conductividad eléctrica, pH, redes de sensores*

ABSTRACT

Population growth has led to increased demand for agricultural products, resulting in enormous pressure

to increase yields from agricultural land and the consequent development of new methods to meet

¹Tecnológico Nacional de México/I.T. Orizaba, Veracruz, México C.P. 94300

²CONAHCYT/Tecnológico Nacional de México/I.T. Orizaba, Veracruz, México C.P. 94300



this demand. Among the methods that have emerged is Precision Agriculture (PA), which increases production by constantly knowing and monitoring the state of the soil, particularly nutrients and moisture, to respond immediately to its needs. PA is based on monitoring variables such as the type of production, topography, and soil type. About the type of soil, it is necessary to quantify the fertility of the soil, the minerals present, and the physical characteristics of the soil, which are linked to the variable amount of nutrients present, pH, and humidity,

which are essential for the correct development of the crop. The sensors allow the quantification of these variables, facilitating their analysis and application to PA. This work presents a compilation of humidity, electrical conductivity, and pH sensors, as well as the most common sensor networks in PA, their operating principle, and examples of these existing sensors on the market.

Keywords: *Soil monitoring, soil humidity, electrical conductivity, pH, network sensors*

INTRODUCCIÓN

La agricultura del siglo XXI afronta múltiples retos, tales como, incrementar la producción de alimentos para la creciente población mundial, reducir la fuerza de trabajo rural, producir una mayor cantidad de materias primas para el mercado bioenergético, contribuir al desarrollo general de los países que dependen de la agricultura y adoptar métodos de producción más eficientes y sostenibles [1].

La agenda 2020 para el desarrollo sostenible establece a la alimentación y la agricultura como factores claves en el desarrollo sustentable. En este sentido, la buena gestión de los sistemas naturales es una herramienta útil para disminuir la pobreza y el hambre. Por lo anterior, un uso eficiente de los recursos naturales permitiría alcanzar el desarrollo sostenible [2].

Como parte de la gestión de los sistemas naturales y la agricultura, en la década de los 70 dio inicio la automatización de la agricultura mediante el uso de máquinas agrícolas, para fines de los 80 y comienzos de los 90 fue posible el desarrollo de equipos inteligentes para el manejo localizado de las prácticas agrícolas gracias al Sistema de Posicionamiento Global (GPS) [3], lo que trajo consigo una mayor eficiencia de aplicación de insumos dándose así el surgimiento de la agricultura de precisión.

AGRICULTURA DE PRECISIÓN

El programa cooperativo para el Desarrollo Tecnológico Agroalimentario y Agroindustrial del Cono Sur menciona que "la agricultura de precisión (AP), incorpora técnicas para optimizar el uso de los insumos agrícolas (semillas, agroquímicos y correctivos) en función de la cuantificación de la variabilidad espacial y temporal de la producción agrícola" [3]. De esta definición se desprende que la principal diferencia entre los sistemas agrícolas tradicionales y la agricultura de precisión es el tomar en cuenta la variabilidad espacial del suelo, ya que la agricultura tradicional considera al suelo de forma homogénea.

La variabilidad espacial se relaciona con la variación del contenido de nutrientes en un mismo terreno. Esta variación puede ser de, humedad, contenido de materia orgánica, macro y micronutrientes, haciendo que el crecimiento de las plantas sea diferente de acuerdo con el lugar específico donde estas son cultivadas. Como un ejemplo de las diferencias de nutrientes que se pueden encontrar, la Figura 1 muestra la variabilidad espacial de carbono en una superficie de 2500 m² a 40 cm de profundidad en el suelo, en este muestreo, el porcentaje de carbono varía entre 2 y 15 %. Para la elaboración de esta gráfica, se muestreó un área del departamento de Saboya, Colombia.

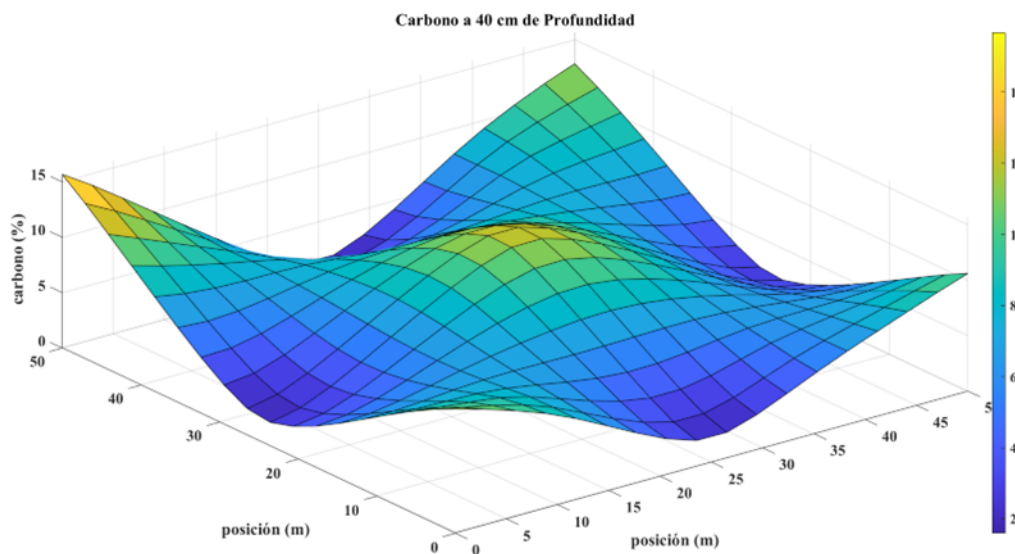


FIGURA 1. Ejemplo de la distribución de carbono en una muestra de suelo. Tomada a 40 cm de profundidad, sobre una superficie de 2500 m², de acuerdo con las recomendaciones del Departamento de Agricultura de los Estados Unidos. (*Elaboración a partir de un muestreo realizado por nuestro grupo en el departamento de Saboya, Colombia).

Por otro lado, la variación temporal engloba las diferencias observadas en la producción de un mismo terreno entre una temporada y otra, y que pueden deberse al clima, condiciones de fertilización y/o empobrecimiento del suelo [4]. Los diferentes tipos de variación se suelen agrupar en un único término general denominado como variabilidad; las diferentes variabilidades que tienen una influencia significativa en la producción agrícola y se pueden clasificar en seis grupos [5], como se muestra en la Tabla 1.

La agricultura de precisión toma en cuenta las diferentes variabilidades sin limitarse sólo a la recopilación de información relativa a dichas variabilidades, sino que adicionalmente adopta prácticas administrativas como respuesta a esa variabilidad [3].

Dentro de la variabilidad del suelo, las condiciones fisicoquímicas (pH, contenido de nitrógeno, etc.), contenido de humedad, materia orgánica son algunos de los factores a tomar en cuenta y aquí es donde

los sensores juegan un papel de suma importancia [4].

Los sensores proporcionan información sobre variables físicas relacionadas con el área de cultivo, dicha información es analizada para obtener alimentos de mayor calidad y aumentar la producción [6]. La información proporcionada por los sensores permite modelar situaciones donde existe una gran cantidad de variables temporales [7]. Dentro de la agricultura, las variables más críticas a considerar son: el clima, los cultivos, características del suelo, distribución de la tierra, fertilizantes y agua; por lo tanto, el papel de los sensores es obtener información sobre el estado de las plantas y los cultivos.

El presente trabajo, muestra una compilación de los sensores de humedad, de conductividad eléctrica, de pH y redes de sensores más utilizados en la agricultura de precisión, el principio de funcionamiento de cada uno y ejemplos de estos sensores existentes en el mercado.

Tabla 1. Factores asociados a la variabilidad en la agricultura.

Tipo de Variación	Factores Involucrados
Producción	Distribución de la producción pasada y presente.
Campo	Topografía del campo, elevación, pendiente, aspecto, límites y corrientes de agua.
Suelo	Fertilidad del suelo, minerales presentes, propiedades físicas y químicas como: humedad, densidad, resistencia mecánica, conductividad eléctrica; pH, salinidad.
Cultivos	Densidad y altura del cultivo, contenido de clorofila de las hojas de los cultivos y calidad de los granos.
Factores Anómalos	Infestación de maleza, infestación de insectos, infestación de enfermedades, daños por viento.
Gestión	Prácticas de labranza, rotación de cultivos, aplicación de fertilizantes y plaguicidas.

USO DE SENSORES

Para poder obtener información de la variabilidad del suelo, la AP hace uso de diversas tecnologías, en particular se ha visto beneficiada con el desarrollo de tecnologías como el Sistema de Posicionamiento Global (GPS), sistemas de información geográfica (GIS), la miniaturización de los componentes de cómputo [8], el control automático, monitoreo en campo y remoto, cómputo móvil, procesamiento de información y las telecomunicaciones [7].

El desarrollo de sensores combinado con prácticas agrícolas adecuadas hace posible la implementa-

ción de la AP, sin dejar de lado la labranza, la siembra y la fertilización [8]. A casi 40 años de investigación en la AP esta ha tenido un resurgimiento debido al desarrollo de sensores nuevos y más precisos, así como de nuevas técnicas de medición, las cuales permiten identificar, cuantificar y ubicar espacialmente los parámetros más relevantes para analizar la variación espacial y temporal [3, 9].

Con los avances tecnológicos se ha reducido el tamaño y costo de los sensores, por esta razón es posible utilizar los sensores no sólo de manera individual, sino usando un conjunto de ellos para formar redes de sensores. Asimismo, se ha incrementado la precisión de los sensores, aumentado el tiempo útil de operación y se han desarrollado diversas técnicas que permiten obtener propiedades físicas del suelo, como: densidad, resistencia mecánica, humedad y conductividad eléctrica; propiedades químicas: pH y salinidad; capacidad de retención de agua. A continuación, se hará una revisión de algunos sensores de humedad, pH y conductividad eléctrica, sus principios de funcionamiento, así como las principales ventajas y desventajas.

Sensores de Humedad

La humedad del suelo es fundamental para las actividades en agricultura, silvicultura, hidrología e ingeniería civil [10]. En los suelos existen diferentes tipos de humedad, tales como humedad gravitacional, capilar, higroscópica [11, 12], cada una de ellas con diferentes características y por ende requiere de diferentes técnicas de medición [11].

En cultivos de maíz, los sensores de humedad se usan para evitar problemas de humedad específicos de los granos durante la cosecha y almacenamiento, para este tipo de grano, la humedad máxima de almacenamiento no debe superar el 16 % [4].

Existen diferentes tipos de sensores de humedad los cuales se pueden clasificar de acuerdo con el principio físico empleado para su funcionamiento, tal como los sensores de onda acústicos, capacitivos [13], resistivos [14], ópticos o de superficie; sin embargo, en la AP se utilizan principalmente sensores de tipo resistivo y capacitivos.

• *Sensores capacitivos*

Los sensores tipo capacitivo consisten en dos placas metálicas que pueden tener al suelo como medio dieléctrico entre las dos placas. Las placas que conforman el sensor pueden ser paralelas o ubicarse en el mismo plano. La presencia de agua en el suelo resulta en una variación de la constante dieléctrica de la mezcla de agua/suelo, la variación de constante dieléctrica se traduce en una variación de capacitancia, la cual puede ser medida a través de circuitos osciladores. Entre las principales desventajas en el uso de los sensores de tipo capacitivo, se puede mencionar la degradación de las placas (electrodos) que forman el sensor.

• Sensores de microondas

Con la finalidad de evitar los daños físicos y la degradación de los electrodos generados por contacto con el suelo, se ha propuesto el uso de microondas ya sea en el dominio del tiempo o la frecuencia para determinar la humedad del suelo. Un método propuesto es utilizar un cilindro de Kopecky en conjunto con una línea de transmisión coaxial, de esta forma la muestra de suelo sirve como dieléctrico para el arreglo coaxial Figura (2) [15]. Este tipo de sensor presenta una mayor robustez cuando se le compara con el sensor de electrodos, de igual manera presenta una menor área expuesta al suelo y adicionalmente el rango de frecuencias de trabajo hacen que se disminuya la degradación del electrodo.

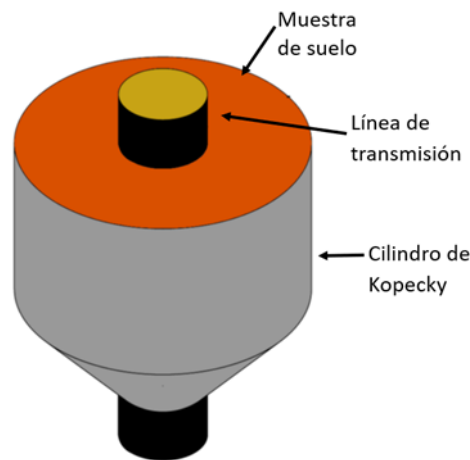


FIGURA 2. Sensor basado en un cilindro de Kopecky, una guía de onda al centro del sensor es la encargada de generar las microondas para la medición, en tanto que la muestra de suelo actúa como dieléctrico.

• Sensores resistivos

El principio de los sensores tipo resistivo se basa en la determinar la variación de resistividad del suelo como consecuencia de una variación en el contenido de humedad (Figura 3) [11]. Se insertan dos electrodos en el suelo y se hace circular una corriente a través de ellos, la resistividad del suelo provoca una caída de voltaje entre los electrodos, por lo cual se mide el voltaje a través del suelo. La conductividad efectiva del suelo aumenta a medida que aumenta el contenido de humedad [16]. Los electrodos empleados en estos están hechos principalmente de materiales nobles como el oro o la plata [17].

Para reducir costos, en los sensores resistivos de humedad se suele cambiar el material de los electrodos [18], en estos sensores dos sondas conductoras se utilizan para hacer circular una corriente a través del suelo, luego el sensor lee la resistencia del suelo para inferir el nivel de humedad. Este sensor emite un voltaje analógico dependiendo del nivel de humedad. Si bien es cierto que este tipo de sensores son económicos y fáciles de utilizar, la combinación entre la corriente, humedad y fabricación de los electro-

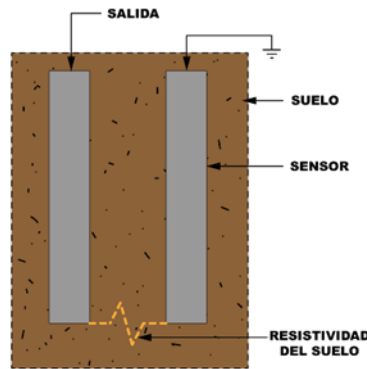


FIGURA 3. *Sensor resistivo, al establecer una corriente constante entre los electrodos, es posible determinar la resistividad del suelo.*

dos genera que los electrodos del sensor se degraden con el uso cuando se efectúan mediciones durante periodos prolongados, por lo cual es recomendable utilizar este tipo de sensores sólo durante cortos periodos de tiempo [14]. Los sensores resistivos suelen tener menor exactitud y precisión que los sensores capacitivos en materiales de bajo costo [18].

Sensores de Conductividad Eléctrica

La conductividad eléctrica del suelo permite estimar de manera indirecta la salinidad, humedad, contenido de materia orgánica, y otras propiedades físicas y químicas del suelo. Asimismo, tiene una correlación significativa con el rendimiento del cultivo y el fertilizante [19, 20]. Es importante aclarar que, en los estudios geofísicos y agrícolas, el término conductividad eléctrica aparente (ECa) generalmente se refiere a la conductividad eléctrica (EC) de un medio homogéneo que produce la misma medición con el mismo instrumento [11].

Este tipo de sensores está compuesto de dos electrodos de geometría variable, pueden ser bidimensionales (en forma de láminas), o tridimensionales (en forma de alambres o cilindros), el material, área y longitud de los electrodos dependen del fabricante e impactan directamente en su costo. Su funcionamiento está basado en suministrar hacer circular una corriente alterna entre los electrodos con una frecuencia determinada [21]. Mediante un análisis de la impedancia como una función de la frecuencia de la corriente, se estima la conductividad eléctrica del suelo [12, 14].

Una variación de este método es presentada por Atkinson y Sophocleous (2014), esta aportación es un sensor para medir la conductividad eléctrica tanto en líquidos como sólidos utilizando un diseño de tres pares de electrodos junto con una fuente de corriente alterna de onda cuadrada y una fuente de voltaje alterno. Este diseño permite estimar la conductividad eléctrica del suelo en un arreglo compacto (Figura 4) [22].

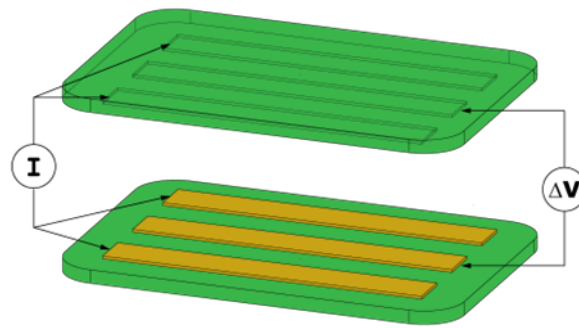


FIGURA 4. Celdas con 3 electrodos (Atkinson & Sophocleous, 2014).

Sensores de pH

El valor del pH es utilizado para medir el nivel de acidez o alcalinidad de un suelo [23]. La solubilidad de los minerales en suelos alcalinos y ácidos es diferente por lo cual, la medición de pH aporta información sobre la solubilidad de minerales [24]. Por otro lado, el pH tiene una correlación con el tipo de cultivo que se desea obtener, dado lo anterior, no existe un valor de pH adecuado para todos los suelos, el valor de pH adecuado para un cultivo en particular estará dado por el tipo de plantas en ese cultivo. Los suelos orgánicos muy ácidos, por ejemplo, requieren cantidades importantes de nitrógeno para el crecimiento de las plantas, esto debido al bajo contenido de nitrógeno, una muy escasa actividad microbiana, y una relación desfavorable entre el carbono y el nitrógeno [23].

Las sondas para medición de pH, en su versión más simple, constan de dos electrodos, un electrodo denominado de referencia, el cual genera un potencial constante e independiente del pH y un electrodo que mide el potencial generado en milivolts (mV) ambos inmersos en un electrolito de referencia y separados mediante una membrana. La diferencia del potencial dada entre la membrana selectiva y la referencia es medida y convertida en actividad del ion Hidrógeno [24].

Entre los ejemplos de sistemas de medición de pH se pueden mencionar los de electrodo de encapsulamiento metálico. Este tipo de electrodos son empleados para medir el pH directamente del suelo, Zambrano et al (2023) presentan un sensor de este tipo en donde la medición de pH se determina mediante un voltaje de salida [25]. La principal característica de este sensor es que tiene un voltaje de salida con un rango de voltaje de ± 800 mV, en este sistema, los voltajes negativos indican acidez, en tanto que los voltajes positivos indican alcalinidad.

Otro sensor es el reportado por Gutiérrez (2023) y se denomina “Veris Mobile Sensor Platform (MSP) with pH Manager” [26]. Los electrodos de este sensor son de antimonio y el sensor funciona mediante un potenciómetro de contacto directo. Las muestras de suelo en este sensor son colectadas mediante un sistema hidráulico accionado por el usuario. Un aspecto importante de este sistema es que ya se encuentra

en el mercado y es comercializado por la empresa Veris Technologies.

Redes de Sensores

Si bien, una red de sensores no constituye un sensor diferente, sí es una de las herramientas más empleadas en la AP para poder monitorear y centralizar la información de un conjunto de sensores sobre un área específica. Una red de sensores inalámbrica (WSN) es un sistema formado por sensores distribuidos espacialmente para monitorear en conjunto condiciones del ambiente [27]. En su aplicación dentro de la AP, las redes de sensores se utilizan para obtener información sobre la temperatura, humedad relativa, radiación solar, entre otros, en diferentes ubicaciones.

La detección, comunicación y el cómputo (mediante el uso de hardware, software y algoritmos), son las tres funciones básicas que realizan las redes de sensores [6]. Una WSN está formada por varios componentes llamados nodos. Los nodos son dispositivos que se utilizan para recoger la información requerida para una aplicación específica. Estos desempeñan varias funciones y se clasifican en dos grupos Figura (5):

1. Nodos fuente/nodos de sensores: están distribuidos y recogen la información del sensor y la envían al nodo base
2. Nodo base: recolecta los datos de los nodos fuente y funciona como nodo de enrutamiento.

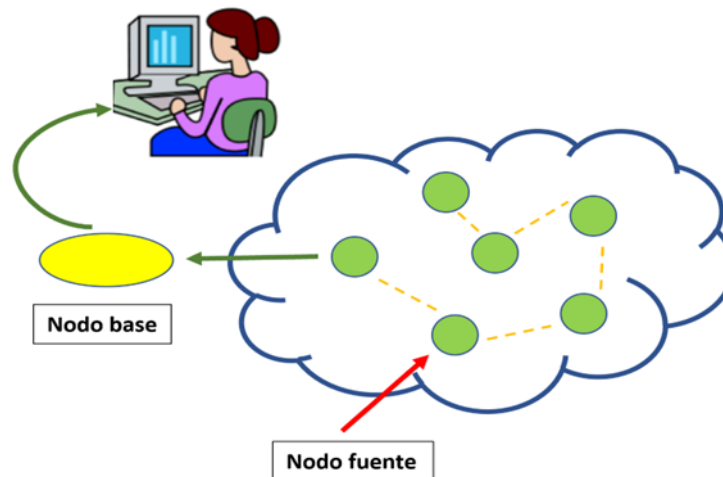


FIGURA 5. Red de sensores inalámbrica (WSN).

Existe una variante de las WSN, donde se añaden actuadores (WSAN). La inclusión de actuadores aumenta la capacidad de la WSN de monitorear el control [6]. Las tecnologías de comunicación inalám-

brica como ZigBee, Bluetooth, Wibree y WiFi son las más usadas en redes de sensores. Estas tecnologías tienen diferentes características y se muestran en la Tabla 2 [26].

Tabla 2. Tecnologías de comunicación inalámbrica y sus características.

Estandar	Ancho de banda (Mbps)	Frecuencia (GHz)	Consumo de potencia (mA)	Alcance (m)
ZigBee	250 (kbps)	2.4	30 transmitiendo 3 en reposo	30 – 1600
Bluetooth	1	2.4	40 transmitiendo 0.2 en reposo	10 – 100
Wibree*	1	2.4	-	5 – 10
WiFi	Hasta 54	2.4	400 transmitiendo 20 en reposo	30 – 45
WiFi 6E	574–9608	5	25.5 W	120

* En el caso de Wibree, aumenta su alcance hasta 30m cuando se combina con Bluetooth 2.1.

PERSPECTIVAS

Los sensores de contacto permiten el desarrollo de nuevas tecnologías de AP para la medición a distancia más avanzadas, a través de los datos recolectados para un análisis centralizado darán datos de optimización de los cultivos.

La selectividad de los sensores es dependiente de las condiciones particulares como: tipo de cultivo, resolución necesaria, rango de medición, precisión, costo, porcentaje de error, tiempo de respuesta, dimensiones, calibración y sensibilidad.

La aplicación de la IA permite avanzar hacia cultivos artificiales como la hidroponía, tal es el caso del cultivo de azafrán [28]. Los avances en el Internet de las Cosas (IoT) permiten la aplicación de AP a cultivos de menor escala al disminuir los costos de implementación de los sistemas de monitoreo y control.

El análisis de costos es el paso posterior a una optimización de parámetros y la inteligencia de negocios puede dar los parámetros de optimización a los medianos y grandes productores, que son los que por escala de negocios pueden sacar mayor provecho de los datos. Como en el caso de Portugal, se requiere de la implementación de sistemas centralizados para el análisis de datos de cultivo y producción por medio de dinámicas públicas o privadas pues no están disponibles en la actualidad [29].

CONCLUSIONES

El desarrollo de la agricultura de precisión ha sido posible gracias a la combinación de diversas áreas del conocimiento, en particular, los sensores representan un papel importante dentro del desarrollo de la agricultura de precisión. Se han desarrollado sensores para medir diferentes propiedades físicas de los suelos, además de que la miniaturización de estos ha permitido su uso, cada vez con más frecuencia, aunado a lo anterior el creciente uso de este tipo de sensores ha disminuido los costos poniendo los sensores al alcance de cada vez más agricultores. El uso intensivo de los sensores y la necesidad de medir cada vez más variables ha incrementado el número de investigaciones referentes al uso de sensores en la agricultura de precisión.

La elección del tipo de sensor a utilizar para cada una de las variables descritas no debe basarse sólo en la variable a medir sino debe tomarse en cuenta el área a vigilar, la precisión del sensor, facilidad o dificultad de uso, así como desgaste del sensor. Este trabajo presenta una breve descripción sobre el principio de funcionamiento de algunos sensores utilizados en la AP, en particular, sensores de humedad, de conductividad eléctrica y de pH. También se muestra información sobre las redes de sensores y estándares de comunicación de estos.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a N.P. Arias por el muestreo y la información para la elaboración de la Figura 1.

REFERENCIAS

- [1] J. Eise and K. A. Foster, *How to feed the world*. Washington, DC: Island Press, 2018.
- [2] O. de las N. U. para la A. y la A. FAO, “La alimentación y la agricultura: Claves para la ejecución de la agenda 2030 para el desarrollo sostenible,” <https://www.fao.org/3/a-i6030s.pdf>, 2016, [En línea].
- [3] R. Bongiovanni, E. C. Mantovani, S. Best, and A. Roel, *Agricultura de precisión: integrando conocimientos para una agricultura moderna y sustentable*. Montevideo: PROCISUR/IICA, 2006, [En línea]. Disponible en: <https://www.gisandbeers.com/RRSS/Publicaciones/Agricultura-Moderna-Precision.pdf>.
- [4] O. Santillán and M. E. R. Rodríguez, “Agricultura de precisión,” abril 2018, accedido: 21 de diciembre de 2023. [En línea]. Disponible en: https://foroconsultivo.org.mx/INCYTU/documentos/Completa/INCYTU_18-015.pdf.
- [5] N. Zhang, M. Wang, and N. Wang, “Precision agriculture—a worldwide overview,” *Comput. Electron. Agric.*, vol. 36, no. 2-3, pp. 113–132, nov 2002.
- [6] J. A. Padilla-Medina, L. M. Contreras-Medina, M. U. Gavilán, J. R. Millan-Almaraz, and J. E. Alvaro, “Sensors in precision agriculture for the monitoring of plant development and improvement of food production,” *J. Sens.*, vol. 2019, p. e7138720, jul 2019.

- [7] P. J. Zarco-Tejada, N. Hubbard, and P. Loudjani, "Research centre (jrc) of the european commission, monitoring agriculture resources (mars) unit h04. precision agriculture: an opportunity for eu farmers: potential support with the cap 2014-2020," jun 2014, [En línea]. Disponible en: [https://www.europarl.europa.eu/RegData/etudes/note/join/2014/529049/IPOL-AGRI_NT\(2014\)529049_EN.pdf](https://www.europarl.europa.eu/RegData/etudes/note/join/2014/529049/IPOL-AGRI_NT(2014)529049_EN.pdf).
- [8] A. ur Rehman, A. Z. Abbasi, N. Islam, and Z. A. Shaikh, "A review of wireless sensors and networks' applications in agriculture," *Comput. Stand. Interfaces*, vol. 36, no. 2, pp. 263–270, feb 2014.
- [9] R. R. S. et al., "Research and development in agricultural robotics: A perspective of digital farming," *Int. J. Agric. Biol. Eng.*, vol. 11, no. 4, ago 2018.
- [10] K. Shinghal, A. Noor, N. Srivastava, and R. Singh, "Intelligent humidity sensor for wireless sensor network agricultural application," *Int. J. Wirel. Mob. Netw.*, vol. 3, no. 1, pp. 118–128, feb 2011.
- [11] L. C. Caicedo-Rosero, F. de J. Méndez-Ávila, E. Gutiérrez-Zeferino, and J. de J. A. Flores-Cuautle, "Medición de humedad en suelos, revisión de métodos y características," *Pädi Bol. Científico Cienc. Básicas E Ing. ICBI*, vol. 9, no. 17, jul 2021.
- [12] M. S. Kumar, T. R. Chandra, D. P. Kumar, and M. S. Manikandan, "Monitoring moisture of soil using low cost homemade soil moisture sensor and arduino uno," in *2016 3rd International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)*. Coimbatore, India: IEEE, ene 2016, pp. 1–4.
- [13] W. Gardner, "The capillary potential and its relation to soil moisture constants," p. 357, nov 1920, accedido: 21 de diciembre de 2023. [En línea]. Disponible en: https://journals.lww.com/soilsci/citation/1920/11000/the_capillary_potential_and_its_relation_to.3.aspx.
- [14] M. Saleh, I. H. Elhajj, D. Asmar, I. Bashour, and S. Kidess, "Experimental evaluation of low-cost resistive soil moisture sensors," in *2016 IEEE International Multidisciplinary Conference on Engineering Technology (IMCET)*. Beirut, Lebanon: IEEE, nov 2016, pp. 179–184.
- [15] B. Will and V. Crnojevi, "Microwave soil moisture sensors," oct 2013.
- [16] P. A. et al., "A wireless multi-sensor system for soil moisture measurement," in *2015 IEEE SENSORS*. Busan: IEEE, nov 2015, pp. 1–4.
- [17] C. Kutzner, R. Lucklum, R. Torah, S. Beeby, and J. Tudor, "Novel screen printed humidity sensor on textiles for smart textile applications," in *2013 Transducers & Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII)*. Barcelona, Spain: IEEE, jun 2013, pp. 282–285.
- [18] S. Adla, N. K. Rai, S. H. Karumanchi, S. Tripathi, M. Disse, and S. Pande, "Laboratory calibration and performance evaluation of low-cost capacitive and very low-cost resistive soil moisture sensors," *Sensors*, vol. 20, no. 2, p. 363, 2020.

- [19] C. Ma, J. Li, and S. Yu, "Method of soil electrical conductivity measurement based on multi-sensor data fusion," in *2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC)*. Jilin, China: IEEE, ago 2011, pp. 1219–1221.
- [20] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*. Springer International Publishing, 2016.
- [21] T. Yuwono, W. B. Pramono, I. Ardi, L. Hakim, and M. Ismail, "Design of the remote sensing circuit for water conductivity," in *2015 International Conference on Space Science and Communication (IconSpace)*. Langkawi, Malaysia: IEEE, ago 2015, pp. 84–88.
- [22] J. K. Atkinson and M. Sophocleous, "A novel thick-film screen printed electrical conductivity sensor for measurement of liquid and soil conductivity," in *IEEE SENSORS 2014 Proceedings*. Valencia, Spain: IEEE, nov 2014, pp. 86–89.
- [23] R. E. Lucas and J. F. Davis, "Relationships between ph values of organic soils and availabilities of 12 plant nutrients," *Soil Sci.*, vol. 92, no. 3, p. 177, sep 1961, accedido: 21 de diciembre de 2023. [En línea]. Disponible en: https://journals.lww.com/soilsci/citation/1961/09000/relationships_between_ph_values_of_organic_soils.5.aspx.
- [24] L. M. Ciganda, "Electrodos para medir ph," jun 2004, [En línea]. Disponible en: <http://www.nib.fmed.edu.uy/Ciganda.pdf>.
- [25] N. J. Z. Sanchez, E. F. C. Quintero, A. M. González, and Y. E. V. Lugo, "Diseño e implementación de un instrumento electrónico de medida de ph para terreno agrícola," Ibagué - Tolima, 2017, accedido: 21 de diciembre de 2023. [En línea]. Disponible en: <http://revistas.unisimon.edu.co/index.php/innovacioning/article/view/3042>.
- [26] A. P. Gutiérrez Hernández, "Evaluación del uso potencial del sensor veris ph manager considerando la influencia de la humedad del suelo y de la fracción arcilla en sus lecturas," Bogotá, 2018, accedido: 21 de diciembre de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://repository.udca.edu.co/handle/11158/941>.
- [27] F. Aparicio and Urbano-Molano, "Redes de sensores inalámbricas aplicadas a optimización en agricultura de precisión para cultivos de café en colombia," *Journal de Ciencia e Ingeniería*, vol. 5, no. 1, p. 46, ago 2013.
- [28] K. Kour and et al., "Monitoring ambient parameters in the iot precision agriculture scenario: An approach to sensor selection and hydroponic saffron cultivation," *Sensors*, vol. 22, no. 22, p. 8905, nov 2022.
- [29] D. F. Ferreira, J. Bernardino, C. D. Manjate, and I. Pedrosa, "Business intelligence and business analytics applied to the management of agricultural resources," in *2021 16th Iberian Conference on Information Systems and Technologies (CISTI)*. Chaves, Portugal: IEEE, jun 2021, pp. 1–6.

Reconocimiento automático de rostros para permitir el acceso peatonal al Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán

Automatic face recognition to allow pedestrian access to the Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán

Antonio-Velázquez, J. A.^{1*} , Gil-Antonio, L.¹ , Alejo-Eleuterio, R.²  (*juan.antonio@tesjo.edu.mx)

Recibido: 16 de octubre de 2023 Aceptado: 6 de enero de 2024

RESUMEN

En la actualidad el acceso seguro de personas a edificios e instalaciones con el uso de sistemas biométricos ha utilizado diferentes técnicas aplicadas a la detección de rostros usando una cámara de video, por lo cual el presente proyecto se basa en reconocer automáticamente los rostros detectados por videocámara y permitir el acceso a alumnado, profesores, administrativos, etc., a las instalaciones del Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán (TESJo). En el presente trabajo se presenta un sistema de detección automática que identifica y autentica rostros de estudiantes o personas que desean ingresar al TESJo. Las etapas se basan en una me-

todología propia, donde una cámara recoge el video y posteriormente se utilizan algoritmos de aprendizaje automático para comparar rasgos faciales con imágenes previamente almacenadas en una base de datos contiene 20 imágenes de rostros, y posteriormente se aplica el algoritmo Local Binary Pattern y al igual que el clasificador Haar Cascade que se basa en la combinación y detección de múltiples características, al final se obtiene un resultado de detección aplicando recall, cercano al 94 % de detección encontrando resultados prometedores.

Palabras clave: *Biometría, Detección de rostros, LBPH, Haar Cascade*

¹Tecnológico Nacional de México: Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán, Carretera Toluca-Atlaconulco km 44.8, Ejido de San Juan y San Agustín, Jocotitlán, Edo. México.

²Tecnológico Nacional de México: Instituto Tecnológico de Toluca Av Tecnológico 100-s/n, Agrícola, 52149 Metepec, Edo. México.



ABSTRACT

Currently, the safe access of people to buildings and facilities with the use of biometric systems has used different techniques applied to the detection of faces using a video camera, which is why this project is based on automatically recognizing the faces detected by video camera and allow access to students, teachers, administrators, etc., to the facilities of the Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán (TESJo). In this work, an automatic detection system is presented that identifies and authenticates faces of students or people who wish to enter the TESJo. The stages are based on its own methodology, where a camera collects the video and later

machine learning algorithms are used to compare facial features with images previously stored in a database containing 20 images of faces, and subsequently the Local Binary algorithm is applied. Pattern and like the Haar Cascade classifier that is based on the combination and detection of multiple features, in the end a detection result is obtained by applying recall, close to 94 % detection, finding promising results.

Keywords: *Biometrics, Face Detection, LBPH, Haar Cascade*

INTRODUCCIÓN

El reconocimiento facial se ha convertido en una tecnología popular y efectiva para el acceso a instituciones escolares. Permite identificar y verificar la identidad de las personas mediante el análisis de características únicas de sus rostros. Al utilizar sistemas de reconocimiento facial para el acceso escolar, se pueden lograr varios beneficios, como una mayor seguridad, mayor eficiencia y comodidad para estudiantes, personal y visitantes. El reconocimiento facial funciona mediante la captura de imágenes faciales y la comparación de estas imágenes con una base de datos de rostros previamente registrados. Para utilizar el reconocimiento facial, se requiere registrar previamente los rostros de las personas autorizadas. Esto se realiza mediante la captura de imágenes faciales de alta calidad y su almacenamiento en una base de datos segura. Una vez registrados, se extraen características distintivas de los rostros, como la forma de los ojos, la nariz y la boca. Es importante garantizar la seguridad y la privacidad al utilizar sistemas de reconocimiento facial. Se deben implementar medidas para proteger los datos faciales almacenados, como el cifrado y el acceso restringido a la base de datos. Además, se deben seguir las regulaciones y políticas de privacidad relevantes para asegurar el uso adecuado de la información personal. El propósito de este trabajo es mejorar el acceso de todo el personal (alumnado, profesorado y administrativos), agilizando el proceso de entrada a las 7:00 hrs. y también a las 13:00 hrs. ya que son los horarios de entrada principal y se genera tráfico en el acceso con torniquetes.

De lo anterior se puede decir que el uso de la tecnología basada en biometría, ha tenido grandes avances y esto no sólo en la manera en cómo se usa, sino que también en la manera en la que se estudia y sobre

todo en cómo se usa para el acceso a las instituciones, ya que con la innovación se ha podido desarrollar un servicio tecnológico en la construcción de Smart campus, como se puede leer en [1]. Este servicio permite a la escuela tener control de la salida de los dormitorios de los estudiantes, esto a través del uso de la tecnología del reconocimiento facial, destacando que esta tecnología mejorará la eficiencia de la gestión del campus, mejorando no sólo en estos aspectos sino también haciendo más eficiente el trabajo de los profesores. Por otro lado, en [2], explica el desarrollo de un prototipo con la capacidad de realizar el control de acceso, control de luces, climatización interna de la edificación donde sea implementada mediante el reconocimiento facial, utilizando tecnologías OpenSource para obtener una viabilidad económica donde sea implementado el sistema. Por su parte en [3], mencionan que cada vez las nuevas tecnologías se han extendido y se usan de manera más eficiente en la seguridad para el acceso a edificios, y por eso se utilizan instrumentos como los basados en la biometría, que permiten identificar a una persona a través de parámetros fisiológicos. Se basan en el reconocimiento facial a través de parámetros que tiene el rostro. Sin embargo, se realiza un estudio de las implicaciones éticas que se tendrían en el reconocimiento facial dependiendo de las normas de cada país, para permitir videogravar el rostro de una persona. Se hace mención en [4], que debido a la pandemia ocasionada por el covid-19 las personas tuvieron que utilizar cubre bocas, lo cual era un problema al momento de utilizar los sistemas de reconocimiento facial en las personas, ya que su rostro era cubierto por la mascarilla, por ello se realizó la investigación que consta de la arquitectura MobileNetV2 y el detector de rostros de OpenCv que trabajan por medio de fotografías e identifica a personas incluso si llevan cubre bocas. De este modo se utiliza el entrenamiento del modelo de reconocimiento facial por medio 13,359 imágenes de las cuales el 52,9 % son imágenes con mascarilla y 47,1 % son imágenes sin mascarilla, aun así, de este modo hay más precisión cuando las personas no llevan mascarilla. De igual manera [5], se menciona que OpenCV es una herramienta para el reconocimiento facial, la detección y el reconocimiento de rostros ya que el reconocimiento facial es un entorno en tiempo real que tiene un área emocionante y un desafío que crece rápidamente, el análisis de componentes clave (PCA) es un método estadístico bajo el amplio título de análisis factorial y su objetivo de la PCA es reducir la gran cantidad de almacenamiento de datos al tamaño del espacio de características que se requiere para representar los datos económicamente, construyó un sistema de reconocimiento facial en tiempo real basado en una cámara y establezco un algoritmo mediante el desarrollo de programación en OpenCV. De las anteriores investigaciones se puede mencionar que actualmente el uso de las técnicas de visión artificial es útil para el reconocimiento automático de rostros, pero también contiene aristas que pueden hacer que la detección no sea correcta como el uso de anteojos, cubrebocas, etc; así como otras problemáticas como la iluminación y la distancia de detección.

Con el desarrollo de la tecnología en las escuelas, el Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán necesita de los avances tecnológicos con relación al acceso del alumnado, profesorado, administrativos y

visitantes a las instalaciones del plantel, es por eso que este trabajo da a conocer un sistema automático de reconocimiento facial que ayude a reconocer a las personas y que posteriormente, si fuera posible, dar acceso a las instalaciones y con esto prevenir problemas de que personas ajenas entren, y quienes en años anteriores habían ocasionado robos de equipos de cómputo, de equipos de laboratorio, entre otros problemas.

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Algoritmo LBP

Local Binary Pattern (LBP) [6], es un algoritmo utilizado en el reconocimiento de patrones y el análisis de imágenes. Se utiliza comúnmente en el procesamiento de imágenes para describir la textura y la apariencia local de una imagen. El algoritmo LBP opera a nivel de píxeles y se basa en la comparación de los valores de intensidad de un píxel central con los valores de intensidad de sus píxeles vecinos.

$$pixel\ central = I(x_c, y_c)$$

Donde $I(x_c, y_c)$, representa el valor de intensidad del píxel central en las coordenadas (x_c, y_c)

$$pixel\ vecino = I(x_c, y_c)$$

$$LBP_{P,R} = \sum_{p=0}^n s(g_p - g_c) 2^p, \quad \text{Bit} = \begin{cases} 1, & \text{si pixel vecino} \geq \text{Pixel central,} \\ 0, & \text{si el pixel vecino} < \text{Pixel central} \end{cases} \quad (1)$$

la derivación de la Ec. (1) se demuestra utilizando el ejemplo mencionado anteriormente. Cabe destacar que la función $s(x)$ se utiliza para comparar la diferencia entre el valor del píxel actualmente evaluado y el píxel central, si esta diferencia es mayor o igual a cero, la función devuelve un valor de 1. Sin embargo, si la diferencia es negativa o, en otras palabras, inferior a cero, la función devuelve el valor 0.

Finalmente, se concatenan los bits generados para formar el patrón binario del píxel central. Entonces el primer paso computacional del algoritmo LBPH, consiste en la generación del patrón binario mediante la operación de LBP. Se comparan los valores de intensidad del píxel central con los valores de intensidad de sus vecinos para obtener un patrón binario que representa la textura local del píxel.

Continuando con el análisis de los histogramas de patrones binarios locales (LBPH), el primer paso consiste en obtener un inventario completo de los patrones binarios locales. Posteriormente, cada patrón se convierte metódicamente en un número decimal mediante la transición de una representación binaria a

una decimal. Finalmente, se genera un histograma a partir de todos los valores decimales obtenidos. Para una representación visual, ver Figura 1.

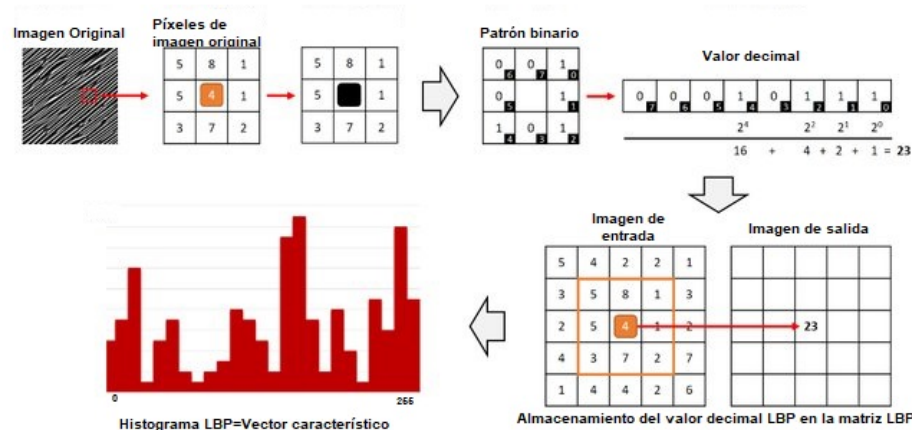


FIGURA 1. Fases en la detección de características con el algoritmo LBP.

El histograma final se crea para cada cara en el conjunto de datos de entrenamiento. Eso significa que, si había 100 imágenes en el conjunto de datos de entrenamiento, LBPH extraerá 100 histogramas después del entrenamiento y los almacenará para su posterior reconocimiento.

Clasificador Haar Cascade

El clasificador Haar Cascade fue propuesta por Viola y Jones en 2001 [7], y se basa en la combinación de múltiples características Haar para la detección de objetos. Utiliza un conjunto de clasificadores en cascada, donde cada clasificador es una combinación de características Haar ponderadas. Haar Cascade ha demostrado ser eficaz en la detección de objetos en imágenes. Su enfoque basado en características Haar y el uso de clasificadores en cascada permite una detección rápida y precisa de objetos en tiempo real.

• Una representación general del clasificador Haar Cascade

El clasificador Haar Cascade es un algoritmo de código abierto que hace una clasificación entre imágenes con un objeto (es decir, cara) e imágenes sin objeto (es decir, sin caras). Inicialmente, se han dado a este clasificador varios cientos de imágenes con rostros y varios cientos de imágenes sin rostros. Este clasificador se entrenó aplicando métodos de aprendizaje automático como las redes neuronales para reconocer rostros humanos. Haar Features extrae de esas imágenes las características esenciales y las almacena en un archivo XML.

• ¿Qué son las características de Haar y cómo se extraen?

Básicamente, para la detección de rostros, el clasificador busca los rasgos más relevantes de la cara, como

los ojos, la nariz, los labios, la frente, las cejas, porque, aunque las personas tienen diferentes gestos del rostro, estos rasgos se encuentran en posiciones similares en la cara (ver Figura 2).

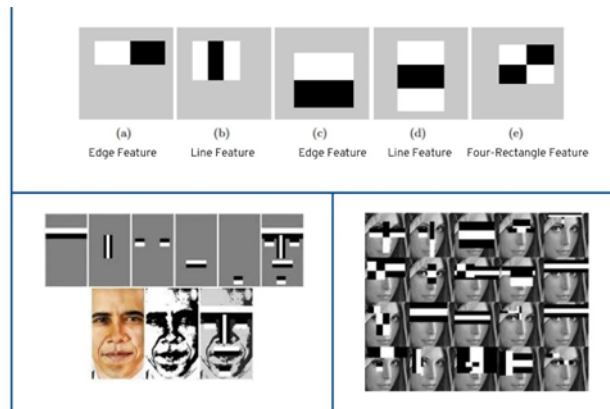


FIGURA 2. Representación de las etapas en la extracción de características del rostro, imagen tomada de [8].

Las características obtenidas de Haar Cascade, son píxeles blancos y negros del rostro. Además, que la imagen en escala de grises de una cara no tiene píxeles completamente blancos y negros, pero aquí estamos considerando un caso ideal en el que los píxeles blancos son más claros y los píxeles negros son más oscuros, como el ejemplo de la Figura 2, la ceja contiene píxeles más oscuros y la frente contiene píxeles más claros, aplicándose del mismo modo a los ojos, la nariz y los labios.

• *Cómo se realiza la comparación*

Después, se proporciona una nueva imagen de entrada al clasificador, compara las características de Haar almacenadas en el archivo XML y las aplica a la imagen de entrada. Si pasa por todas las etapas de la comparación de características Haar, entonces es una cara, de lo contrario no (ver Figura 3).

DESARROLLO DEL TRABAJO

El reconocimiento facial es una tecnología capaz de identificar o verificar a un rostro a través de una imagen, vídeo o cualquier elemento visual de un rostro, la cual se muestra en la Figura 4. Generalmente, esta identificación implica ciertos procesos para poder llegar a un reconocimiento facial correcto, para eso se muestran los siguientes pasos:

Creación de la base de datos

Para la obtención de la base de datos, se lleva a cabo la recolección de imágenes, dicha recolección toma en cuenta los factores de iluminación controlada y distancia de la cámara, la pose que se eligió fue de frente ya que con esto se obtienen los rasgos esenciales del rostro, y posterior a esto se procesa un video o una transmisión en tiempo real, se detectan los rostros en cada fotograma utilizando el clasificador

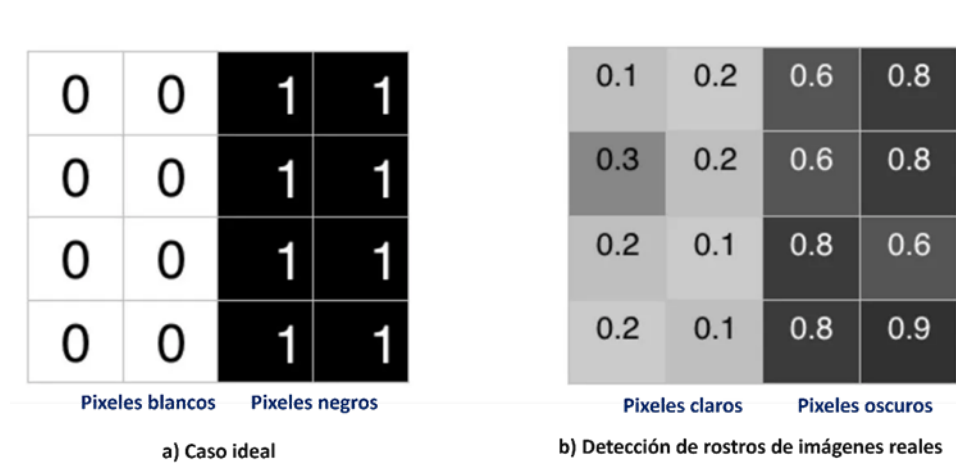


FIGURA 3. *Intensidades de píxeles para un caso ideal y para una imagen.*

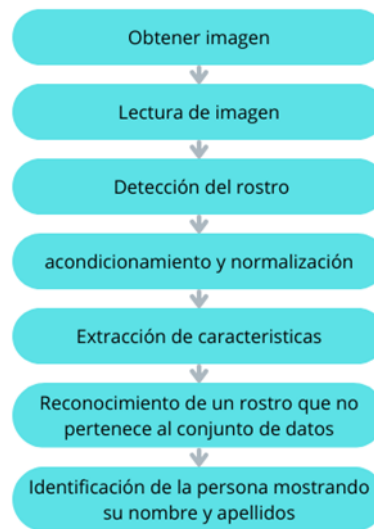


FIGURA 4. *Etapas definidas para usar en la detección de rostros.*

Haar Cascade y se guardan las imágenes de los rostros detectados en un directorio específico para cada persona, como se muestra en la Figura 5. Esto permite crear una base de datos de imágenes de rostros para su posterior uso en la aplicación de reconocimiento facial.

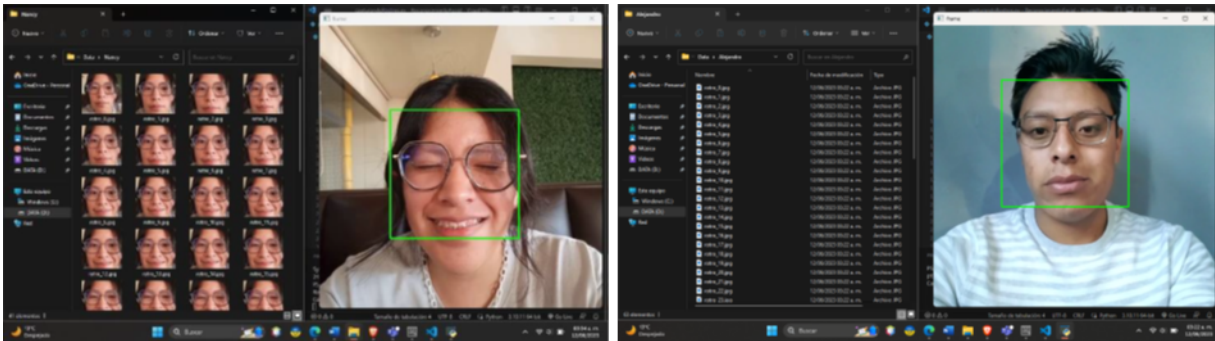


FIGURA 5. *Etiquetado del conjunto de imágenes que contienen los rostros de cada alumno a ser detectado.*

Cabe mencionar que estas técnicas no usan un etiquetado previo como en otras técnicas usadas en detección de rostros, sino que en esta técnica se separan las imágenes de entrenamiento las cuales deben estar almacenadas con el nombre de archivo rostro, al aplicarle la técnica de Haar Cascade a cada archivo se genera un archivo XML, que almacena todas las características de detección del rostro de cada persona.

Posteriormente se utiliza el algoritmo Local Binary Pattern, la utilización de un algoritmo de reconocimiento facial es necesario para identificar el rostro de un individuo. El rendimiento de este algoritmo es conocido por su capacidad para reconocer los rasgos faciales desde la perspectiva frontal y lateral. Open CV también incorpora dos modelos adicionales, EigenFace y FisherFace, que adoptan un enfoque holístico para facilitar la identificación. La información se ve como un vector dentro de un espacio de alta dimensión, el LBPH evita esto considerando únicamente las características locales de un objeto, en lugar de examinar la imagen en su totalidad como un vector de gran dimensión, esta forma de extracción de las características produce implícitamente una dimensionalidad reducida.

La base de este enfoque se basa en el operador de patrones binarios locales (LBP), que se basa en el análisis de texturas 2D. Después de realizado el entrenamiento, se introduce un nuevo video en tiempo real que debe reconocer a la persona a la que pertenece el rostro. Las etiquetas permitirán al sistema reconocer que las imágenes pertenecen a personas diferentes. Al cargar las imágenes de rostros de diferentes personas desde un directorio, asigna etiquetas a cada imagen y entrena un reconocedor de rostros utilizando el algoritmo LBPH. Luego, se guarda el modelo entrenado en un archivo XML, como se muestra en la Figura 6.

Características del hardware



FIGURA 6. *Generación del archivo XML que contiene las características de cada rostro etiquetado.*

En las fases de recolección y entrenamiento, el sistema se ejecutó en una PC de escritorio la cual cuenta con las siguientes características:

CPU: Xeon E5-2665 a 2.40 GHz con 8 hilos y 16 núcleos.

RAM: 8gb Quad Channel DDR3 a 1333Mhz.

Almacenamiento: Raid 0 con 2 SSD SATA3.

GPU: Radeon RX 560 4 Gb.

OS: Windows 11.

Cámara: 2 Mp a 720p

Reconocimiento facial

El reconocimiento facial en tiempo real en video usa el algoritmo LBPH, mostrando el nombre de las personas reconocidas, como se muestra en la Figura 7. Cabe mencionar que en las pruebas el sistema sólo detecta a aquellos rostros que se encuentran en el dataset.

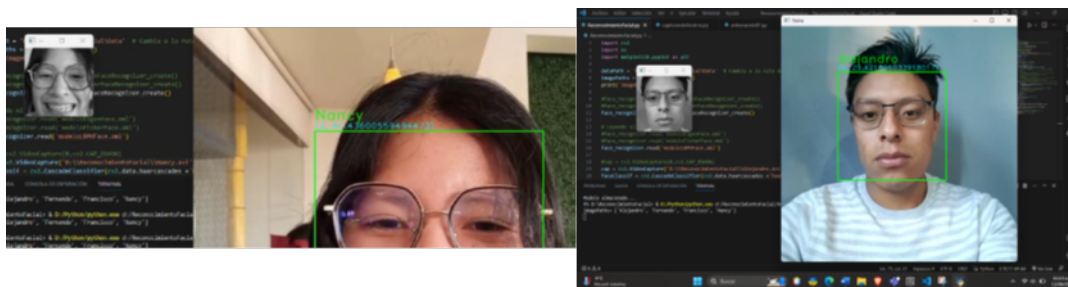


FIGURA 7. *Resultados de la detección de cada rostro del alumnado del salón N10.*

RESULTADOS

El Recall es una métrica utilizada en problemas de clasificación para evaluar la capacidad de un modelo para identificar correctamente los elementos positivos de una clase. El Recall se define como la proporción de elementos positivos que un modelo clasifica correctamente respecto al total de elementos positivos presentes en el conjunto de datos. Se calcula utilizando la Ec. (2):

$$Recall = \frac{Verdaderos\ positivos}{Verdaderos\ positivos + Falsos\ negativos} \quad (2)$$

Donde:

Verdaderos positivos (VP) representa la cantidad de elementos positivos que el modelo clasifica correctamente.

Falsos negativos (FN) representa la cantidad de elementos positivos que el modelo clasifica incorrectamente como negativos.

En este proyecto se analizaron 20 rostros del alumnado del grupo ic-0703 de la carrera de ingeniería en sistemas computacionales, los cuales al ser detectados no solamente aparece el rostro, sino también el nombre del alumno (ver Tabla 1 y Figura 8).

Tabla 1. Alumnos detectados y no detectados.

Número de muestra	Alumno detectado	Alumno no detectado	Total
Predicted Alumno detectado	VP=18	FP=1	19
Predicted Alumno no detectado	FN=1	VN=0	1
TOTAL	20	1	20

$$Recall = \frac{18}{18 + 1} = 0,94$$

Por su parte la precisión es el ratio o porcentaje de clasificaciones correctas del clasificador, en otras palabras, todo lo que el clasificador clasifica como positivo, correcta o incorrectamente (TP + FP), lo cual es la ratio de clasificaciones correctas. A continuación, con base en la Ec. (3) se muestra el cálculo de la gráfica de precisión (Figura 9).

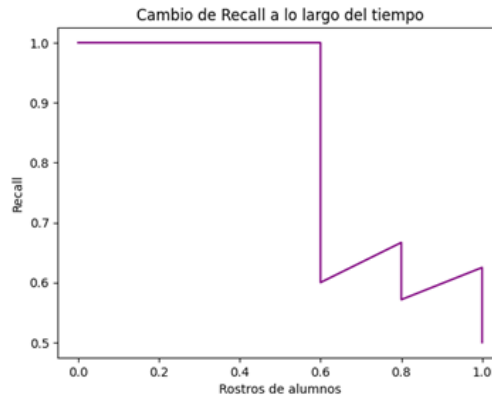


FIGURA 8. Cambio de Recall a lo largo del tiempo.

$$Precision = \frac{Verdaderos\ positivos}{Verdaderos\ positivos + Falsos\ positivos} \quad (3)$$

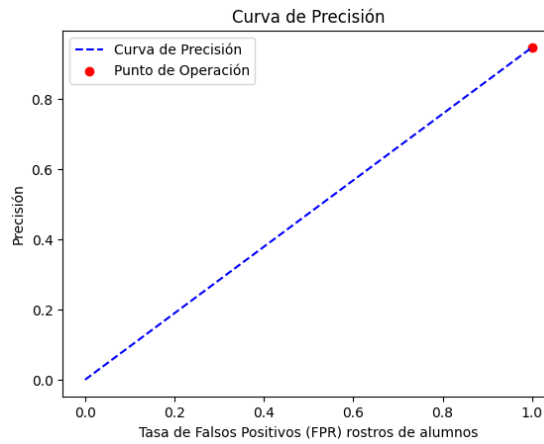


FIGURA 9. Gráfica de precisión.

$$Precision = \frac{18}{18 + 1} = 0,947$$

Posteriormente, se muestra una gráfica de pastel (Figura 10) que proporciona una visualización de la proporción de rostros detectados correctamente y rostros no detectados. Los rostros detectados correctamente se muestran en verde, mientras que los rostros no detectados se muestran en rojo.

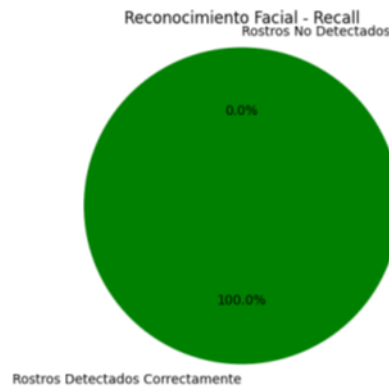


FIGURA 10. *Rostros detectados.*

CONCLUSIONES

El avance de reconocimiento facial para el control de acceso en el Tecnológico de Estudios Superiores de Jocotitlán (TESJO) ha sido favorable. Los resultados obtenidos demuestran que el sistema ha logrado detectar y reconocer correctamente los rostros de las personas, proponiendo mejorar significativamente la eficiencia y reconocimiento de rostros que hacen de manera visual los vigilantes del Tecnológico y sobre todo verificar el acceso a una cantidad de 3000 alumnos del turno matutino y aproximadamente 2000 alumnos del turno vespertino y seguridad en comparación con los métodos de control de acceso obsoletos utilizados actualmente.

El uso de métricas como el Recall y precisión han permitido evaluar el desempeño del sistema y verificar que ha sido capaz de detectar y clasificar correctamente una cantidad de rostros en el conjunto de datos utilizado. Esto indica que el sistema es confiable y preciso en la identificación de las personas autorizadas para acceder a la institución.

Los resultados favorables obtenidos respaldan la elección del algoritmo LBP y del clasificador Haar Cascade para el reconocimiento facial en este proyecto. Estos algoritmos han demostrado ser eficaces y rápidos en la detección y clasificación de rostros, lo que ha contribuido al éxito del sistema implementado.

El sistema de reconocimiento facial ha demostrado ser una solución innovadora y eficiente para mejorar el control de acceso en el TESJO. Los resultados favorables obtenidos respaldan la implementación de esta tecnología en la institución y demuestran su capacidad para garantizar la seguridad y eficiencia en el acceso a las instalaciones

REFERENCIAS

- [1] R. Rusdi, J. F., Kodong, F. R., Indrajit, R. E., Sofyan, H., Marco, “Student attendance using face recognition technology,” in *2020 2nd Int. Conf. Cybern. Intell. Syst.*, vol. 2, 2020, pp. 1–4.
- [2] W. A. Chancay Solís, D. S., Morla Sánchez, “Diseño de un sistema de seguridad con control de luces, climatización y reconocimiento facial para control de acceso a edificios utilizando tecnología open source,” Ph.D. dissertation, Univ. Guayaquil. Fac. Ciencias Matemáticas y Físicas. Carrera Ing. en Netw. y Telecomunicaciones, 2022.
- [3] C. D. Jaramillo, “Utilización del sistema de reconocimiento facial para preservar la seguridad ciudadana,” vol. 9, pp. 20–37, 2021.
- [4] J. Talahua, J. S., Buele, J., Calvopiña, P., Varela-Aldás, “Facial recognition system for people with and without face mask in times of the covid-19 pandemic,” vol. 13, no. 12, 2021.
- [5] S. Khan, M., Chakraborty, S., Astya, R., Khepra, “Face detection and recognition using opencv,” in *Int. Conf. Comput. Commun. Intell. Syst.*, 2019, pp. 116–119.
- [6] H. M. E. Kaplan Kaplan, Ylmaz Kaya, Melih Kuncan, “Brain tumor classification using modified local binary patterns (lbp) feature extraction methods,” vol. 139, no. 109696, 2020.
- [7] I. Rahmad, C., Asmara, R. A., Putra, D. R. H., Dharma, I., Darmono, H., “Comparison of viola-jones haar cascade classifier and histogram of oriented gradients (hog) for face detection,” in *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 732, no. 1, 2020, p. 012038.
- [8] R. Ranu, “Terminologies used in face detection with haar cascade classifier open cv,” <https://ai.plainenglish.io/terminologies-used-in-face-detection-with-haar-cascade-classifier-open-cv-6346c5c926c>.

Diseño y construcción de una fuente *Buck* controlada por un FPGA para un inversor trifásico

Design and construction of a Buck source controlled by an FPGA for a three-phase inverter

Pérez-Merlos, J.C.¹ , Salgado-Gallegos, M.^{1*} , Albarrán-Trujillo, S. E.¹ , Pérez-Merlos, J.J.² 
(*jccjc63@yahoo.com)

Recibido: 27 de noviembre de 2023 Aceptado: 6 de enero de 2024

RESUMEN

Actualmente los convertidores de corriente directa a corriente directa están teniendo mucha demanda debido a su utilización en diferentes fuentes de energías renovables, autos eléctricos y micro redes eléctricas. En este trabajo se diseñó y se construyó una fuente Buck con un PWM basado en una ecuación lineal y programado por una tarjeta FPGA en VHDL para un inversor que alimenta un motor trifásico; el resultado mostró que la fuente varió su

voltaje de 21 a 50 voltios para una variación de 30 al 70 % de la velocidad del motor. Se obtuvo una ecuación de regresión lineal entre el valor del convertidor analógico a digital y el voltaje de la fuente Buck, el coeficiente de determinación resultante fue de 0.99, lo cual indica una relación aceptable.

Palabras clave: Convertidor CD a CD, fuente reductora, fuente Buck, FPGA, VHDL

ABSTRACT

Currently, direct current to direct current converters is in high demand due to their use in different renewable energy sources, electric cars and electrical microgrids. In this work, a Buck source was designed and built with a PWM based on a linear equation

and programmed by an FPGA card in VHDL for an inverter that powers a three-phase motor; The result showed that the source varied its voltage from 21 to 50 volts for a variation of 30 to 70 % of the engine speed. A linear regression equation was obtained

¹Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma del Estado de México. Paseo Universidad S/N. Toluca, Estado de México, México. CP. 50130.

²Facultad de Ingeniería de la Universidad Tecnológica de la Zona Metropolitana de Guadalajara. Carretera Santa Cruz a San Isidro Km. 4.5 Santa Cruz de la Flores Tlajomulco de Zúñiga, Jalisco México. 45640.



ned between the value of the analog to digital converter and the voltage of the Buck source, the resulting coefficient of determination was 0.99, which indicates an acceptable relationship.

Keywords: *CD to CD Converter, Step Down Source, Buck Source, FPGA, VHDL*

INTRODUCCIÓN

Los convertidores CD (Corriente Directa) a CD son configuraciones de electrónica de potencia que permiten, a partir de una fuente de CC (Corriente Continua) constante, controlar el voltaje de CD a la salida del convertidor. Se puede considerar a un convertidor como el equivalente en CD a un transformador de CA (Corriente Alterna), con una relación de vueltas que varía en forma continua. Al igual que un transformador, se puede usar para elevar o disminuir el voltaje de una fuente [1].

Las configuraciones básicas son tres: Buck (reductora), Boost (elevadora) y Buck-Boost (elevadora-reductora). Cada configuración a su vez contiene cuatro elementos básicos: bobina (L), capacitor (C), diodo y un interruptor controlado (Q), como se observa en la Figura 1. En un principio, los interruptores, eran transistores bipolares para pequeñas corrientes. Los SCR, con circuitos de bloqueo, se utilizaban para convertidores de mayor potencia. Hoy en día se emplean Transistores de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor de potencia (MOSFET) [2].

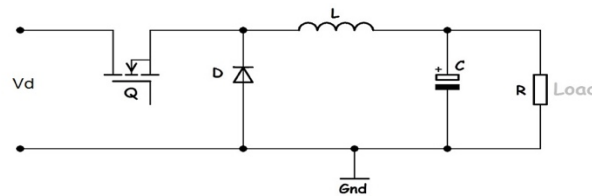


FIGURA 1. *Diagrama eléctrico de convertidor Reductor (Buck). Fuente: [3].*

En el tipo de convertidor Buck, la salida de voltaje es menor que la de la entrada, la reducción del voltaje se hace cambiando el ciclo de trabajo (PWM) del elemento de conmutación, en este caso se usa un MOSFET de potencia. En la Figura 2, se puede observar el diagrama eléctrico básico de un convertidor reductor Buck [3].

De acuerdo con Ballester et al (2012), las ecuaciones de diseño de un convertidor Buck con carga pasiva, se pueden desglosar a partir de la Figura 1 [3]. También comentan que las etapas para el funcionamiento del convertidor en forma resumida son: estado ON en el cual el dispositivo de conmutación permite el incremento lineal de la corriente a través del inductor (IL), encontrándose el diodo bloqueado y un estado OFF en el cual el diodo entra en conducción, disminuyendo linealmente la corriente almacenada en el inductor, las Figuras 2 y 3 muestran el circuito equivalente en cada uno de los estados

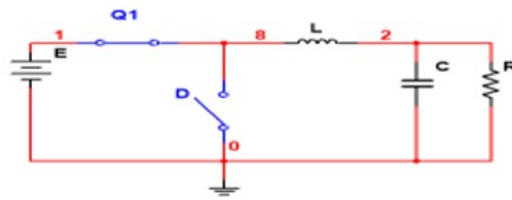


FIGURA 2. Diagrama eléctrico genérico de un convertidor reductor (Buck), cuando el transistor está cerrado y el diodo abierto. Fuente: Elaboración propia.

respectivamente, así como la forma de la señal de corriente en el inductor en la Figura 4 [3].

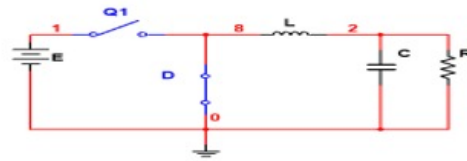


FIGURA 3. Diagrama eléctrico genérico de un convertidor reductor (Buck), cuando el transistor está abierto y el diodo cerrado. Fuente: Elaboración propia.

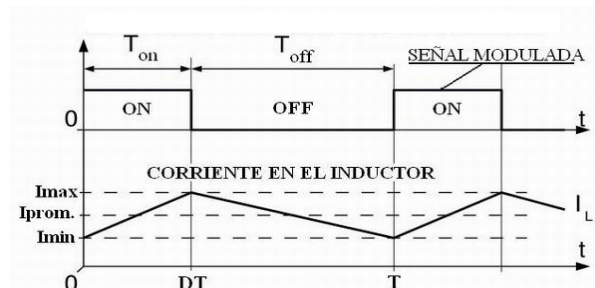


FIGURA 4. Forma de la corriente en el inductor durante el encendido (T_{on}) y apagado (T_{off}) del transistor. Fuente: [3].

Este convertidor puede funcionar de dos maneras: en conducción continua cuando I_L es > 0 , o en modo conducción discontinua cuando $I_L < 0$. Para el circuito de la Figura 3, suponiendo que en el instante inicial $t=0$ el sistema está en reposo, al cerrar el interruptor (el transistor Q), en el instante $t=0$, aparecerá una corriente de maya entre E , L , R - C [3].

Al abrir el interruptor, en el instante $t=T_{encendido}$ el diodo D conducirá la corriente de carga que decrecerá hasta finalizar el periodo T_s . Si en este instante, en que de nuevo se cierra el interruptor, la corriente por la carga todavía no es igual a cero, el sistema se encuentra en régimen o modo de conducción

continua (MCC), en caso contrario el sistema se encuentra en régimen o de conducción discontinua o (MCD) [3].

En el circuito de la Figura 3, la función del condensador C es mantener en los bornes de la resistencia R un voltaje constante. En este trabajo se utiliza el sistema en modo continuo [3].

El valor medio de la tensión en la resistencia VR coincide con el valor medio en la carga L-R-C ya que en el régimen permanente, el valor medio de la tensión en los bornes de la inductancia VL es nulo. También, el valor medio de la corriente por la inductancia coincide con el valor medio de la corriente por la resistencia ya que, en régimen permanente, el valor medio de la corriente en el condensador es cero, esto es $I_L = I_R$ [3].

El desarrollo análítico completo se incluye en Ballesteres (2012), las ecuaciones que él propone, permiten precisar la evolución de la corriente por la inductancia, al quedar determinados los valores de $I_{L,min}$ e $I_{L,max}$. El rizado de la corriente en la inductancia se puede expresar de la siguiente forma [3].

Esta ondulación es máxima para cuando la modulación ancho pulso definida como $D = 0.5$ e igual a la Ec. 1:

$$I_L = \frac{E}{4f_s L} \quad (1)$$

Siendo f_s la frecuencia de conmutación del circuito ($f_s = 1/T_s$), la expresión anterior indica que el rizado de la corriente es inversamente proporcional a L y a f_s , de forma que para mantener el rizado a un determinado valor, es posible disminuir el valor de la inductancia y aumentar la frecuencia de conmutación, solución tecnológica que impone, para estos convertidores, un aumento de la densidad de potencia basado en dispositivos que, cada vez han de permitir una mayor frecuencia de conmutación [3].

También se puede encontrar el rizado del capacitor usando la siguiente ecuación, de acuerdo a Ballester (2012) (Ec. 2 y Ec. 3).

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt \quad (2)$$

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{T_{total}}{2} \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{\Delta I_L T_{total}}{8C} = \frac{\Delta I_L}{8f_s C} \quad (3)$$

Nótese que el rizado del voltaje del capacitor es inversamente proporcional a la capacitancia y a la frecuencia de conmutación.

Rashid (2015), propone también otra fórmula de encontrar el rizo de voltaje del capacitor, como sigue [4] (Ec. 4 y Ec. 5):

$$\Delta I = \frac{V_{\min}(V_{ent} - V_{\min})}{fLV_{ent}} \quad (4)$$

$$\Delta V_C = \frac{V_{\min}(V_{ent} - V_{\min})}{8LCf^2V_{ent}} \quad (5)$$

Para calcular la conducción crítica y pasar del modo continuo al discontinuo se parte de la condición crítica $I_{L,\min} = 0$. El valor de la inductancia que hace que se cumpla esta condición se denomina inductancia crítica y su valor se deduce de la Ec. 6.

$$0 = I_l - \frac{\Delta I_L}{2} = I_L = \frac{E - V_R}{2L_{crit}} * T_{encendido} = L_{crit} = \frac{E - V_R}{2I_L} * T_{encendido} \quad (6)$$

De la cruz (2014), comentó que una fuente de energía fotovoltaica requiere de los sistemas que muestra la Figura 5, un banco capacitores, otro de baterías y varias fuentes de conversión tanto de corriente directa a corriente directa (CD/CD) como de corriente directa a corriente alterna (CA/CA) para que pueda alimentar una carga o a la red principal de energía eléctrica [5].

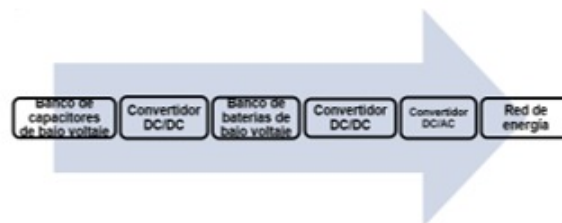


FIGURA 5. Sistema general de un generador de energía eléctrico fotovoltaico. Fuente: [5].

Kosenko (2015) [6], opinó que los sistemas fotovoltaicos son seguros para cualquier ambiente, fáciles de instalar y mantener, pueden trabajar en cualquier parte del mundo sin violar la tranquilidad de las personas diferentes a otros tipos de energía renovable, y afirma que la energía solar es una de las fuentes de energía más prometedora. También menciona que una de las principales desventajas de las celdas fotovoltaicas es su alta dependencia de la potencia de salida y la radiación solar, la temperatura y la carga eléctrica; considera que hay necesidad de investigar más acerca de las fuentes de corriente directa como red de alimentación, ya que en muchas aplicaciones se requiere de convertidores de corriente directa a corriente alterna en sus diferentes modalidades, y propone varias topologías de conexión entre

diferentes inversores hacia una red principal resaltando la importancia de la electrónica de potencia en esta perspectiva [6].

DanaSherka et al (2023), utilizaron una fuente Buck controlada con una modulación ancho de pulso (PWM), comentan que este tipo de convertidor DC/DC permite un arranque suave en un motor de DC (corriente directa). Proponen un algoritmo de control basado en un modo deslizante de alto orden (HOSM) para control de un motor de DC de magneto permanente (PMDC) a partir de una fuente Buck bajo diferentes condiciones de carga, el algoritmo fue simulado en MatLabMR, el resultado mostró que la velocidad se mantiene constante con diferentes cargas [7].

Baldivieso et al (2021), comentaron que hoy en día las fuentes DC/DC están siendo aplicadas en sistemas complejos como vehículos eléctricos y aeronaves. Además, que una micro red de sistemas de DC puede crecer desde simples aplicaciones fotovoltaicas como sistemas de almacenamiento hasta sistemas altamente complejos que evolucionan constantemente con topologías tipo red que sugieren una tendencia hacia la descentralización. También propusieron de manera analítica un controlador primario descentralizado junto con un controlador secundario para una red de convertidores de potencia Buck conectados en topología malla o red, y utilizaron una función de Lyapunov para conseguir una estabilidad asintótica de un punto de equilibrio usando el principio de invarianza [8].

Kolokolov et al (2015), trabajaron sobre un análisis experimental de bifurcaciones sobre la investigación de incertidumbres en la dinámica de un proceso de aplicación de convertidores Buck con PWM y la ley de regularidad de proporcionalidad [9].

Se puede comentar, que los convertidores hoy en día seguirán vigentes debido a la tecnología de fuentes renovables, micro redes y autos eléctricos, por lo que, este proyecto pretende aportar información práctica más detallada. En este trabajo se describe el diseño y construcción de un convertidor tipo Buck para un inversor trifásico.

METODOLOGÍA

Para el diseño y construcción de la fuente Buck se desarrolló usando la siguiente metodología:

- Investigación documental
- Obtención de parámetros y planteamiento del diseño de la fuente Buck
- Diseño de la fuente Buck
- Simulación y construcción de la fuente Buck

- Pruebas y resultados
- Conclusiones

DESARROLLO

A continuación, se presenta en la Figura 6, un diagrama de bloques del inversor trifásico el cual tiene una forma de onda de salida cuasi cuadrada. El sistema se conecta a una fuente de corriente alterna monofásica, de ahí se convierte a corriente directa a través de una fuente reductora o también llamada fuente conmutada (Buck).

La fuente reductora variará el voltaje de salida de acuerdo con el ancho del pulso generado por FPGA, éste es la alimentación de voltaje del inversor trifásico. El FPGA estará programado por un algoritmo en VHDL que genere el ancho del pulso basado en una ecuación lineal de acuerdo con el requerimiento de entrada.

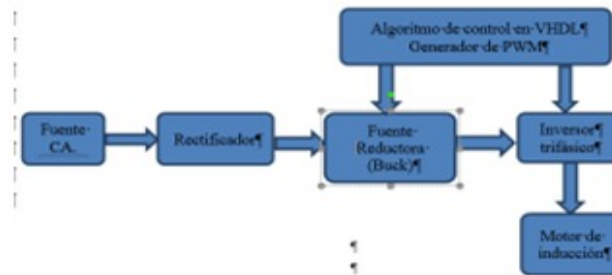


FIGURA 6. Diagrama a bloques completo del sistema que incluye la fuente Buck que alimenta al inversor trifásico. Fuente: Elaboración propia.

Para el diseño de la fuente conmutada tipo Buck, se hace referencia a las ecuaciones presentadas por Ballester [3], Mohan [2] y Rashid [10], todos describen un diseño de la misma fuente desde su experiencia y perspectiva, sus ecuaciones de diseño coinciden, sólo difieren en la asignación de variables.

Para la realización de la fuente reductora y el inversor, se decidió utilizar en el proyecto como elemento conmutador o interruptor al transistor MOSFET IRF 640, debido a sus tiempos de conmutación, voltaje y corrientes que soporta, la facilidad de obtener y el costo asociado.

Se obtuvieron los parámetros de diseño a partir de la carga a trabajar que es un motor de inducción trifásico teniendo las características que se muestran en la Tabla 1, de acuerdo con su placa de identificación:

Tabla 1. Características del motor trifásico.

Característica	Valor
Frecuencia en Hz	50 /60
Voltios	70
Corriente en Amperios	1.2 /1.1
Revoluciones por minuto	1395 / 1685
Inductancia interna	1.9 mH
Resistencia interna	19.5 Ohmios

También como parte del diseño es la red llamada red snubber, la cual sirve de protección contra las variaciones de corriente di/dt y voltaje dv/dt de los transistores MOSFET, para esta se utilizó la recomendación propuesta por Rashid [1].

Los datos importantes del motor a tomar en cuenta para el diseño de la fuente Buck y el inversor trifásico son: Frecuencia nominal = 50 Hz, Voltaje nominal = 70 V y Corriente nominal 1.2 A.

Tabla 2. Parámetros de diseño para la fuente conmutada reductora (Buck).

Símbolo	Valor	Unidades	Parámetro
I_T	1.5	Amperes (A)	Corriente de salida total de la fuente reductora
V_s	70	Voltios (V)	Voltaje de alimentación de la fuente reductora
V_a	30-70	Voltios (V)	Voltaje de salida de la fuente reductora
f_s	25	Kiloherz (KHz)	Frecuencia de conmutación del transistor IRF640
ΔI	.3	Amperes (A)	Corriente de rizo pico a pico en la bobina
C_{iss}	1300	Picofaradios (pF)	Capacitancia parásita del transistor IRF640
V_{GS}	15	Voltios (V)	Voltaje entre compuerta y fuente del transistor IRF640
t_r	51	Nanosegundos (nseg)	Tiempo de subida en el estado encendido del IRF640
t_f	36	Nanosegundos (nseg)	Tiempo de bajada en el estado de apagado del IRF640
ΔV_C	100	Milivoltios (mv)	Voltaje de pico a pico en el capacitor de la fuente reductora

Con los datos de la Tabla 2 y las fórmulas propuestas por [2-4], se calculan los valores de la capacitancia C y la inductancia L de la fuente reductora con las Ec. 7 y Ec. 8 respectivamente.

$$C = \frac{\Delta I}{8f\Delta V_c} = \frac{,3 A}{8(25 KHz)(100mV)} = 15 \mu F \quad (7)$$

Comercialmente este valor no se encuentra por lo que se aproxima a uno de 22 μF .

Para calcular el valor de la bobina se tiene:

$$L = \frac{V_{\min}(V_{in} - V_{\min})}{f\Delta IV_{in}} \quad (8)$$

Sustituyendo:

$$L = \frac{30(70V - 30V)}{(25 KHz),3A (70V)} = 2,3 mH$$

Ésta fue construida con un toroide, cuyo núcleo es de polvo de hierro, su característica principal es que soporta altas frecuencias de conmutación hasta 1 MHz que para el caso de la aplicación la frecuencia es de 25 KHz, por lo que cumple perfectamente con el propósito.

Enseguida también se calcularon los elementos eléctricos correspondientes al amortiguamiento del transistor, debido a la variación de corriente y voltaje di/dt y dv/dt .

Para la red de amortiguamiento (Snubber) se calculan los valores inductancia y capacitancia de acuerdo con [4], haciendo uso de las Ec. 9 y Ec. 10.

$$L_s = \frac{V_{in}t_r}{I_L} = \frac{70V(51nseg)}{1,5A} = 2,38\mu H \quad (9)$$

$$C_s = \frac{I_T t_f}{V_{in}} = \frac{1,5A (36 nseg)}{70V} = ,771nF \quad (10)$$

Para garantizar la protección, Rashid [4] recomienda multiplicar por tres este valor por lo que, el capacitor final queda propuesto de 2.3 nF [4].

El valor de la resistencia R_S se resuelve entonces con la fórmula 11 quedando como [4] Ec. 11:

$$R_s = \frac{1}{3fC_s} = \frac{1}{3(25KHz)(2,3nF)} = 5,7k\Omega \quad (11)$$

La Figura 7 muestra el circuito eléctrico, de la red de amortiguamiento que se utilizó con los datos antes calculados para protección del transistor MOSFET IRF640.

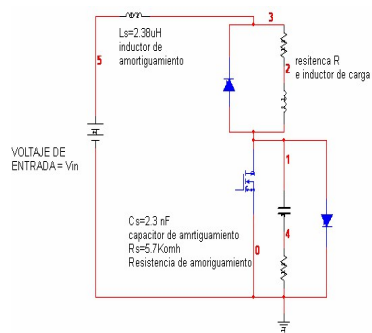


FIGURA 7. Circuito de protección para el transistor MOSFET IRF640. Fuente: Elaboración propia.

A continuación, se presenta en la Figura 8, el diagrama de la fuente conmutada reductora con los valores calculados anteriormente, cabe destacar que los elementos de circuito de la red de protección o de amortiguamiento fueron omitidos, con el fin de que la fuente no se vea tan saturada de dispositivos.

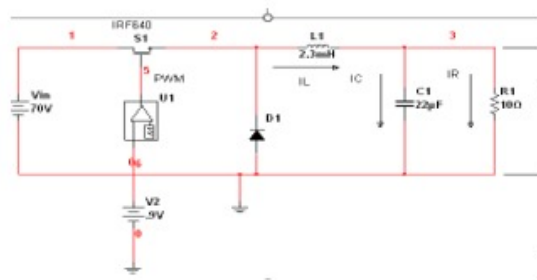


FIGURA 8. Diagrama eléctrico de la fuente reductora (*Buck*) con los valores calculados. Fuente: Propia.

La fuente reductora, mostrada en la Figura 8, antes de construirse fue simulada en el programa MultisimMR para ver que los cálculos de corrientes y voltajes estaban dentro lo esperado. A continuación, se muestra en la Figura 9, una gráfica del análisis transitorio de la fuente reductora, se tiene un índice de modulación del 50 %, lo cual con este índice se espera como valor medio de salida 35 voltios en la resistencia de salida. Se puede observar en la Figura 10, que el voltaje de salida inicia en un tiempo cero en 70 voltios y va cayendo hasta establecerse en un tiempo de 2 milisegundos en un valor de aproximadamente

35 voltios. Lo cual muestra la funcionalidad del circuito, así como el control del voltaje de salida con el índice de modulación.

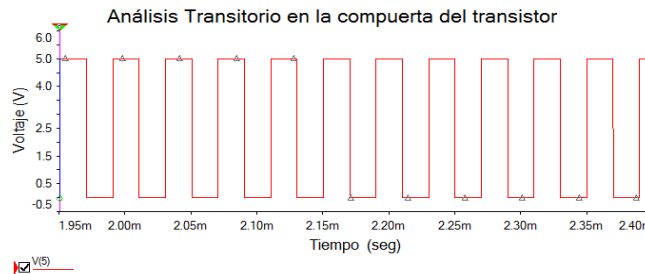


FIGURA 9. Simulación de los pulsos en la compuerta del transistor IRF640, magnitud de 5 Voltios y un índice de modulación de ancho del pulso del 50 %. Fuente: Propia.

Cabe señalar que el software utilizado para la simulación trae un circuito especial para la modulación basado en un voltaje de corriente directa como señal de referencia y una onda triangular como portadora a la cual hay que ponerle la fuente de referencia. El programa MultisimMR proporciona poca información del control de la fuente de corriente directa V2 de la Figura 8, sobre cómo obtener el grado de modulación, por lo que, a través de varias pruebas, se obtuvo una fórmula para calcular con el índice de modulación deseado, también el valor de la fuente de referencia y así obtener el valor esperado.

Haciendo referencia la Figura 8, y al circuito U1, la fórmula para calcular el valor de la fuente de referencia para el módulo de PWM del simulador se obtiene así: el dato inicial es el índice de modulación deseado, otro dato es el valor mínimo y máximo de la onda portadora triangular, así como la frecuencia de commutation, para este caso el valor de la amplitud de la onda triangular fue de -1 a 1 Voltios, a 25 KHz, ver la Ec. 12.

$$V2 = ((valor\ max - valor\ min) * (\% de\ modulacin)) - 1 \quad (12)$$

Para aplicar un índice de modulación de 50 %, la fuente de referencia llamada V2 de la Figura 8, se calcula de la siguiente manera.

$$V2 = ((1 - (-1)(,5)) - 1$$

$$V2 = ((2)(,5)) - 1 = 0$$

El valor de la fuente de referencia del módulo PWM del simulador es de 0 voltios, para un índice de

modulación del 50 %. Este resultado puede observarse en la gráfica de la Figura 10.

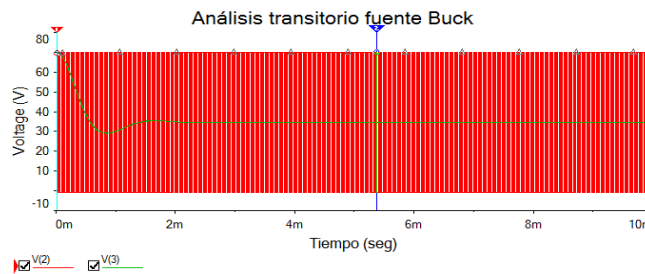


FIGURA 10. Simulación del voltaje de salida con un índice de modulación del 50 %. Fuente: Elaboración propia.

De la misma manera, se puede calcular con la fórmula de la Ec. 12 anterior, cualquier voltaje con el índice de modulación deseado, en este caso, para probar que la simulación funciona correctamente, se hicieron varias pruebas de salida de la fuente reductora. En la Figura 11, se muestra una modulación total de 100 % y el voltaje de salida esperado que es de 70 Voltios y en la Figura 12 una modulación del 10 %.

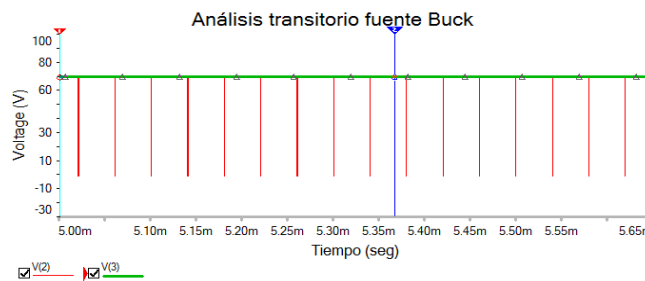


FIGURA 11. Simulación de la salida de voltaje de la fuente reductora cuando existe un índice de modulación del 100 %, el resultado son los 70 voltios. Fuente: Elaboración propia.

Se realizó la simulación con diferentes valores de la modulación del ancho del pulso y se pudo apreciar que en ningún momento la corriente en la bobina o inductor de la fuente reductora cae a cero, por lo que, se puede decir, que la fuente está trabajando en modo continuo, como se propuso. En la gráfica de la Figura 13 se muestra la corriente en la bobina.

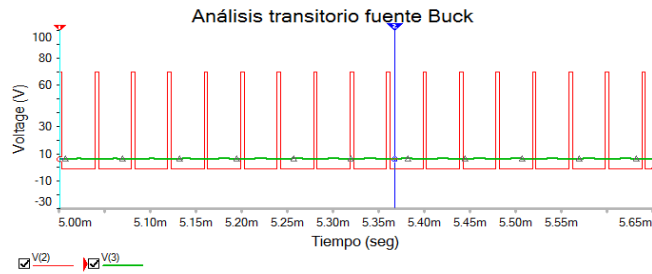


FIGURA 12. Simulación de los pulsos para una modulación de 10 % de 70 Voltios. Fuente: Elaboración propia.

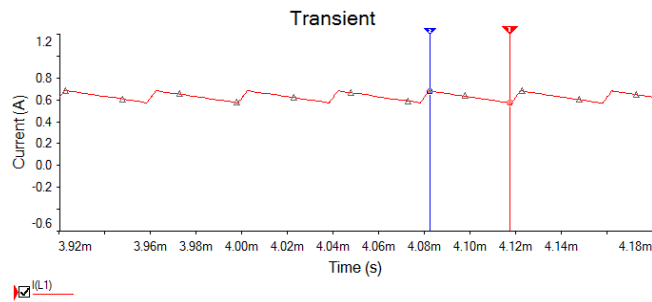


FIGURA 13. Simulación de la corriente en la bobina con modulación de 20 %. Fuente: Elaboración propia.



FIGURA 14. Circuito impreso de la fuente reductora (Buck). Fuente: Elaboración propia.

PRUEBAS Y RESULTADOS

Después de haber simulado la fuente reductora Buck, junto con sus protecciones respectivas, se procedió a la construcción de dichos circuitos. En la Figura 14, se muestra la distribución de componentes en el circuito impreso de la fuente reductora.

Asimismo, en la Figura 15, se presenta la construcción final de la fuente reductora (Buck) con su red de protección (snubber), fue realizada en una placa de baquelita. Se puede apreciar del lado derecho, el tamaño de la bobina del tipo toroide.

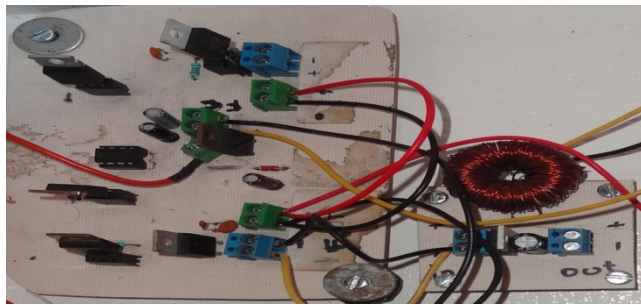


FIGURA 15. *Circuito impreso final de la fuente reductora (Buck). Fuente: Elaboración propia.*

El convertidor analógico a digital de ocho bits también fue primeramente simulado con el programa ProteusMR, la conversión del voltaje de 0 a 5 Voltios a ocho bits sirve de entrada para el FPGA, el cual procesa el dato para convertirlo a una modulación ancho de pulso. Después de que la simulación trabajó correctamente, se realizó el circuito impreso y luego su construcción en baquelita como se muestra en la Figura 16.



FIGURA 16. *Construcción del circuito impreso del convertidor analógico digital (CAD). Fuente: Elaboración propia.*

En la Figura 17, se puede observar la tarjeta Spartan Nexys 2 que contiene al FPGA, los cables muestran la unión a los circuitos antes mencionados. Se perciben los interruptores de encendido y apagado del control y potencia en la parte superior derecha, el potenciómetro en la parte superior izquierda, que proporciona el voltaje de 0 a 5 Voltios para el convertidor analógico digital, cuya salida binaria sirve para que el FPGA genere la modulación ancho de pulso deseada, también se observa la conexión con los relevadores y las salida PWM generadas para la fuente reductora (Buck) y el inversor trifásico, al centro de la Figura 17.

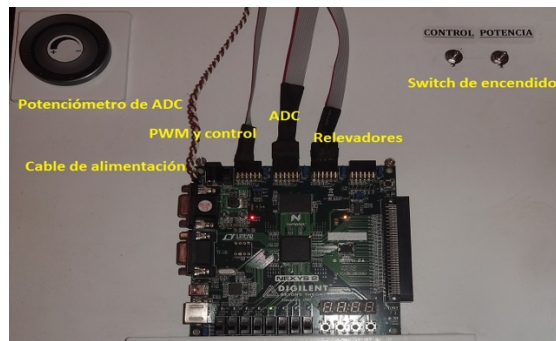


FIGURA 17. Tarjeta Spartan Nexys 2 que incluye al FPGA conectada a todos elementos. Fuente: *Elaboración propia.*

Otro módulo del programa principal es el encargado de sacar una señal PWM que activa la compuerta transistor Q1 de la fuente reductora Buck, la que permite la variación del voltaje de suministro al inversor trifásico.

En este proyecto se usa una señal PWM para controlar el voltaje de salida de un convertidor reductor (Buck), dependiendo del ciclo de trabajo de la señal de entrada éste variará el voltaje de salida. La señal PWM es proporcionada por la tarjeta FPGA NEXYS 2, para ello se creó un algoritmo que realiza esta acción. En la Figura 18, se puede ver el diagrama de flujo del algoritmo que se realizó.

Este algoritmo comienza con una lectura del CAD, ya que con éste se controla el ciclo de trabajo del PWM que a su vez controla el voltaje de salida de la fuente reductora Buck. Posteriormente, se debe de convertir la lectura obtenida en un valor decimal para trabajar con él.

Se utilizó la ecuación que se muestra en la Figura 19, que relaciona la entrada del ADC con el valor del ciclo de trabajo de la señal cuadrada. Además de una señal de 25 kHz y un ciclo de trabajo que va desde 30 % hasta 70 % de la fuente de alimentación que es de 70 Voltios, proporcionados por la fuente reductora Buck. Luego entonces el voltaje que alimentará al inversor podrá variar desde 21 hasta 50 Voltios.

Para obtener la frecuencia deseada se usó una variable, el cual incrementará el valor dependiendo de los pulsos del oscilador interno del FPGA. Si la frecuencia requerida es de 25 kHz y el oscilador interno

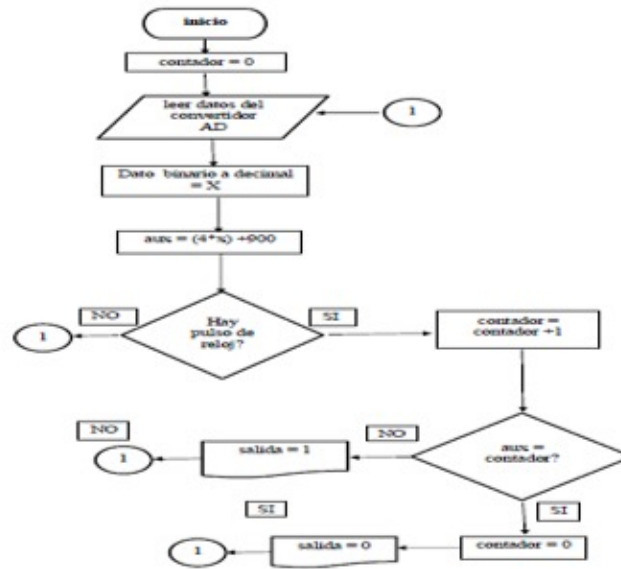


FIGURA 18. Diagrama de flujo del algoritmo PWM de la fuente reductora (Buck). Fuente: Elaboración propia.

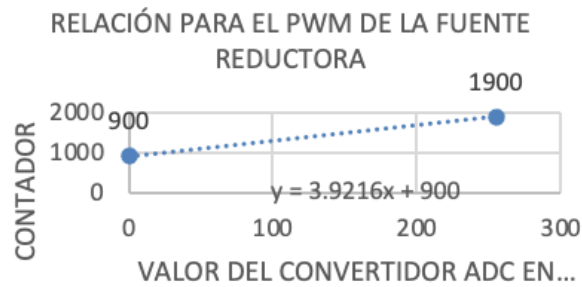


FIGURA 19. Relación de valor del convertidor analógico digital y la frecuencia de salida para la fuente reductora (Buck). Fuente: Elaboración propia.

es de 50 MHz, entonces se necesita que la variable incremente su valor hasta que llegue al valor 2000. También se generó otra variable que mueve el ciclo de trabajo y éste va desde 900 hasta 1900 para obtener un ciclo de trabajo de 30 % y 70 % respectivamente para la fuente Buck. Construida la fuente se tomaron 52 datos del voltaje de salida, el resultado se graficó como se muestra en la Figura 20, resaltando que tiene una relación bastante estrecha identificado por el coeficiente de determinación $R^2 = 0.99$.



FIGURA 20. Relación de valor del convertidor analógico digital y el voltaje de salida de la fuente reductora Buck. Fuente: Elaboración propia.

CONCLUSIONES

Se diseñó y construyó una fuente reductora tipo Buck, la cual alimenta a un voltaje de 21 a 50 voltios a un inversor trifásico, que cumple con lo propuesto para controlar en lazo abierto el motor trifásico.

El diseño de la fuente partió de las especificaciones del motor y al inversor trifásico.

La simulación permitió dar seguridad en la construcción de la fuente.

La red snubber es una medida de protección para el transistor de conmutación.

El algoritmo del PWM está basado en una ecuación lineal programada en VHDL.

Se obtuvieron 52 datos de muestra de voltaje, con ellos se hizo una gráfica de correlación mostrando el coeficiente de determinación de 0.99, que la aproximación es aceptable.

REFERENCIAS

- [1] M. H. Rashid, M. H. R. V. González, P. A. S. Fernández, and V. González, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [2] N. Mohan, T. M. R. Undeland, P. William, M. U. Tore, P. R. William, and M. H. Rashid, *Electrónica de potencia convertidores, aplicaciones y diseño*. Mc Graw Hill, 2009.
- [3] E. Ballester and R. Piqué, *Electrónica de potencia (Principios fundamentales y estructuras básicas*. Alfa omega grupo editor, 2012.
- [4] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia*. Pearson Educación, 2015.
- [5] C. D. la Cruz, M. B. Lema, X. del Toro García, and P. S. Roncero, “Energy storage integration with renewable energies: The case of concentration photovoltaic systems,” in *Environment, Energy and Climate Change II*. Springer, 2014, pp. 73–94.
- [6] R. Kosenko, “State of the art review of pv module-level power electronics,” 2015.
- [7] R. Dhanasekar and S. G. Kumar, “Sliding mode control with higher order strategy for buck converter in the presence of dynamic load,” *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, no. ScienceDirect, p. 100339, 2023.
- [8] P. R. Baldivieso-Monasterios, M. S. Sadabadi, and G. C. Konstantopoulos, “Two-layer nonlinear control of dc/dc buck converters with meshed network topology,” *Automatica*, vol. 155, no. ScienceDirect, p. 111111, 2023.
- [9] Y. V. Kolokolov and A. V. Monovskaya, “Experimental identification of uncertainties in dynamics of pwm buck converter,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. ScienceDirect 11, pp. 366–371, 2015.
- [10] M. H. Rashid, *Power electronics: circuits, devices, and applications*. Pearson Education India, 2009.

Emulación de un convertidor multinivel aplicado a un sistema undimotriz

Emulation of a multilevel converter applied to a wave-driven system

Adame Nájera, E. Z.^{1*}, Aguayo Alquicira, J.¹ , Vela Valdés, L.¹, De León Aldaco, S. E.¹ , Valdez Martínez, J. S.²
(*d20ce010@cenidet.tecnm.mx)

Recibido: 12 de diciembre de 2023 Aceptado: 6 de enero de 2024

RESUMEN

La energía undimotriz es la producción de electricidad a través del movimiento de las olas. Actualmente existen diferentes sistemas electromecánicos con distintas estructuras que facilitan y aprovechan el movimiento de las olas para posteriormente transformarlo en energía eléctrica. La energía undimotriz generada puede ser transmitida en grandes cantidades a subestaciones eléctricas donde la energía es distribuida a la población usuaria. Este trabajo trata sobre la generación de energía undimotriz, donde se propone seleccionar un punto de estudio con sus respectivas mediciones teniendo en cuenta las 4 estaciones del año para seleccionar un

sistema que emule tanto el movimiento de las olas como la generación de energía eléctrica. Los perfiles de las olas pueden ser utilizados por generadores lineales o turbinas de corriente continua que emulan el funcionamiento electromecánico de los dispositivos convertidores de olas (OWC) y obtener una tensión alterna mediante tensiones de corriente continua de forma escalonada obtenidas mediante generadores que emulan el potencial contenido en las ondas.

Palabras clave: Energía undimotriz, emuladores de olas, sistema electromecánico, y convertidor multinivel en cascada

ABSTRACT

Wave energy is the production of electricity through the movement of waves. Currently, there are diffe-

rent electromechanical systems with various structures that facilitate and take advantage of the mo-

¹Departamento de Ingeniería Electrónica, Interior Internado Palmira S/N, Palmira, 62490 Cuernavaca, Mor.

²Universidad Tecnológica Emiliano Zapata del Estado de Morelos, Av. Universidad Tecnológica No.1, C.P. 62765.



vement of waves to later transform it into electrical energy. The wave energy generated can be transmitted in large quantities to electrical substations where the energy is distributed to the user population. This work deals with the generation of wave energy, where it is proposed to select a study point with its respective measurements considering the 4 seasons of the year to select a system that emulates both the movement of the waves and the generation of electrical energy. The wave profiles can be used

by linear generators or direct current turbines that emulate the electromechanical functioning of wave converter devices (OWC) and obtain an alternating voltage through stepped direct current voltages obtained by generators that emulate the potential contained in the waves.

Keywords: *Keywords: Wave energy, wave emulators, electromechanical system, and*

INTRODUCCIÓN

Entre los primeros registros que documentan la utilización de la energía undimotriz, se destaca un ejemplo en China durante el siglo XIII, donde se implementaron molinos impulsados por las olas. El aprovechamiento de diversas formas de energía ha sido objeto de atención, centrándose especialmente en la explotación de la energía generada por las olas. Estas formas comprenden la energía de corrientes, la energía de las mareas, la energía de las olas y, finalmente, la energía concentrada en la sal del agua marina [1].

En el contexto de México, actualmente se está llevando a cabo un estudio exhaustivo con el objetivo de determinar la máxima potencia que las olas pueden generar a una escala específica. Este enfoque se materializa a través de la implementación de generadores lineales [2]. Debido a que estos sistemas contienen una potencia máxima pueden experimentar diversas variaciones, las cuales se van generando por distintas pruebas que se realizan a lo largo de un año, considerando las 4 estaciones del año. Esto implica que los datos y valores pueden mostrar fluctuaciones, ya que tanto la estructura como la frecuencia no permanecen constantes en los sistemas mecánicos que transforman el movimiento de las olas en energía eléctrica, donde su estructura define la cantidad de generación de energía eléctrica que produce cada sistema. Entre estos componentes se encuentran el punto de absorción [3], el brazo mecánico [4], los atenuadores [5] y la columna de agua oscilante [6].

En la actualidad, se están desarrollando diversos proyectos relacionados con la estructuración que tienen como objetivo la captación de energía undimotriz y su conversión en energía eléctrica, como se evidencia en los casos [7], [8] y [9]. En cuanto a la implementación del convertidor multinivel en cascada, se considera uno de los que posee numerosas ventajas y tiene una mayor adaptación a sistemas de energías renovables [10], [11], [12] y [13].

CASO DE ESTUDIO: APROVECHAMIENTO DEL MOVIMIENTO DE LAS OLAS

Las tecnologías para aprovechar la energía oceánica son las olas, las mareas, el gradiente salino y el gradiente térmico. La energía es obtenida tanto por el movimiento de las olas, las mareas y corrientes marinas. Se han vuelto tendencia que la cantidad de energía eléctrica que producen es cercana a los 50kW por cada sistema independiente.

En relación con la Agencia Internacional de la Energía (AIE) se realizó un estudio en un período comprendido entre 2020 y 2050, lo cual arrojó que tienen la intención de implementar y generar más de 300 GW de capacidad instalada en el ámbito de la energía oceánica a nivel mundial. Este enfoque no sólo promete un suministro robusto de electricidad, sino que también contempla beneficios adicionales, como la posibilidad de contribuir a las necesidades de refrigeración, calefacción y producción de agua potable para las comunidades costeras. Además, se proyecta la generación de un total de 680,000 empleos y un ahorro estimado de 500 millones de toneladas de emisiones de dióxido de carbono (CO₂) en la atmósfera.

También es necesario estimar los costos implicados, para lo que se propone una evaluación económica preliminar. Entre los principales costos a considerar en un proyecto de energía undimotriz se encuentran: costos de inversión en equipos, instalación de equipos, instalación, conexión y transmisión de energía. Por último, la realización de diversas pruebas con dispositivos a pequeña escala ayuda a considerar un cierto porcentaje de funcionamiento y rendimiento en futuros sistemas que permitan seguir generando más energía eléctrica.

MATERIALES Y MÉTODOS

Uno de los objetivos fundamentales consiste en evaluar un convertidor multinivel en cascada, teniendo en cuenta el rendimiento de un perfil de olas específico. Se planea llevar a cabo una emulación de un sistema undimotriz con el propósito de alternar diversos dispositivos interconectados mediante electrónica de potencia, con el fin de generar energía eléctrica utilizable.

Lo que se propone es hacer un estudio de los diferentes dispositivos, tanto receptores como emisores, ya que un dispositivo será el encargado de generar la emulación del movimiento ondulatorio que generan las olas, y por otra parte, transmitir un porcentaje de la potencia generada a un generador de corriente continua que ayudará al convertidor multinivel a generar una salida de corriente alterna (CA), así como se ilustra en la Figura 1. En el primer proceso se utilizan diferentes tipos de simulación en Matlab, Pspice, Proteus y Arduino para obtener la salida del sistema.

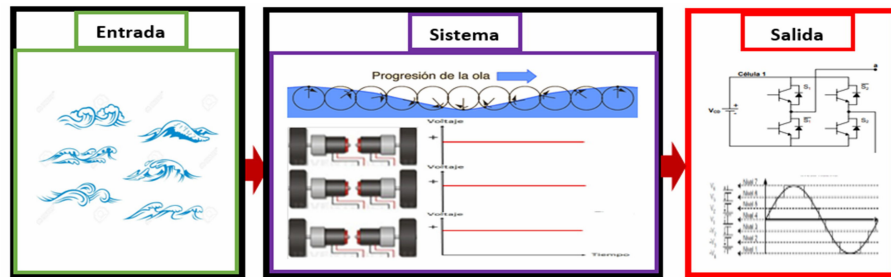


FIGURA 1. *Propuesta de solución*

SELECCIÓN DE PERFIL DE OLAS

Para seleccionar un perfil de olas, hay que comparar los océanos existentes con datos y valores obtención de energía eléctrica basada en el movimiento de las olas, como se observa en la Figura 2.

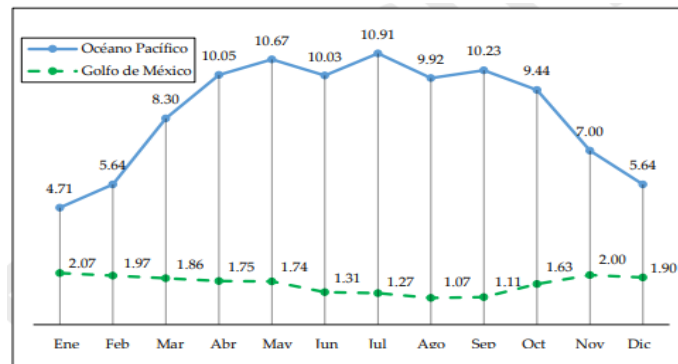


FIGURA 2. *Niveles de potencia en las olas (kW/m) en las diversas áreas de estudio.*

Se elige el Océano Pacífico como ubicación preferida para la generación de electricidad a partir de las olas, ya que presenta una producción superior en comparación con otros océanos. Esta superioridad se atribuye a la combinación de una mayor frecuencia de olas y una profundidad significativamente mayor. Estas características ofrecen a los sistemas undimotrices la capacidad de extraer más potencia, aprovechando así estas ventajas naturales para optimizar la eficiencia en la generación de energía eléctrica a partir de las olas (Figura 3).

Respecto a la selección del perfil de las olas (Tabla 1), el primer punto importante que debe tomar en cuenta es la ubicación del lugar en el que se están realizando las pruebas de adquisición de datos sobre la base de un sistema OWC con la finalidad de seleccionar el lugar con mayor potencial de energía durante un periodo determinado.

El potencial de generación de energía a partir de las olas puede evaluarse mensualmente mediante diversos factores, los cuales contribuyen a la variabilidad en la captación de energía eléctrica por parte

de los sistemas undimotrices. Esta variabilidad impulsa la necesidad de identificar un punto de estudio que maximice la captación de energía. En las Figura 4, Figura 5 y Figura 6 se ilustra el potencial máximo en tres ubicaciones distintas, buscando así identificar los lugares más propicios para la obtención de la mayor cantidad de energía.

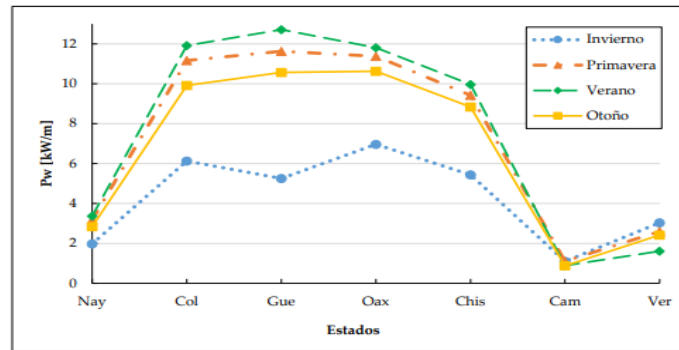


FIGURA 3. Potencia de las olas (kW/m) del Océano Pacífico y también del Golfo de México.

Tabla 1. Datos de selección de perfil de olas, Guerrero (Fuente: Programa de Batimetría de la National Oceanic and Atmospheric Administration (NOAA)).

Municipio/ Ref. cercano	Lat.	Long.	Distancia a la costa (Km)	Profundidad del mar (m)	Total de datos	Datos correctos
Barra de potosí	17°30' N	101°30' O	7	85	143,000	142,152
Llano real	17° N	100°30' O	10	295	143,055	141,633
Cópala	16°30' N	99° O	8	130	143,055	141,630

La Figura 6 presenta la gráfica del Llano Real, destacando un notable porcentaje de potencia adquirida, alcanzando aproximadamente 10 kW en relación con la onda. Este hallazgo sugiere que el comportamiento del sistema undimotriz se ve fuertemente influenciado por la estructura y frecuencia de la onda en este lugar, en comparación con otras ubicaciones que exhiben porcentajes de potencia más bajos, como se detalla en la Tabla 2. Este análisis resalta la importancia de comprender la relación entre la topografía marina y el rendimiento del sistema undimotriz.

En la Tabla 2 se establece el perfil de ola a manejar, se toman en cuenta varios parámetros factibles para poder obtener un potencial máximo a base de las olas, que se basan en el acoplamiento de motores y generadores que obtendrán un porcentaje escalado de la potencia frente a la ola.

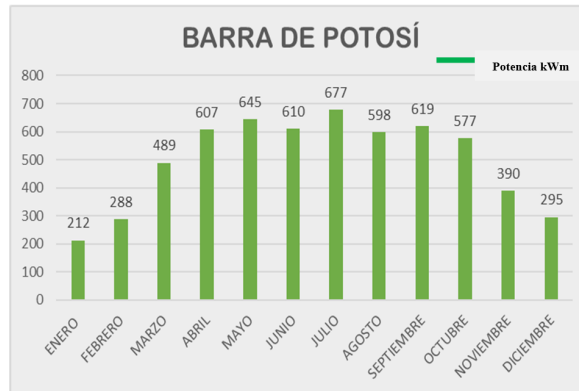


FIGURA 4. *Potencia anual frente a la ola Barra de Potosí*

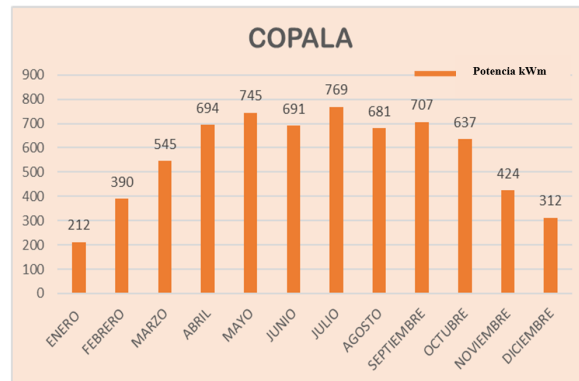


FIGURA 5. *Potencia anual frente a la ola Cópala.*



FIGURA 6. *Potencia anual frente a la ola Llano Real.*

Tabla 2. Datos del perfil a generar.

Punto	Altura(m)	Frecuencia(Hz)	Nodos	Potencia frente a la ola	Potencia máxima anual	Porcentaje de obtención
Llano real	[0.5 - 3]	78.06 %	5-7	10kWh	947 kWh	5 %

Emulador de olas

El movimiento de las olas generalmente involucra partículas que se desplazan tanto horizontal como verticalmente. Además, pequeños objetos suelen ser desplazados hacia adelante y hacia atrás, avanzando hacia la cresta de la ola y retrocediendo hacia el seno. En relación con la profundidad y al compararla con la longitud de onda, se observan grandes desplazamientos en ambos planos: horizontal, manifestándose en oscilaciones completas, y vertical, representado por movimientos rotativos.

De cierto modo también se generan movimientos de manera circular rotativa que contienen un ángulo de posicionamiento que va cambiando respecto al movimiento oscilatorio de las olas que se basan en las agujas de un reloj. Los ángulos pueden originarse a través del movimiento de las olas y convertirse en energía, independientemente del dispositivo de captación utilizado, ya sea mediante boyas o generadores lineales, como se ilustra en la Figura 7.

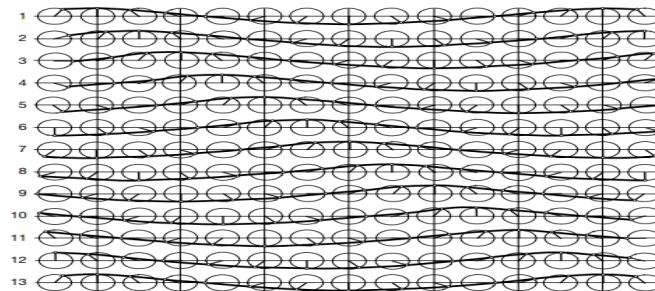


FIGURA 7. Ángulos de la formación de olas.

Los motorreductores, a pesar de ser inventos antiguos, siguen desempeñando un papel crucial en sistemas industriales contemporáneos, incluso los motorreductores más pequeños muestran una notable capacidad para alterar y sincronizar velocidades de rotación, como se evidencia en los relojes de pulsera. Estos dispositivos también se destacan como una opción sobresaliente para la generación de energía eléctrica a partir del movimiento de las olas, ya que el número de revoluciones del motor puede reflejar la estructura de las ondas. Al conectarlo a un generador de corriente continua, se puede aprovechar de

manera eficaz esta estructura ondulatoria para obtener corriente eléctrica.

El par se refiere a la fuerza de giro aplicada al eje de salida de un motorreductor y también a la fuerza rotativa en el eje de un motor. No se trata simplemente de una fuerza expresada en kilogramos, libras, onzas o newtons, ni tampoco de una potencia medida en HP o kilovatios. Más bien, es exclusivamente una fuerza rotativa cuyas unidades se expresan en kilogramo-metro, libra-pie, libra-pulgada o newton-metro. Para poder abordar la parte del emulador de olas se considera utilizar un motorreductor o dínamo de corriente directa (CD) como se muestra en la Tabla 3 y la Figura 8, el cual es fundamental para poder emular el potencial de olas que se está generando en el punto seleccionado. Cabe mencionar que este dínamo emula el comportamiento de una turbina de un sistema de boyas o también en un sistema de columna de agua oscilante.

Tabla 3. Características del motorreductor, sin carga.

Velocidad (RPM)	Corriente (mA)	Torque [KG, CM]
15	25	49
30	40	8.1
59	-----	-----
100	22	6.7
200	65	6.1

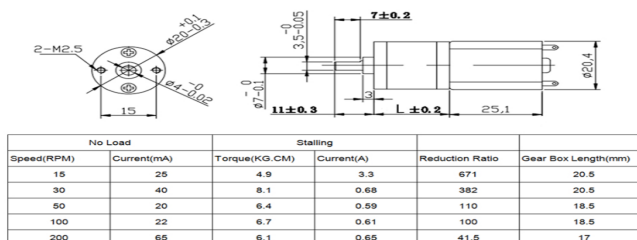


FIGURA 8. Estructura del Motorreductor de CD a utilizar.

Generadores de CD

Los generadores de CD son muy similares a los de CA, funcionan a tensiones bastante bajas para evitar que se produzcan chispas entre las escobillas y el conmutador a altas tensiones. El potencial máximo alcanzado por este tipo de generadores suele situarse en torno a los 1,500 V, además, se clasifican según el método empleado para suministrar corriente al campo magnético, excitando así los imanes del campo. La mayoría de estas máquinas trabajan entre el 50 % y el 100 % y su nivel máximo de eficiencia puede estar entre el 75 y el 100 % de los rangos de carga.

Los motores poco cargados (por debajo del 50 %) pueden tener eficiencias demasiado bajas y pérdidas elevadas, ya que depende de la capacidad de potencia de la máquina y también de la calidad de fabricación. El utilizar un generador de manera receptora es poder obtener o generar una corriente de salida de CD controlada, esto se obtiene por un acoplamiento entre el emulador de olas y el generador realizando un acoplamiento entre ambos ejes, así como se muestra en la Figura 9, una vez generada la potencia de CD por medio del perfil de olas seleccionado el siguiente paso es conmutar con un inversor multinivel con la finalidad de poder obtener una salida de CA escalonada.

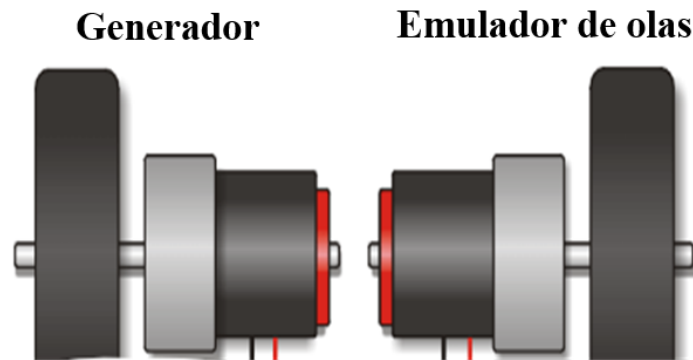


FIGURA 9. *Acoplamiento del emulador y generador de CD.*

La ventaja de utilizar un generador es que como el potencial de olas a utilizar es bajo y el emulador es a baja potencia se puede utilizar un generador simple, en la Figura 10 se muestra el generador a utilizar y sus características como se muestra en la Tabla 4.



FIGURA 10. *Estructura física del Generador.*

Convertidor multinivel

Los convertidores multinivel son dispositivos electrónicos utilizados en sistemas de conversión de energía eléctrica. Su función principal es convertir la energía eléctrica de una forma a otra, generalmente

cambiando la magnitud y la frecuencia de la CA.

En general, los inversores multinivel se clasifican en tres topologías básicas:

- CMLI (inversor multinivel en cascada) inversor en cascada.
- DCMLI (inversor multinivel con acoplamiento de diodos)
- Inversor con condensadores flotantes FCMLI (Flying Capacitor Multilevel Inverter).

Los convertidores multinivel incluyen una matriz de interruptores de potencia y condensadores como fuentes de tensión para obtener una salida de CA.

Los niveles de tensión de CD en la forma de onda de salida vienen determinados por el número de conmutadores utilizados; cuanto mayor sea el número de conmutadores, menor será la tensión y la distorsión armónica total en la señal de salida.

Tabla 4. Características del generador.

Característica	Valor
Medidas	57x35.8 mm
Peso	150 gr
Tensión Nominal	7.2V DC
Tensión Operativa	6-12V DC
Velocidad sin carga	20400 rpm
Consumo sin carga	1.8 amperes
Consumo a Max	4.7 amperes
Diámetro del eje	3.2 mm

Convertidor multinivel en cascada

Existen 2 tipos de convertidores multinivel en cascada uno es el simétrico y otro asimétrico.

Las ventajas de poder utilizar un inversor multinivel en cascada son las siguientes:

El inversor exhibe un contenido armónico reducido en comparación con un inversor convencional equivalente

La proporción del inversor se define como la suma de las tensiones de salida de los inversores de puente completo individuales

A medida que se incrementa el número de niveles, la tensión puede soportar múltiples dispositivos semiconductores, ya que cada inversor maneja únicamente la tensión de su fuente de alimentación

La complejidad del control tiende a aumentar al implementar un inversor con más de 7 niveles

Para incrementar el número de niveles, es posible agregar inversores sin necesidad de rediseñar la etapa de potencia

La suma de las tensiones de salida de los inversores se le denomina como tensión de fase o puente completo individual

El inversor multinivel en cascada contiene un mayor porcentaje de utilidad debido a que tiene mucha relación con las energías renovables ya que puede conmutar con un número menor de componentes respecto a los demás convertidores, eso reduce el costo y el tiempo de implementación.

Por otra parte, conforme al convertidor en cascada es poder seleccionar la cantidad de niveles a utilizar, para esto se toman en cuenta diferentes variables que pueden estar tanto a favor o en contra del convertidor, como por ejemplo, si la entrada que en este caso es la salida de los generados, es variable o constante, para determinar si el inversor es simétrico quiere decir que posee el mismo voltaje constante, o por otra parte, si es asimétrico de lo contrario el voltaje puede variar.

Otro punto importante es el control del sistema ya que entre más niveles existan el control tiene un mayor grado de complejidad debido a que no puede cumplir con las normativas que se apegan a la THD que es reflejado en la eficiencia de la salida generada por el convertidor.

Para seleccionar la cantidad de niveles del inversor se hace un estudio considerando los diversos factores mencionado los cuales son arrojados en la Figura 11.

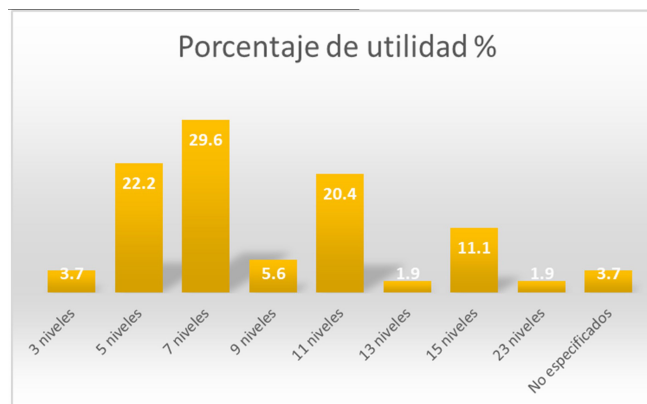


FIGURA 11. *Porcentaje de utilidad de los niveles utilizados en los inversores multinivel.*

Control del Sistema

Para la parte del control del sistema se contempla un elemento fundamental llamado puente H 1298 mostrado en la Figura 12 el cual ayuda a la configuración del funcionamiento en el emulador para la

generación del perfil de olas seleccionado y también se implementa en el convertidor multinivel.



FIGURA 12. Estructura física de puente H.

- Chip: L298N.
- Canales: 2 (soporta 2 motores DC).
- Voltaje lógico: 5V.
- Voltaje de Operación: 5V-35V.
- Capacidad de corriente: 2A (picos de hasta 3A).
- Potencia máxima: 25W.

La Figura 13 muestra el Datasheet del puente H que tiene la característica de soportar 2 motorreductores para que cada uno represente un sistema undimotriz el cual para la generación de los 7 niveles establecidos se necesitan de 3 sistemas undimotrices, aunque bastaría con utilizar 2 puentes H para cumplir con el funcionamiento de los 3 sistemas requeridos.

La función de un puente completo se compone de varias entradas de habilitación, siendo una de ellas la (ENA), que conecta dos ramas. Además, existen otras dos entradas independientes (IN1 e IN2). Su propósito es proporcionar una habilitación programable para dirigir el movimiento del motor, encargado de emular el movimiento de las olas conforme al perfil de ola seleccionado, como se ilustra en la Figura 14.

Cuando ENA se encuentra a un voltaje de 0 V, las salidas de la puerta AND también se mantienen a 0 V, por lo tanto, los transistores están abiertos y el motor se encuentra no alimentado (condición de reposo). Se tienen 2 entradas IN1 y IN2 las cuales están interconectadas a las compuertas A y D, en este caso estas dos compuertas son las que realizan el sentido de giro en sentido de las manecillas del reloj, así

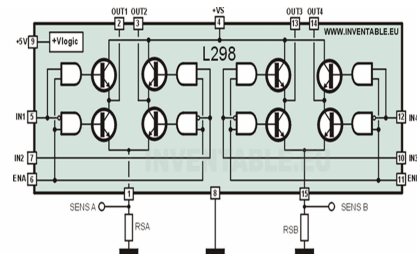


FIGURA 13. *Datasheet del Puente H l298n.*

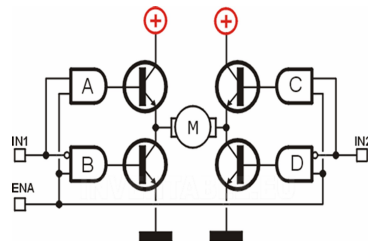


FIGURA 14. *Estructura del puente H L298n.*

como se muestra en la Figura 15. Cuando la entrada IN1 se energiza, la compuerta A y la compuerta D se mantiene en 0 volts, de igual manera existe la compuerta B y C las cuales se mantienen inhabilitadas debido a que si estuvieran activadas no existiría el movimiento de giro del motor, de lo contrario la entrada IN1 se mantiene a 0.

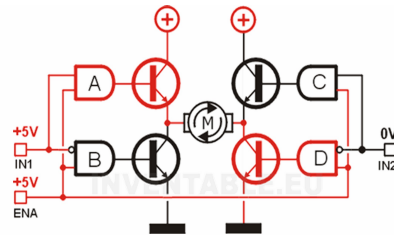


FIGURA 15. *Conmutación de transistores con giro hacia la derecha.*

Para el caso contrario del sentido de giro para sentido antihorario de las manecillas del reloj, como se muestra en la Figura 16, ahora se energiza la entrada IN2 y la IN1 se mantiene en 0 volts, donde ahora la compuerta A y D se mantienen deshabilitadas y se utilizan las compuertas B y C de manera cruzada.

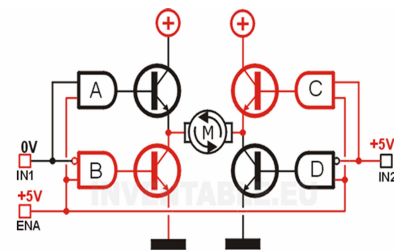


FIGURA 16. *Conmutación de transistores con giro hacia la izquierda.*

Simulación y cálculos del sistema

Para la parte de la simulación se considera buscar un dispositivo capaz de controlar los emuladores de olas, entonces se toman en cuenta diferentes factores, uno de ellos es poder realizar un control de potencia para la generación del comportamiento de olas y se decide utilizar un Arduino para el control ya que posee un rango de 0 a 255, donde la potencia será distribuida en ese rango para generar los perfiles de olas seleccionados como se observa en la Figura 17.

La Figura 18 ilustra una simulación de los emuladores de olas utilizando un arduino como controlador de los puentes H completo L298n.

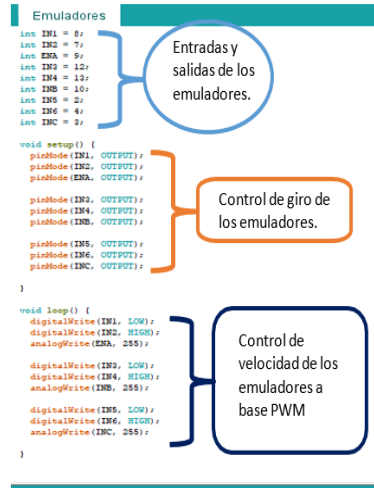


FIGURA 17. Control de emuladores.

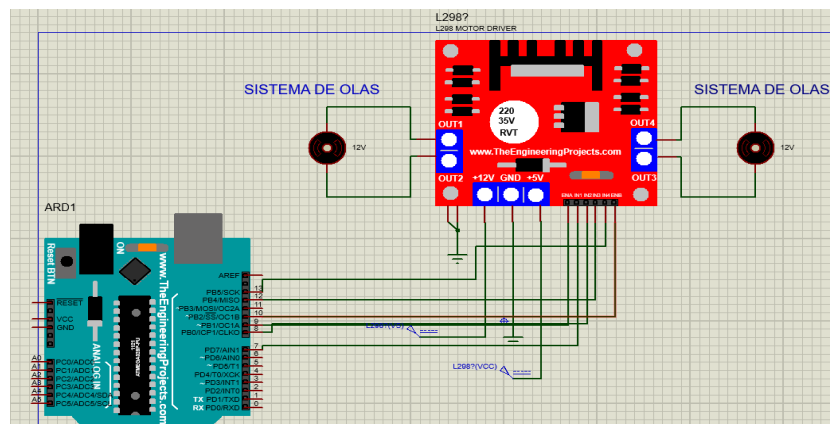


FIGURA 18. Emuladores de olas en simulación.

El arduino determina la velocidad de los emuladores y el puente determina el sentido del movimiento de olas, cabe mencionar que cada puente tiene la capacidad de poder soportar 2 emuladores de olas, en este caso como el que se va a utilizar es un inversor de 7 niveles, con 3 sistemas es más que suficiente.

Para la parte del convertidor multinivel, una vez concluido lo de los emuladores que básicamente la parte mecánica, se prosigue con la parte eléctrica que es la cantidad de energía eléctrica que producen los generadores, los cuales van a ser la entrada del inversor de 7 niveles, para esto se tienen que generar unos ángulos de conmutación los cuales generan la salida de CA de manera escalonada.

La Tabla 5 muestra dos sumadoras de pulsos tanto positivos y negativos, las cuales van a tener la finalidad de realizar un ciclo en forma de onda escalonada.

Tabla 5. Obtención de ángulos de conmutación para el inversor.

Datos	Ángulos de conmutación	Pulsos positivos	Pulsos negativos
1	9	X	
2	18	X	
3	27	X	
4	$54+18=72$	X	
5	$72-27-18=27$	X	
6	$27-9=18$	X	
7	18	-----	-----
8	$9+9=18$		X
9	$18+9=27$		X
10	$18+27+27=72$		X
11	$72-27-18=27$		X
12	$27-9=18$		X
13	9		X

En la parte de la programación, se considera la declaración de salidas digitales las cuales se van a sincronizar con los optoacopladores para la generación de la salida de CA como se observa en la Figura 19.

Considerando el inversor multinivel en la parte de la simulación se divide en 3 partes las cuales determinan a la salida escalonada en cascada (ver Figura 20).

En la Tabla 5 se muestran los ángulos que generan la salida escalonada, se considera la Fase 1, más que nada son pulsos digitales PWM que se van de manera directa a la entrada de los optoacopladores.

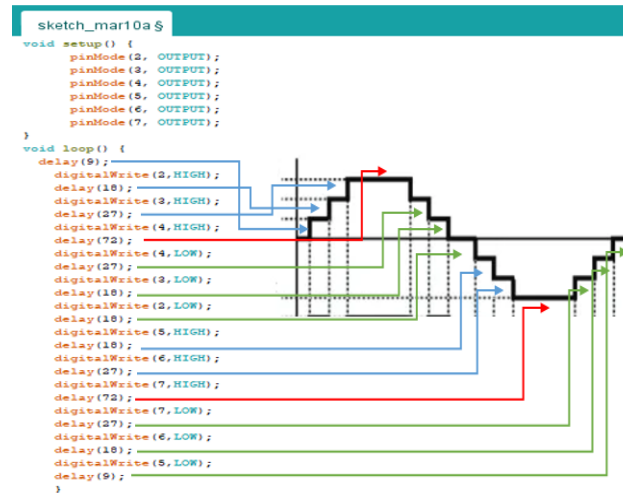


FIGURA 19. Salida de modulación de pulsos para el inversor multinivel.

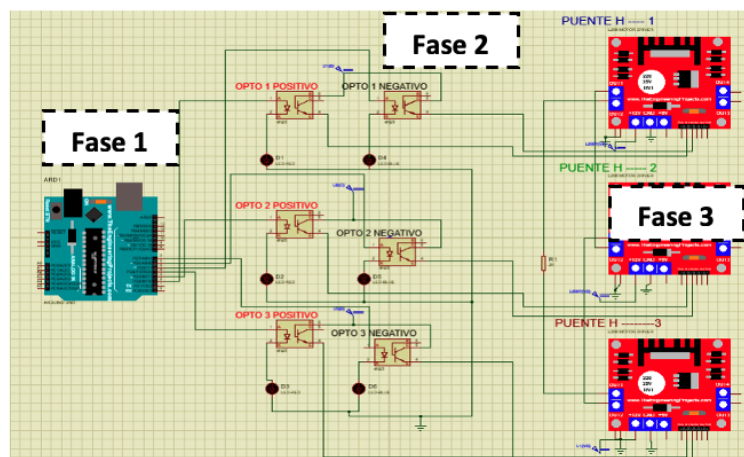


FIGURA 20. Simulación en proteus del inversor de 7 niveles en cascada.

La segunda Fase es la de los optoacopladores los cuales tienden a funcionar como un fototransistor que se activan al recibir los pulsos digitales del arduino, estos mismos mantienen un voltaje externo en el colector, el cual pasará el voltaje de colector a emisor una vez recibida la señal entre ánodo y cátodo esta misma se verá reflejada en el indicador NC del optoacoplador así como se aprecia en la Figura 21.



FIGURA 21. Estructura de optoacopladores.

En la Fase 3 es donde llega el potencial de la salida de los generadores que están acoplados a los emuladores de olas, esta parte es muy similar al proceso de las Figuras 15 y 16, en donde los optoacopladores generan 3 salidas positivas y 3 negativas, en este caso el puente H va a funcionar como celdas del inversor multinivel, como el inversor es de 7 niveles. Se van a utilizar 3 celdas, la cual en la entrada de cada celda va a estar el voltaje de los generadores en la parte de IN1 Y IN2 van llegar las salidas de optoacopladores en este caso cuando IN1 esté energizada y IN2 sea 0, se genera un escalón positivo, en el caso contrario que IN1 sea 0 y IN2 sea energizada el escalón generado sería negativo, en el caso que ambas se encuentren energizados no se genera ningún escalón y se considera el nivel en 0, en este caso se tiene 3 celdas, 3 pulsos positivos, 3 negativos y el nivel que es el valor 0, ya con eso se generan los 7 niveles del inversor.

Respecto a la implementación del sistema se debe tomar en cuenta que es una emulación y los valores deben ser de manera escalar tomando en cuenta que la potencia que emiten los sistemas reales como boyas, turbinas, atenuadores y brazos mecánicos pueden ser grandes respecto a su valor de generación de energía eléctrica.

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Emulador de olas

Con base en la información de las características de los motorreductores para el emulador de olas, se pueden realizar los cálculos necesarios para obtener los requerimientos para el convertido multinivel. Considerando el torque más alto de 6.7 kg*cm. y los datos de la Tabla 6 se obtiene un valor de 0.657 N*m.

Tabla 6. Conversión para la obtención del torque.

1 N.m	10.2 Kg. Cm
0.657 N. m	6.7 Kg. Cm

A continuación, se procede a calcular la potencia necesaria considerando que:

T= Par motor, P= Potencia del motor, n= (RPM).

$$P = \frac{T*n}{60/2\pi} = 7 \text{ Watts}$$

Y a partir de esta potencia se determina el valor del voltaje, mediante.

$$Voltaje = \sqrt{P * R} = \sqrt{7 * 20} = 12 \text{ V}$$

Considerando una R= 20 Ohms de resistencia del sistema al que alimentará el generador. Lo que resulta en una corriente de 0.6 A. La Tabla 7 muestra las características principales con las que debe cumplir el convertidor multinivel.

En la Tabla 7 se muestran los parámetros que debe cumplir el convertidor multinivel.

Tabla 7. Parámetros del convertidor multinivel.

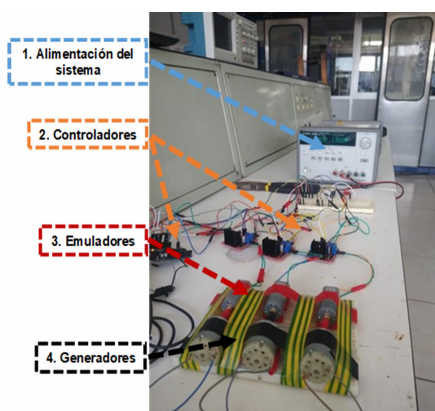
Parámetros	Valores
Salida de generador independiente	12 volts
Resistencia del sistema	20 ohm
Salida de la corriente del inversor	0.6 amperes
Salida final del inversor multinivel	36 volts
Frecuencia del sistema	3 Hz
Niveles del inversor	7

La Tabla 8 muestra 3 parámetros de la salida de los generadores, el primer parámetro es la fuente variable o el voltaje máximo que puede soportar cada celda del inversor en este caso es un valor de 35 voltios, para el segundo parámetro se toma el valor de 12 volts el cual es producto de alimentación de cada celda del inversor, y el tercer valor es de la corriente. Cabe mencionar que los valores establecidos ya son expresados en valor RMS. Entonces si se suman tanto los valores de voltaje que es de 12 por la cantidad de celdas, dan como resultado 36 volts del inversor y 0.6 en el valor de la corriente el mismo valor que se establece en las simulaciones realizadas.

Tabla 8. Porcentaje en la escala de salida de generadores reemplazados por fuentes de corriente continua (CD).

Generadores	Soporte de voltaje de puente H	Porcentaje de voltaje reflejado fuentes de CD a utilizar.	Porcentaje de corriente fuentes de CD
1	35 V	12 V	0.4 amp
2	35 V	12 V	0.4 amp
3	35 V	12 V	0.4 amp

En la Figura 22 se puede apreciar una implementación de manera física de los emuladores de olas, tanto del control, el sentido de giro, los emuladores y el acoplamiento con los generadores para la proporción de un cierto potencial.

**FIGURA 22.** Sistema físico de los emuladores de olas.

De igual manera la Figura 23 muestra físicamente la implementación del inversor multinivel, las salidas digitales distribuidas por el arduino, los optoacopladores para determinar pulsos positivos y negativos, y la conexión de las celdas en cascada para la generación de los 7 niveles del inversor.

Usualmente la mayor parte de los sistemas utilizan una frecuencia de 60 Hertz, debido a que se realiza una emulación de un sistema a nivel escala, se pretende tomar un 5 % de la frecuencia, donde la salida del sistema tiene un aproximado a los 3, considerando que esta está basada en ángulos de 360 grados;

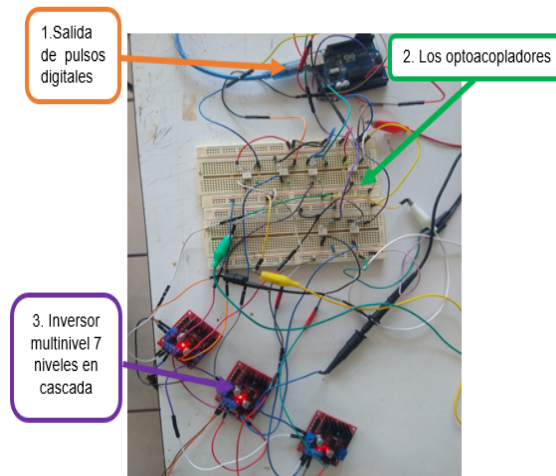


FIGURA 23. Sistema físico del inversor multinivel de 7 niveles.

para la obtención de la frecuencia que utiliza el Arduino se hace uso de la Ec. 1 que corresponden a los Hertz de la salida del arduino.

$$\frac{1}{360} \text{grados} \times 1000 = 2,8 \text{ Hz} \text{NDWI} = \frac{\text{Green} - \text{NIR}}{\text{Green} + \text{NIR}} \quad (1)$$

La Figura 24 muestra la salida de los 3 niveles del inversor multinivel utilizando un osciloscopio el cual sólo muestra la salida de una celda del inversor que contiene un escalón positivo y uno negativo. El valor 0 siempre se considera un valor como la fórmula expresada de $2(n)+1$, donde la fórmula representa la cantidad de niveles del inversor, el valor de n es la cantidad de celdas y el más 1 es el valor del nivel cero.

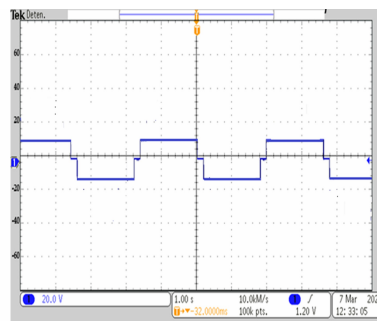


FIGURA 24. Salida del convertidor en osciloscopio 3 niveles.

La Figura 25 muestra la salida del inversor en el osciloscopio de 5 niveles, considerando la activación de 2 celdas la cual da como resultado $2(2) + 1 = 5$ niveles.

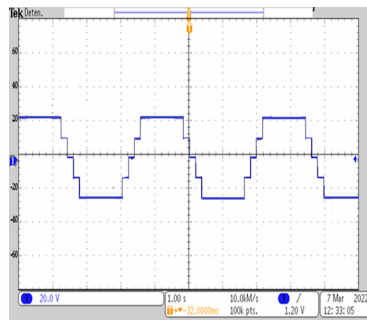


FIGURA 25. Salida del convertidor en osciloscopio 5 niveles.

La Figura 26 muestra la salida final del inversor de 7 niveles contemplado en el osciloscopio, la cual da como resultado $2(3) + 1 = 7$ niveles.

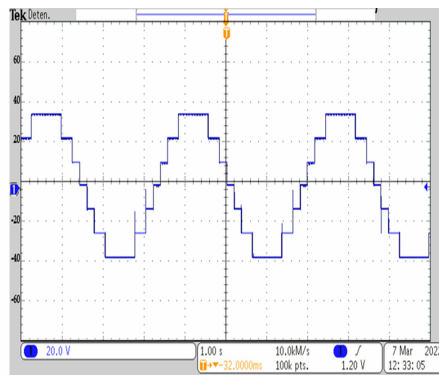


FIGURA 26. Salida del convertidor en osciloscopio 7 niveles.

Una vez que se generan los 7 niveles en el osciloscopio, se realiza una adquisición de datos tanto del voltaje y del tiempo. En la Figura 27 se muestran 3 ondas senoidales de manera escalonada que se tomaron del inversor, del cual toma un ciclo completo para poder obtener el cálculo de la THD.

Después de que se selecciona un ciclo se utiliza el programa Pspice para obtener la THD y ver si cumple con el rango que se especifica con los inversores de 7 niveles, se toman los datos de Excel al

capturarlos se deben guardar en un formato csv, de otro modo se generara un error de formato, después se ingresa en una herramienta que se encuentra en Pspice llamado VFile como se observa en la Figura 28.

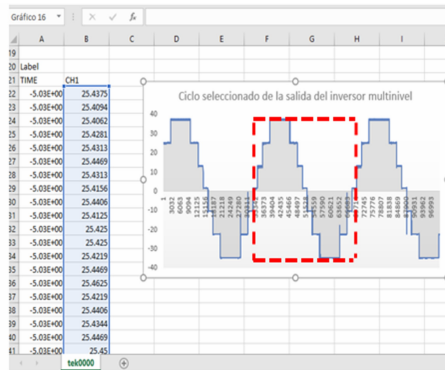


FIGURA 27. Cálculo de THD por medio de la base de datos obtenida en el osciloscopio Excel.

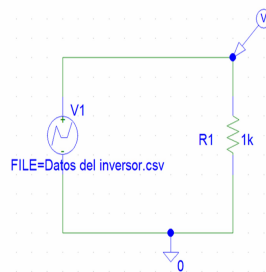


FIGURA 28. Adquisición de la THD en el programa Pspice.

Cabe mencionar que la herramienta Pspice también puede realizar la generación de la onda escalonada, conforme a los datos obtenidos del inversor, así como se muestra en la Figura 29 y de igual manera la FFT para ver los armónicos y la distribución de la señal del sistema) Figura 30).

En la etapa final, se capturan datos del osciloscopio correspondientes al inversor de 7 niveles. El objetivo es determinar la Distorsión Total de Armónicos (THD). Este proceso se lleva a cabo utilizando el software PSpice, que calcula el porcentaje de THD en la salida del inversor. Esta medida es crucial para evaluar la pureza y calidad de la señal en comparación con las especificaciones de la norma IEEE

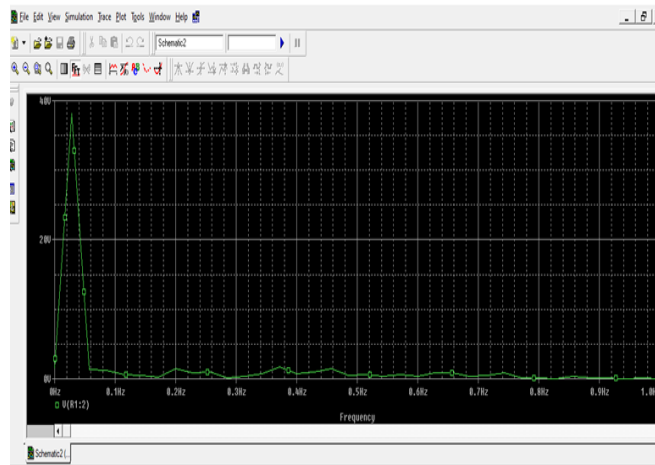


FIGURA 29. Obtención de la FFT en el programa Pspice.

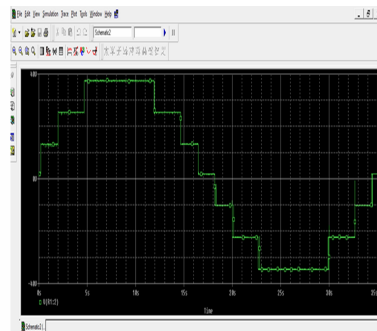


FIGURA 30. Salida senoidal obtenida de los datos del inversor multinivel captado por el osciloscopio.

519. Según esta norma, se recomienda calcular la THD hasta el armónico número 50 para obtener una estimación precisa. Por ello, en la Figura 31 se muestra el armónico número 50 y el porcentaje de THD con una distorsión armónica total en este caso del 11.9 % lo cual es aceptable para este tipo de aplicación.

40	1.129E+00	2.961E-01	7.793E-03	7.298E+01	-1.655E+02
41	1.157E+00	8.015E-01	2.110E-02	-1.038E+02	-3.482E+02
42	1.185E+00	3.340E-01	8.790E-03	-1.231E+02	-3.734E+02
43	1.214E+00	3.365E-01	8.855E-03	-1.158E+02	-3.721E+02
44	1.242E+00	4.289E-01	1.129E-02	-1.379E+02	-4.002E+02
45	1.270E+00	6.264E-01	1.649E-02	-1.585E+02	-4.268E+02
46	1.298E+00	1.690E-01	4.449E-03	2.870E+01	-2.455E+02
47	1.327E+00	6.129E-01	1.613E-02	-1.205E+02	-4.007E+02
48	1.355E+00	4.834E-01	1.272E-02	1.365E+01	-2.725E+02
49	1.383E+00	1.212E-01	3.189E-03	-6.774E+01	-3.598E+02
50	1.411E+00	6.521E-02	1.716E-03	9.000E+01	-2.000E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.191222E+01 PERCENT					

FIGURA 31. THD obtenido en Pspice.

Para la parte del THD se realiza una comparación con diferentes sistemas de inversores multinivel con diferente potencia para ver si se encuentra en un cercano con los que se comparan en las Figuras 32, 33 y 34.

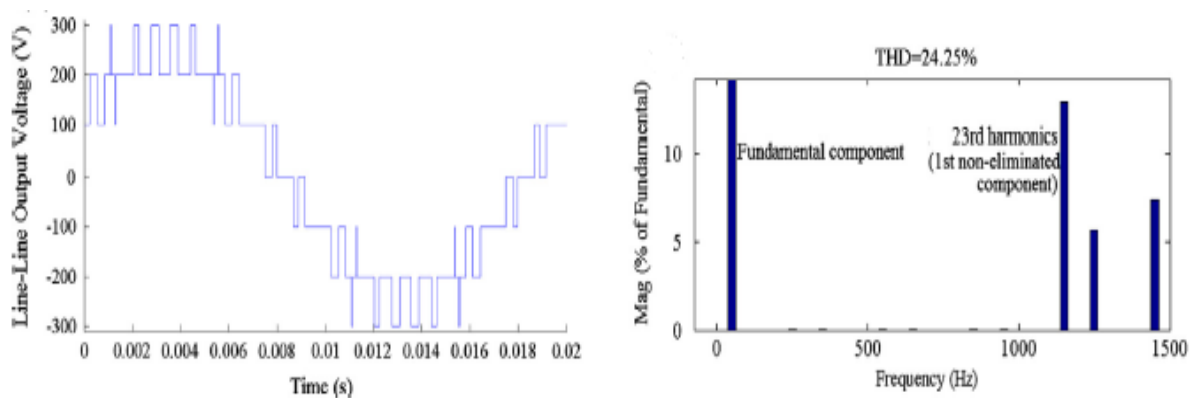


FIGURA 32. THD de 24.25 %.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS ABIERTAS

El estudio aborda la generación de energía undimotriz, que consiste en convertir el movimiento de las olas en electricidad. Se destaca la existencia de diversos sistemas electromecánicos diseñados para aprovechar este movimiento, transmitiendo la energía generada a subestaciones eléctricas para su distribución. La propuesta central del trabajo radica en la selección de un punto de estudio, considerando mediciones a lo largo de las cuatro estaciones del año. El objetivo es emular tanto el movimiento de las olas como la generación eléctrica mediante generadores lineales o turbinas de corriente continua. Estos dispositivos imitan el funcionamiento electromecánico de convertidores de olas, como los OWC, para obtener una tensión alterna a partir de tensiones de corriente continua las cuales van entrar en sincronismo con los

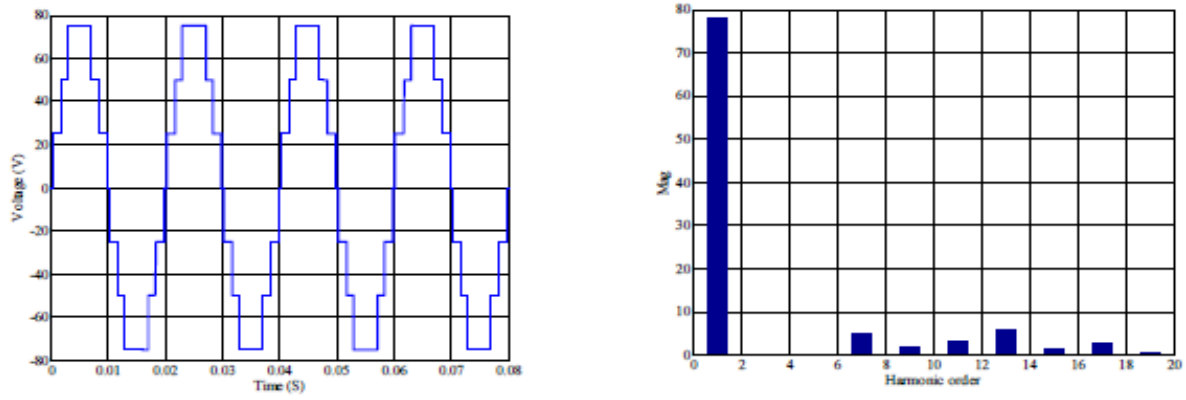


FIGURA 33. THD de 16.5 %.

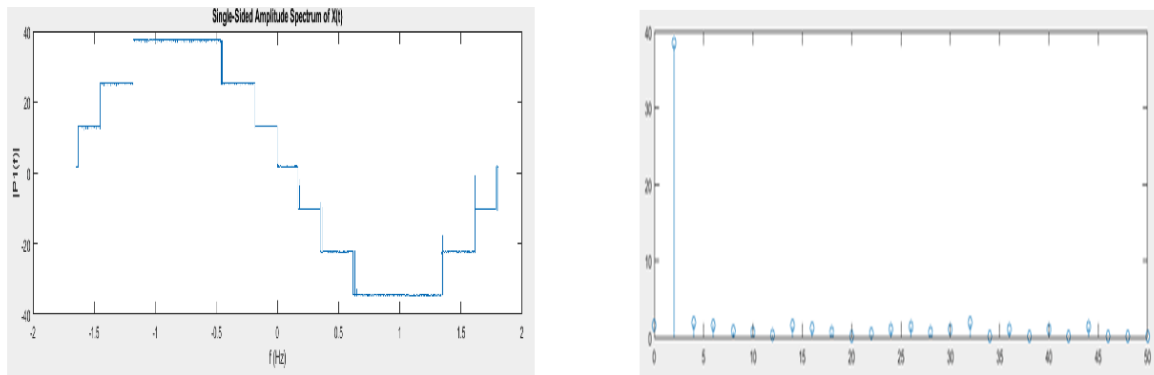


FIGURA 34. THD de 11.9 %, salida del sistema obtenido.

inversores multinivel de los cuales su principal objetivo es generar una salida de CA mediante tensiones escalonadas de CD provocadas por los generadores que aprovechan así el potencial contenido en las olas de manera eficiente.

REFERENCIAS

- [1] V., Dolgo., and V., “Estudio de la energía del mar y posibles aplicaciones en las costas españolas universidad politécnica de catalunya,,” *UPCommons*, p. 79 – 83, Catalunya2015.
- [2] X. and González-Ramírez, “I. a.” *Hernández-Robles y H. A. Barrios-Piña*, 2017.
- [3] F., J., Chavero, and Ramírez, “H.” *J. C. López Tapia y N. Vázquez Nava*, pp. 18 – 35, 2018.
- [4] D., P., Correa, and Hernández, ““. estudio del comportamiento de un mecanismo de boyas para obtener energía undimotriz,çupdf,” pp. 19 – 29, 2016.
- [5] P., Pire, and Cortés, “Aprovechamiento de la energía undimotriz en la costa asturiana, ruo,” pp. 18 – 26, 2018.
- [6] J. and Lekube, “A. j. garillo,” *I. Garillo y E. otaola*, 2018.
- [7] M., Beloqui, and Larumbe, “Aplicación de un algoritmo evolutivo diferencial multiobjetivo para el diseño de un absorbedor de energía de las olas, ciemat,” *Centro de Investigaciones Medioambientales y Tecnológicas*, 2013.
- [8] M., Nuñez, Sampers, and Muñoz, “Modelado de un convertidor undimotriz del tipo absorbedor puntual en un microprocesador, archivo digital upm,” pp. 1 – 90, 2017.
- [9] S., E., De, León, and Aldaco, “J. aguayo alquicira y j. h. calleja gjumlich,” *Reliability and Mission Profiles of Photovoltaic Systems: A FIDES Approach, IEEE Transactions On Power Electronics*, 2014.
- [10] N., A., Bravo, and Moya, “Sistema de conversión mecánica eléctrica, facultad de ciencias físicas y matemáticas,” pp. 45–65, 2008.
- [11] E., E., and Montalvo, “M. a. domínguez,” *M. F. Escalante y H. Rodríguez-Cortes*, 2013.
- [12] L., D., Pabón, Fernández, y, J., L., Diaz, and Rodriguez, “Motor de inducción alimentado con inversor multinivel, españa: Vol. 8,” 2017.
- [13] J., Aguayo, and Alquicira, “A. claudio sánchez,” *L. G. Vela Valdés*, pp. 66 – 78, 2011.

Estudio del convertidor *Push-Pull* para aplicaciones en amplificadores de audio

Study of the Push-Pull converter for audio-amplifiers applications

Guerrero-Barajas, J. U.^{1*} , Vazquez-Guzman, G.¹ , Sosa-Zúñiga, J. M.¹ , Martinez-Mendez, R.² , Aztatzi-Pluma, D.³  (*LIS19110761@irapuato.tecnm.mx)

Recibido: 14 de diciembre de 2023 Aceptado: 6 de enero de 2024

RESUMEN

En el presente artículo se analiza y diseña un convertidor Push-Pull para la alimentación de amplificadores de audio de calidad y potencia para aplicaciones en la industria automotriz.

Los amplificadores de audio, especialmente los de potencia, necesitan una fuente de alimentación óptima para funcionar eficazmente a todas las frecuencias audibles para el ser humano. Es esencial que estos amplificadores tengan un diseño preciso y un cálculo adecuado en el convertidor de potencia de la fuente de alimentación, ya que son los responsables de proporcionar la potencia necesaria a la etapa amplificadora de audio.

Cuando se trata de amplificadores de audio para la industria automotriz, la principal fuente de energía es la batería del vehículo. Sin embargo, esta energía debe transformarse mediante un convertidor para adaptarse a las necesidades del amplificador de audio. En este contexto, se propone el diseño y la implementación de un convertidor CD-CD Push-Pull, diseñado para elevar el voltaje de la batería y proporcionar un voltaje dual adecuado para alimentar amplificadores de diversas topologías.

Palabras clave: *Push-Pull, Voltaje, Amplificador, Alimentación.*

¹Instituto Tecnológico Superior de Irapuato. Silao-Irapuato km 12.5 El Copal, Irapuato, Gto. CP. 36821.

²Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma del Estado de México. Paseo Universidad S/N. Toluca, Estado de México, México. CP. 50130.

³Instituto Tecnológico Superior de Abasolo. Blvd. Cuitzeo de los Naranjos 401, Los Naranjos, Abasolo, Gto. C.P. 36976.



ABSTRACT

In this article, the analysis and the implementation using numerical simulations of the Push-pull converter are presented. The push-pull topology is proposed to fill the requirements of the quality and power of the audio amplifiers used in the automotive industry.

The audio amplifiers, in particular the power amplifiers, needs an adequate and optimized power supply to get an efficient operation along all the audible frequencies for the humans. It is important for this equipment to make a precise design and an adequate calculus for the power converters used in the power supply, since they are the responsible to provide the necessary electric power for the audio

amplifier stage.

In the automotive industry, the battery is the main power source in a vehicle and the energy provided by the battery must be adapted and controlled in order to make it useful for the audio amplifiers. In this context, in this article a DC-DC push-pull converter is proposed to supply audio amplifiers. This power converter has the goal to boost and regulate the input voltage to supply the energy required by the audio amplifiers.

Keywords: *Push-Pull, Voltage source, Audio amplifier.*

INTRODUCCIÓN

Los convertidores de Corriente Directa a Corriente Directa (CD-CD) transforman un voltaje de entrada fijo en un voltaje de salida con un valor diferente. Funcionan de manera similar a los transformadores, pero trabajan con corriente continua en lugar de corriente alterna. Se usan en sistemas embarcados, especialmente en aplicaciones de accionamiento. Ejemplos comunes de estas aplicaciones incluyen motores para limpiaparabrisas y arranque de vehículos, así como en sistemas de audio como radiocasetes y reproductores de discos compactos en automóviles. Además, se aplican en otros sistemas embarcados como barcos, aviones y satélites. También se encuentran en dispositivos portátiles como reproductores de discos compactos y reproductores de audio [1].

Con el rápido avance de la electrónica de potencia, se ha observado un notable progreso en el desarrollo y aplicación de convertidores CD-CD, tanto aislados como no aislados. La literatura técnica ha reforzado las bases teóricas y prácticas en este campo [2].

Dentro de esta área de conocimiento se encuentran los convertidores CD-CD no aislados y aislados. Los convertidores no aislados, tales como el convertidor buck (reductor), boost (elevador) y buck-boost (reductor-elevador), son esenciales para transformar una fuente de corriente continua de un voltaje a otro, ya sea reduciéndolo o aumentándolo [3].

Por otro lado, los convertidores CD-CD aislados, como el Flyback, Forward, entre otros, permiten

implementar aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, siendo fundamentales en aplicaciones donde se requiere una separación eléctrica entre la entrada y la salida del convertidor. Estas aplicaciones incluyen; fuentes de alimentación conmutadas, cargadores para computadoras, sistemas de iluminación, sistemas de energía renovable, entre otros [4].

A medida que se estudian las características más importantes de estos convertidores y sus aplicaciones prácticas, se logra apreciar cómo estos sistemas tecnológicos han evolucionado gracias al trabajo pionero de expertos en electrónica de potencia [2]. Este desarrollo continuo no sólo ha mejorado la eficiencia en la conversión de energía, sino que también ha ampliado significativamente las posibilidades de aplicación en diversos campos, como lo son los vehículos automotores [4].

El convertidor CD-CD conocido como Push-Pull se configura como un convertidor aislado basado en el convertidor reductor o también conocido como BUCK. El convertidor Push-Pull hace uso de dos interruptores para generar un voltaje pulsante en el devanado primario de un transformador, actuando esencialmente como un inversor de alta frecuencia. La función principal del transformador es ajustar el voltaje primario, ya sea aumentándolo o disminuyéndolo, haciendo que este convertidor se comporte como un convertidor BUCK-BOOST dependiendo de la relación que este tenga y a su vez, también proporciona aislamiento entre la fuente de voltaje de entrada y el voltaje de salida [5].

El diseño del transformador empleado en un convertidor Push-Pull implica el uso de un devanado primario con derivación central y un devanado secundario también con derivación central. El accionamiento de los interruptores electrónicos se lleva a cabo mediante un circuito de control, asegurando que ambos interruptores generen flujos magnéticos iguales, pero de polaridad opuesta en el núcleo del transformador. Este enfoque permite obtener un balance adecuado en la operación del convertidor, contribuyendo a la obtención de una eficiencia entre el 80 y el 85 % [5].

En este artículo, se presenta el análisis y la validación mediante simulaciones numéricas de un convertidor CD/CD aislado del tipo Push-Pull, el cual transforma +12V CD a 40V CD (Voltaje en Corriente Directa). Este sistema se someterá a pruebas conectando como carga un amplificador de audio de 100W rms para evaluar su comportamiento, esto, una vez se haya validado el funcionamiento del sistema mediante los resultados de simulación. El informe proporcionará una explicación de cada etapa del sistema, con la intención de servir como referencia para futuros diseños similares con variación en voltaje y corriente de salida. La implementación experimental del convertidor bajo estudio no es parte de lo reportado en este trabajo y se deja para trabajos futuros.

METODOLOGÍA

Clases de amplificadores con alimentación simétrica

Los amplificadores de potencia son sistemas que aumentan la amplitud de una señal de voltaje y co-

riente con respecto a la señal de entrada. Es crucial que los puntos de operación se ubiquen dentro de un intervalo permitido de voltaje y corriente para garantizar una operación adecuada. Este rendimiento se mide considerando la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada, conocida como eficiencia [6]. Por lo tanto, para lograr un desempeño óptimo, es necesario alimentar un amplificador de audio con un voltaje constante. Existen varios tipos de amplificadores de audio que se alimentan con un voltaje como el que brinda la topología Push-Pull, es decir, un voltaje simétrico ($V_{\pm}$), algunos de estos se describen a continuación.

Amplificadores clase A: Los amplificadores clase A consumen alta corriente continua de la fuente de alimentación, independientemente de la existencia o no de señal en la entrada de audio. Esta amplificación presenta la desventaja de generar una fuerte y constante cantidad de calor, que se debe disipar. Esto provoca un rendimiento muy reducido, ya que se pierde una parte importante de la energía que entra en el amplificador. Este tipo de amplificadores tiene un uso frecuente en equipos domésticos y en sistemas de audio, ya que proporcionan alta calidad de sonido, al ser muy lineal y con baja distorsión [7].

Amplificadores clase B: Este amplificador en particular se destaca porque no absorbe corriente cuando no hay señal en el circuito de entrada. Aunque su consumo es menor que en los amplificadores de clase A, la calidad es ligeramente inferior debido a la forma en la que se amplifica la señal. Se utiliza en sistemas telefónicos, dispositivos de seguridad portátiles y sistemas de alerta, sin embargo, tiene escasa aplicación en sistemas de audio [6].

Amplificador clase AB: Los amplificadores de clase AB siempre absorben una pequeña cantidad de energía, incluso si no hay una señal específica en la entrada. Son los más usados en sistemas de audio debido a su alto rendimiento. El nombre proviene de su comportamiento: con señales fuertes, actúan como amplificadores de clase B, pero con señales débiles, se comportan como los amplificadores de clase A [7].

Amplificador clase D: La amplificación de clase D, también llamada amplificación de conmutación, utiliza la conmutación de transistores para controlar el suministro de la energía. Lo que la hace especial es su alta eficiencia, es decir, posee mínimas pérdidas de energía en el proceso de amplificación de las señales. Esto resulta en la necesidad de menos dispositivos para disipar calor y una menor potencia del sistema en general, lo que a su vez reduce el tamaño y el peso del equipo [6].

A continuación, se presenta una tabla comparativa (Tabla 1) que muestra las topologías de amplificadores mencionadas. Cada clase se evalúa en términos de eficiencia, distorsión y aplicaciones para proporcionar una visión general de sus características más importantes.

Las clases de amplificadores antes mencionadas requieren de una alimentación constante con voltaje simétrico, por lo que son ideales para alimentarse con el convertidor CD-CD Push-Pull.

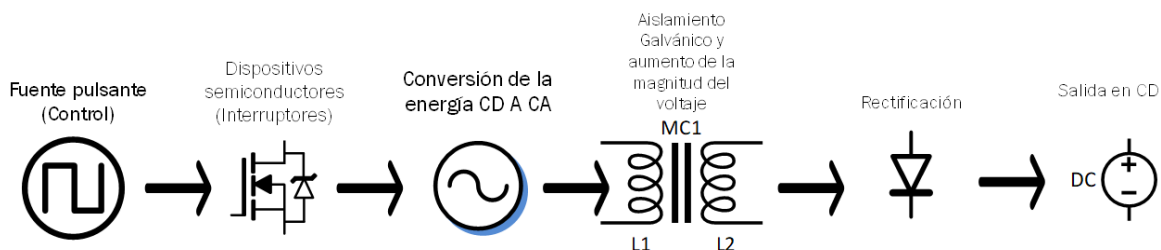
Tabla 1. Comparación de las topologías.

Clase del amplificador	Eficiencia	Distorsión	Aplicaciones
Clase A	Media-Baja	Baja	Equipos de audio Hi-Fi
Clase B	Media	Alta	Equipos de Telefonía
Clase AB	Media-Baja	Media	Equipos de audio convencionales
Clase D	Alta	Alta	Equipos de Car Audio

Definición del convertidor CD-CD aislado con topología Push-Pull

El convertidor CD-CD Push-Pull es un convertidor de electrónica de potencia que se encuentra en diversas aplicaciones, ya que destaca su versatilidad y eficiencia en la conversión de energía eléctrica. Esta estructura perteneciente a la categoría de convertidores reductores-elevadores, emplea dos interruptores controlados para generar un voltaje pulsante de la fuente de energía al devanado primario de un transformador [5]. Su funcionamiento es semejante al de un inversor de alta frecuencia, y su diseño implica el uso de un transformador con primario y un secundario que presentan derivaciones centrales. Los interruptores electrónicos que comúnmente se usan son los MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor), los cuales se accionan (apagado y encendido) usando un circuito de control que genera pulsos que se diseñan para asegurar que generen flujos magnéticos opuestos en el embobinado primario del transformador del convertidor [8].

Lo que distingue al convertidor Push-Pull es su capacidad para reducir o aumentar el voltaje de entrada, adaptándose así a diversas aplicaciones con requisitos eléctricos específicos. Este dispositivo no solo cumple con la función de conversión eficiente, sino que también proporciona aislamiento galvánico entre la fuente de voltaje de entrada y la carga, mejorando la seguridad y robustez del sistema. En la Figura 1 se puede observar un esquema que muestra las etapas de topología del convertidor Push-Pull.

**FIGURA 1.** Esquema de las etapas del convertidor CD-CD Push-Pull.

En la Figura 2 se puede observar un esquema eléctrico simplificado que muestra la estructura de la topología del convertidor CD-CD Push-Pull. Puede verse que en la etapa de entrada se presentan dos dispositivos semiconductores, en este caso MOSFETs, que están conectados a la fuente de alimentación y a los dos devanados primarios del transformador. Por otro lado, en la salida, se tiene el secundario del transformador conectado a un rectificador en puente completo que, en conjunto con los capacitores de salida, producen al voltaje de salida en CD.

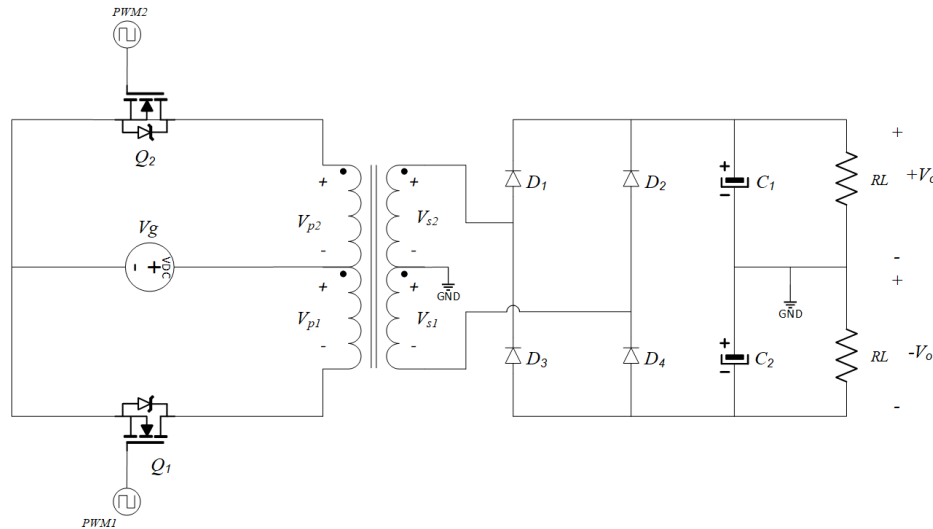


FIGURA 2. Circuito de la topología del convertidor Push-Pull.

Características principales del convertidor Push-Pull

- Este convertidor es una derivación del convertidor Buck
- Aplicaciones de media potencia
- Interruptores con referencia a tierra (facilita el accionamiento)
- Puede aumentar o reducir el voltaje de salida
- Generación de voltajes simétricos
- Posee aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor
- Amplio rango de aplicaciones

Análisis del convertidor *Push-Pull*

Para llevar a cabo el análisis volt-segundo del convertidor, se consideran los MOSFETs, diodos y transformador como componentes ideales, excluyendo las capacitancias, inductancias y resistencias parasitas asociadas a dichos elementos y a las conexiones que los interconectan. Esta simplificación tiene como objetivo realizar el análisis en condiciones de estado estable e ideal, permitiendo una comprensión adecuada del comportamiento del convertidor sin la influencia de elementos secundarios derivados de imperfecciones en los componentes. Este enfoque proporciona una base sólida para evaluar el comportamiento y la eficiencia del convertidor en condiciones ideales, lo cual se usa como punto de referencia esencial para diseños más complejos una vez que se ha comprendido su funcionamiento [8].

El análisis de este convertidor consiste en estudiar su comportamiento a lo largo de un periodo de operación el cual se divide en tres intervalos que se describen a continuación:

INTERVALO 1: en este intervalo Q_1 , D_1 y D_4 se activan (estado ON) para el intervalo $0 < t \leq DT$.

En la Figura 3 se muestra el circuito equivalente de los elementos del circuito que se encuentran activados:

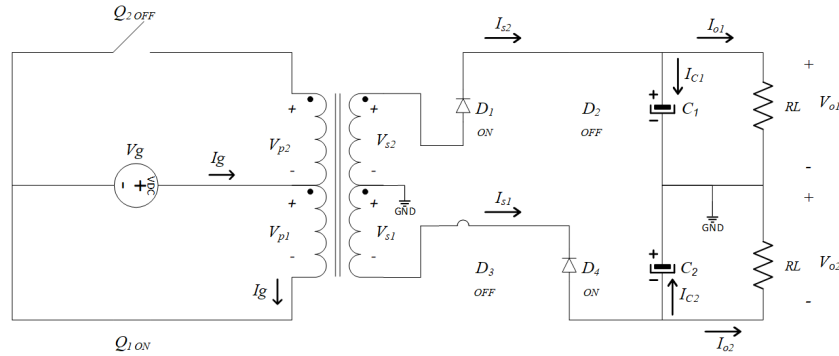


FIGURA 3. Circuito equivalente para el intervalo 1 del convertidor.

Al activar Q_1 se induce un voltaje en el devanado primario $p1$ del transformador con un voltaje definido por V_g , de acuerdo con lo anterior se puede escribir la Ec. 1:

$$V_{p1} = V_g \quad (1)$$

Debido al voltaje aplicado en el devanado primario $p1$ del transformador se induce un voltaje en el resto de los devanados del transformador. La siguiente ecuación Ec. 2 define el voltaje inducido en el devanado secundario 1 (V_{s1}):

$$V_{s1} = V_g \left(\frac{N_S}{N_P} \right) = V_{s2} \quad (2)$$

Para el caso del voltaje en el devanado secundario $s2$ del transformador se tiene la Ec. 3:

$$V_{s2} = V_g \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (3)$$

mientras que, el voltaje en el primario $p2$ está dado por la Ec. 4:

$$V_{p2} = V_g \quad (4)$$

El voltaje en el interruptor Q_2 está definido por la Ec. 5:

$$V_{Q2} = 2V_g \quad (5)$$

Analizando la salida del convertidor se tienen las ecuaciones Ec. 6 y Ec. 7:

$$V_{o1} = V_{s2} = V_g * \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (6)$$

$$V_{o2} = V_{s1} = -V_g * \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (7)$$

INTERVALO 2: en este intervalo Q_1 y Q_2 están desactivados para el intervalo $DT < t \leq T/2$.

En la Figura 4 se muestra el circuito equivalente de los componentes que se encuentran activados:

Al estar desactivados Q_1 y Q_2 la corriente en los dos devanados primarios es nula, por lo que se considera que idealmente no habrá voltaje ni corriente en el circuito, sin embargo, se deben considerar que en la práctica pueden existir energía magnética en el transformador por lo que se puede presentar un flujo de corriente en el circuito.

INTERVALO 3: en este intervalo Q_2 , $D2$ y $D3$ se activan para el intervalo $\frac{T}{2} < t \leq \frac{T}{2} + DT$

En la Figura 5 se muestra el circuito equivalente de los componentes que se encuentran activados:

Al activar Q_2 se induce un voltaje en el devanado primario $p2$ del transformador con un valor de voltaje de $-V_g$, de acuerdo con lo anterior se puede escribir la Ec. 8:

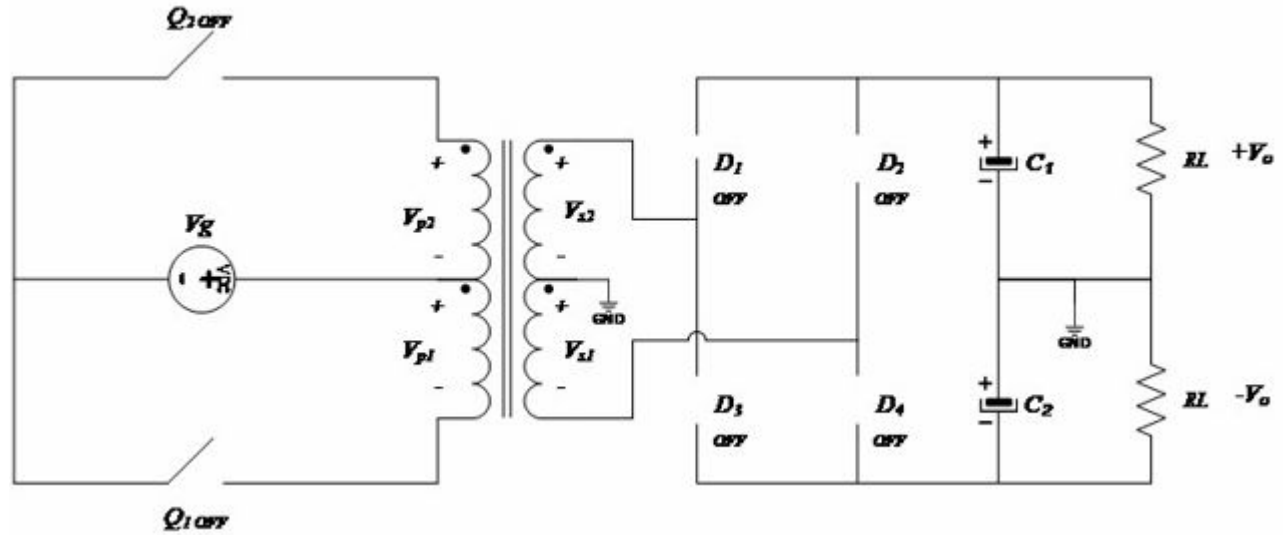


FIGURA 4. Circuito equivalente para el intervalo 2 del convertidor.

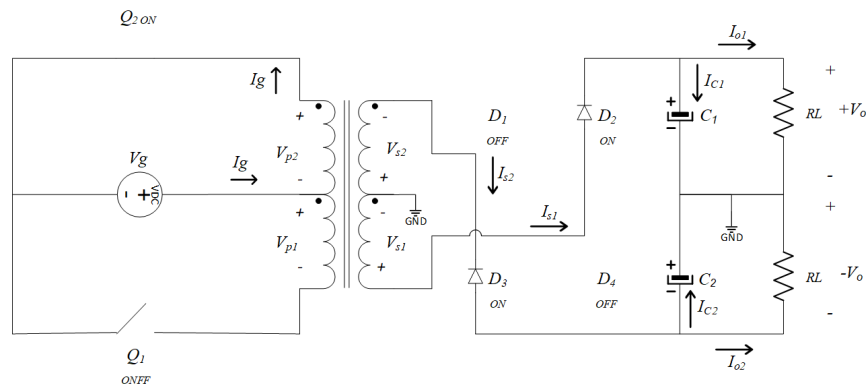


FIGURA 5. Circuito equivalente para el intervalo 3 del convertidor.

$$V_{p2} = -V_g \quad (8)$$

Debido al voltaje aplicado en el devanado primario $p2$ del transformador se inducen otros voltajes en el resto de los devanados del transformador. El voltaje en el primario $p1$ está dado por la Ec. 9:

$$V_{p1} = -V_g \quad (9)$$

Mientras que, el voltaje en el secundario $s1$ del transformador se define mediante la Ec. 10:

$$V_{s1} = -V_g \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (10)$$

por otro lado, el voltaje en el secundario $s2$ se puede obtener mediante la Ec. 11:

$$V_{s2} = -V_g \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (11)$$

El esfuerzo de voltaje para el interruptor 2 estará dado por Ec. 12:

$$V_{Q1} = 2V_g NDWI = \frac{Green - NIR}{Green + NIR} \quad (12)$$

Analizando la salida del convertidor se tienen las ecuaciones Ec. 13 y Ec. 14:

$$V_{o1} = -V_{s1} = V_g * \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \quad (13)$$

$$V_{o2} = V_{s2} = -V_g * \left(\frac{N_S}{N_P} \right) NDWI = \frac{Green - NIR}{Green + NIR} \quad (14)$$

Generación de los pulsos PWM

Una parte crítica en el desarrollo de convertidores CD-CD es la generación de la señal de control PWM (Modulación por Ancho de Pulso), la cual desempeña una función fundamental en el accionamiento preciso y sincronizado de los semiconductores encargados de suministrar voltaje y corriente a un componente específico.

La técnica PWM se refiere a la estrategia de ajustar la duración de los pulsos en una señal pulsante

para regular la cantidad de energía suministrada a un dispositivo o carga durante un periodo específico. Este método de modulación posibilita la variación en el suministro de voltaje y corriente al regular el tiempo durante el cual la señal PWM mantiene su estado alto o bajo.

Algunas propiedades esenciales de las señales PWM incluyen la frecuencia, que determina la rapidez de conmutación y el ciclo de trabajo que señala la proporción temporal durante la cual la señal permanece en estado alto. Un ciclo de trabajo superior implica una mayor potencia suministrada, mientras que una frecuencia más elevada puede afectar la eficiencia y la respuesta dinámica del sistema, además de que está relacionada con el tamaño de los elementos pasivos del sistema.

En los convertidores Push-Pull, los lapsos de inactividad, también conocidos como tiempos muertos, representan un elemento vital para este tipo de convertidores. Estos breves intervalos entre pulsos sirven para evitar cualquier coincidencia en la activación de los interruptores, asegurando un funcionamiento adecuado y minimizando las pérdidas de energía. La sincronización precisa de estos tiempos muertos se convierte en un factor crucial para prevenir cortocircuitos y evitar la destrucción parcial o total del sistema.

Una diversidad de circuitos integrados, tales como el TL494, SG2535, TL598, entre otros, se encuentran disponibles en el mercado para la generación de señales PWM en convertidores.

Transformador de alta frecuencia

En el diseño y fabricación del transformador de alta frecuencia, se deben tener en cuenta los siguientes parámetros: un voltaje de entrada (V_{in}) de 12 *VCD* y un voltaje de salida (V_O) de 80 *VCA* (Voltaje en Corriente Alterna) que entreguen a la carga 40 *VCD*. Para llevar a cabo el proceso de elevación de voltaje y proporcionar aislamiento al amplificador de audio, se consideró el uso de un transformador elevador de voltaje, como se ilustra en la Figura 6.

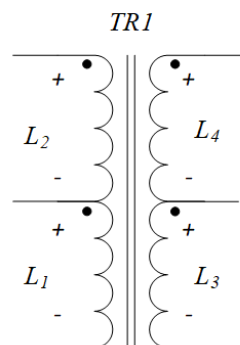


FIGURA 6. *Transformador de alta frecuencia.*

Este transformador trabaja bajo el principio de la topología Push-Pull, en la cual el devanado primario

del transformador está dividido en dos bobinas o bien tiene derivación central. Mediante la Ec. 15 se pueden obtener parámetros para realizar el diseño del transformador.

$$B = \frac{V_p * (10^8)}{4 * f_c * A_e * N_p} \quad (15)$$

Donde:

B es el flujo magnético en Teslas

V_p es el voltaje en el primario del transformador

f_c es la frecuencia de trabajo del convertidor en Hz

A_e es el área transversal del núcleo en cm^2

N_p es el número de espiras o vueltas de alambre que tendrá el embobinado primario

Para obtener V_p se tiene la Ec. 16.

$$V_p = 2V_{in} - V_{DS} \quad (16)$$

Para saber el valor de V_{DS} se debe consultar la hoja de datos del fabricante del MOSFET a utilizar; como el análisis que se realizó fue de manera ideal, se debe considerar un MOSFET que tenga bajas pérdidas en conducción y cumpla con los requisitos del convertidor. Se propone hacer uso del IRFZ44N el cual posee una R_{DS-ON} muy baja que es de $0,0175\Omega$ y un $V_{DS} = 3V$. Por lo tanto, se tiene:

$$V_p = 2(12V) - 3V = 21V$$

Con base en las hojas de datos de los núcleos de ferrita a utilizar se pueden obtener datos como son el área transversal A_e y su flujo magnético B . Para este caso se usa el modelo 5967001201 fabricado por la empresa FAIR-RITE, cuyas características son $A_e = 0,962 cm^2$ y $B = 2000 Gauss$. Con base en estos datos se puede determinar el número de vueltas que debe tener el transformador en su embobinado primario con ayuda de la Ec. 15:

$$N_p = \frac{21V * (10^8)}{4 * 45kHz * 0,962cm^2 * 2000} \quad N_p = 6,0637 \quad N_p \approx 6 vueltas$$

Para obtener el número de vueltas que debe tener el embobinado secundario del transformador, se hace uso de la Ec. 17:

$$V_{out} = 2 * \frac{N_S}{N_P} * V_{in} * D \quad (17)$$

Despejando se tiene

$$80V = 2 * \frac{N_S}{6} * 12V * 0,48$$

$$N_S = 41,6 \approx 42 \text{ vueltas}$$

VALIDACIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN NUMÉRICA

Simulación de la topología

Para la validación del diseño descrito en las secciones anteriores se propone el uso del software PSIM para la obtención de resultados simulación con la cual se demuestre el funcionamiento de la topología Push-Pull. En la Figura 7 se muestra el circuito implementado en dicho software.

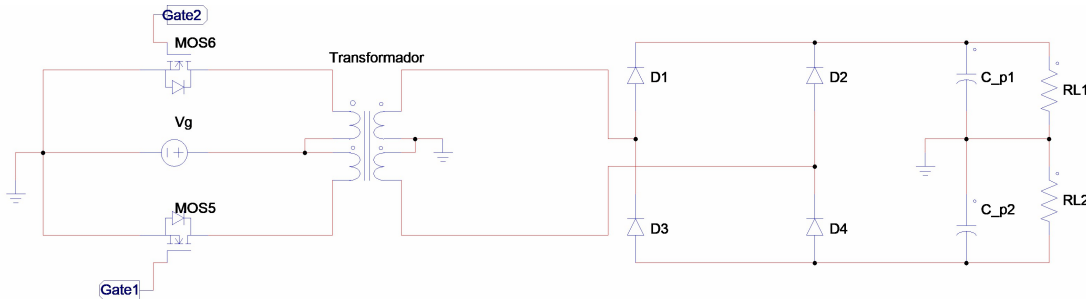


FIGURA 7. Esquema de simulación de la topología *Push-Pull*.

Para la generación de los pulsos PWM para el control del convertidor propuesto, se implementa un circuito basado en bloques que generan las señales de compuerta. Estos bloques son responsables de generar la señal PWM necesaria para controlar los MOSFETs del circuito. La frecuencia de operación se ha establecido en 45 kHz , tal y como se definió en las ecuaciones anteriores. La configuración del ciclo de trabajo se fijó el 50% , asegurando una distribución simétrica de los pulsos a lo largo de cada periodo. Este ciclo de trabajo óptimo garantiza un rendimiento eficiente del convertidor, minimizando las pérdidas de energía y maximizando la transferencia de potencia, sin embargo, se debe tomar en cuenta que, para diseños prácticos, el ciclo de trabajo no debe ser mayor del 48% ya que se podría presentar un corto circuito en el convertidor.

En las Figuras 8 y 9 se puede apreciar la configuración que se usó para los bloques de compuerta y el circuito implementado para generar las señales de control de las compuertas de los MOSFETs.

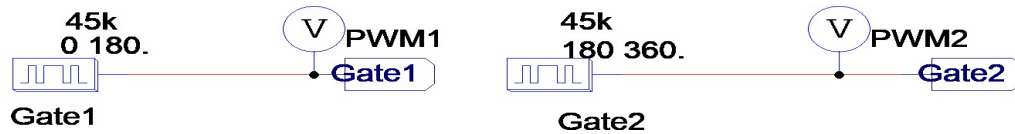


FIGURA 8. *Circuito de control de los MOSFETS.*

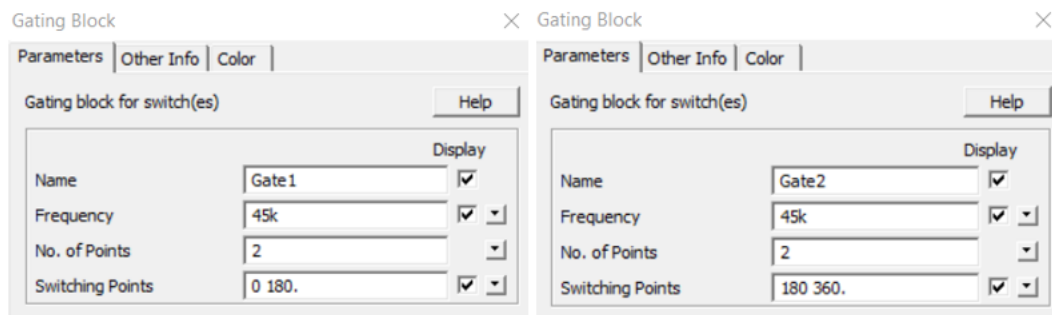


FIGURA 9. *Configuración de los bloques de compuerta.*

Una vez que ya se tiene la configuración de las señales de control se verifica si se configuró de manera correcta. En la Figura 10 se observan las gráficas de las señales PWM generados por los bloques de compuerta y dichas señales están siendo inyectadas en las compuertas de los MOSFETs. Notar que, cuando una señal está en nivel “1” la otra está en nivel “0”, esto quiere decir que los interruptores se accionan de manera complementaria.

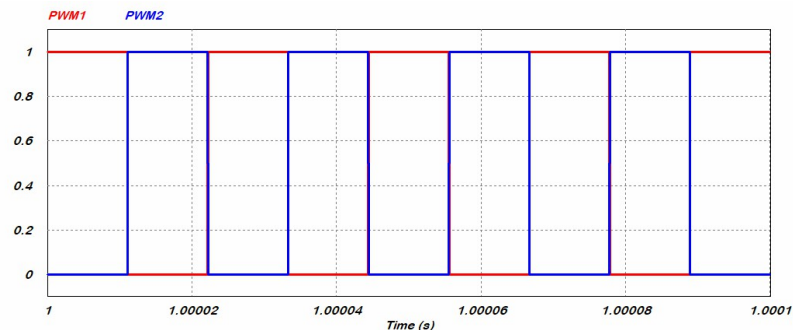


FIGURA 10. *Señales PWM de control configuradas con una frecuencia de 45kHz.*

Teniendo las señales de control se procede a insertar los parámetros calculados anteriormente para el transformador en su recuadro de configuración como se muestra en la Figura 11.

FIGURA 11. Configuración en el simulador del transformador de doble devanado primario y secundario.

Una vez que se han configurado los parámetros calculados, se valida el voltaje en los embobinados primarios del transformador como se puede apreciar en la Figura 12, en donde se puede observar que se cumple con lo que se presentó en las Ec. 5 y Ec. 12. Dicho voltaje corresponde al voltaje máximo que debe soportar el MOSFET entre drenaje y fuente el cual equivale a 2 veces el voltaje aplicado en la entrada. Notar que se trata de un voltaje alterno y simétrico respecto del eje del tiempo.

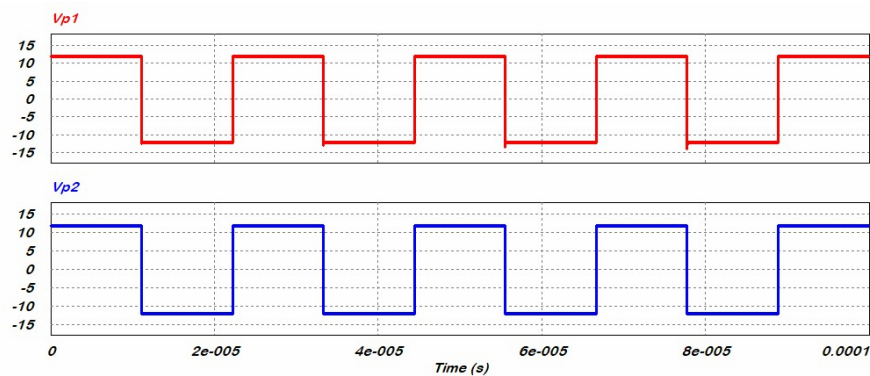


FIGURA 12. Señales de voltaje en los devanados primarios.

Una variable importante a evaluar en el diseño es la corriente que suministra la fuente de alimentación (V_g). En las Figuras 13 y 14 se observa la forma de onda de la corriente suministrada por V_g , notar que, el comportamiento de esta forma de onda es triangular y continua, es decir la corriente crece linealmente

cuando se somete el devanado a un voltaje constante y decrece cuando esta entrega la energía almacenada en el estado de operación anterior.

En la Figura 13 se observa un intervalo de la forma de onda de la corriente en el cual se produce la respuesta transitoria del sistema, en este intervalo la corriente que entrega la fuente V_g es de alrededor de $1,17A$. Por otro lado, en la Figura 14 se puede apreciar la corriente que suministra V_g cuando el sistema alcanza el estado estacionario, donde se puede observar que la corriente máxima consumida es de $38mA$. Es importante destacar que la corriente de entrada del sistema, la cual se extrae de una batería, no es discontinua y por lo tanto esta característica no producirá una reducción de la vida útil de la batería.

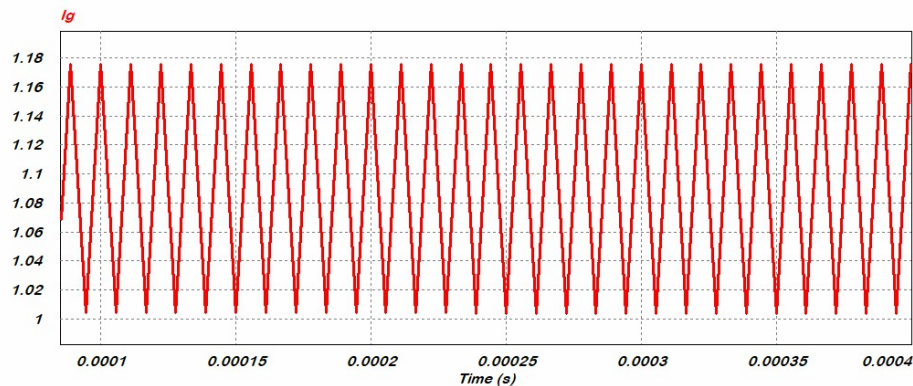


FIGURA 13. Corriente suministrada por V_g durante las respuesta transitoria.

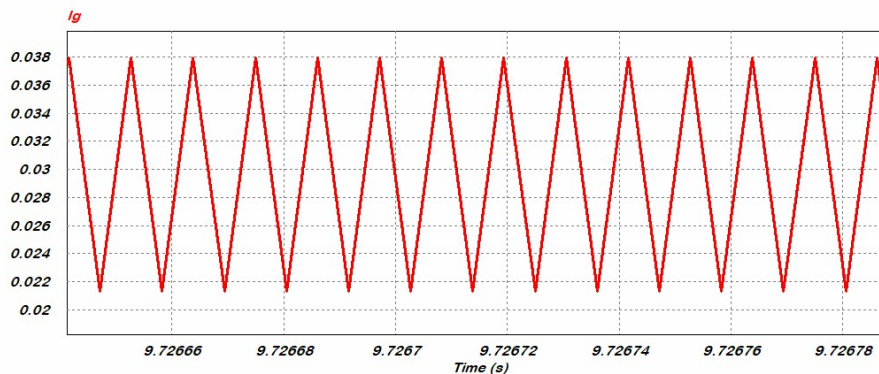


FIGURA 14. Corriente suministrada por V_g en estado estacionario.

En la Figura 15 se puede apreciar el voltaje de salida en los embobinados secundarios del transformador, con los cuales se puede afirmar que cumple con el voltaje de salida deseado que son $40V$ por bobina aproximadamente, es decir desde la derivación central a un extremo del embobinado.

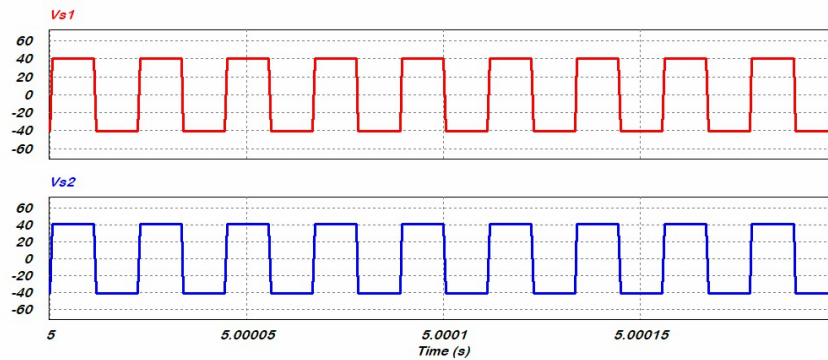


FIGURA 15. Voltajes de salida considerando como referencia la derivación central en los embobinados secundarios del transformador.

En la Figura 16 se puede apreciar el voltaje de salida del embobinado secundario del transformador, pero de extremo a extremo, en donde el valor máximo alcanzado es de aproximadamente $80V$, valor que se propuso en el diseño.

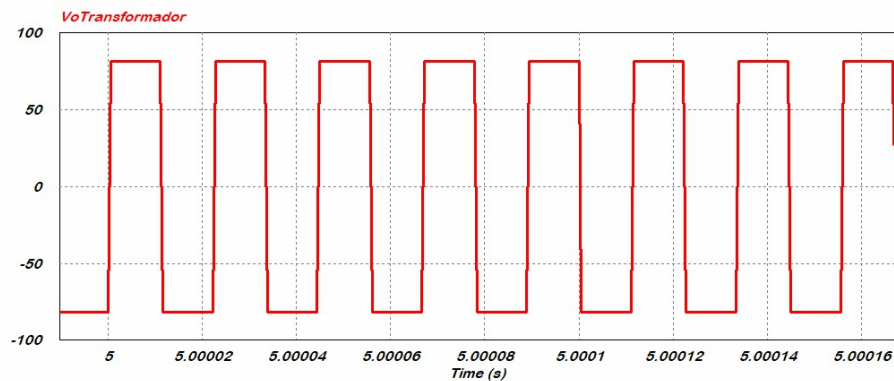


FIGURA 16. Voltaje de salida de extremo a extremo en los embobinados secundarios del transformador.

Con respecto a la etapa de salida, en la Figura 17 se muestra el voltaje de salida aplicado a la carga una vez que ya fue rectificado y filtrado. Como se puede apreciar se obtiene el valor de voltaje deseado, el cual es de ± 40 volts, siendo 40 volts positivos y 40 volts negativos aproximadamente.

Para fines comparativos, en la Figura 18 se puede observar el voltaje de salida y el voltaje de entrada, donde se puede ver que el voltaje de salida (80 volts) es mayor que el voltaje de entrada.

En la Figura 19 se puede apreciar el rizo del voltaje de salida en el puerto de salida del convertidor, que en este caso es de aproximadamente de $1mV$. Esta magnitud de rizo en el voltaje de salida es muy bajo y contribuirá a un adecuado funcionamiento del amplificador de audio.

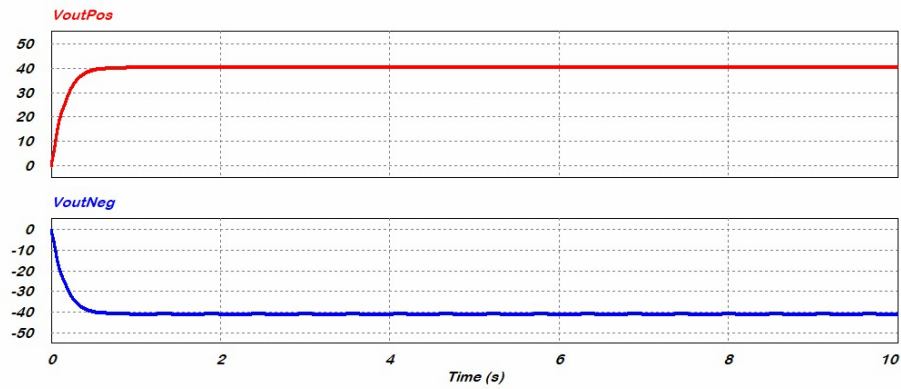


FIGURA 17. Voltajes de salida del convertidor.

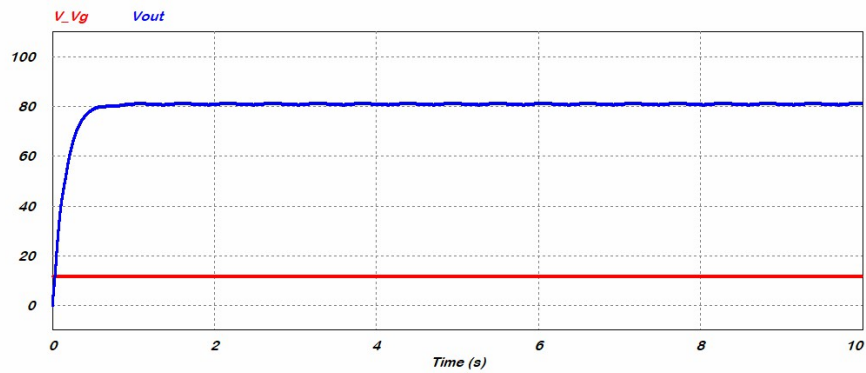


FIGURA 18. Voltaje de entrada y de salida del convertidor diseñado.

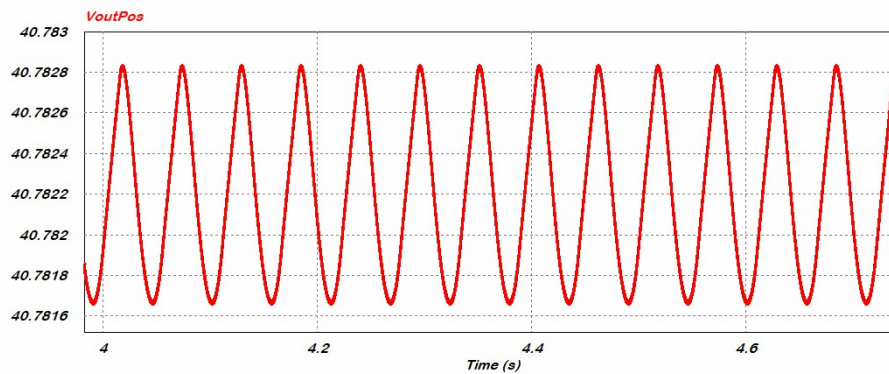


FIGURA 19. Magnitud del rizo del voltaje de salida del convertidor.

Por otro lado, el porcentaje de rizo corresponde a 0,055 %, como se puede apreciar en la Figura 19.

Comparación de resultados con relación al análisis

En la Tabla 2 se muestra la comparativa de los resultados obtenidos en el análisis y en simulación de algunos parámetros como lo son el voltaje que debe soportar el MOSFET, el voltaje a la salida del transformador y el voltaje rectificado y filtrado en la salida del convertidor.

Tabla 2. Comparación de resultados en análisis y en simulación.

Parámetro	Valor obtenido en el análisis	Valor obtenido en simulación
Voltaje drain-source máximo (V_{Q1} y $Q2$)	24V	23.64V
V_{s1}	42V	40.77V
V_{o1}	42V	40.78V
V_{o2}	-42V	-40.78V
Voltaje de salida de extremo a extremo	80V	81.56

CONCLUSIÓN

Después de haber realizado el análisis y la validación mediante simulaciones numéricas del del convertidor CD-CD con la topología Push-Pull, se ha confirmado de manera satisfactoria su funcionamiento apropiado. La comprobación se realizó mediante la comparación entre los resultados obtenidos en la simulación y el análisis teórico realizado previamente, donde se pueden percibir diferencias marginales entre ambos valores.

Estas diferencias entre la simulación y el análisis teórico, pueden ser corregidas ajustando algunos parámetros del sistema, aunque estas no representan un problema significativo en la operación del convertidor debido a que son valores despreciables ya que existe un rango de operación y una tolerancia para la alimentación en los amplificadores de audio. Los resultados sugieren que el convertidor CD-CD con topología Push-Pull es una solución viable y funcional para suministrar la energía necesaria a un amplificador de audio que opera con voltajes simétricos, en este caso se diseñó para un voltaje de 80 voltios en DC, distribuidos simétricamente en +40 y -40 voltios. Por lo tanto, este trabajo confirma la capacidad del convertidor para mantener una salida estable y confiable. Como actividades futuras de este trabajo, se buscará la implementación experimental del sistema y se validará bajo las condiciones de demanda reales de un amplificador de audio para aplicaciones en la industria automotriz.

REFERENCIAS

- [1] *Convertidores Electrónicos De Potencia*, Santander, febrero 2011, accedido El 12 De diciembre De 2023. [Online]. Available: <https://ocw.unican.es/pluginfile.php/2264/course/section/2183/convertidores.pdf>
- [2] D. W. Hart, *Electrónica De Potencia*. Pearson Educación, 2005.
- [3] M. H. Rashid, *Electrónica De Potencia - Circuitos, Dispositivos*. Prentice Hall, 1999.
- [4] N. Mohan, *Power Electronics: Converters, Applications, And Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1995.
- [5] S. S. Ang, *Power-Switching Converters*, 2nd ed. Boca Raton, FL: Taylor and Francis, 2005.
- [6] G. D. C. Abata, “Diseño e implementación de un amplificador para audio clase d, monofónico, de 100w,” Quito, 2015.
- [7] P. R. S. Almeida, “Análisis, diseño y construcción de amplificadores de potencia para radio frecuencia en clases a,” Quito, 1996.
- [8] J. E. B. Urón, O. A. G. Riaño, and L. E. C. Arévalo, “Convertidor cd/cd aislado tipo push-pull,” *Articulo De Divulgación*, junio 2017.

Instrumento en MEXDER: modelo de tres factores para opciones sobre tipo de cambio

Instrument in MEDEX: three-factor model for exchange rate options

Najera-López M.L.¹ , De-Jesús R.²  (*mlnajeral@uaemex.mx)

Recibido: 19 de enero de 2024 Aceptado: 30 de enero de 2024

RESUMEN

En respuesta a las crisis cambiarias actuales, diversos actores financieros, desde inversionistas hasta empresas y bancos centrales, buscan salvaguardarse ante las incertidumbres de variables macroeconómicas tales como la divisa y las tasas de interés. Este estudio considera al modelo de Heston [1], en colaboración con Hull y White [2], generando un modelo de tres factores para valorar opciones en el mercado MXN/USD. La estimación de parámetros abarcó el periodo 2003-2018, calculando primas para opciones de compra *Call* y de venta *Put*. Los resultados indican una tendencia de subvaloración para las opciones *Call* OTM y *Put* ITM, mientras

que las opciones *Call* ITM y *Put* OTM tienden a ser sobrevaloradas. Los errores muestran una magnitud del 11.79 % para *Call* OTM de mayor vencimiento, disminuyendo a un 2.05 % para vencimientos cercanos. En el caso de opciones *Put*, se observa un máximo error del 8.71 %. Estos hallazgos proveen información esencial para los participantes del mercado, destacando la necesidad de considerar cuidadosamente las proyecciones del modelo en entornos financieros dinámicos.

Palabras clave: *Tipo de cambio, Cobertura, Volatilidad.*

ABSTRACT

In response to the current exchange crises, various financial actors, from investors to companies and central banks, seek to safeguard themselves against the uncertainties of macroeconomic variables such

as the currency and interest rates. This study considers the Heston model [1], in collaboration with Hull and White [2], generating a three-factor model to value options in the MXN/USD market. The pa-

¹Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma del Estado de México. Paseo Universidad S/N. Toluca, Estado de México, México. CP. 50100.

²Facultad de Economía de la Universidad Autónoma del Estado de México. Paseo Universidad S/N. Toluca, Estado de México, México. CP. 50100.



parameter estimation covered the period 2003-2018, calculating premiums for Call purchase and Put sale options. The results indicate an undervaluation trend for Call OTM and Put ITM options, while Call ITM and Put OTM options tend to be overvalued. The errors show a magnitude of 11.79 % for OTM Calls with longer maturities, decreasing to 2.05 % for close maturities. In the case of Put op-

tions, a maximum error of 8.71 % is observed. These findings provide essential information for market participants, highlighting the need to carefully consider model projections in dynamic financial environments.

Keywords: *Exchange rate, Hedging, Volatility.*

INTRODUCCIÓN

La conjunción de la gestión de riesgos y las tecnologías de la información ha generado profundas transformaciones en los mercados financieros. Estas transformaciones no solo se han traducido en la mejora de la disponibilidad de información eficaz, sino que también han brindado expectativas continuas para la cobertura e inversión. En un contexto de mercados globalizados, dinámica económica y la presencia activa del país mexicano en los mercados globalizados, la incertidumbre en las variables económicas y financieras dan lugar a una notable volatilidad en los mercados, y a la incertidumbre que afecta a inversionistas individuales e institucionales en sus proyectos financieros. En respuesta a este entorno complejo, el empleo de instrumentos derivados, incluidas las opciones, se presenta como una estrategia para mitigar el riesgo inherente a las posiciones de mercado. Esto se logra a través del pago de primas que permiten reducir la exposición a los vaivenes del mercado. En un escenario donde la incertidumbre y la volatilidad de la moneda, la utilización de estos instrumentos proporciona una herramienta valiosa para los agentes financieros que buscan salvaguardar sus inversiones y proyectos de manera más efectiva.

En el marco de la desregulación e innovación financiera, los mercados han experimentado una notoria inestabilidad, caracterizada por períodos de elevada y pronunciada volatilidad. Si bien la creciente liquidez en estos mercados ha actuado como un alivio frente al estrés y las crisis financieras, también ha dado lugar a la aparición de nuevos escenarios críticos, desencadenando quiebras tanto en conglomerados financieros como no financieros. Como respuesta a este entorno dinámico y desafiante, se han desarrollado instrumentos financieros sofisticados con el propósito de prevenir y gestionar escenarios no favorables. Pero la complejidad inherente a estos instrumentos ha contribuido, en ciertos casos, a la exacerbación de diferentes crisis financieras. Un ejemplo paradójico es el modelo de Black-Scholes (BS), adoptado desde 1975 como modelo estándar por la bolsa de Chicago. En 1987, este modelo interpretó la peor caída de los precios del mercado financiero. En este año, los costos de las acciones experimentaron una fuerte disminución, generando una demanda extraordinaria de opciones diseñadas para mitigar los efectos de tales situaciones. Sin embargo, el modelo no calculó correctamente los precios debido a la constatación

de que la volatilidad no era, en realidad, constante [3]. Este episodio ilustra la necesidad de equilibrar la sofisticación de los instrumentos financieros con una gestión cautelosa de la volatilidad, reconociendo que la complejidad puede ser un factor que considerar en la estabilidad de los mercados.

Las fuertes depreciaciones del tipo de cambio mexicano a lo largo de los años revelan la vulnerabilidad de instituciones financieras, empresas y el Estado ante cambios imprevistos en la paridad peso-dólar. En 1982, la devaluación alcanzó un impactante 470.53 %, descendiendo de 26.16 a 149.25 pesos/dólar de manera abrupta. Entre 1994 y 2000, la desvalorización fue del 79.9 %, seguida de un 13.7 % de depreciación de 2000 a 2006. En 2008, el peso experimentó una caída del 23 %. Estos eventos subrayan la exposición significativa a fluctuaciones de la moneda mexicana frente a la americana. A pesar de la relativa estabilidad económica entre 2002 y 2007, con solo una depreciación del 5.21 % del peso, muchas empresas especularon con instrumentos financieros. Sin embargo, la crisis financiera global de 2008 resultó en graves perjuicios para empresas mexicanas, como Comercial Mexicana, Cemex, Alfa y Bachoco, que sufrieron pérdidas catastróficas. La falta de visión de los administradores empresariales en cuanto a la diversificación de riesgos se hizo evidente. Frente a esta situación, se subraya la relevancia de gestionar de manera efectiva los riesgos financieros para fundamentar una toma de decisiones informada y acertada. La necesidad de desarrollar mecanismos de cobertura y diversificación se hace patente, con modelos que proporcionan precios de opciones sobre divisas, reduciendo así el riesgo asociado al mercado cambiario [4]. Investigaciones especializadas señalan que las adaptaciones realizadas a BS revelan sesgos sistemáticos en la evaluación de opciones sobre divisas. Estos sesgos están directamente vinculados con factores como tasas de interés, activo subyacente, volatilidad estocástica, prima de la opción y el tiempo de expiración, según se expone en estudios [5] y [6].

En este contexto, el objetivo es evaluar la prima de la opción sobre la divisa MXN/USD, considerando la tasa de interés libre de riesgo y la volatilidad, ambas estocásticas durante el periodo 2004-2018. La finalidad de este análisis es ofrecer resultados detallados mediante el modelo utilizado, con el propósito de brindar herramientas estratégicas a los inversionistas. Dichas herramientas permitirían a dichos inversionistas diversificar eficazmente sus portafolios de inversión, al tiempo que gestionan y reducen el riesgo inherente a sus operaciones financieras.

Desde la instauración del modelo de BS y, en particular, tras el declive de los mercados financieros a finales de la década de 1980, se han planteado diversos modelos complejos con el propósito de flexibilizar las restricciones de BS. A pesar de que este modelo presenta cualidades teóricas y prácticas, sus principios, como volatilidad y tasa de interés constantes, carecen de respaldo en la realidad de los mercados bursátiles. Una gran variedad de modelos anda en busca de considerar a la volatilidad estocástica. Investigaciones ejemplares que se centran en la volatilidad estocástica incluyen [7], [8], [1] y [9].

En contraste, frente a la evolución de mercados financieros caracterizados por instrumentos cada vez más complejos influenciados por los movimientos de tasas de interés, se destacan modelos que sobresalen por su simplicidad analítica [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16]. Además, se han desarrollado modelos que incorporan múltiples factores de riesgo para explicar la dinámica de dichas tasas [17], [16].

Para la valoración de opciones europeas sobre tipo de cambio, Ahlip [18] analiza el trabajo de Schöbel y Zhu [9] en donde incorpora tasas de interés estocásticas; este modelo se diferencia [19], [20], [21], y [22] por su expresión matemática de fijación de precios para una opción de compra *Call*, y una solución cerrada con Heston [1]. Cabe destacar que este modelo se mantiene en el ámbito teórico.

En adición, destaca el modelo teórico de vanHaastrecht y Lord [23], el cual presenta un modelo nombrado Schöbel-Zhu-Hull-White con el cual se obtienen primas con volatilidad y tasas de interés estocásticas. Estos investigadores amplían el modelo de Schöbel y Zhu [9], fusionándolo con el de Hull y White [15], incorporando tasas de interés estocásticas para vencimientos a largo plazo. Este enfoque considera explícitamente la correlación entre los procesos Brownianos de los factores involucrados, entre la volatilidad, el precio del subyacente y las tasas de interés. Proponen la integral para evaluar la función característica de la prima de la opción, logrando precios de opciones *Call* europeas, de manera eficiente mediante un modelo de forma cerrada, resuelto a través de la transformada inversa de Fourier [24].

Por su parte, Grzelak y Oosterlee [25], su modelo se vincula la volatilidad [1] y las tasas de interés, ambas estocásticas [15]. Este modelo refleja primas más precisas en las opciones con vencimientos prolongados [26], [27], y es fácil su calibración. Otorga precios estables y confiables para opciones ITM en comparación con Heston [1].

En otra vertiente, Haentjens y Hout [28] exploran el modelo formado por la volatilidad, la divisa y la tasa de interés, todo variable en el tiempo, conformado por Heston [1] y Hull y White [2], con el propósito de encontrar una técnica eficiente para estimar de los parámetros que aprueban los procesos de difusión.

Asimismo, Haentjens [29] examina las primas de las *Call* europeas al combinar el proceso de Heston [1] y el de Cox-Ingersoll-Ross (CIR), revelando mayor variación que la propuesta Heston-Hull-White. Posteriormente, Anthonie [30] propone modelos híbridos, incorporando también basándose en Heston [1] y en Hull y White [15] para tasas de interés. Este enfoque, de naturaleza teórica, estudia modelos de estimación para hallar un mejor precio de la opción. Hallazgos similares encontró Van der Stoep [31]. De manera semejante, Cozma y Reisinger [32] realizan estimaciones teóricas de parámetros para Heston-CIR a través de Monte Carlo en opciones sobre tipo de cambio. Este hallazgo refuerza la premisa de que los modelos de tres factores amortiguan las fluctuaciones en los precios teóricos, respecto a las del mercado.

Reiteradamente, el enfoque tridimensional Heston-Hull-White ha sido objeto de estudio por Hendricks [33] y Ullah [34]. La evidencia teórica respalda la idea, que, al incorporar estos procesos de difusión, la prima de la opción es más justa. Cabe señalar, que el objetivo es desarrollar modelo para obtener parámetros que asegure la consistencia de las primas teóricas. De manera similar, Liang y Xu [35] se centran en cálculos para estimar y calibrar los parámetros en un modelo de tres factores Heston-CIR, mientras que Soleymani y Nemati [36] emplean un esquema computacional basado en Diferencias Finitas, demostrando ser eficiente y estable. Por su parte, Liu [37] utiliza la metodología del Esquema de Diferencias Finitas (RBF-FD) para simular los parámetros del sistema de ecuaciones diferenciales parciales en el modelo Heston-Hull-White. Aunque confirman que es un método estable, reconocen que el tiempo de cálculo necesita mejoras.

En conjunto, estos avances en modelos de tres factores ofrecen mayor seguridad a los inversionistas financieros, ya que, ante la turbulencia en los mercados, el único riesgo es la pérdida de la prima, sin exponer todo su capital. Este progreso indica una dirección hacia el desarrollo de métodos numéricos eficientes para obtener precios confiables.

MODELACIÓN MATEMÁTICA FINANCIERA

La evidencia empírica ha validado la necesidad de incorporar un comportamiento estocástico en los modelos de valuación de opciones, particularmente en relación con la tasa de interés y la volatilidad del activo subyacente. En este contexto, se introduce un modelo matemático que facilita la obtención de la prima de la opción a través de un conjunto de ecuaciones diferenciales estocásticas, representado de la siguiente manera mediante la Ec. 1.

$$\begin{aligned} dS_t &= r_t S_t dt + \sqrt{v_t} S_t dW_t^1 \\ dv_t &= \kappa(\eta - v_t)dt + \lambda\sqrt{v_t}dW_t^2 \\ dr_t &= a(\theta(t) - r_t)dt + \sigma dW_t^3 \end{aligned} \quad (1)$$

En el contexto del modelo donde $0 \leq t \leq T$ con T el vencimiento de la opción; las variables aleatorias S_t (prima del activo subyacente), v_t (varianza de los rendimientos del activo subyacente), y r_t (tasa de interés libre de riesgo), durante el tiempo t . Los parámetros por estimar por el método de Nelder-Mead [38] son: η , κ , λ , a , σ y $\rho_{S\nu}$. El proceso es semejante para la tasa de interés libre de riesgo r_t , que converge a su media ($\theta(t)$) con una velocidad (a) y, y volatilidad de la tasa de interés (σ). Finalmente, W_t^1 , W_t^2 y W_t^3 , que representan movimientos Brownianos, junto con W_t^3 el cual es independiente de W_t^1 y W_t^2 , además correlacionados, $\rho \in [-1, 1]$.

El modelo presentado en Ec. 1 otorga una ampliación del modelo de BS [39], con volatilidad y tasa de interés estocásticos [20], con varianza ν_t [1] y tasa de interés r_t [2]. Siendo el precio del activo subyacente es S_t y v_t la varianza.

Basándose en los principios de no arbitraje, el precio de la opción *Call* $C(S_t, v_t, r_t, t)$ satisface la ecuación diferencial Ec. 2 parcial parabólica (EDP)

$$\begin{aligned} 0 = & \frac{\partial C}{\partial t} + \frac{1}{2} S_t^2 v_t \frac{\partial^2 C}{\partial S^2} + \frac{1}{2} \lambda^2 v_t \frac{\partial^2 C}{\partial v_t^2} + \frac{1}{2} \sigma^2 \frac{\partial^2 C}{\partial r_t^2} \\ & + \rho \lambda S_t v_t \frac{\partial^2 C}{\partial S_t \partial v_t} + r_t S_t \frac{\partial C}{\partial S_t} + \kappa(\eta - v_t) \frac{\partial C}{\partial v_t} \\ & + a(\theta(t) - r_t) \frac{\partial C}{\partial r_t} - r_t C \end{aligned} \quad (2)$$

Considerando $S_t > 0$, $-\infty < r_t < \infty$, $0 \leq t \leq T$, $v_t > 0$.

La Ec. 2 es una ecuación tridimensional con dominio espacial Ec. 3. La premisa para el precio un *Call* es:

$$C(S_t, v_t, r_t, T) = \max(0, S - K) \quad (3)$$

siendo $K > 0$ la prima del *Call*. Igualmente, al mantener una condición de frontera $S_t = 0$ se tiene Ec. 4:

$$C(0, v_t, r_t, t) = 0 \quad (0 \leq t < T) \quad (4)$$

Realizando cambio de variables, se tiene Ec. 5:

$$\hat{C}(x, v_t, r_t, t) = C(e^x, v_t, r_t, t) \quad (5)$$

Entonces $\hat{C}$ satisface la EDP Ec. 6

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial \hat{C}}{\partial t} + \frac{1}{2} v_t \frac{\partial^2 \hat{C}}{\partial x^2} + \frac{1}{2} \lambda^2 v_t \frac{\partial^2 \hat{C}}{\partial v_t^2} + \frac{1}{2} \sigma^2 \frac{\partial^2 \hat{C}}{\partial r_t^2} \\
& + \rho \lambda v_t \frac{\partial^2 \hat{C}}{\partial x \partial v_t} + \left(r_t - \frac{1}{2} v_t \right) \frac{\partial \hat{C}}{\partial x} + \kappa (\eta - v_t) \frac{\partial \hat{C}}{\partial v_t} \\
& + a (\theta(t) - r_t) \frac{\partial \hat{C}}{\partial r_t} - r_t \hat{C} = 0
\end{aligned} \tag{6}$$

considerando el dominio espacial $(x, v_t, r_t) \in R \times (0, \infty) \times R$ se tiene Ec. 7

$$\hat{C}(x, v_t, r_t, T) = \max(0, e^x - K) \tag{7}$$

Tal como en Heston [1], se asume una solución de forma cerrada Ec. 8

$$\hat{C}(x, v_t, r_t, t) = e^x P_1(x, v_t, r_t, t) - KB(t, T) P_2(x, v_t, r_t, t) \tag{8}$$

Sabiendo que $B(r, t)$ es el precio del bono cupón cero en t , con pago al vencimiento de \$1, y en el tiempo t pagar el precio de la tasa de interés r_t [2]. Esta investigación examina la configuración temporal de una curva de bonos cupón cero, utilizando datos de mercado para obtener los precios de los bonos. La dinámica de la tasa de interés [10] es Ec. 9:

$$dr_t = a(\theta - r_t) dt + \sigma dW_t \tag{9}$$

siendo a, θ y σ parámetros, dW_t un Movimiento Browniano Estándar definido en $(\Omega, F, (F_t)_{t \geq 0}, P)$.

Para hacer una extensión al modelo de Vasicek [10], Hull y White [2] introducen un parámetro $\theta(t)$, como se muestra a continuación (Ec. 10):

$$dr_t = a(\theta(t) - r_t) dt + \sigma dW_t \tag{10}$$

Por lo tanto, el precio del bono $B(t, T)$ es calculado por la EDP parabólica Ec. 11:

$$\frac{\partial B}{\partial t} + \frac{1}{2} \sigma^2 \frac{\partial^2 B}{\partial r_t^2} + a(\theta(t) - r_t) \frac{\partial B}{\partial r_t} - r_t B = 0 \tag{11}$$

donde la condición $B(T, T) = 1$ y $B(t, T)$ está definida por la Ec. 12

$$B(t, T) = e^{b(r, t)} \quad (12)$$

con $B(T, T) = 1$ y sustituyendo las derivadas parciales $\frac{\partial B}{\partial t} = \left(\frac{\partial A}{\partial t} - r_t \frac{\partial D}{\partial t} \right) B$, $\frac{\partial B}{\partial r_t} = -DB$ y $\frac{\partial^2 B}{\partial r_t^2} = D^2 B$ en Ec. 11, se tiene la Ec. 13:

$$\left(\frac{\partial A}{\partial t} - r_t \frac{\partial D}{\partial t} \right) (1) + \frac{1}{2} \sigma^2 D^2(1) - a(\theta(t) - r_t) D(1) - r_t(1) = 0 \quad (13)$$

Ahora bien, si se simplifica la ecuación Ec. 13 se obtiene la Ec. 14

$$\frac{\partial A}{\partial t} - r_t \frac{\partial D}{\partial t} + \frac{1}{2} \sigma^2 D^2 - a(\theta(t) - r_t) D - r_t = 0 \quad (14)$$

con la expresión Ec. 15

$$\frac{\partial D}{\partial t} = aD - 1 \quad (15)$$

Realizando la integral da como resultado Ec. 16

$$D(t, T) = \frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \quad (16)$$

al sustituir la Ec. 15 en la Ec. 14 se tiene:

$$\frac{\partial A}{\partial t} - r_t aD + r_t + \frac{1}{2} \sigma^2 D^2 - a\theta(t)D + ar_t D - r_t = 0$$

y como,

$$\frac{\partial A}{\partial t} + \frac{1}{2} \sigma^2 D^2 - a\theta(t)D = 0$$

la Ec. 17 muestra la derivada parcial de A con respecto a t

$$\frac{\partial A}{\partial t} = a\theta(t)D - \frac{1}{2} \sigma^2 D^2 \quad (17)$$

si la Ec. 16 se sustituye en la Ec. 17 se obtiene

$$\frac{\partial A}{\partial t} = a\theta(t) \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right) - \frac{1}{2}\sigma^2 \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right)^2$$

De la misma manera, si se simplifica el resultado es la Ec. 18

$$\frac{\partial A}{\partial t} = \theta(t) (1 - e^{-a(T-t)}) - \frac{\sigma^2}{2a^2} (1 - e^{-a(T-t)})^2 \quad (18)$$

La ecuación diferencial parcial Ec. 18 tiene como solución a la Ec. 19

$$A(t, T) = \int_t^T \theta(s) (1 - e^{-a(T-s)}) ds + \frac{\sigma^2}{2a^2} \left(T - t + \frac{2}{a} e^{-a(T-t)} - \frac{1}{2a} e^{-2a(T-t)} - \frac{3}{2a} \right) \quad (19)$$

Al realizar la integración da la Ec. 20

$$A(t, T) = \ln \left(\frac{B(0, T)}{B(0, t)} \right) - D(t, T) \frac{\partial}{\partial t} \ln B(0, t) - \frac{\sigma^2}{4a} D^2(t, T) (1 - e^{-2at}) \quad (20)$$

Después de sustituir la Ec. 16 en Ec. 20, se tiene la Ec. 21

$$A(t, T) = \ln \left(\frac{B(0, T)}{B(0, t)} \right) - \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right) \frac{\partial}{\partial t} \ln B(0, t) - \frac{\sigma^2}{4a} \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right)^2 (1 - e^{-2at}) \quad (21)$$

Si los valores son infinitamente pequeños $\frac{\partial}{\partial t} \ln B(0, t)$ tiende a cero, y se tiene la Ec. 22

$$A(t, T) = \ln \left(\frac{B(0, T)}{B(0, t)} \right) - \frac{\sigma^2}{4a} \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right)^2 (1 - e^{-2at}) \quad (22)$$

En Ec. 23 se presenta la fórmula semi-cerrada

$$B(t, T) = e^{b(r, t)} \quad (23)$$

Con $b(r, t) = A(t, T) - r_t D(t, T)$ que es igual a Ec. 24

$$b(r, t) = \ln \left(\frac{B(0, T)}{B(0, t)} \right) - \frac{\sigma^2}{4a} \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right)^2 (1 - e^{-2at}) - r_t \left(\frac{1 - e^{-a(T-t)}}{a} \right) \quad (24)$$

Y si el costo del bono cupón cero en t y en T (al vencimiento) paga una unidad monetaria, además cumple con la EDP parabólica (Ec. 25).

$$\frac{\partial B}{\partial t} + \frac{1}{2}\sigma^2 \frac{\partial^2 B}{\partial r_t^2} + a(\theta(t) - r_t) \frac{\partial B}{\partial r_t} - r_t B = 0 \quad (25)$$

Retomando la Ec. 8, por linealidad, satisface la EDP Ec. 6 y además P_1 , se muestra la Ec. 26

$$\begin{aligned} 0 = & \frac{\partial P_1}{\partial t} + \frac{1}{2}v \frac{\partial^2 P_1}{\partial x^2} + \frac{1}{2}\lambda^2 v \frac{\partial^2 P_1}{\partial v^2} + \frac{1}{2}\sigma^2 \frac{\partial^2 P_1}{\partial r^2} \\ & + \rho\lambda v \frac{\partial^2 P_1}{\partial x \partial v} + \left(r + \frac{1}{2}v \right) \frac{\partial P_1}{\partial x} \\ & + [\kappa(\eta - v) + \rho\lambda v] \frac{\partial P_1}{\partial v} + (\theta(t) - ar) \frac{\partial P_1}{\partial r} \end{aligned} \quad (26)$$

y mediante la Ec. 9, P_2 cumple con la EDP siguiente Ec. 27

$$\begin{aligned} 0 = & \frac{\partial P_2}{\partial t} + \frac{1}{2}v \frac{\partial^2 P_2}{\partial x^2} + \frac{1}{2}\lambda^2 v \frac{\partial^2 P_2}{\partial v^2} + \frac{1}{2}\sigma^2 \frac{\partial^2 P_2}{\partial r^2} \\ & + \rho\lambda v \frac{\partial^2 P_2}{\partial x \partial v} + \left(r - \frac{1}{2}v \right) \frac{\partial P_2}{\partial x} + \kappa(\eta - v) \frac{\partial P_2}{\partial v} \\ & + \left(\theta(t) - ar + \sigma^2 \frac{\partial b}{\partial r} \right) \frac{\partial P_2}{\partial r} \end{aligned} \quad (27)$$

Además de Ec. 7 las condiciones finales para las EDP Ec. 25 y Ec. 26 son Ec. 28

$$P_j(x, v, r, T) = 1 \quad \text{para } x > \ln K \quad \text{y} \quad P_j(x, v, r, T) = 0 \quad \text{para } x < \ln K \quad (28)$$

Para cuando $j = 1, 2$, de manera respectiva.

Considerando el teorema de Feynman-Kac [40], la solución para probabilidades (P_1 y P_2) de las Ec. 26 y Ec. 27, se tiene la función característica del indicador correspondiente a Ec. 29. Se presenta la forma semi-cerrada para las probabilidades (P_1 y P_2) para resolver sus funciones características, se tiene Ec. 29

$$P_j(x, v, r, T) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \operatorname{Re} \left[\frac{e^{-iu \ln K} f_j(x, v, r, t; u)}{iu} \right] du \quad (29)$$

las funciones f_1 y f_2 deben satisfacer las Ec. 26 y Ec. 27, bajo la siguiente condición Ec. 30:

$$f_j(x, v, r, T; u) = e^{iux} \quad (30)$$

Donde Ec. 31 es una solución del tipo de Heston [1], con tasa de interés estocástica [43]

$$f_1(x, v, r, t; u) = \exp [F_1(u, t) + G_1(u, t)v + H_1(u, t)r + iur] \quad (31)$$

y Ec. 32 es una solución para f_2 [20] [1] [43]:

$$f_2(x, v, r, t; u) = \exp [F_2(u, t) + G_2(u, t)v + H_2(u, t)r + iur - b(r, t)] \quad (32)$$

Por su parte, la Ec. 33 da la integral de F_j :

$$\begin{aligned} F_j(t; u) = & \frac{\alpha}{\lambda^2} \left\{ (\beta_j - \rho \lambda u i + d_j) (T - t) - 2 \ln \left[\frac{1 - g_j e^{d_j(T-t)}}{1 - g_j} \right] \right\} \\ & + \frac{ui - \delta_j}{a} \int_t^T \theta(s) (1 - e^{-a(T-t)}) ds \\ & + \frac{\sigma^2}{2} \left(\frac{ui - \delta_j}{a} \right)^2 \left(T - t + \frac{2}{a} e^{-a(T-t)} - \frac{1}{2a} e^{-2a(T-t)} - \frac{3}{2a} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

para $j = 1, 2$

Las expresiones anteriores forman la fórmula semi-cerrada de las primas de las opciones *Call*, bajo el sistema Ec. 1, lo cual es una extensión de Heston [1]. Para un mayor análisis matemático del modelo consultar Najera [43].

Para la opción de venta *Put*¹, es semejante el procedimiento, cuya condición $\hat{P}(x, \nu, r_t, T) = \max(0, K - e^x)$. La prima de la opción de venta *Put* se establece en la Ec. 34:

$$\hat{P}(x, v_t, r_t, t) = KB(t, T)P_2(x, v_t, r_t, t) - e^x P_1(x, v_t, r_t, t) \quad (34)$$

¹Put (Opción de Venta). Esta Opción da a su comprador el derecho a vender y a su vendedor la obligación de comprar el activo subyacente, al precio de ejercicio y en una fecha predeterminada o fecha de vencimiento (Opción Europea) [42].

APLICACIÓN DEL MODELO

En el proceso de estimación y validación de los parámetros, se emplean los precios diarios correspondientes al tipo de cambio MXN/USD, los cuales se obtuvieron de la base de datos DataStream. Este análisis comprende del 14-abril- 2003 al 30-noviembre-2018, con un total de 3830 observaciones. La elección de este intervalo temporal se fundamenta cuando el Mercado Mexicano de Derivados (MexDer) inicia operaciones de opciones, así como en la inclusión del periodo de alta turbulencia provocada por la crisis financiera global y las perturbaciones de los mercados hasta 2018².

Para calcular la prima del modelo Heston-Hull-White, primero se estiman los parámetros usando la metodología de Nelder-Mead, considerando un vector inicial conformado por los estadísticos descriptivos y realizar la comparación de las primas teóricas y las que surgen en el mercado.

La Figura 1 exhibe la gran volatilidad en el tipo de cambio, especialmente acentuada durante la crisis financiera global de 2008, los desastres naturales en Asia y la crisis de deuda soberana en la zona euro en 2011. Además, en 2012, se observa incertidumbre derivada del ajuste fiscal previsto para 2013 en Estados Unidos. Estos eventos resaltan la importancia de implementar modelos que incorporen la volatilidad de la divisa en el cálculo del precio de la opción. Esta práctica permite a los agentes económicos, financieros y administradores de riesgos protegerse ante las eventualidades presentes en los mercados financieros.

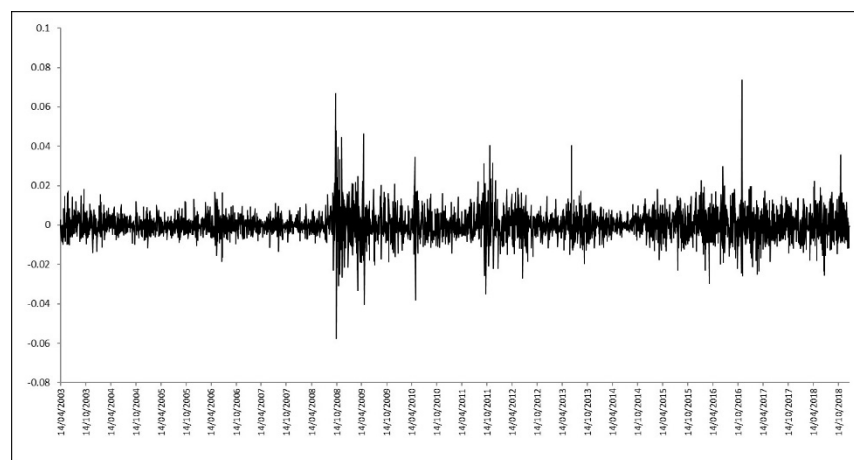


FIGURA 1. Rendimientos del tipo de cambio MXN/USD. Fuente: Elaboración propia.

Empleando la metodología descrita, en la Tabla 1 se aprecia los estadísticos descriptivos con los cuales se conforma el vector inicial para alimentar al algoritmo y estimar los parámetros. También se presentan las pruebas de heteroscedasticidad para verificar si los rendimientos presentan volatilidad estocástica [41] y es estacionaria; lo que ayudará a obtener primas más justas.

²La base de datos se adquirió con recursos propios en el Mercado de Derivados Mexicano, y por cuestiones administrativas del MEXDER sólo se pudo adquirir hasta el 2018. El periodo de los datos diarios fue suficiente para calibrar el modelo.

Tabla 1. Estadísticos descriptivos y pruebas de los rendimientos de la divisa MX/USD y las tasas de interés interna y externa. Fuente:Elaboración propia.

2003-2018		Diarios	
Variables		Rendimientos MX/USD	Cambios ($r_D - r_E$)
Estadísticos	Media	0.0159	-0.0002
	Mediana	-0.0195	-0.0004
	Desviación estándar	0.7162	0.0757
	Varianza	0.5130	0.0057
	Asimetría	0.6836	0.5495
	Curtosis	12.6188	24.4243
	Máximo	7.3724	0.8640
	Mínimo	-5.7561	-0.8252
	Jarque-Bera	15196.8	64181797.2
Heteroscedasticidad	Valor- p	0.0000	0.0000
	Prueba de White		
	F-estadístico	53.4875	31.5729
	No. Obs*R ²	52.7841	31.3331
	Valor- p	0.0000	0.0000
Prueba de raíces unitarias			
ADF	t-estadístico	-60.667	-52.445
	Valor- p	0.0000	0.0000
	Durbin-Watson	1.9992	2.0098
PP	t-estadístico	-60.650	-128.272
	Valor- p	0.0000	0.0001
	Durbin-Watson	1.9992	1.9268

Ante los sucesos previamente mencionados, se observa que la moneda mexicana experimenta una mayor variabilidad que las tasas de interés, evidenciada por una desviación estándar de 0.7162, contrastando con la cifra de 0.0757 asociada a las tasas de interés. Respecto a los diferenciales en los niveles de tasas de interés, se registra un promedio igual a -0.0002 por ciento, presentando un máximo de 0.8640 el 10-octubre-2016 y un mínimo de -0.8252 por ciento el 19-septiembre-2008. En resumen, la moneda mexicana advirtió notables depreciaciones frente al dólar estadounidense, corroborado numéricamente mediante la diferencia entre los valores máximo y mínimo de cada serie, como se ilustra en la Figura 1.

La serie de rendimientos muestra una asimetría positiva, al igual que la serie de tasas de interés, destacándose además por presentar un exceso de curtosis. Ambas series financieras exhiben colas más amplias y prolongadas que la distribución normal, especialmente en la cola derecha. La positividad del coeficiente de asimetría indica que los rendimientos extremos positivos (depreciación del peso mexicano) tienen una probabilidad de ocurrencia superior a los extremos negativos. Este patrón se mantiene en los diferenciales de tasas de interés libre de riesgo, donde hay una mayor probabilidad de que ocurra un aumento en las tasas de interés. La aplicación de la prueba estadística Jarque-Bera, junto con un valor-p que se sitúa por debajo del nivel de significancia de 0.05, sustenta la afirmación de que las series no satisfacen el requisito de normalidad.

La aplicación de la prueba de White confirma la presencia de volatilidad estocástica en los rendimientos del tipo de cambio y en los diferenciales de tasas de interés, al rechazar la hipótesis nula.

La prueba de White respalda la presencia de volatilidad estocástica en los rendimientos de la divisa y en los diferenciales de las tasas de interés, al rechazar la $H_0 : \sigma_t^2 = \sigma^2$. Los estadísticos obtenidos ($N * R^2 = 52,7841 > \chi^2 = 3,841$ y $31,3331 > \chi^2 = 3,841$, para ambas series respectivamente), superan los valores críticos y los valores-p son inferiores a 5 %. A continuación, se presentan los resultados del análisis de estacionariedad de las variables financieras. Las pruebas Dickey-Fuller Aumentada (ADF) y Phillips-Perron (PP) indican que el *t-estadístico* es menor que el valor crítico (-3.4318, -2.8620 y -2.5671 para ADF y PP, respectivamente) en todos los casos, con *valor - p* por debajo del 5 %. Se rechaza la hipótesis nula, confirmando así la estacionariedad de las series y la ausencia de raíz unitaria.

En la última iteración, el algoritmo completó con 13 iteraciones y obtuvo el vector óptimo. La Tabla 2 muestra que desde la ejecución número 47, la prueba KS no rechaza la hipótesis H_0 , debido a que $h_i = 0$ y los *valor - p* son mayores al 5 %. La validación mediante la prueba de Kolmogorov-Smirnov respalda la afirmación de que los rendimientos reales y estimados comparten la misma distribución de probabilidad. Este resultado robustece la confianza en los parámetros derivados del modelo Heston-Hull-White, asegurando la fiabilidad en la obtención de precios teóricos para opciones *Call* y *Put*.

En cuanto a la volatilidad, se obtuvieron $\lambda = 0,2550$ y $\sigma = 0,0410$, para la volatilidad de la divisa

Tabla 2. *Parámetros estimados del modelo de Heston-Hull-White.*

MODELO DE HESTON-HULL-WHITE									
Periodo 14/04/2003-09/11/2018									
Diarios									
No. de réplica	1	2	3	4	...	47	48	49	50
α	0.5130	0.0138	0.0143	0.0142		0.0186	0.0186	0.0186	0.0186
σ	0.2907	0.2934	0.2944	0.2973		0.4102	0.4095	0.4095	0.4095
κ	5.4216	5.4714	5.5136	5.5237		7.5226	7.5226	7.5226	7.5226
ρ	0.0012	0.0012	0.0012	0.0013		0.0014	0.0014	0.0014	0.0014
λ	0.2108	0.2093	0.2109	0.2108		0.2550	0.2550	0.2550	0.2550
θ	-0.0810	-0.0817	-0.0824	-0.0818		-0.1080	-0.1087	-0.1087	-0.1087
η	0.0149	0.0151	0.0147	0.0147		0.0144	0.0144	0.0144	0.0144
$\Psi(x_n)$	0.4	0.3	0.3	0.5		0.99	0.99	0.99	1
Finaliza si es igual a 1	0	0	0	0		0	0	0	1
No. iteraciones internas	393	415	395	374		160	159	162	13
No. de evaluaciones de la función objetivo	1400	1406	1406	1400		1403	1407	1403	116
h_v valor-p	1, 7.18E-11	1, 3.82E-12	1, 2.580E-05	1, 7.54E-09		0, 0.479	0, 0.679	0, 0.758	0, 0.807

y los diferenciales en las tasas de interés, respectivamente. La mayor varianza en la volatilidad del activo subyacente sugiere una mayor probabilidad de que el precio de las opciones suba, especialmente en OTM (fuera del dinero). El parámetro $\rho = 0,0014$ indica una correlación directa y débil entre los rendimientos del activo subyacente y los diferenciales en las tasas de interés domésticas y extranjeras.

En suma, los parámetros estimados del modelo Heston-Hull-White muestran consistencia en todos los periodos analizados. Esta consistencia proporciona confianza en la valoración de la prima de opciones sobre tipo de cambio, permitiendo tomar decisiones informadas al posicionar estratégicamente en el mercado de derivados. Específicamente, las opciones sobre tipo de cambio se destacan como instrumentos de cobertura contra eventos adversos en el mercado cambiario.

A continuación, se obtienen los precios de las opciones *Call* y *Put* mediante el modelo Heston-Hull-White. Estas primas teóricas se compararán con las del MexDer, ofreciendo un análisis detallado de la eficacia y precisión del modelo en la valoración de opciones en el contexto financiero actual.

Se puede apreciar en las Figuras 2, 3, 4 y 5 que subvalora los precios de la opción *Call* OTM³ (lo cual no es conveniente comprar ya que el precio del activo subyacente es más elevado que el de ejercicio y no generará beneficios) y *Put* ITM (conviene ejercer la venta porque el precio del subyacente es menor al de ejercicio, y habrá ganancias) y los sobrevalora para opciones *Call* ITM (en donde es pertinente comprar porque el precio del activo subyacente es mayor al de ejercicio, recibirá rendimientos) y *Put* OTM⁴ (no vender porque el precio subyacente es mayor al precio de ejercicio y habrá pérdida) (Figura 3

³Un *Call* OTM se refiere cuando el precio subyacente es menor al precio de ejercicio, es decir, la operación no generaría beneficios. *Call* ITM es cuando el precio subyacente es mayor al precio de ejercicio, esto implica que dicha opción puede ser ejercida obteniendo beneficios. *Call* ATM es cuando el precio subyacente es aproximadamente igual al precio de ejercicio, este tipo de opciones no genera beneficio ni pérdidas significativas [42].

⁴Un *Put* OTM se tiene cuando el precio subyacente es mayor al precio de ejercicio, es decir, la operación no generaría beneficios. *Put* ITM es cuando

y 4). La dimensión de los errores oscila entre el 11.79 % en el caso de las opciones *Call* fuera-del-dinero (OTM) con un vencimiento más prolongado y un modesto 2.05 % para las opciones con vencimiento más cercano. En cuanto a las opciones *Put*, el comportamiento del error es similar al observado en las opciones *Call*, con un pico alcanzando el 8.71 %. Estos resultados revelan la variabilidad en la precisión de la valoración del modelo, destacando diferencias significativas según el tipo de opción y el tiempo hasta su vencimiento.

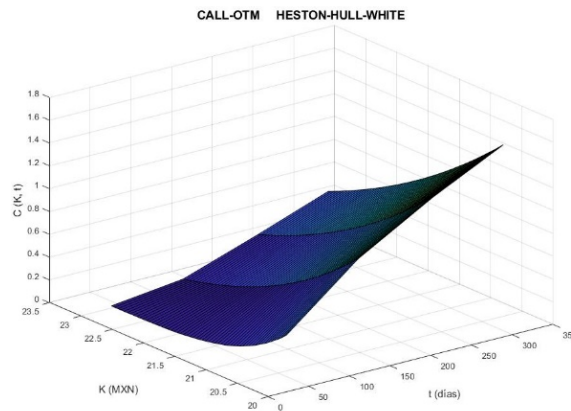


FIGURA 2. Precio de la opción *Call* OTM (fuera-del-mercado). Fuente: Elaboración propia con datos de DataStream.

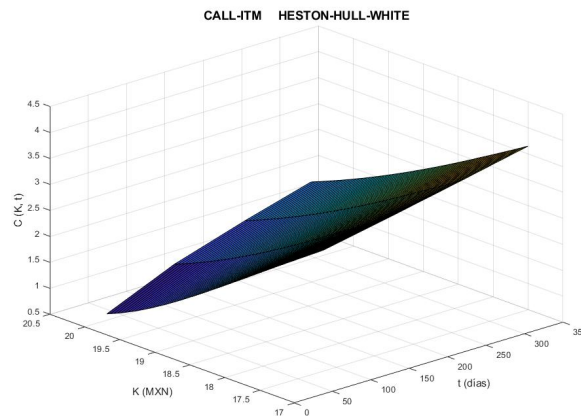


FIGURA 3. Precio de la opción *Call* ITM (dentro-del-mercado). Fuente: Elaboración propia con datos de DataStream.

el precio subyacente es menor al precio de ejercicio, en conveniente ejercer la opción, habría rendimientos. *Put* ATM es cuando el precio subyacente es aproximadamente igual al precio de ejercicio, este tipo de opciones no genera beneficio ni pérdidas significativas [42].

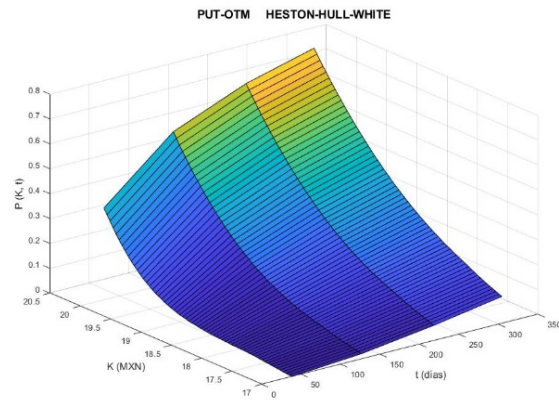


FIGURA 4. Precio de la opción Put OTM (fuera-del-mercado). Fuente: Elaboración propia con datos de DataStream.

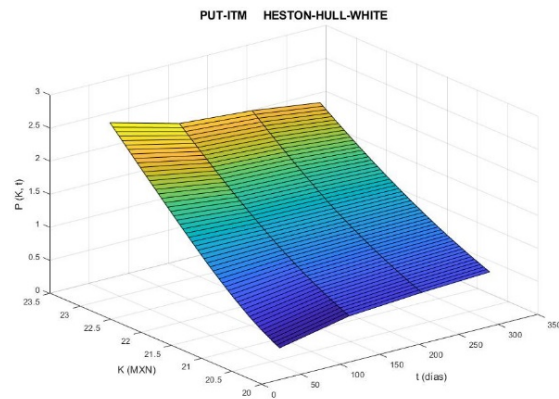


FIGURA 5. Precio de la opción Put ITM (dentro-del-mercado). Fuente: Elaboración propia con datos de DataStream.

El modelo Heston-Hull-White se erige como una herramienta confiable para la evaluación de las primas de opciones europeas sobre divisas, al abordar de manera integral múltiples factores de riesgo, tales como el tipo de cambio, la volatilidad y las tasas de interés, cuando estos exhiben comportamientos estocásticos. Es crucial resaltar que, hasta la fecha, los estudios teóricos que consideran tres factores son escasos, como el trabajo de vanHaastrecht y Lord [23], que logra, mediante un modelo de forma cerrada, valorar con precisión opciones sobre tipo de cambio incorporando volatilidad y tasas de interés estocásticas, obteniendo primas más justas para vencimientos más prolongados. Otros estudios teóricos, como los de Grzelak y Oosterlee [25], Haentjens y Hout [28], Hendricks [33] y Ullah [34], sugieren de manera general que la exactitud de los precios teóricos en comparación con los de mercado es mayor con los modelos Heston-Hull-White en contraste con el modelo de Heston [1]. Este descubrimiento se reafirma en el presente estudio, aplicado a una divisa exótica (MXN/USD).

CONCLUSIONES

La administración de riesgos se ha consolidado como un elemento esencial en los mercados financieros, especialmente en el ámbito de los derivados, concebidos como herramientas destinadas a la diversificación del riesgo entre los participantes del mercado. Los derivados financieros, en especial las opciones, proporcionan la capacidad de reducir o transferir el riesgo inherente en las posiciones de mercado a aquellos dispuestos a asumirlo, con la expectativa de obtener rendimientos superiores. Dada la creciente globalización de los mercados y la dinámica en las actividades de importación, exportación e inversión extranjera, las empresas se ven continuamente expuestas al riesgo cambiario debido a las transacciones diarias que llevan a cabo.

Por lo anterior, las opciones sobre tipo de cambio se presentan como instrumentos de cobertura esenciales para las empresas, permitiéndoles gestionar los riesgos asociados a las fluctuaciones en el precio de la divisa con la que realizan sus operaciones. Los exportadores, al usar opciones, pueden proteger sus cuentas por cobrar, mientras que los importadores cubren sus pagos futuros ante posibles incrementos inesperados en el tipo de cambio. Asimismo, estas opciones ofrecen una herramienta valiosa para la gestión de carteras de inversión y la protección contra cambios inesperados en las tasas de interés.

Los Bancos Centrales, como actores clave en el ámbito financiero, han demostrado un interés significativo en el mercado de derivados, especialmente para manejar de manera eficiente la política monetaria. En situaciones de crisis económica o financiera, el Banco Central puede usar opciones como un instrumento estabilizador del mercado cambiario, evitando la necesidad de utilizar reservas internacionales y mitigando los daños en la política monetaria. De esta manera, los derivados financieros desempeñan un papel crucial al proporcionar flexibilidad y estabilidad al mercado cambiario.

En síntesis, la disponibilidad de instrumentos de cobertura que contemplen factores macroeconómicos,

tales como el tipo de cambio, las tasas de interés domésticas y extranjeras, junto con la volatilidad en un contexto estocástico, asegura una disminución efectiva de la exposición al riesgo de mercado cambiario para todos los agentes financieros y no financieros.

REFERENCIAS

- [1] S. L. Heston, “A Closed-Form Solution for Options with Stochastic Volatility with Applications to Bond and Currency Options,” *Review of Financial Studies*. Vol. 6, No. 2, pp. 327-343, 1993.
- [2] J. Hull, and A. White. “Pricing Interest-Rate-Derivative Securities,” *Review of Financial Studies*. Vol. 3, No. 4, 573-592, 1990.
- [3] N. Bray, *Report of the Presidential Task Force on Market Mechanisms*. Washington, D.C. 1988.
- [4] Z. Ramírez, G. Vázquez y A. Bello. *El casino de los derivados. Expansión*. Pp. 129-140, 2008.
- [5] J. N. Bodurtha, and G. R. Courtadon, “The statistical distribution of exchange rates”. *Journal of International Economics*. Vol. 22, pp. 297-319, 1987.
- [6] A. Melino, and S. Turnbull, The Pricing of Foreign Currency Options, *Canadian Journal of Economics*. Vol. 24, 455-480, 1991.
- [7] J. Hull, and A. White, “The Pricing of Options on Assets with Stochastic Volatilities,” *Journal of Finance*, 42, No. 2, 281-300, 1987.
- [8] E. M. Stein, and J. C. Stein, “Stock Price Distributions with Stochastic Volatility: An Analytic Approach,” *Review of Financial Studies*. Vol. 4, 727-752, 1991.
- [9] R. Schöbel, and J. Zhu, “Stochastic volatility with an Ornstein-Uhlenbeck process: An extension,” *European Finance Review*, No. 4, 23–46, 1999.
- [10] O. Vasicek, “An equilibrium characterization of the term structure,” *Journal of Financial Economics*, Vol. 5, 177-188, 1997.
- [11] K. S. Miltersen, and D. Sondermann, “Closed-form solutions for term structure derivatives with lognormal interest rates,” *Journal of Finance*, Vol 52, 409–430, 1997.
- [12] Brace, D. Gatarek, and M. Musiela, “The market model of interest rate dynamics,” *Mathematical Finance*, Vol. 7, 127-155, 1997.

- [13] J. Cox, J. Ingersoll, and S. Ross, “A theory of the term structure of interest rates,” *Econometrica*, Vol. 53, 385-407, 1985.
- [14] D. Heath, R. Jarrow, and A. Morton, “Bond pricing and the term structure of interest rates: a new methodology,” *Econometrica*, Vol. 60, 77-105, 1992.
- [15] J. Hull, and A. White, “One-Factor Interest-Rate Models and the Valuation of Interest-Rate Derivative Securities”, *Journal of Financial and Quantitative Analysis*. Vol. 28, No. 2, 235-253, 1993.
- [16] J. K. Hunt, and A. Pelsser, “Markov functional interest rate models. *Finance and Stochastics*”, Vol. 4, 391–408, 2000.
- [17] D. Brigo, and F. Mercurio, “Interest rate models. Theory and practice,” *Springer Finance*, 2007.
- [18] R. Ahlip, “Foreign exchange options under stochastic volatility and stochastic interest rates,” *International Journal of Theoretical and Applied Finance*, Vol. 11, No. 3, 277–294, 2008.
- [19] L. O. Scott, “Option pricing when the variance changes randomly: theory, estimators and, applications,” *Journal of Financial and Quantitative Analysis*, Vol. 22, 419–438, 1997.
- [20] C. Bakshi, C. Cao, and Z. Chen, “Empirical performance of alternative option pricing models,” *The Journal of Finance*, Vol. 52, pp. 2003-2049, 1997.
- [21] K. I. Amin, and V. K. Ng, “A comparison of predictable volatility models using option data,” *Research Department working paper*, International Monetary Fund, 1994.
- [22] T. G. Andersen, “Closed form pricing of FX options under stochastic rates and volatility,” *Presentation at Global Derivatives Conference*, Paris, 2006.
- [23] R. vanHaastrecht, and A. Lord, “Pricing long-dated insurance contracts with stochastic volatility and stochastic interest rates,” *Insurance: Mathematics and Economics*. Vol. 45, No. 3, 2009.
- [24] Lord and J. Kahl, “Optimal Fourier inversion in semi-analytical option pricing,” *Journal of Computational Finance*, Vol. 10, No. 4, 2008.
- [25] L. Grzelak, and C. W. Oosterlee, “On the Heston Model with stochastic Interest Rates,” *Munich Personal RePEc Archive*, 2010.
- [26] Carr, and D.B. Madan, “Option valuation using the fast Fourier transform,” *Journal of Computational Finance*, Vol. 2, 61–73. 1999.

- [27] F. Fang, and C. W. Oosterlee, “A Novel Pricing Method for European Options Based On Fourier-Cosine Series Expansions,” Munich Personal RePEc Archive, 2008.
- [28] T. Haentjens, and K. J. Hout, “ADI finite difference schemes for the Heston-Hull-White PDE,” *The Journal of Computational Finance*, Vol 16, pp. 83-110, 2012.
- [29] T. Haentjens, “ADI FD Schemes for the Numerical Solution of the Three-dimensional Heston–Cox–Ingersoll–Ross PDE,” *Numerical Analysis and Applied Mathematics ICNAAM*, Vol. 1479, pp. 2195-2199, 2012.
- [30] W. Anthonie, van del Stoep, L. Grzelak and C. Oosterlee, “A Novel Monte Carlo Approach to Hybrid Local Volatility Models,” *Quantitative Finance*, Vol. 00, No. 00, pp. 1-31, 2016.
- [31] a. W. Van der Stoep, L. A. Grzelak, and C. W. Oosterlee, “The Heston Stochastic-Local Volatility Model: Efficient Monte Carlo Simulation,” *International Journal of Theoretical and Applied Finance*, No. 17, 2014.
- [32] A. Cozma, and C. Reisinger, “A mixed Monte Carlo and PDE variance reduction method for foreign exchange options under the Heston-CIR model,” Working paper, arXiv:1509.01479v3 [q-fin.CP], 2016.
- [33] C. Hendricks, M. Ehrhardt, and M. Günther, “Hybrid finite difference/pseudospectral methods for the Heston and Heston-Hull-White PDE,” *Journal of Computational Finance*, Vol. 21, No 5, pp. 1-33, 2018.
- [34] M. Z. Ullah, “Numerical Solution of Heston-Hull-White Three-Dimensional PDE with a High Order FD Scheme,” *Mathematics*, No. 7, 2019.
- [35] Y. Liang, and C. Xu, “An Efficient Conditional Monte Carlo Method for European Option Pricing with Stochastic Volatility and Stochastic Interest Rate,” *International Journal of Computer Mathematics*, Vol. 97, No. 3, pp. 638-655, 2019.
- [36] F. Soleymani, and B. Nemati. “Pricing the financial Heston–Hull–White model with arbitrary correlation factors via an adaptive FDM,” *Computers and Mathematics with Applications*, Vol. 77, No. 4, pp. 1107-1123, <https://doi.org/10.1016/j.camwa.2018.10.047>. 2019.
- [37] T. Liu, M.Z. Ullah, S. Shateyi, C. Liu, and Y. Yang. “An Efficient Localized RBF-FD Method to Simulate the Heston-Hull-White PDE in Finance,” *Mathematics*. Vol. 11, pp. 833, <https://doi.org/10.3390/math11040833>. 2023.

- [38] J. A. Nelder, and R. Mead, “A simplex method for function minimization,” *Computer Journal*, No. 7, pp. 308–313, 1965.
- [39] F. Black, and M. Scholes, “The Pricing of Options and Corporate Liabilities,” *Journal of Political Economy*. Vol. 81, pp. 637-65, 1976.
- [40] S. E. Shreve, “Stochastic Calculus for Finance II,” Springer, 2004.
- [41] Y. M. Lin, N. Strong, and X. Xu. “Pricing FTSE 100 Index Options Under Stochastic Volatility,” *Journal of Futures Markets*, No. 21, pp. 197-211. 2011.
- [42] J. C. Hull, *Options, Futures and Other Derivates*, Pearson, Prentice Hall, Toronto. pp. 822. 2008.
- [43] M. L. Najera, “Valuación del precio de opciones europeas sobre la relación peso mexicano/dólar estadounidense para el periodo 2004-2018”, Tesis Doctoral, Repositorio Institucional UAEMéx, <http://ri.uaemex.mx/handle/20.500.11799/110164>. 2020.