

CONTROLADOR DIGITAL MPPT RÁPIDO CON REALIMENTACIÓN DE ESTADOS PARA OPTIMIZAR LA EFICIENCIA Y LA RESPUESTA DINÁMICA DE UN SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED

López Flores David R.^{1,a}, Acosta Cano de los Ríos José E.^{2,a}, Durán Gómez José L.^{3,a}, Baray Arana Rogelio E.^{4,a}, Sánchez Estrada Jairo C.^{5,b}

^aTecnológico Nacional de México/ I.T. Chihuahua
Laboratorio de Energía Solar y Eólica

División de Estudios de Posgrado e Investigación
Ave. Tecnológico No. 2909, 31310, Chihuahua, Chih., México, Tel., (52) 614 201 2000

^bUniversidad de Guadalajara

Centro Universitario de Ciencias Exactas e Ingenierías
Blvd. Marcelino García Barragán No. 1421, 44430, Tel., (52) 33 1378 5900

david.lf@chihuahua.tecnm.mx¹, jose.ac@chihuahua.tecnm.mx², jose.dg@chihuahua.tecnm.mx³
rogelio.ba@chihuahua.tecnm.mx⁴, jairo.sanchez3418@academicos.udg.mx⁵

RESUMEN

En este trabajo se presenta un controlador digital de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) con rápido tiempo de ejecución (TE), basado en la técnica de realimentación de estados y un método MPPT vía mediciones. El enfoque propuesto mejora la eficiencia de conversión de energía (ECE) y respuesta dinámica de un sistema fotovoltaico (PV) de 10 kW conectado a la red, el cual incluye un convertidor dc-dc y un inversor. Los resultados de simulación demuestran que el controlador MPPT rastrea la corriente MPP del arreglo PV sin sobrepasos, con tiempos promedio de subida de 42.67 ms y de recuperación de 52.5 ms. Además, permite el seguimiento de la potencia del arreglo PV en el MPP con un sobrepaso promedio de 0.17% y una ECE de hasta 95.84%. Este desempeño global garantiza una tensión del inversor estable y transiciones suaves en la corriente activa, la cual presenta un sobrepaso promedio de 4.29%. Adicionalmente, el controlador alcanza un TE de 27.73 μ s, asegurando la sincronización con la frecuencia de conmutación del convertidor.

Palabras Clave: Sistema PV conectado a la red, controlador MPPT, realimentación de estados, tarjeta F28069M.

ABSTRACT

This paper presents a digital maximum power point tracking (MPPT) controller with fast execution time (ET), based on the state-feedback technique and a measurement-based MPPT method. The proposed approach improves the energy conversion efficiency (ECE) and dynamic response of a 10 kW grid-tied photovoltaic (PV) system, which includes a dc-dc converter and an inverter. Simulation results demonstrate that the MPPT controller tracks the MPP current of the PV array without overshoots, with average rise and recovery times of 42.67 ms and 52.5 ms, respectively. Furthermore, it enables power tracking of the PV array at the MPP with an average overshoot of 0.17% and achieves an ECE of up to 95.84%. This overall performance ensures a stable inverter voltage and smooth transitions in the active current, which shows an average overshoot of 4.29%. Additionally, the controller achieves an ET of 27.73 μ s, ensuring synchronization with the converter switching frequency.

Keywords: Grid-Tied PV system, MPPT controller, state-feedback technique, F28069M board.

1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas fotovoltaicos (PV) conectados a la red eléctrica representan una solución sostenible frente al cambio climático, ya que transforman la energía solar en electricidad sin generar emisiones contaminantes [1], [2]. Sin embargo, debido a la naturaleza variable de la radiación solar, es fundamental que estos sistemas estén equipados con unidades de control que gestionen sus convertidores de potencia, a fin de garantizar una transferencia de energía a la red que sea resiliente, estable, eficiente y sostenible [3]. Estas unidades de control incorporan señales de modulación por ancho de pulso (PWM) y lazos de control básicos, que incluyen control de tensión/corriente y sincronización con la red. Además, proporcionan funcionalidades específicas como el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), protección anti-isla y limitación de potencia activa. También integran funciones avanzadas, entre ellas el soporte a la red, monitoreo de paneles fotovoltaicos, control de almacenamiento de energía, gestión de la calidad de la energía, amortiguamiento de oscilaciones de potencia y capacidades de arranque en negro [3], [4].

Un lazo de control básico adecuado, combinado con un método MPPT, puede mejorar la eficiencia de conversión de energía (ECE) y la respuesta dinámica en los sistemas PV conectados a la red. Esta combinación es conocida en la literatura como un controlador MPPT con enfoque de control indirecto, en el cual el método MPPT determina el valor de referencia correspondiente al punto de máxima potencia (MPP) del arreglo PV, el cual es posteriormente utilizado por los lazos de control para regular los convertidores de potencia del sistema PV [5]. Por un lado, debido a su baja complejidad, bajo costo y menor necesidad de sensores, un método MPPT basado en mediciones es una opción viable para calcular el valor de referencia [6]. Por otro lado, está bien establecido en la literatura que la técnica de control por realimentación de estados mejora la respuesta dinámica, reduce el sobrepaso y el error en estado estacionario,

y permite una regulación precisa del sistema mediante el ajuste directo de la señal de control. Además, su estructura lineal facilita la implementación sin comprometer la estabilidad ni el rendimiento global del sistema [7], [8]. Existen pocos trabajos relevantes que incorporan la técnica de realimentación de estados como lazo de control básico en controladores MPPT para sistemas PV [9-11]. Sin embargo, hasta donde se tiene conocimiento, ninguno de ellos presenta una evaluación detallada sobre la influencia de dicho controlador en la ECE ni en la respuesta dinámica del inversor. Además, no se reporta una evaluación del tiempo de ejecución (TE) del controlador en plataformas de hardware, aspecto fundamental para validar su aplicabilidad en implementaciones embebidas y entornos en tiempo real. Por lo tanto, en este trabajo se presenta un controlador digital MPPT basado en la técnica de realimentación de estados y en un método MPPT vía mediciones, para mejorar la ECE y la respuesta dinámica de un sistema PV de 10 kW que incluye un convertidor dc-dc y un inversor. Este enfoque permite que el controlador MPPT rastree la corriente en el MPP del arreglo PV sin sobrepasos, con tiempos promedio de subida de 42.67 ms y de recuperación de 52.5 ms. Además, habilita el seguimiento de la potencia del arreglo PV en el MPP con un sobrepaso promedio de 0.17% y una ECE de hasta 95.84%. Este desempeño global garantiza una tensión del inversor estable y transiciones suaves en la corriente activa, la cual presenta un sobrepaso promedio de 4.29%. Adicionalmente, el controlador alcanza un tiempo de ejecución de 27.73 μ s en la tarjeta F28069M, asegurando la sincronización con la frecuencia de conmutación del convertidor.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente manera: la sección 2 describe la configuración del sistema PV conectado a la red, así como el diseño del controlador digital MPPT. En la sección 3 se presentan los resultados de simulación y su análisis, así como los detalles de implementación del controlador propuesto en la tarjeta F28069M. Finalmente, en la sección 4 se exponen las conclusiones.

2. METODOLOGÍA

2.1. Configuración del Sistema PV

El diagrama de bloques del sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica se muestra en la Fig. 1. El arreglo PV convierte la irradiancia solar G en potencia eléctrica P_{pv} , definida como el producto de la corriente de salida i_{pv} y la tensión de salida v_{pv} del arreglo. El convertidor elevador dc-dc incrementa v_{pv} hasta la tensión del bus de continua v_{dc} . En estado estacionario, la corriente i_{pv} es equivalente a la corriente de entrada del convertidor i_{in} . Estas corrientes se modulan mediante la señal de control d para llevar la corriente i_{pv} hacia la corriente MPP, I_{mpp} , del arreglo PV. El controlador MPPT propuesto determina la señal d en función de G e i_{pv} . El inversor convierte a v_{dc} y su corriente de entrada i_{dc} en tensiones v_{abc} y corrientes alternas i_{abc} , utilizando la técnica de control en coordenadas dq , como se describe en [12]. El inversor está conectado a la red eléctrica mediante un filtro resistivo-inductivo (RL) en paralelo con un

filtro resistivo-inductivo-capacitivo (RLC), con el fin de reducir la distorsión armónica total en v_{abc} e i_{abc} causada por cargas no lineales. Una modulación apropiada de i_{pv} mediante la señal de control d contribuye a un buen proceso de rastreo de I_{mpp} , lo que impacta positivamente en la ECE del sistema PV. También, ayuda a mejorar la respuesta dinámica del inversor al optimizar el comportamiento de su corriente activa i_d y la tensión v_{dc} , contribuyendo a minimizar las variaciones en v_{abc} e i_{abc} . La metodología utilizada para diseñar el controlador MPPT propuesto, encargado de determinar la señal d , se presenta en la siguiente sección.

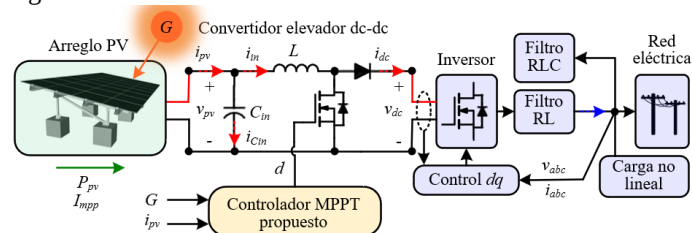


Figura 1. Diagrama a bloques del sistema PV conectado a la red eléctrica.

Tabla 1. Parámetros del sistema PV conectado a la red.

Nombre	Valor
Modelo de módulo solar utilizado en el arreglo PV	CS6X-280P
Número de cadenas en paralelo de módulos	2
Número de módulos conectados en serie por cadena	18
Pot. en el punto de máxima potencia del arreglo PV	$P_{mpp} = 10.07$ kW
Corr. en el punto de máxima potencia del arreglo PV	$I_{mpp} = 15.7147$ A
Voltaje en el punto de máxima potencia del arreglo PV	$V_{mpp} = 640.8$ V
Capacitor de entrada del convertidor elevador dc-dc	$C_{in} = 1$ μ F
Inductor del convertidor elevador dc-dc	$L = 100$ mH
Frecuencia de conmutación del convertidor dc-dc	$f_s = 5$ kHz
Voltaje nominal del bus de dc	$v_{dc,n} = 1000$ V
Potencia nominal del inversor	$P_n = 10.07$ kW
Voltaje de fase nominal del inversor y la red	$v_{fn} = 110$ V _{rms}
Frecuencia nominal del inversor y la red	$f_n = 60$ Hz
Frecuencia portadora del inversor	$f_c = 2$ kHz
Inductancia del filtro RL	$L_{rl} = 13.3$ mH
Resistencia del filtro RL	$R_{rl} = 0.0417$ Ω
Orden armónico del filtro RLC	$H_{rlc} = 31$
Factor de calidad del filtro RLC	$Q_{rlc} = 5$
Corriente de cortocircuito de la red eléctrica	$I_{sc} = 210$ kA
Potencia de la carga no lineal en la red eléctrica	$P_{nl} = 10$ kW
Número de bits del modulador digital PWM	$b = 16$

Nota: Consultar el repositorio “<https://github.com/DavidRLF/Controlador-Digital-MPPT-Rapido-con-Realimentacion-de-Estados-para-un-Sistema-PV.git>” para obtener más detalles sobre los parámetros, los procedimientos de diseño del controlador por realimentación de estados (en continuo y discreto), así como los modelos de simulación y la implementación en la tarjeta F28069M.

2.2. Diseño del Controlador MPPT

En la Fig. 2 se muestra el circuito equivalente correspondiente al de la Fig. 1, el cual es utilizado en este trabajo para el diseño controlador MPPT propuesto, basado un método MPPT de mediciones y la técnica de realimentación de estados. En este circuito se asumieron las siguientes consideraciones: la corriente i_{pv} se considera equivalente a i_{in} , por lo que la dinámica del capacitor de entrada C_{in} se omite del circuito equivalente; el inductor L , el capacitor C_{dc} , el diodo D y el interruptor Q se

consideran ideales; el capacitor C_{dc} actúa como enlace entre el convertidor y el inversor conectado a la red, el cual se modela como una carga resistiva R_{dc} ; finalmente, se asume que el convertidor opera en modo continuo de conducción, sin pérdidas, y a la potencia nominal de 10 kW del arreglo PV. En la Tabla 1 se resumen los parámetros usados para diseñar y validar el controlador propuesto, en concordancia con las Figs. 1 y 2 y las consideraciones previamente descritas.

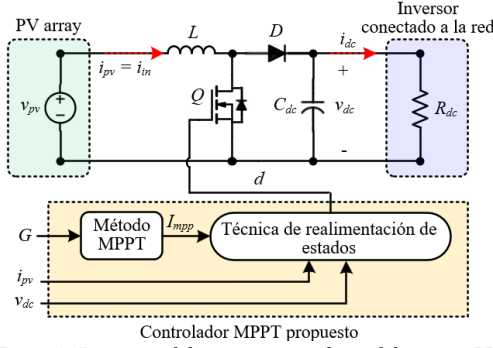


Figura 2. Diagrama del circuito equivalente del sistema PV.

La corriente I_{mpp} de la Fig. 2 se calcula mediante un método MPPT basado en mediciones. Este método se fundamenta en el modelo de circuito equivalente de un solo diodo para un panel PV, según lo establecido por el Laboratorio Nacional de Energías Renovables (NREL) [13]. Se aplican las siguientes consideraciones al panel PV: los efectos de las resistencias serie y derivación se consideran despreciables, la corriente de saturación tiene un impacto mínimo y se asume que la temperatura es constante a 25° C. Además, se considera que $I_{mpp,STC}$, que representa la corriente en el punto de máxima potencia bajo condiciones estándar de prueba (STC), es aproximadamente igual a la corriente de cortocircuito, debido a su estrecha relación. Con base en estas consideraciones, y para arreglos fotovoltaicos con N_{par} cadenas en paralelo, el modelo de NREL puede simplificarse para calcular la corriente MPP I_{mpp} en función de la irradiancia medida G , de la siguiente manera:

$$I_{mpp} = N_{par} \frac{I_{mpp,STC}}{G_{STC}} G \quad (1)$$

Como fue previamente mencionado, una modulación apropiada de i_{pv} mediante la señal de control d contribuye a un buen proceso de rastreo de I_{mpp} . Este objetivo se logra mediante la técnica de realimentación de estados, que actúa como lazo de control básico encargado de determinar dicha señal. De ahí la importancia de un diseño adecuado de esta técnica, cuya implementación se considera en forma digital en este trabajo. Para ello, se considera a v_{pv} como una perturbación y se incluye la acción de seguimiento de la referencia I_{mpp} en el convertidor dc-dc mostrado en la Fig. 2. Bajo estas condiciones, se aplica la técnica de promediado del interruptor [14], y posteriormente se discretiza el sistema resultante mediante el método de Euler

hacia adelante [15]. Como resultado, se obtiene el modelo linealizado en tiempo discreto con seguimiento de referencia, expresado en forma matricial como:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u_c(k)$$

$$y(k) = C_d x(k)$$

(2)

$$u_c(k) = I(k) - [K_1 x_1(k) + K_2 x_2(k)]$$

$$I(k) = K_3 x_3(k) T_s + I(k-1)$$

Donde T_s es el tiempo de muestreo del controlador y $x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k)]^T$, con $x_1(k)$ representando la corriente i_{pv} , $x_2(k)$ la tensión v_{dc} y $x_3(k)$ el error $e = I_{mpp} - i_{pv}$, correspondiente al seguimiento de referencia. La salida del sistema está dada por $y(k) = i_{pv}$. La ley de control $u_c(k)$ esta compuesta por dos partes: una acción proporcional sobre las variables $x_1(k)$ y $x_2(k)$, regulada por las ganancias K_1 y K_2 , y una acción integral aplicada al error de seguimiento $x_3(k)$, acumulada en el término $I(k)$ con la ganancia K_3 . En conjunto, estas ganancias forman el vector $K = [K_1 \ K_2 \ K_3]$, el cual se diseña en este trabajo mediante la técnica de ubicación de polos, con el fin de lograr un seguimiento apropiado de la corriente I_{mpp} ante variaciones dinámicas o perturbaciones del sistema. Las matrices A_d , B_d y C_d corresponden a la matriz estados, la matriz de entrada y la matriz de salida, respectivamente. Estas matrices se definen en función de los parámetros del sistema de la siguiente manera:

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s(1-K_{pwm}U_c)}{L} & 0 \\ \frac{T_s(1-K_{pwm}U_c)}{C_{dc}} & 1 - \frac{T_s}{C_{dc}R_{dc}} & 0 \\ -T_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{K_{pwm}T_sX_2}{L} \\ -\frac{K_{pwm}T_sX_1}{C_{dc}} \\ 0 \end{bmatrix}, C_d = [1 \ 0 \ 0]$$

$$U_c = \frac{d}{K_{pwm}}, K_{pwm} = \frac{1}{2^b - 1}$$

Donde K_{pwm} es la ganancia del modulador digital PWM, y b representa el número de bits del modulador. Los términos $X_1 = I_{mpp}$, $X_2 = v_{dc,n}$, $d = (v_{dc,n} - v_{mpp})/v_{dc,n}$, $T_s = 1/f_s$ y $U_c = d/K_{pwm}$ se determinan a partir del punto de operación asociado a la potencia nominal del sistema PV. Para llevar a cabo el diseño del vector de ganancias K mediante la técnica de ubicación de polos, es necesario construir el polinomio característico del sistema en

lazo cerrado. Este polinomio se obtiene a partir de la matriz A_d del sistema discretizado y se expresa como:

$$\det(zI - A_d) = 0 \rightarrow z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0 = 0$$

$$a_2 = \frac{3C_{dc}LR_{dc} - LT_s}{C_{dc}LR_{dc}},$$

$$a_1 = \frac{T_1 - T_2 + T_3 - 2LT_s + 3C_{dc}LR_{dc}}{C_{dc}LR_{dc}} \quad (4)$$

$$a_0 = \frac{T_1 - T_2 + T_3 - LT_s + C_{dc}LR_{dc}}{C_{dc}LR_{dc}}, T_3 = R_{dc}T_s^2$$

$$T_1 = R_{dc}K_{pwm}^2 T_s^2 U_c^2, T_2 = 2R_{dc}K_{pwm} T_s^2 U_c$$

El polinomio (3) representa la dinámica del sistema en lazo cerrado. Para garantizar que el sistema siga adecuadamente la referencia I_{mpp} con una respuesta dinámica deseada, dicho polinomio debe coincidir con un polinomio característico objetivo, definido a partir de tres polos ubicados en el plano z : dos polos dominantes y un polo adicional. Estos polos deseados se determinan en función de los requisitos de diseño, como el tiempo de establecimiento T_{est} , el factor de amortiguamiento ζ y T_s . Los polos dominantes se obtienen inicialmente en el plano s , a partir de la ecuación característica de segundo orden:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0, \text{ con } \omega_n = \frac{4}{\zeta T_{est}} \quad (5)$$

Posteriormente, estos polos se transforman al plano z , junto el tercer polo adicional, mediante la relación $z_i = e^{s_i T_s}$ con $i = 1, 2, 3$. Esto permite obtener los polos deseados z_1, z_2 y z_3 , a partir de los cuales se construye el polinomio característico deseado del sistema en lazo cerrado:

$$z^3 - b_2 z^2 + b_1 z - b_0 = 0$$

$$b_2 = z_1 + z_2 + z_3, b_0 = z_1 z_2 z_3 \quad (6)$$

$$b_1 = z_3(z_1 + z_2) + z_1 z_2$$

Al igualar los polinomios (4) y (6) término a término, se obtienen las ganancias barra $\bar{K} = [\bar{K}_1 \quad \bar{K}_2 \quad \bar{K}_3]$:

$$\bar{K}_1 = 3 - z_2 - z_3 - \frac{T_s}{C_{dc}R_{dc}} - z_1$$

$$\bar{K}_2 = z_1 z_2 + z_1 z_3 + z_2 z_3 - T_4 + \frac{2T_s}{C_{dc}R_{dc}} - T_5 + T_6 - 3 \quad (7)$$

$$\bar{K}_3 = T_4 - z_1 z_2 z_3 - \frac{T_s}{C_{dc}R_{dc}} + T_5 - T_6 + 1$$

donde:

$$T_4 = \frac{T_s^2}{C_{dc}L}, T_5 = \frac{K_{pwm}^2 T_s^2 U_c^2}{C_{dc}L}, T_6 = \frac{2K_{pwm} T_s^2 U_c}{C_{dc}L}$$

Las ganancias barra fueron calculadas a partir del sistema en forma no canónica controlable. Por lo tanto, no pueden aplicarse directamente al sistema original.

Para obtener el vector de ganancias real K , se requiere una transformación de similitud que relacione la base original con la forma canónica del sistema:

$$K = \bar{K}[C_o C_i]^{-1} \quad (8)$$

Donde C_o es la matriz de controlabilidad y C_i la matriz Toeplitz, definidas como:

$$C_o = [B_d \quad A_d B_d \quad A_d^2 B_d], C_i = \begin{bmatrix} 1 & -a_2 & a_1 \\ 0 & 1 & a_2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

El vector $K = [K_1 \quad K_2 \quad K_3]$ resultante, como fue previamente descrito, contiene las ganancias de retroalimentación del sistema: K_3 corresponde a la ganancia integral asociada al seguimiento de la referencia I_{mpp} , mientras que K_1 y K_2 regulan las variables de estado $x_1 = i_{pv}$ y $x_2 = v_{dc}$, respectivamente.

La Fig. 3 muestra la estructura interna del controlador MPPT propuesto e incluye los valores finales de las ganancias K , obtenidos a partir del procedimiento de diseño, los parámetros de la Tabla 1, $\zeta = 1$, y $T_{est} = 0.06$ s para i_{pv} . La irradiancia G , corriente i_{pv} y tensión v_{dc} son discretizados mediante el método de retención de orden cero (ZOH).

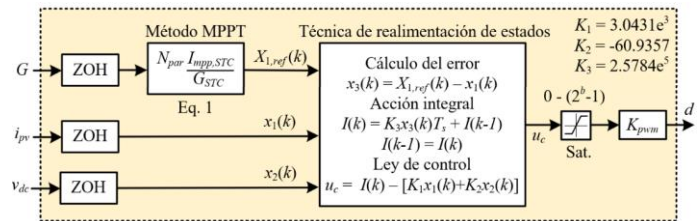


Figura 3. Diagrama de conexiones del controlador MPPT propuesto.

3. RESULTADOS Y DISCUSIONES

3.1. Resultados

Considerando los parámetros de la Tabla 1 y aplicando las variaciones de irradiancia solar de la Fig. 4 al sistema PV de la Fig. 1, la Fig. 5 muestra el desempeño del controlador MPPT propuesto en el seguimiento de la referencia I_{mpp} , ante un tiempo de establecimiento $T_{est} = 0.06$ s para i_{pv} y escalones de irradiancia. Dicho desempeño influye en el comportamiento de P_{pv} respecto a su valor máximo P_{mpp} , en la evolución de la corriente activa del inversor i_d , en la tensión del bus v_{dc} , así como en las tensiones y

corrientes del inversor (v_{abc} e i_{abc}), como se muestran en las Figs. 6, 7, 8 y 9, respectivamente.

En los resultados correspondientes a i_d , se consideran tres tiempos de establecimiento T_{est} (0.06 s, 0.08 s y 0.10 s) con $\zeta = 1$ para i_{pv} , seleccionados con el fin de demostrar cómo la dinámica de i_{pv} influye en la evolución de la corriente activa del inversor i_d y la ECE del sistema PV.

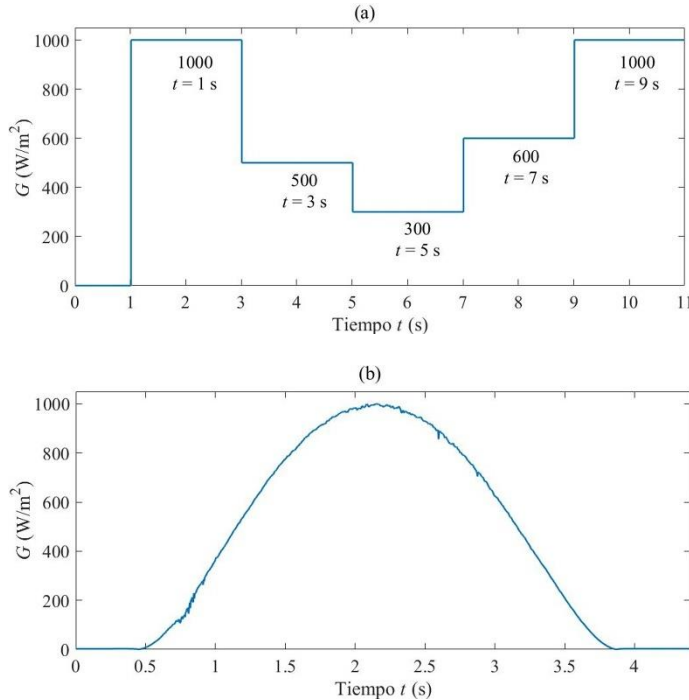


Figura 4. Variaciones de la irradiancia solar G : (a) escalones y (b) curva.

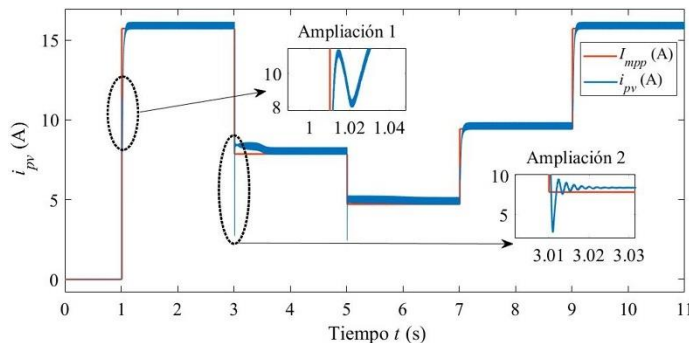


Figura 5. Desempeño de la corriente i_{pv} frente a I_{mpp} , para $T_{est} = 0.06$ s con $\zeta = 1$ y bajo escalones de irradiancia G .

En particular, las Figs. 6 y 9 presentan resultados considerando tanto escalones como la curva de irradiancia solar de la Fig. 4, con un tiempo de establecimiento $T_{est} = 0.06$ s y $\zeta = 1$ para i_{pv} . La Tabla 2 resume el desempeño de métricas extraídas directamente de las Figs. 5 a 8, las cuales incluyen: sobrepaso M_p , subimpulso U_s , tiempo de subida t_r , tiempo de recuperación t_{rec} , así como los valores promedio, máximos y mínimos observados en algunos casos.

Cabe señalar que estas métricas están alineadas con los escalones de irradiancia de la Fig. 6(a), los cuales ocurren en los tiempos 1 s, 3 s, 5 s, 7 s y 9 s.

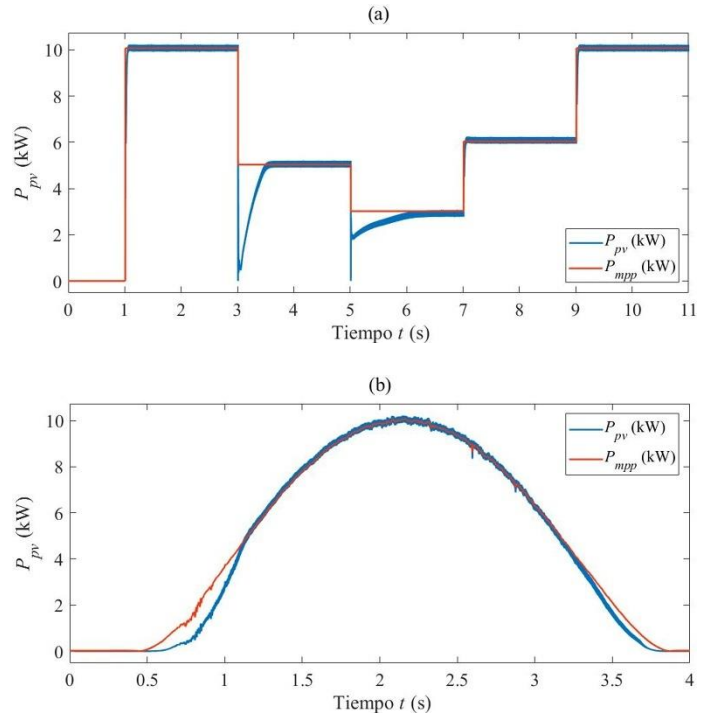


Figura 6. Comportamiento de P_{pv} frente a P_{mpp} con $T_{est} = 0.06$ s y $\zeta = 1$ para: (a) i_{pv} bajo escalones y (b) la curva de irradiancia G .

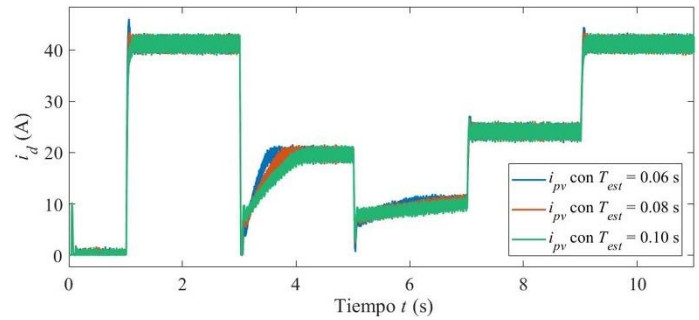


Figura 7. Evolución de la corriente activa i_d del inversor, para tres tiempos T_{est} (0.06 s, 0.08 s y 0.10 s) y $\zeta = 1$ para i_{pv} , bajo escalones de irradiancia G .

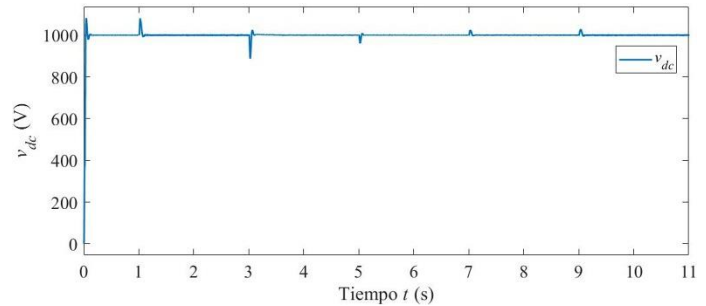


Figura 8. Comportamiento de la tensión del bus v_{dc} , con $T_{est} = 0.06$ s y $\zeta = 1$ para i_{pv} , bajo escalones de irradiancia G .

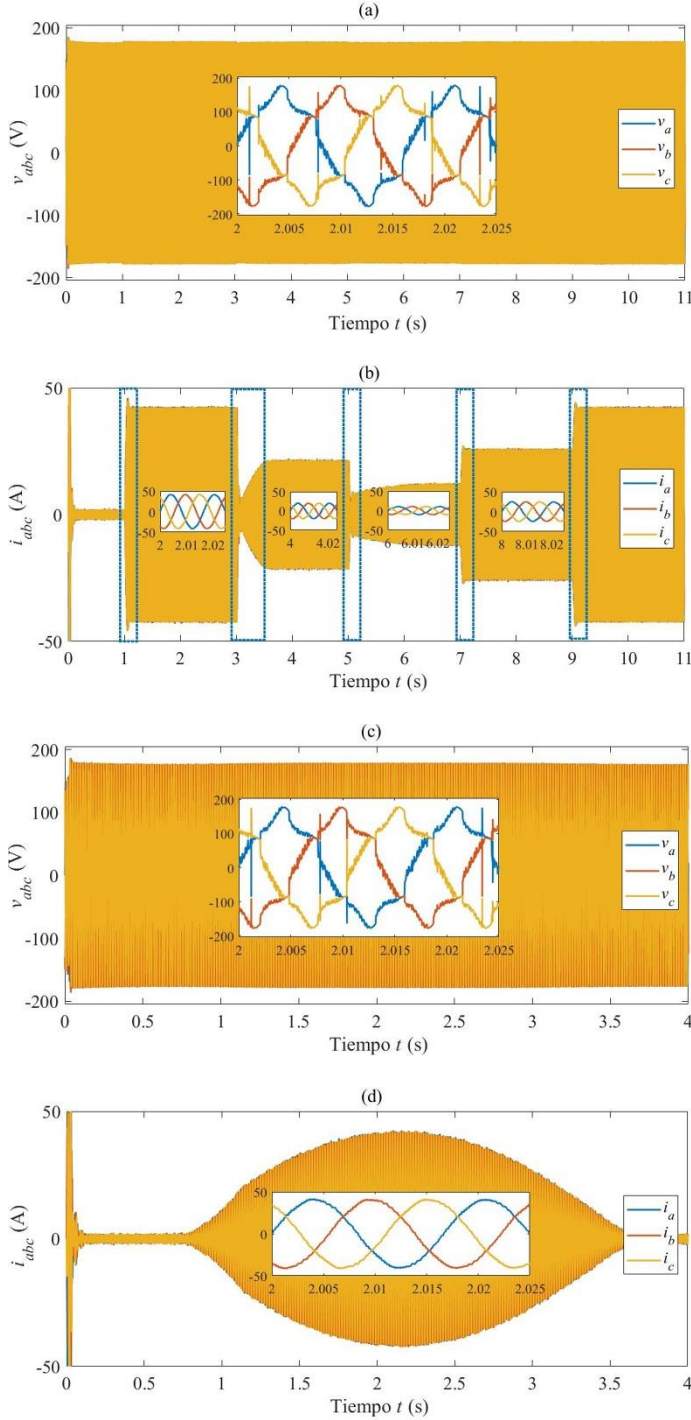


Figura 9. Comportamiento de: (a)-(c) las tensiones v_{abc} y (b)-(d) corrientes i_{abc} del inversor, con $T_{est} = 0.06$ s y $\zeta = 1$ para i_{pv} , bajo escalones y la curva de irradiancia G , respectivamente.

Aplicando el criterio de eficiencia de conversión de energía descrito en [16] a la potencia P_{pv} obtenida con el controlador propuesto, y considerando los tiempos de establecimiento T_{est} (0.06 s, 0.08 s y 0.1 s) con $\zeta = 1$ para i_{pv} , junto con las

variaciones de irradiancia solar de la Fig. 6, se obtiene la ECE, como se resume en la Tabla 3.

Tabla 2. Métricas dinámicas del sistema PV obtenidas a partir de las Figs. 5 a 8, alineadas con los escalones de irradiancia de la Fig. 6(a).

Var.	Tiempo					Promedio
	1 s	3 s	5 s	7 s	9 s	
i_{pv}	0.00 ^{1,a}	65.27 ^{2,a}	48.43 ^{2,a}	0.00 ^{1,a}	0.00 ^{1,a}	0.00 ^{1,a} /56.85 ^{2,a}
	35 ^{3,a}	104 ^{4,a}	1 ^{4,a}	49 ^{3,a}	44 ^{3,a}	42.67 ^{3,a} /52.5 ^{4,a}
P_{pv}	0.10 ^{1,a}	--	--	0.31 ^{1,a}	0.10 ^{1,a}	0.17 ^{1,a}
I_d	6.39 ^{1,a}	100 ^{2,a}	92.66 ^{2,a}	3.98 ^{1,a}	2.49 ^{1,a}	4.29 ^{1,a} /96.33 ^{2,a}
	0.67 ^{1,b}	100 ^{2,b}	74.80 ^{2,b}	3.29 ^{1,b}	0.46 ^{1,b}	1.47 ^{1,b} /87.40 ^{2,b}
	0.00 ^{1,c}	100 ^{2,c}	71.68 ^{2,c}	3.14 ^{1,c}	0.00 ^{1,c}	1.05 ^{1,c} /85.84 ^{2,c}
v_{dc} ⁵	+8/-0.96	+2.4/-11.1	+0.9/-3.9	+2.5/-0.4	+3/-0.68	+3.36/-3.41

^a i_{pv} con $T_{est} = 0.06$ s, $\zeta = 1$

^b i_{pv} con $T_{est} = 0.08$ s, $\zeta = 1$

^c i_{pv} con $T_{est} = 0.10$ s, $\zeta = 1$

¹ Sobrepasso M_p (%)

² Subimpulso U_s (%)

³ Tiempo de subida t_r (ms)

⁴ Tiempo de recuperación t_{rec} (ms)

⁵ Var. expresadas en +/- % con respecto a $v_{dc,n}$

Tabla 3. La ECE obtenida bajo escalones y curva de irradiancia G , para tres tiempos de establecimiento T_{est} (0.06 s, 0.08 s y 0.10 s) con $\zeta = 1$ para i_{pv} .

ECE con dif. T_{est} de i_{pv}	Escalones	Curva	Max. ECE
ECE con $T_{est} = 0.06$ s	95.84%	91.87%	95.84%
ECE con $T_{est} = 0.08$ s	95.27%	92.55%	95.27%
ECE con $T_{est} = 0.10$ s	94.72%	92.03%	94.72%

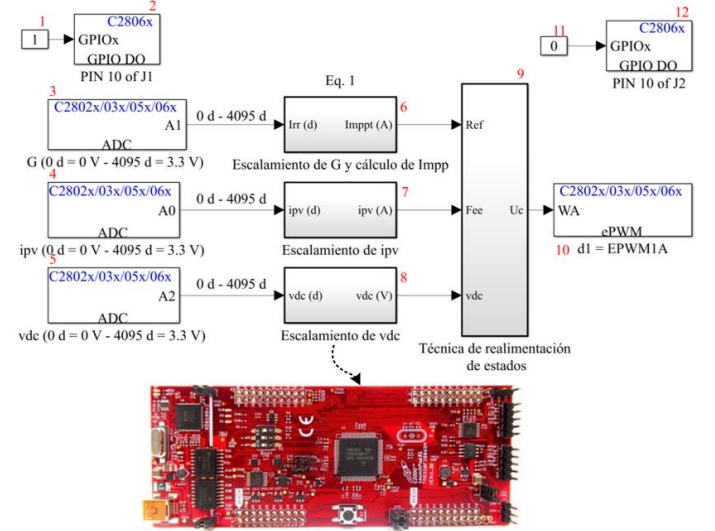


Figura 10. Implementación del controlador MPPT propuesto en la tarjeta F28069M para la medición del tiempo TE.

En este trabajo se utilizan dos métodos para evaluar el tiempo TE del controlador MPPT propuesto: la priorización de bloques (BP) y el perfilado de ejecución de código (CEP) [16]. En el método de priorización de bloques, la secuencia de ejecución se define según el orden especificado de los bloques, como se indica con las etiquetas rojas en la Fig. 10. El controlador se ejecuta en el siguiente orden: primero, se activa el pin de

propósito general de entrada/salida (GPIO) D0 colocándolo en nivel alto; posteriormente, se realiza las mediciones de la irradiancia G , la corriente i_{pv} y la tensión v_{dc} . La ejecución continúa siguiendo el orden de indicado por las etiquetas rojas, hasta que finalmente se coloca el GPIO D0 en nivel bajo. El tiempo TE correspondiente a este orden se mide mediante un osciloscopio, registrando el intervalo durante el cual el GPIO D0 permanece en nivel alto. En el método CEP se extraen métricas de tiempos de ejecución de los bloques mediante el comando `codertarget.profile.getData('nombre_del_algoritmo')` dentro del entorno de simulación. Esto genera un reporte CEP que contiene los datos del TE del controlador. Ambos métodos parten del hecho de que el controlador está implementado en la tarjeta F28069M. Al aplicar estos métodos, se obtienen las mediciones del TE que se presentan en la Tabla 4, bajo las condiciones BP, rango medio y CEP. La discusión de los resultados previos, se presenta a continuación.

Tabla 4. Tiempos de ejecución obtenidos con los métodos BP y CEP.

TE con BP	Valor Medio	TE con CEP
21.60 μ s	27.73 μ s	33.87 μ s

3.2. Discusiones

En la Fig. 5, se observa en la ampliación 1 un comportamiento oscilatorio de la corriente i_{pv} antes de alcanzar la referencia I_{mpp} , mientras que en la ampliación 2 se aprecia un subimpulso pronunciado. Este patrón se repite en otras transiciones de I_{mpp} inducidas por los escalones de irradiancia G , lo que impacta negativamente tanto en la ECE como en la dinámica del inversor del sistema PV. Los subimpulsos en la corriente i_{pv} pueden explicarse por la baja inercia del sistema fotovoltaico y la pendiente pronunciada de la curva I-V en la región del codo, donde pequeñas variaciones de irradiancia generan cambios abruptos en la referencia de corriente I_{mpp} . En estas condiciones, el controlador de realimentación de estados intenta forzar a i_{pv} hacia el nuevo valor de referencia en lapsos muy cortos, lo que provoca la aparición de subimpulsos antes de alcanzar el régimen estacionario. El efecto es más severo en descensos de irradiancia, ya que la disminución repentina de I_{mpp} exige una reducción brusca de i_{pv} sin que exista una inercia eléctrica o almacenamiento que amortigüe la transición. Este fenómeno constituye una limitación inherente de los métodos MPPT con referencia de corriente, que, aunque ofrecen alta precisión en la extracción de potencia y tiempos T_{est} más cortos en comparación con los orientados a voltaje, presentan mayor sensibilidad ante transitorios rápidos. Para mitigar este efecto, pueden emplearse estrategias como el ajuste de polos del controlador, el uso de filtros digitales en la referencia de corriente, la aplicación de limitadores de pendiente (*rate limiters*) y la compensación de retardos digitales. Para cuantificar el impacto de estos subimpulsos y oscilaciones transitorias, se utilizan las métricas dinámicas presentadas en la Tabla 2, las cuales se discuten a continuación.

Bajo un establecimiento $T_{est} = 0.06$ s y $\zeta = 1$, la corriente i_{pv} sigue la referencia I_{mpp} sin presentar sobrepasos M_p ; sin embargo, se observa un subimpulso U_s promedio del 56.85%. Los tiempos promedios de subida t_r y recuperación t_{rec} son de 42.67 ms y 52.5 ms, respectivamente. Como resultado de este desempeño dinámico, la potencia P_{pv} del arreglo PV se mantiene cerca de la potencia P_{mpp} , como se muestra en la Fig. 6, con un M_p promedio del 0.17%. El modelado adoptado en este trabajo se basó en condiciones ideales, sin pérdidas resistivas, sin elementos parásitos y con temperatura constante. Estas suposiciones, combinadas con la baja inercia del sistema fotovoltaico y la pendiente pronunciada de la curva I-V en la región del codo, introducen no linealidades no contempladas que pueden conducir a discrepancias respecto a los requerimientos de diseño establecidos ($\zeta = 1$, y $T_{est} = 0.06$ s), así como a pérdidas adicionales en el convertidor y en el inversor que tienden a reducir la ECE. Además, pueden modificar la dinámica transitoria por la presencia de retardos y oscilaciones de alta frecuencia. En este sentido, los resultados deben interpretarse como una validación del controlador bajo condiciones ideales, reconociendo que en sistemas PV reales pueden presentarse variaciones asociadas a dichas no idealidades.

En el caso de la corriente activa i_d , se evaluaron tres tiempos de establecimiento T_{est} para i_{pv} (0.06 s, 0.08 y 0.10 s), con el propósito de analizar su influencia directa en la dinámica del inversor, como se muestra en la Fig. 7. Los resultados indican que, a menor T_{est} , las métricas dinámicas de i_d presentan incrementos significativos. Por ejemplo, con $T_{est} = 0.06$ s, el promedio de M_p es 4.29% y el del U_s de 96.33%; mientras que con $T_{est} = 0.10$ s, estos valores se reducen a 1.05% y 85.84%, respectivamente. Esto demuestra que, aunque un mayor T_{est} mejora el comportamiento dinámico del inversor, compromete la ECE del sistema PV. Por lo tanto, se adopta $T_{est} = 0.06$ s y $\zeta = 1$ para i_{pv} como valores base en la evaluación de las métricas dinámicas presentadas en la Tabla 2, ya que ofrecen un compromiso adecuado entre una respuesta rápida y una ECE aceptable.

Este compromiso se corrobora en la Tabla 3, donde se observa que la mayor ECE se alcanza con $T_{est} = 0.06$ s, con un valor máximo del 95.84% bajo escalones de irradiancia G . A medida que T_{est} aumenta, la ECE disminuye ligeramente, registrándose 95.27% con $T_{est} = 0.08$ s y 94.72% con $T_{est} = 0.10$ s.

La dinámica alcanzada en i_{pv} , P_{pv} , e i_d permite que las variaciones de la tensión del bus v_{dc} , mostrada en la Fig. 8, se mantengan dentro del $\pm 3.41\%$ con respecto a su valor nominal, conforme lo mostrado en la Tabla 2.

Finalmente, en la Fig. 9 se evidencia que las tensiones trifásicas del inversor v_{abc} se mantienen estables pese a la presencia de una carga no lineal, tanto bajo escalones como en la curva de irradiancia (Fig. 9 (a) y 9 (c)). Las corrientes i_{abc} muestran que, ante escalones de G , la dinámica de i_d con $T_{est} = 0.06$ s se hereda a i_{abc} , manifestándose en sobrepasos y subimpulsos visibles dentro de los recuadros azules de la Fig. 9 (b). Fuera de estos intervalos, las corrientes presentan un comportamiento estable.

Bajo la curva de irradiancia (Fig. 9 (d)), las corrientes del inversor siguen suavemente la forma de G mostrada en la Fig. 4 (b), lo que valida la eficacia del controlador MPPT propuesto para escenarios realistas de irradiancia. Respecto al tiempo TE del controlador, la Tabla 4 reporta un valor medio de 27.73 μ s. Este rápido TE permite sincronizar el controlador con frecuencias de conmutación del convertidor dc-dc de hasta 36 kHz.

4. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó un controlador digital MPPT de rápido TE, diseñado mediante la técnica de realimentación de estados y un método MPPT basado en mediciones. El enfoque propuesto está orientado a optimizar la ECE y la respuesta dinámica de un sistema PV conectado a la red. Los resultados obtenidos demuestran que el controlador permite un seguimiento de la corriente I_{mpp} del arreglo PV sin sobrepasos, logrando tiempos de subida y recuperación de 42.67 ms y 52.5 ms, respectivamente. Además, se obtuvo un sobrepaso promedio del 0.17% en el seguimiento de la potencia P_{mpp} del arreglo PV y una ECE de hasta el 95.84%. Este desempeño global resultó en tensiones estables del inversor y transiciones suaves en la corriente activa, la cual presentó un sobrepaso promedio del 4.29%. El controlador alcanzó un rápido TE de 27.27 μ s, lo que permite su sincronización con frecuencias de conmutación del convertidor dc-dc de hasta 36 kHz. Estos resultados validan la efectividad del enfoque propuesto para aplicaciones en sistemas PV conectados a la red, incluso bajo variaciones de irradiancia solar.

El enfoque propuesto puede extenderse o adaptarse a otros sistemas renovables, como los sistemas eólicos, manteniendo sus principales ventajas en términos de mejora de la ECE y respuesta dinámica bajo condiciones variables. Sin embargo, se identificaron algunas limitaciones, principalmente oscilaciones anticipadas y subimpulsos en la corriente del arreglo PV durante los tiempos de subida y de recuperación, respectivamente. Estos efectos podrían estar asociados a las no linealidades derivadas de asumir en el modelo condiciones ideales, sin pérdidas resistivas, sin elementos parásitos y con temperatura constante, así como a la baja inercia del sistema fotovoltaico y a la pendiente pronunciada de la curva $I-V$ en la región del codo.

5. REFERENCIAS

- [1] M. Ahmed, W. Huan, N. Ali, A. Shafi, M. Ehsan, K. Abdelrahman, A.A. Khan, S.S. Abbasi, M.S. Fnais, "The effect of energy consumption, income, and population growth on CO2 emissions: Evidence from nardl and machine learning models", *Sustainability* 15 (15), 2023.
- [2] B. Çavdar, O. Akyazi, E. Sahin, F. Nuroglu, "Effect of PV plant on frequency stability in IEEE12 bus system for different penetration levels and depth of frequency support", *Arabian Journal for Science and Engineering* 49, pp.15899–15916, 2024.
- [3] F. Blaabjerg, Y. Yang, D. Yang, X. Wang, "Distributed power-generation systems and protection", *Proceedings of the IEEE* 105 (7), pp. 1311–1331, 2017.
- [4] D. Murillo-Yarce, J. Alarcón-Alarcón, M. Rivera, C. Restrepo, J. Muñoz, C. Baier, P. Wheeler, "A review of control techniques in photovoltaic systems", *Sustainability* 12 (24), 2020.
- [5] S.A. Ouahab, F. Bakkali, A. Amghar, H. Sahsa, L. Mentaly, L. Mahfoud, "Design and implementation of temperature-parametric for maximum power point tracking of photovoltaic systems: Experimental validation using PI controller", *Computers and Electrical Engineering* 120 pp. 109707, 2024.
- [6] M. Sarvi, A. Azadian, A comprehensive review and classified comparison of MPPT algorithms in PV systems, "*Energy Systems*" 13, pp. 281–320, 2022.
- [7] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*. Pearson Educación, 1996.
- [8] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación, 2010.
- [9] D. Fernandes, R. Almeida, T. Guedes, A. Sguarezi Filho, F. Costa, "State feedback control for dc-photovoltaic systems", *Electric power systems research* 143, pp. 794–801, 2017.
- [10] G. Liu, X. Zhang, State feedback control and applied to PV systems under improved MPPT control, in: "*2018 IEEE 4th International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE)*", pp. 145–149, 2018.
- [11] L.R. de Oliveira, P.S.N. Filho, T.A. dos Santos Barros, M.G. Villalva and E. Ruppert, "Input voltage regulation of an isolated full-bridge boost converter fed by a photovoltaic device with the state-space feedback control method," *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Gramado, Brazil, pp. 595–600, 2013.
- [12] D. Zhou, Y. Song, F. Blaabjerg, "Chapter 5 - modeling and control of three-phase ac/dc converter including phase-locked loop", in: F. Blaabjerg (Ed.), *Control of Power Electronic Converters and Systems*, Academic Press, London, pp. 117–151, 2018.
- [13] P. Gilman, A. Dobos, N. DiOrío, J. Freeman, S. Janzou, D. Ryberg, "SAM photovoltaic model technical reference update, Tech. Rep. NREL/TP-6A20-67399", *National Renewable Energy Laboratory (NREL)*, Golden, CO, 2018.
- [14] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Electrónica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño", 3.ª ed. Ciudad de México: McGraw-Hill, 2003.
- [15] G. F. Franklin, J. D. Powell, y M. L. Workman, "Digital Control of Dynamic Systems", 3.ª ed. Ciudad de México: Pearson, 2000.
- [16] D. R. López-Flores, P. R. Acosta-Cano-de-los-Rios, P. R. Márquez-Gutierrez, J. E. Acosta-Cano-de-los-Rios, R. E. Baray-Arana, G. Ramirez-Alonso, "Efficient and fast wind turbine MPPT algorithm using TS fuzzy logic and optimal relation methods", in: *IEEE Latin America Transactions*, vol. 22, no. 7, pp. 612–619, 2024.