

# Control no lineal basado en lógica difusa de un convertidor multinivel de capacitor flotante para aplicaciones de energía solar fotovoltaica

Vidaña-Aldaba, K.G.<sup>1</sup>; Lara-Cardoso, J.<sup>2</sup>; Hernández-Flores, C.<sup>1</sup>; Arjona-López, M. A.<sup>1</sup>

## Datos de Adscripción:

<sup>1</sup> División de Estudios de Posgrado e Investigación, TNM Instituto Tecnológico de La Laguna, Blvd. Revolución y Av. Instituto Tecnológico de La Laguna, C.P. 27000, Torreón, Coahuila, México.

<sup>2</sup> Tecnológico Nacional de México Campus Lerdo, Instituto Tecnológico Superior de Lerdo, Av. Tecnológico No. 1555 Sur, Periférico Gómez - Lerdo Km. 14.5, C.P. 35150, Lerdo, Durango, México.

**Resumen** - Este artículo propone una estrategia no lineal basada en lógica difusa para el control de un convertidor trifásico multinivel de capacitores flotantes (C3MCF) para aplicaciones de energía fotovoltaica. Este C3MCF no sólo permite realizar la sincronización con la red eléctrica, sino que también se comporta como un filtro activo para compensar los armónicos generados por la carga no lineal conectada al sistema. Los dos lazos internos de corriente y el lazo externo de voltaje del bus de CD (corriente directa) involucrados se regulan en el marco de referencia rotatorio  $dq$ . A fin de conmutar los doce interruptores de potencia que componen la topología estudiada de tres niveles de capacitores flotantes (3N-CF) una técnica MAP (modulación del ancho del pulso) multiportadora es aplicada. La validación de la estrategia de control y del sistema completo de electrónica de potencia ha sido llevado a cabo mediante simulaciones en Matlab-SimPowerSystems. Los resultados obtenidos demuestran que el controlador de lógica difusa propuesto permite alcanzar un desempeño superior para integrar la energía fotovoltaica generada a la red eléctrica. Además, ésta representa una técnica prometedora ya que logra una muy baja distorsión armónica de la corriente de la red, una nula potencia reactiva y una respuesta con gran dinámica.

**Palabras Clave** - Capacitor Flotante, Control No Lineal, Convertidor Multinivel, Energía Fotovoltaica, Lógica Difusa.

**Abstract** - This paper proposes a nonlinear strategy based on fuzzy logic for controlling a three-phase flying capacitor multilevel converter (3PFCC) for photovoltaic energy applications. This 3PFCC not only allows to perform the synchronization with the grid, but also behaves as an active filter to compensate the harmonics generated by the nonlinear load connected to the system. The involved two inner current loops and the DC (direct current) bus voltage outer loop are regulated in the  $dq$  rotating reference frame. In order to commutate the twelve power switches that compose the studied three-level flying capacitor (3L-FC) topology, a multicarrier PWM (pulse width modulation) technique is applied. The validation of the control strategy and the full power electronics system has been carried out by means of simulations in Matlab-SimPowerSystems. The obtained results demonstrate that the proposed fuzzy logic controller allows achieving a superior performance for integrating the generated photovoltaic energy into the grid.

Furthermore, this represents a promising technique since it achieves a very low harmonic distortion of the grid current, a zero reactive power and a response with high-dynamics.

**Keywords** - Flying Capacitor, Fuzzy Logic, Multilevel Converter, Nonlinear Control, Photovoltaic Energy.

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores multinivel han despertado un enorme interés en aplicaciones de energía renovable debido al requerimiento de integrar a la red la energía generada y a la necesidad de compensar los efectos negativos de las cargas no lineales alimentadas. Algunas de las ventajas de estos convertidores son: una forma de onda de salida con menos distorsión, estados de conmutación redundantes, un voltaje en modo común más pequeño, un menor índice de distorsión en la corriente, entre otros (Bana et al., 2019). Existen tres principales topologías de convertidores multinivel: de diodos enclavados, de puente H en cascada y de capacitores flotantes (Swamy & Venkatesan, 2019).

El convertidor trifásico multinivel de capacitores flotantes (C3MCF) representa una topología óptima para llevar a cabo tareas de sincronización con la red y de filtrado activo (Tuyen & Fujita, 2015). El lazo externo de control del C3MCF regula el voltaje del bus de CD. Para llevar a cabo esta regulación se han propuesto distintos controladores, i.e., clásicos, adaptativos y suaves. Estos últimos presentan un control de lógica difusa tipo PD (proporcional-derivativo) con acción integral que regula el bus de CD con una gran dinámica y cero error incluso ante perturbaciones repentinas (Jantzen, 1998). Por otro lado, el control no lineal de la corriente trifásica, también se puede realizar en el marco de referencia síncrono, rotatorio o  $dq$ . Esta técnica tiene la ventaja de una respuesta más rápida que los métodos basados en el dominio de la frecuencia (Rahmani et al., 2010).

Mendalek et al. (2003) propusieron una técnica de control no lineal para un filtro activo paralelo (shunt). Posteriormente, Rahmani et al. (2010) en base a las funciones de transferencia del modelo demostraron experimentalmente su funcionamiento, obteniendo resultados de gran desempeño. Por otro lado, Kumar et al. (2022), desarrollaron un filtro activo shunt basado en un algoritmo de optimización de enjambre de partículas. P. S. Kumar y Mahajan (2009) presentaron un trabajo de simulación de técnicas de control suave, de lógica difusa, de redes neuronales y de algoritmos genéticos para regular el voltaje del bus de CD, mientras que Tan et al. (2018) utilizaron para este mismo propósito una técnica de redes neuronales difusas, probabilísticas y recurrentes con funciones de membresía asimétricas. Chavan et al. (2018) y Ahmed et al. (2018) propusieron un algoritmo de lógica difusa en el marco de referencia  $dq$  para regular el voltaje del bus de CD, y además filtrar los armónicos de baja frecuencia en la corriente de la red.

En el presente artículo se desarrolla el control de un convertidor multinivel de capacitores flotantes (C3MCF) y se propone llevar a cabo tanto el control de voltaje del bus de CD como el filtrado de los armónicos de corriente mediante una técnica de lógica difusa, con la finalidad de utilizarse en aplicaciones fotovoltaicas e integrar la energía generada a la red eléctrica. La principal contribución de este trabajo es el control propuesto que permite obtener resultados muy satisfactorios al reducir la distorsión armónica total de la corriente de la red a valores mínimos.

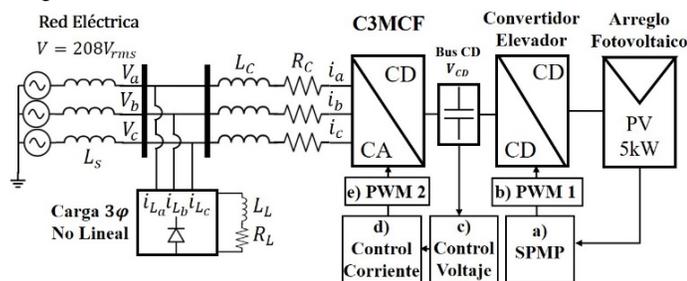
Este artículo se organiza de la siguiente manera: en la sección II, se describe cada uno de los componentes del sistema de conversión de energía fotovoltaica estudiado, así como las técnicas control propuestas para el seguimiento del punto de máxima potencia, la regulación del voltaje del bus y la compensación de los armónicos de corriente. Posteriormente, en la sección III, se muestran los resultados obtenidos en Matlab-SimPowerSystems. Finalmente, la sección IV presenta las conclusiones.

## II. PARTE TÉCNICA DEL ARTÍCULO

El modelo de simulación implementado en Matlab-SimPowerSystems es un sistema fotovoltaico interconectado a una red eléctrica trifásica de 208  $V_{rms}$  a través del C3MCF, como se muestra en la Figura 1. Este modelo se compone de lo siguiente: arreglo fotovoltaico de 5 kW, convertidor elevador CD-CD, C3MCF y red eléctrica, así como del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (SPMP), el control de voltaje, el control de corriente y la técnica de modulación PWM.

Figura 1

Diagrama del sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica.



### A. Arreglo Fotovoltaico

El modelo del panel fotovoltaico utilizado en el sistema es el SUNTECH STP240-20. El arreglo fotovoltaico simulado consiste de 11 de estos módulos conectados en serie y dos filas paralelas, de manera que la máxima potencia  $P_{MPP}$  que puede generar es de 5,282W.

La Tabla 1 presenta las principales características de este módulo base en condiciones estándar de prueba (STC - *standard test conditions*).

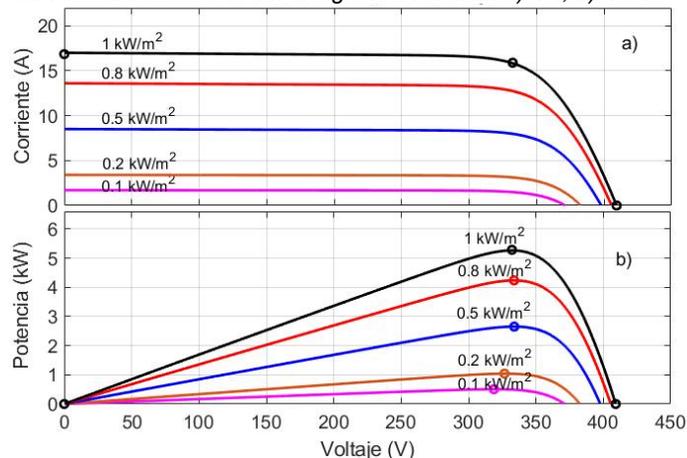
Tabla 1

Características de panel fotovoltaico SUNTECH STP240-20.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
$P_{MP}$	Máxima potencia	240.09	W
$V_{OC}$	Voltaje de circuito abierto	37.2	V
$V_{MP}$	Voltaje en el punto de máxima potencia	30.2	
$I_{SC}$	Corriente de corto circuito	8.43	A
$I_{MP}$	Corriente en el punto de máxima potencia	7.95	

Figura 2

Curvas características del arreglo fotovoltaico: a) V-I, b) V-P.



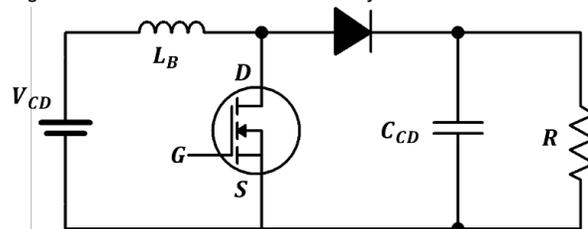
En la Figura 2, se muestran las curvas características V-I y V-P del arreglo fotovoltaico estudiado de aproximadamente 5kW, bajo condiciones de temperatura constante ( $T = 25^{\circ}C$ ) e irradiancia solar variante ( $E = \{100\ 200\ 500\ 800\ 1000\} W/m^2$ ). Estas curvas son de gran utilidad para poder aplicar el algoritmo SPMP.

### B. Convertidor Elevador

El convertidor elevador (Boost) que se muestra en la Figura 3, transforma el voltaje de la fuente de CD de entrada en un voltaje de CD mayor a la salida. El principio de operación del convertidor elevador se basa en los dos estados del interruptor de potencia:

Figura 3

Topología del convertidor elevador de voltaje.



- Cuando el interruptor se cierra, el inductor  $L_B$  almacena energía proveniente de la fuente de CD, mientras que el capacitor  $C_{CD}$ , alimenta la carga  $R$ .
- Cuando el interruptor se abre, la corriente del inductor fluye a través del diodo y carga el capacitor  $C_{CD}$ . Para fines prácticos y de simulación, se asume que el capacitor  $C_{CD}$  es lo suficientemente grande que asegura un voltaje de salida constante.

El voltaje de salida  $V_o$  depende del ciclo de trabajo  $D$  (duty cycle) de la señal PWM que se envíe a la compuerta  $G$  del transistor MOSFET (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor* - transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor). El voltaje  $V_o$  está dado por:

$$V_o = \frac{1}{1 - D} V_i \quad (1)$$

donde  $V_i$  es el voltaje de entrada. De acuerdo con (1), dado que  $D$  varía de 0 a 1,  $V_o$  siempre es igual o mayor que  $V_i$ .

**C. Algoritmo de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia Basado en Lógica Difusa**

En este trabajo, el controlador de lógica difusa se ha diseñado para seguir con alta precisión el punto de máxima potencia del sistema fotovoltaico de 5kW. Las entradas propuestas para este controlador son el error E y la diferencia de error ΔE:

$$E(n) = \frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (3)$$

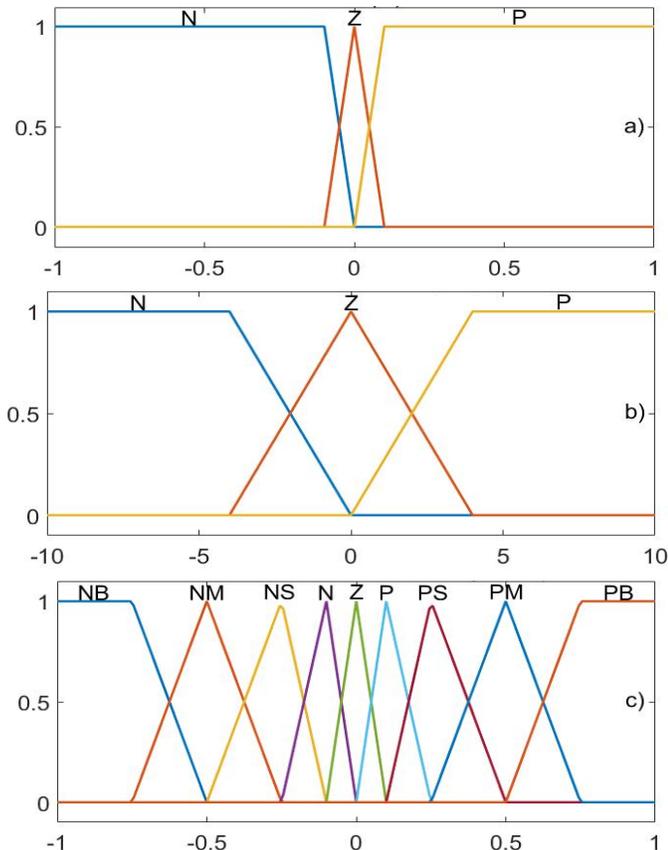
$$\Delta E(n) = \frac{\Delta P}{\Delta V} = E(n) - E(n-1) \quad (4)$$

donde P y V son la potencia y el voltaje del arreglo fotovoltaico, respectivamente. La salida del controlador es por conocimiento del sistema, el cambio ΔD en el ciclo de trabajo del convertidor elevador, el cual se suma a un valor de ciclo de trabajo inicial.

La Figura 4 muestra las funciones membresía correspondientes a las entradas E y ΔE, así como a la salida ΔD. Para las entradas se utilizaron únicamente tres niveles difusos: Negativo (N), Cero (ZE) y Positivo (P). Mientras que, para la salida se utilizaron 9 niveles difusos: Negativo Grande (NB), Negativo Mediano (NM), Negativo Pequeño (NS), Negativo (N), Cero (ZE), Positivo (P), Positivo Pequeño (PS), Positivo Mediano (PM) y Positivo Grande (PB).

En la Tabla 2, se muestra el conjunto de reglas necesarias para realizar el control.

**Figura 4**  
Funciones membresía. a) Error E. b) Cambio en el Error ΔE. c) Cambio en el ciclo de trabajo ΔD.

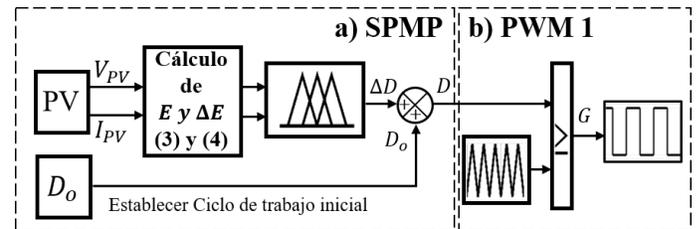


**Tabla 2**  
Conjunto de reglas difusas del algoritmo SPMP basado en lógica difusa.

E	ΔE		
	N	Z	P
N	PB	PM	PS
Z	P	Z	N
P	NS	NM	NB

La Figura 5 muestra el diagrama a bloques de la técnica propuesta para llevar a cabo el seguimiento del punto de máxima potencia. Primero, se mide el voltaje y la corriente del panel fotovoltaico, después se calculan (3) y (4), y finalmente se aplica el algoritmo de lógica difusa. Este algoritmo consiste en establecer un ciclo de trabajo inicial D<sub>0</sub>, en este caso igual a 0.5, y a partir de este valor, el controlador de lógica difusa decide el incremento o decremento del ciclo de trabajo, para así extraer la máxima potencia del arreglo (Vidaña et al. 2022). También se observa el bloque de la modulación PWM encargada de enviar la señal de apertura y cierre a la compuerta del MOSFET mostrado en la Figura 3.

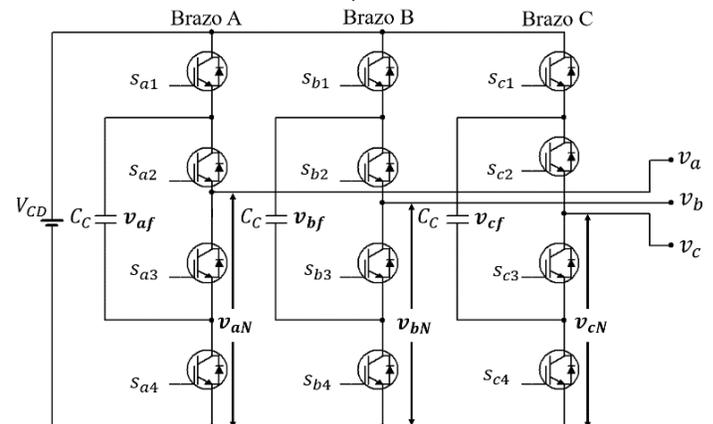
**Figura 5**  
Diagrama de bloques del algoritmo SPMP y su modulación PWM.



**D. Convertidor Trifásico Multinivel de Capacitores Flotantes**

La Figura 6 muestra el C3MCF estudiado. Su topología se denomina de capacitores flotantes debido a que sus terminales no se conectan directamente con la fuente de voltaje del bus, sino a través de los interruptores. La principal característica de esta configuración es su redundancia para generar determinados niveles, teniendo así una alta flexibilidad para mantener la carga en los capacitores (Ramírez et al., 2018). Este C3MCF consiste de 3 brazos con 4 interruptores cada uno, i.e., dos interruptores en la parte superior (s<sub>x1</sub>, s<sub>x2</sub>) y dos en la parte inferior (s<sub>x3</sub>, s<sub>x4</sub>),

**Figura 6**  
Convertidor trifásico multinivel de capacitores flotantes.



donde el subíndice  $x$  representa una de las tres fases, i.e., a, b o c. Es importante notar que los pares de interruptores  $s_{x1}$  y  $s_{x4}$  son complementarios, al igual que lo son  $s_{x2}$  y  $s_{x3}$ . Idealmente, en este convertidor, los capacitores flotantes mantienen un voltaje de la mitad del voltaje del bus de CD, i.e.,  $v_{af} = v_{bf} = v_{cf} = V_{CD}/2$ .

En la Tabla 3, se muestran los estados de conmutación y los voltajes de salida de cada uno de los 3 brazos del C3MCF.

**Tabla 3**  
Estados de conmutación y voltaje de salida del C3MCF.

Vector de Conmutación	Señales de Conmutación				Voltaje de Salida
	$s_{x1}$	$s_{x2}$	$s_{x3}$	$s_{x4}$	
[V3]	1	1	0	0	$V_{CD}$
[V2]	1	0	1	0	$V_{CD} - v_{xf}$
[V1]	0	1	0	1	$v_{xf}$
[V0]	0	0	1	1	0

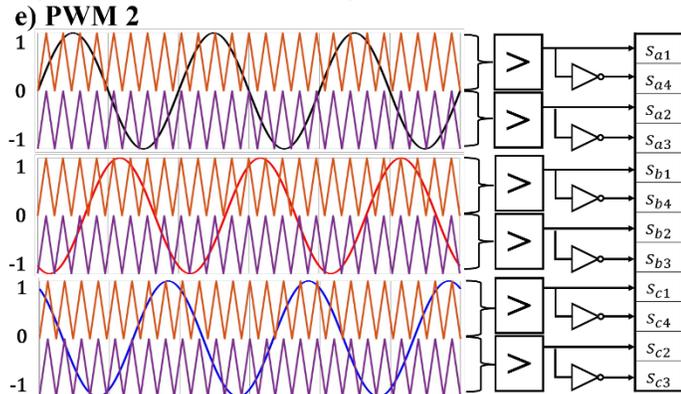
En el marco de referencia  $abc$ , el voltaje de salida del C3MCF en términos del voltaje del bus  $V_{CD}$ , los voltajes de los capacitores flotantes  $V_{xf}$  y de los estados de conmutación  $s_x$  se expresa como:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = V_{CD} \begin{bmatrix} s_{a1} \\ s_{b1} \\ s_{c1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{af} & 0 & 0 \\ 0 & v_{bf} & 0 \\ 0 & 0 & v_{cf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{a1} - s_{a2} \\ s_{b1} - s_{b2} \\ s_{c1} - s_{c2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Los cuatro vectores de conmutación de cada fase dan origen a 64 posibles combinaciones para los estados de conmutación del C3MCF (Yaramasu & Wu, 2017).

En la Figura 7, se muestra el esquema de la modulación PWM multiportadora utilizada en el C3MCF, la cual está incluida en el bloque "e" de la Figura 1. Nótese que el par de interruptores inferiores de cada brazo es complementario a su respectivo par de interruptores superiores.

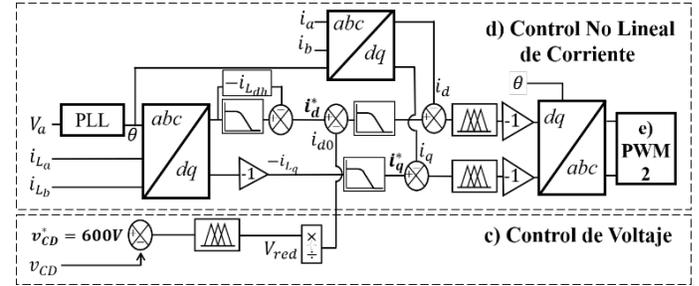
**Figura 7**  
Esquema de modulación PWM multiportadora del C3MCF.



**E. Filtrado Activo y Control No Lineal del C3MCF**

La Figura 8 muestra la estructura propuesta del control no lineal en lazo cerrado del C3MCF. Obsérvese las variables involucradas en la regulación tanto de voltaje como de corriente, así como en el filtrado activo de los armónicos de la corriente de la red. Estos bloques de control c), d) y e) también se observan en el diagrama general de la Figura 1.

**Figura 8**  
Diagrama a bloques del control no lineal del C3MCF.



A continuación, se describe su funcionamiento. Primero, se regula el voltaje del bus de CD a 600V mediante uno de los controladores propuestos de lógica difusa. Después se identifica el ángulo  $\theta$  de la red mediante un PLL (*phase locked loop* - lazo enganchado en fase). Obsérvese que las transformadas de Park ( $abc$ - $dq$ - $abc$ ) se calculan con esta fase y con dos de las 3 señales del sistema trifásico, el cual se asume equilibrado o balanceado. A la corriente  $i_d$  resultante se le aplica un filtro pasa bajas para poder identificar la componente fundamental de la corriente, y posteriormente poder excluirla para así obtener la referencia  $i_d^*$  del controlador difuso conteniendo únicamente la corriente de distorsión que se desea filtrar. Finalmente, las salidas obtenidas se envían a los controladores difusos de corriente propuestos, obteniendo las referencias de voltaje del convertidor y generando las 12 señales PWM conforme a la modulación mostrada en la Figura 7.

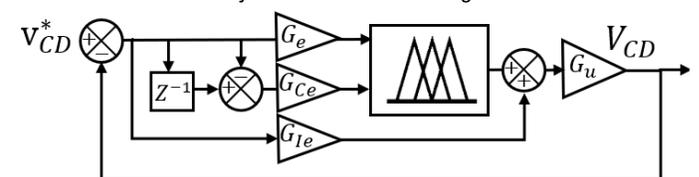
**F. Controlador Difuso para la Regulación del Bus de Voltaje**

La Figura 9 ilustra el lazo de control externo implementado para regular el voltaje del bus de CD, donde  $G_e$ ,  $G_{Ce}$ ,  $G_{Ie}$  y  $G_u$  son las ganancias del error, del cambio en el error, de la integral del error y de la salida, respectivamente. Para este propósito se aplica un controlador de lógica difusa normalizado, el cual se caracteriza por lograr un buen desempeño. Para eliminar el error de la señal de referencia, este controlador debe considerar los siguientes aspectos importantes:

- I. Que el universo de las entradas sea lo suficientemente grande para mantenerse dentro de los límites y así no saturar la entrada.
- II. Que las funciones de salida sean triangulares y simétricas en sus picos.
- III. Que las reglas, al utilizar el método "and", aseguren la integridad, i.e., lo entero, de todos los términos.

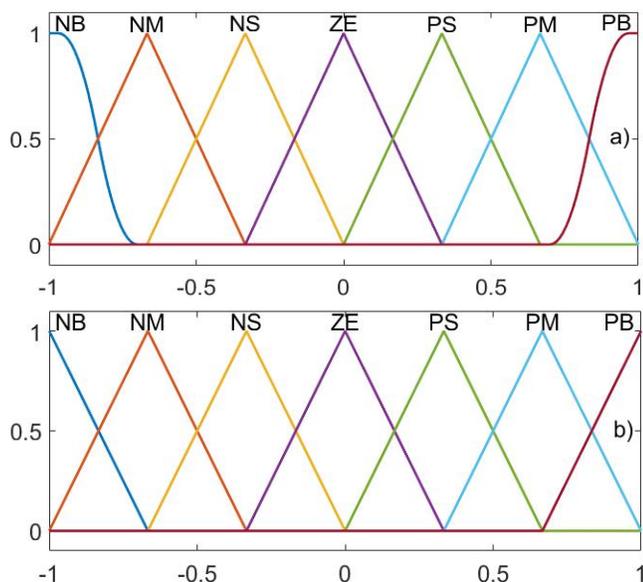
De esta manera, la superficie de control es un plano diagonal, generando una función de transferencia a la cual simplemente se

**Figura 9**  
Lazo de control del voltaje del bus de CD con lógica difusa.



**Figura 10**

Funciones de membresía del controlador de voltaje/corriente del C3MCF basado en lógica difusa (Figuras 8, 9 y 11). a) Error (E) y Cambio en el error (CE), b) Salida del controlador (U).



le ajustan las ganancias como a un controlador clásico, asegurando así la estabilidad en el lazo cerrado de control.

En la Figura 10, se muestran las funciones de membresía (FM) de las entradas y de la salida del controlador difuso propuesto. Estas FM son simétricas y están normalizadas en un rango de [-1 1]. Las FM de las entradas cuentan con funciones tipo Forma-Z y Forma-S en sus extremos para así abarcar todo el universo de las entradas.

La Tabla 4 ilustra el conjunto de reglas difusas del controlador propuesto.

**Tabla 4**

Conjunto de reglas del controlador propuesto basado en lógica difusa.

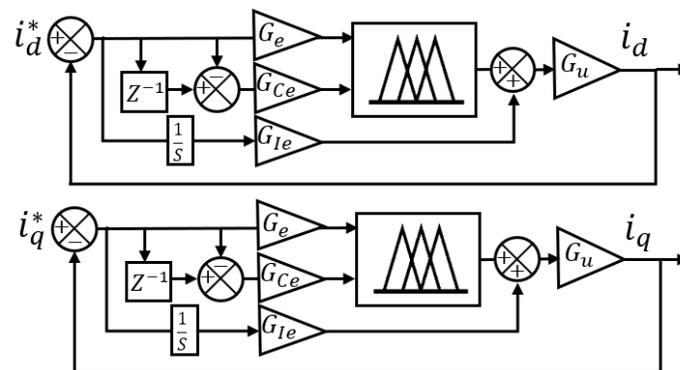
E	CE						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

**G. Controladores Difusos para la Regulación de Corriente y la Compensación de Armónicos de la Red**

La Figura 11 ilustra el diagrama a bloques del control de la corriente en el marco de referencia dq. El lazo interno de control se encarga de filtrar la corriente armónica generada por la carga no lineal. Para realizar la compensación se utiliza un controlador de lógica difusa con acción integral. El procedimiento para obtener las referencias de corriente  $i_d^*$  e  $i_q^*$  se detalló anteriormente en la subsección II.E, haciendo referencia al diagrama de la Figura 8. Puesto que en la señal de entrada del controlador se encuentran las componentes armónicas, el propósito del controlador es lograr que el error sea a igual a cero, obteniendo así una corriente senoidal libre de distorsión.

**Figura 11**

Lazo de control de corrientes  $i_d$  e  $i_q$  con lógica difusa.



Es importante remarcar que las funciones de membresía utilizadas son las mismas de la Figura 10 junto con las mismas reglas difusas de la Tabla 4, pero con diferentes ganancias  $G_e$ ,  $G_{Ce}$ ,  $G_{Ie}$  y  $G_u$  de acuerdo a la Tabla 5.

**Tabla 5**

Ganancias de los controladores difusos de voltaje y corriente.

Símbolo	Descripción	Ganancias del Controlador	
		Voltaje	Corriente
$G_e$	Error	$1 \times 10^{-2}$	$1 \times 10^{-3}$
$G_{Ce}$	Cambio en el error	$1 \times 10^{-3}$	$1 \times 10^{-5}$
$G_{Ie}$	Integral del error	1	$1 \times 10^2$
$G_u$	Salida del controlador	$2 \times 10^4$	$5 \times 10^6$

**III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN**

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos en Matlab-SimPowerSystems.

La Tabla 6 muestra los parámetros del modelo simulado, el cual se ilustró previamente en la Figura 1.

Durante los 5 segundos de simulación suceden eventos importantes. En  $t=0.5s$ , comienza el filtrado activo de armónicos, mientras que en  $t=1s$  inicia la transferencia hacia la carga y la red de la energía proveniente del arreglo fotovoltaico, y finalmente en  $t=4s$ , ésta termina.

La Tabla 7 describe el perfil trapezoidal utilizado en la variación de irradiancia solar.

La Figura 12 muestra las potencias activa P, reactiva Q y aparente S del sistema. Obsérvese como es mucho mejor el desempeño del algoritmo SPMP de lógica difusa (LD) propuesto

**Tabla 6**

Parámetros del modelo de simulación.

Símbolo	Descripción	Valor	Unidad
$C_{CD}$	Capacitor del bus de CD	4	
$C_B$	Capacitor de entrada del Boost	0.0001	mF
$C_C$	Capacitores flotantes del convertidor	4	
$L_B$	Inductor del Boost	100	
$L_C$	Inductores de acoplamiento	4	
$L_S$	Inductor de la red eléctrica	0.1	mH
$L_L$	Inductor de la carga RL	10	
$R_L$	Resistor de la carga RL	40	$\Omega$
$V_{RED}$	Voltaje de la red eléctrica	208	$V_{rms}$
$f_B$	Frecuencia de conmutación del Boost	5	kHz
$f_C$	Frecuencia de conmutación del C3MCF	10	

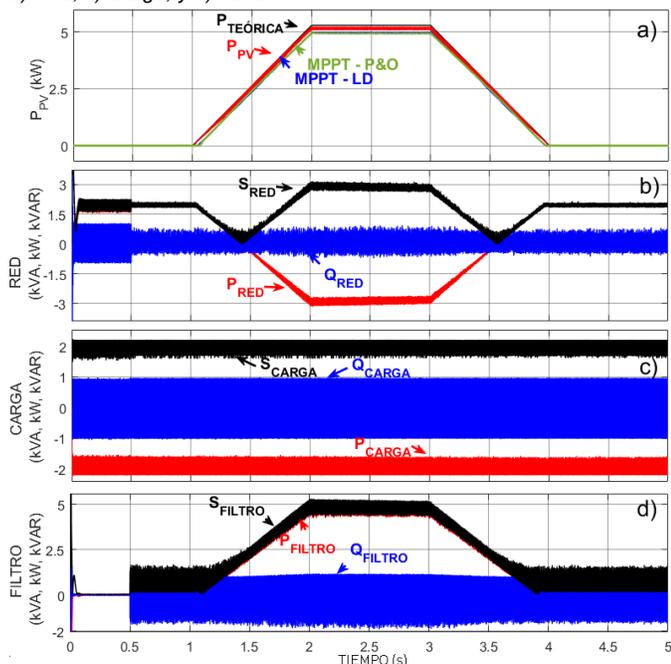
**Tabla 7**

Variación de irradiancia solar del arreglo fotovoltaico de 5kW.

Tiempo (s)	0	1	2	3	4	5
Irradiancia Solar ( $W/m^2$ )	0	0	1000	1000	0	0

**Figura 12**

Potencias aparente, activa y reactiva del sistema: a) Arreglo fotovoltaico, b) Red, c) Carga, y d) Filtro.



en comparación con el clásico de perturbación y observación (P&O), logrando siempre extraer una mayor potencia del arreglo fotovoltaico durante la variación de irradiancia.

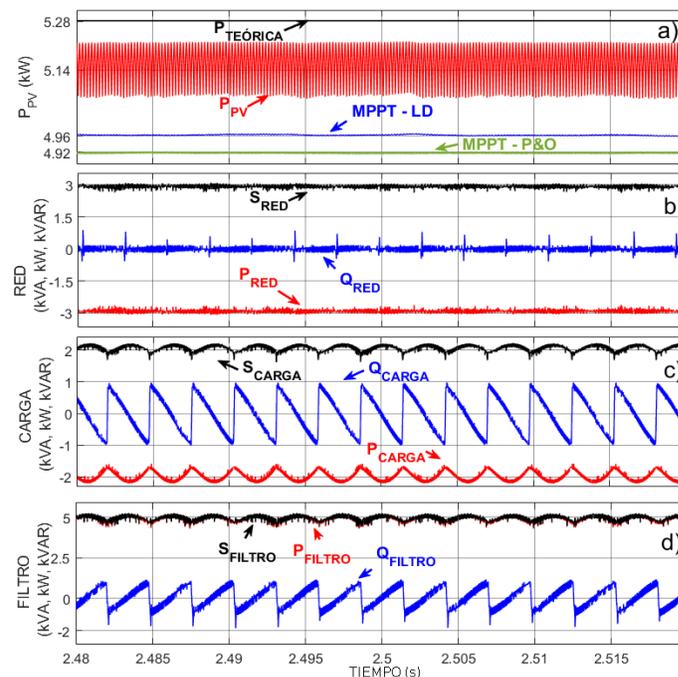
Obsérvese que entre  $t = 1s$  y  $t = 4s$ , el controlador LD sigue con una mejor precisión el punto de máxima potencia. De los resultados b), c) y d) de la Figura 12, se deduce lo siguiente:

- Entre  $t = 0s$  y  $t = 1s$ , las potencias activas, reactivas y aparentes de la red y la carga son iguales pues el arreglo fotovoltaico aún no produce energía. Posteriormente, de  $t = 1s$  a  $t = 1.5s$ , la irradiancia solar comienza a aumentar por lo que el arreglo fotovoltaico empieza a producir energía, y así la potencia activa de la red disminuye, hasta llegar incluso a un valor negativo, lo que significa que el arreglo fotovoltaico ya produce más energía de la requiere la carga, y el exceso se está enviando hacia la red eléctrica.
- En todo momento, desde  $t = 0s$  hasta  $t = 5s$ , las potencias aparente, activa y reactiva de la carga se mantienen constantes, pues siempre consumen la potencia requerida sin importar de que sistema provenga.
- El algoritmo de filtrado activo se habilita a partir de  $t = 0.5s$ . Por lo tanto, obsérvese como la potencia reactiva de la red se reduce a cero, pues la potencia reactiva que consume la carga ahora la provee el filtro a través del C3MCF.

La Figura 13 muestra las mismas señales de la Figura 12, pero con un acercamiento alrededor del instante  $t = 2.5s$ , cuando la

**Figura 13**

Acercamiento en  $t = 2.5s$  de las potencias de la Figura 12 para una irradiancia solar de  $1 kW/m^2$ : a) Arreglo fotovoltaico, b) Red, c) Carga, d) Filtro.



irradiancia solar es máxima al igual que lo es la potencia producida por el arreglo fotovoltaico. Nótese que la potencia teórica es de 5,280W y la potencia promedio  $P_{PV}$  generada por el arreglo fotovoltaico es de 5,145W. Mientras que las potencias  $P_{LD}$  y  $P_{PO}$  extraídas con los algoritmos LD y P&O son de 4,960W y 4,920W, respectivamente.

La Tabla 8 muestra la eficiencia alcanzada por ambos algoritmos SPMP bajo la máxima irradiancia solar de  $1 kW/m^2$ .

**Tabla 8**

Porcentaje de eficiencia de los algoritmos SPMP.

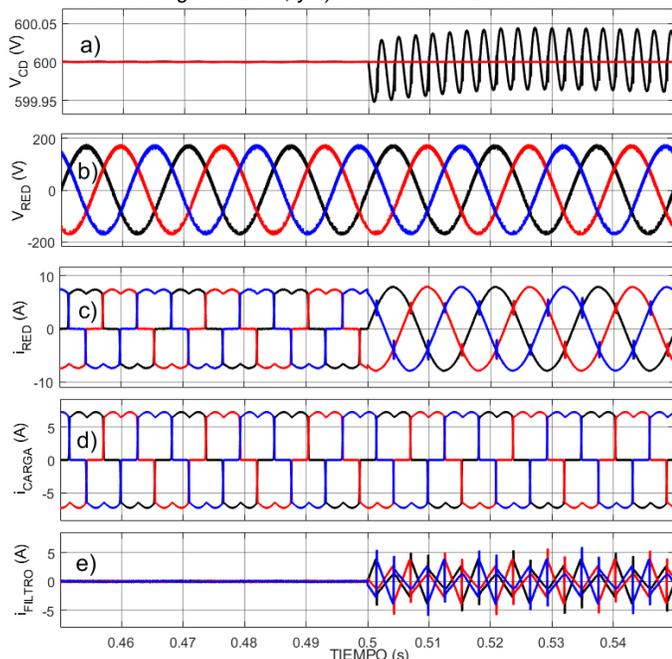
Lógica Difusa (LD)	Perturbación y Observación (P&O)
96.40%	95.62%

En la Figura 14, se muestran los resultados del control del voltaje del bus de CD y de la compensación de la corriente de la red, así como las corrientes de la carga y del filtro, antes y después de la activación del algoritmo de filtrado activo, la cual ocurre en el instante  $t = 0.5s$ .

Obsérvese que el voltaje del bus de CD antes de iniciar el filtrado se encuentra exactamente traslapado con el valor de referencia de 600V, por lo que tiene un error de cero. Justo después de que se habilita el filtro activo, el voltaje del bus oscila alrededor de la referencia con un error de tan solo  $\pm 0.05V$ . Además, el voltaje trifásico de la red es correctamente el de un sistema balanceado. Antes de que comience el filtrado activo, la corriente de la red tiene la misma forma que la corriente de la carga no lineal, pues aún no se comienza a compensar la distorsión que ésta genera. Inmediatamente después de su activación, las corrientes trifásicas se vuelven senoidales. Nótese también como los voltajes y las corrientes de la red están

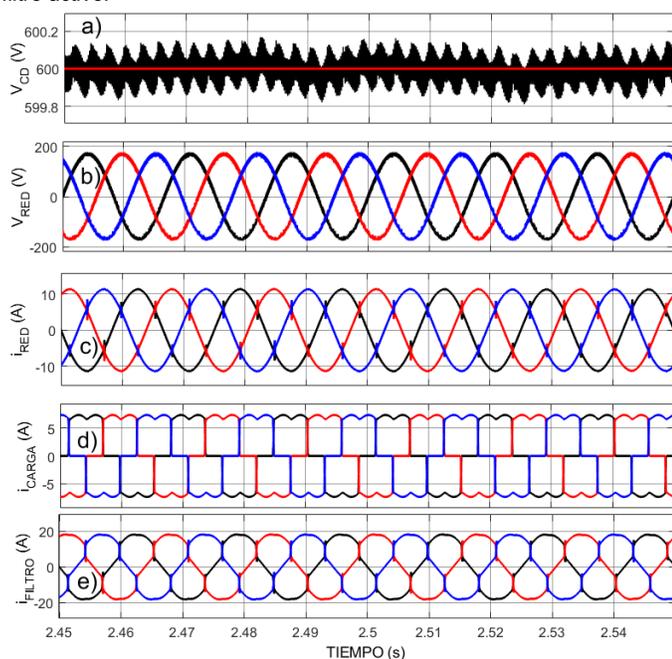
**Figura 14**

Voltajes y corrientes antes y después de la activación del filtro activo: a) Voltaje del bus de CD, b) Voltaje de la red, c) Corriente de la red, d) Corriente de la carga no lineal, y e) Corriente del filtro activo.



**Figura 15**

Voltajes y corrientes en el instante  $t = 2.5s$  bajo la irradiancia solar máxima de  $1 \text{ kW/m}^2$ : a) Voltaje del bus de CD, b) Voltaje de la red, c) Corriente de la red, d) Corriente de la carga no lineal, y e) Corriente del filtro activo.

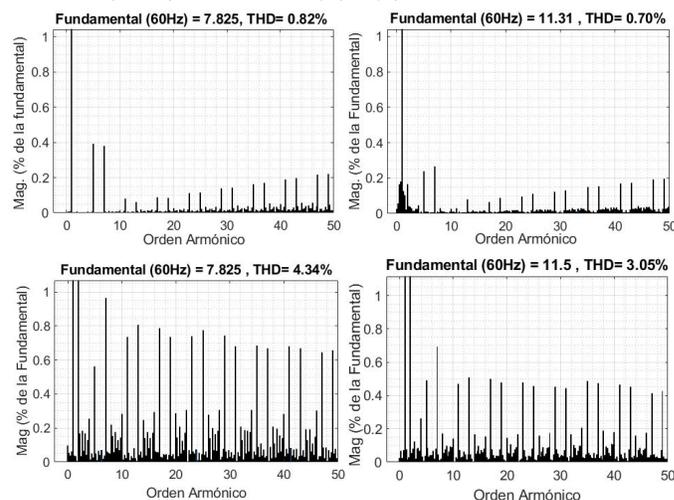


perfectamente en fase.

En la Figura 15, se muestran las mismas señales de la Figura 14, pero con un acercamiento en  $t = 2.5s$ . Es posible observar que en la regulación del voltaje del bus de CD hay un error de

**Figura 16**

Espectros armónicos de  $i_{RED}$  en (izquierda)  $t = 0.5s$  (derecha)  $t = 2.5s$  utilizando: (arriba) Control difuso y (abajo) Control PI.



$\pm 0.2V$ , mientras que ahora la corriente de la red se encuentra desfasada  $180^\circ$  con respecto al voltaje de la red, debido a que en este momento el arreglo fotovoltaico está transfiriendo parte de su energía generada hacia la red eléctrica.

En la Figura 16 se muestran los resultados obtenidos del análisis espectral armónico de la corriente de la red en  $t = 0.5s$  y  $t = 2.5s$ , tanto con el control no lineal propuesto basado en lógica difusa como con el control clásico PI (proporcional-integral). Observe que el análisis en frecuencia se realiza hasta el armónico 50vo, i.e., 3kHz. Es importante resaltar como el controlador de lógica difusa es capaz de reducir la THD (*total harmonic distortion* - distorsión armónica total) incluso por debajo de 1%. Aun cuando ambos controladores cumplen satisfactoriamente con el estándar *IEEE 519* al lograr una distorsión inferior al 5%, el desempeño del controlador propuesto es claramente muy superior al del controlador clásico.

#### IV. CONCLUSIONES

Este artículo presentó el control no lineal basado en lógica difusa de un convertidor trifásico multinivel de capacitor flotante para aplicaciones fotovoltaicas. El sistema propuesto además de ser capaz de integrar a la red eléctrica la energía producida por el arreglo fotovoltaico también funciona como filtro activo para compensar los armónicos de la corriente de la red.

Los resultados obtenidos en Matlab-SimPowerSystems demuestran que el control no lineal de lógica difusa propuesto tiene un mejor desempeño que el control clásico PI, ya que fue capaz de reducir el THD por debajo de 1%. Además, el algoritmo de seguimiento LD también tuvo un desempeño superior al de la técnica clásica P&O, pues logró extraer una mayor potencia durante la variación de irradiancia solar, alcanzando notablemente una eficiencia superior al 96%.

Los controladores propuestos de lógica difusa tienen un gran potencial en las aplicaciones de energía fotovoltaica pues permiten extraer más potencia de los arreglos, tienen una alta dinámica ante variaciones de irradiancia y temperatura, y mejoran considerablemente la calidad de la energía de la red, logrando corrientes con una muy baja distorsión.

## V. AGRADECIMIENTOS

K. G. Vidaña-Aldaba agradece al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico otorgado en el marco del "Programa de Becas Nacionales para Estudios de Posgrado" con número de solicitud 2022-000002-01NACF-00971.

Los autores también agradecen al TecNM, al Instituto Tecnológico de La Laguna y al Instituto Tecnológico Superior de Lerdo por el apoyo económico recibido para el desarrollo del presente trabajo de investigación.

## VI. REFERENCIAS

- Ahmed, K. A. N., Reddy, K. C. O., & Bhakre, P. (2018). *Fuzzy Based Active Filter For Power Quality Mitigation*. IEEE International Conference on System, Computation, Automation and Networking (ICSCA), 1-6. <https://doi.org/10.1109/icscan.2018.8541247>
- Bana, P. R., Panda, K. P., Naayagi, R. T., Siano, P., & Panda, G. (2019). Recently Developed Reduced Switch Multilevel Inverter for Renewable Energy Integration and Drives Application: Topologies, Comprehensive Analysis and Comparative Evaluation. *IEEE Access*, 7, 54888-54909. <https://doi.org/10.1109/access.2019.2913447>.
- Chavan, U. M., Thorat, A. R., & Bhosale, S. S. (2018). *Shunt Active Filter for Harmonic Compensation Using Fuzzy Logic Technique*. International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTC), 1-6 <https://doi.org/10.1109/icctc.2018.8550962>.
- Jantzen, J. (1998). *Tuning of fuzzy PID controllers*. Technical University of Denmark.
- Kumar, P. S., & Mahajan, A. V. (2009). Soft Computing Techniques for the Control of an Active Power Filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(1), 452-461. <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2008.2005881>.
- Kumar, R., Bansal, H. O., Gautam, A. R., Mahela, O. P., & Khan, B. (2022). Experimental Investigations on Particle Swarm Optimization Based Control Algorithm for Shunt Active Power Filter to Enhance Electric Power Quality. *IEEE Access*, 10, 54878-54890. <https://doi.org/10.1109/access.2022.3176732>.
- Mendalek, N., Al-Haddad, K., Fnaiech, F., & Dessaint, L. (2003). Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter. *IEE proceedings*, 150(4), 373. <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20030488>.
- Rahmani, S., Mendalek, N., & Al-Haddad, K. (2010). Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3364-3375. <https://doi.org/10.1109/tie.2009.2038945>.
- Ramirez, F., Tapia, H. J. C. L., & Vazquez, N. (2018). Estrategia de Control para Inversor Multinivel con Capacitores Flotantes. *Pistas Educativas*, 35(108). <http://www.itc.mx/ojs/index.php/pistas/article/download/1408/1218>.
- Swamy, D. M., & Venkatesan, M. (2019). *Three Phase Multi-Level Inverter Topologies and Modulation Techniques: A Short review*. 2nd International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICT), 305-311. <https://doi.org/10.1109/icict46008.2019.8993140>.
- Tan, K., Lin, F., & Chen, J. (2018). DC-Link Voltage Regulation Using RPFNN-AMF for Three-Phase Active Power Filter. *IEEE Access*, 6, 37454-37463. <https://doi.org/10.1109/access.2018.2851250>.
- Tuyen, N. D., & Fujita, G. (2015). PV-Active Power Filter Combination Supplies Power to Nonlinear Load and Compensates Utility Current. *IEEE power and energy technology systems journal*, 2(1), 32-42. <https://doi.org/10.1109/jpets.2015.2404355>.
- Vidaña, K. G., Lara, J., Hernandez, C., & Arjona, M. A. (2022). Diseño y evaluación de un controlador de lógica difusa para la extracción de la máxima potencia de un sistema fotovoltaico de 10kW interconectado a la red. *Revista Ciencia, Ingeniería y Desarrollo Tec Lerdo*, 1(8), 2448-623X. <http://revistacid.itslerdo.edu.mx/coninci2022/CID-060.pdf>.
- Yaramasu, V., & Wu, B. (2017). *Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems*.