

DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS DE UN SISTEMA PARA LA EVALUACIÓN DE ALGORITMOS DE BÚSQUEDA DE MÁXIMA POTENCIA PARA CELDAS SOLARES

*DESIGN, IMPLEMENTATION, AND TESTING OF A SYSTEM FOR
THE EVALUATION OF MAXIMUM POWER POINT TRACKING
ALGORITHMS FOR SOLAR CELLS*

Roberto Isaac Rico Camacho

Universidad Autónoma de Yucatán, México
squall1811@gmail.com

Luis Josué Ricalde Castellanos

Universidad Autónoma de Yucatán, México
lricalde@correo.uady.mx

Eduardo Ernesto Ordoñez López

Universidad Autónoma de Yucatán, México
eduardo.ordonez@correo.uady.mx

Braulio José Cruz Jiménez

Universidad Autónoma de Yucatán, México
braulio.cruz@correo.uady.mx

Recepción: 6/noviembre/2021

Aceptación: 21/diciembre/2021

Resumen

Este trabajo presenta el diseño, implementación y pruebas de un sistema de evaluación para algoritmos de búsqueda de máxima potencia (MPPT) en aplicaciones fotovoltaicas (PV). La plataforma de pruebas utiliza un emulador fotovoltaico para simular una celda solar que opera bajo las condiciones de irradiación y temperatura deseadas. Un microcontrolador se programa con el script del algoritmo de MPPT a evaluar. Basado en esto, el microcontrolador envía la señal de control a una placa de potencia con un convertidor tipo boost para llevar al sistema a un punto de operación determinado. Por último, las mediciones requeridas por el estándar de pruebas se registran en una base de datos para su posterior análisis. Se comprobó que la plataforma implementada simuló satisfactoriamente el comportamiento del algoritmo seleccionado de acuerdo con lo reportado en la

literatura. El objetivo principal del trabajo es facilitar la creación de plataformas de prueba para diversos sistemas de control en aplicaciones fotovoltaicas.

Palabras Clave: Fotovoltaico, MPPT, plataforma de pruebas.

Abstract

This work presents the design, implementation, and testing of a system that evaluates maximum power point tracking (MPPT) algorithms for photovoltaic applications. The test platform integrates a photovoltaic (PV) emulator to simulate a solar cell that operates under the desired irradiance and temperature conditions. A microcontroller is programmed with the script of the algorithm being tested. Based on this, the microcontroller sends the control signal to a boost converter that drives the system to the operating point determined by the MPPT algorithm. Lastly, the measurements required by the test standard are stored in a database for further analysis. The implemented platform successfully simulated the behavior reported in the literature of the selected algorithm. The main objective of this work is to accelerate the creation of tests platforms for diverse control systems in photovoltaic applications.

Keywords: MPPT, photovoltaic, test-platform.

1. Introducción

México es un país que cuenta con buena disponibilidad de recurso solar, con una radiación promedio de alrededor de 5 kWh/m² al día [Aleman, 2014]. Por ello, mejorar la eficiencia de los sistemas que la aprovechan es de gran importancia.

Los paneles fotovoltaicos se pueden caracterizar mediante una curva característica potencia vs. voltaje (curva P-V). Esta curva es la representación gráfica de la potencia que el panel produce para un determinado voltaje de operación y, en condiciones normales de operación, posee un punto único de máxima potencia (MPP). Resulta evidente que es deseable que el sistema opere lo más cerca posible de este punto con el propósito de extraer la mayor cantidad de energía disponible de un sistema fotovoltaico (PV). Con el fin de conseguir esto, se han desarrollado algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

Los esquemas MPPT controlan el voltaje o la corriente de salida de las celdas a fin de encontrar el punto máximo en la curva P-V. Sin embargo, esta curva depende en gran medida de la temperatura e irradiación que pueden fluctuar rápidamente [Abdel-Salam, 2020]. En consecuencia, el punto de máxima potencia también se desplaza. Esto justifica la necesidad de desarrollar y probar algoritmos con tiempos de respuesta tales que permitan minimizar las pérdidas causadas por estas perturbaciones. Aunado a esto, los algoritmos de MPPT convencionales se evalúan bajo condiciones de irradiación uniforme tradicionalmente. No obstante, en el mundo real, frecuentemente los paneles se ven sometidos a irradiación no uniforme y sombreado parcial. Este tipo de condiciones produce múltiples picos de potencia máxima local en la curva P-V [Verma, 2016].

Se han propuesto numerosas técnicas de MPPT y se han realizado decenas de miles de publicaciones al respecto [Eltamaly, 2018]. Cada técnica presenta sus propias ventajas y desventajas. Debido a esto, es necesaria una selección cuidadosa del MPPT a utilizar para cada aplicación en específico. A fin de facilitar este proceso de selección y comparación, revisiones de la literatura han utilizado diversas formas de categorizarlas [Ali, 2020]; [Eltamaly, 2018]; [Koutroulis, 2015]; [Kumar, 2015]; [Mao, 2020].

En [Ali, 2020] se hace una comparación de técnicas de MPPT de acuerdo con los sensores que usan (voltaje, corriente o temperatura), velocidad de seguimiento, precisión en el seguimiento, eficiencia, tipo de circuitos que usan (analógico o digital) y el tipo de aplicación (interconectado o aislado). De las 37 técnicas descritas, 35 utilizan sensores de corriente y/o voltaje. Debido a la prevalencia de esta característica, se determinó que la plataforma a desarrollar integrará estos dos sensores.

Una de las técnicas de MPPT más populares es la de perturbar y observar (P&O) [Kandemir, 2017]; [Karami, 2017]. Se trata de un algoritmo simple que no requiere conocimiento preciso de las características del generador PV, ni la irradiación o temperatura de la celda. Además, es de fácil implementación mediante sistemas digitales. Como su nombre lo indica, el método consiste en introducir perturbaciones intencionales al voltaje de la celda, esto es, dicho voltaje se aumenta o disminuye

en una pequeña cantidad denominada “step-size”. Posteriormente, se mide la potencia entregada antes y después de la perturbación. Si la potencia aumentó, el algoritmo continúa perturbando al sistema en la misma dirección, si no, se perturba en el sentido contrario [Elgendy, 2012].

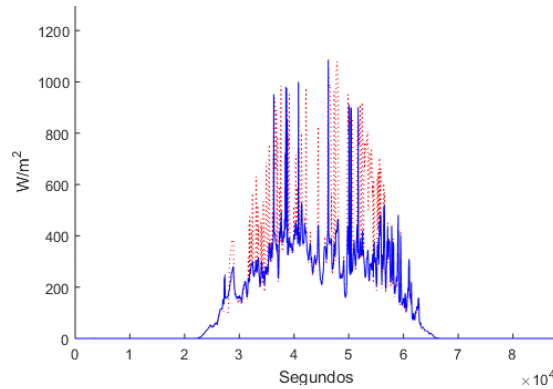


Figura 1 Gráfica de radiación global (rojo) y difusa (azul) de marzo 7 2015 en la FIUADY.

Sin embargo, el esquema P&O considera que la curva de potencia no cambia mientras se hace la perturbación. Debido a esto el algoritmo no sabe distinguir entre los cambios de potencia producidos por la perturbación de los producidos por cambios en los factores externos (irradiación y/o temperatura). Esto cobra mayor importancia cuando las perturbaciones externas ocurren relativamente rápido, aunque en forma gradual [Escobar, 2017]. En estos casos, se ha observado que el controlador puede tomar decisiones equivocadas, lo que conduce a errores en el seguimiento del punto de máxima potencia. Esto se traduce en pérdidas en la eficiencia total del sistema. El problema cobra mayor relevancia en zonas donde es probable que existan cambios rápidos en las condiciones de la celda, como en regiones con mucha nubosidad y fuertes vientos. Por ejemplo, mediciones realizadas en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Yucatán (FIUADY), muestran cambios drásticos en la irradiación a lo largo del día, figura 1. A pesar de las limitaciones del P&O tradicional, este algoritmo se ha utilizado comúnmente como referencia en la evaluación y desarrollo de algoritmos MPPT en la literatura [Ahmed, 2015, 2018]; [Boukenoui, 2015]; [Escobar, 2017]; [Raedani, 2014]. Además, este algoritmo (o versiones modificadas de él) se combina con

técnicas de localización de máximos globales a fin de solucionar problemas de sombreado parcial [Kermadi, 2019]; [Pilakkat, 2019]; [Sundareswaran, 2016]. Con base en esto, en el presente trabajo se utilizó al P&O tradicional para verificar el correcto funcionamiento de la plataforma de pruebas. Cabe mencionar que, será posible evaluar distintos algoritmos de MPPT para irradiación uniforme o sombreado parcial en la plataforma propuesta. Evaluar algoritmos distintos implicará simplemente modificar el algoritmo de control y/o la forma de la curva P-V en el emulador. Debido a que, los sensores y topología requeridos en su implementación son los mismos que en la mayoría de los algoritmos reportados en la literatura [Mao, 2020].

2. Métodos

La plataforma desarrollada permite emular un panel PV que se expone a un perfil de irradiación incidente siguiendo el estándar de prueba europeo EN5030:2010 [CENELEC, 2021]. Además, es posible controlar su voltaje de operación de acuerdo con un algoritmo de MPPT. Los datos de voltaje y corriente producidos por el emulador se registran en una base de datos para posteriormente comparar el rendimiento real con el máximo teórico disponible en el MPP:

- Primero, se especifica el proceso de diseño del circuito de conversión de potencia y tarjeta de adecuación de señales construidos, 1 y 2 en el diagrama de la figura 2. Se fundamenta el dimensionamiento de los componentes, y la elección específica de éstos. También, se muestra el proceso de creación del circuito impreso en una suite de diseño.
- Segundo, se describe la construcción del circuito diseñado previamente, 1 y 2 en el diagrama de la figura 2. Se incluye el proceso de montaje de los componentes en el circuito impreso, la construcción de la bobina, y la distribución final del circuito ensamblado.
- Tercero, se muestra la programación de los algoritmos de MPPT en el microcontrolador DSP, 3 en el diagrama de la figura 2.
- Cuarto, se explica el proceso de escritura del programa de control en el DSP, 3 en el diagrama de la figura 2 y pruebas de funcionamiento en simulaciones.

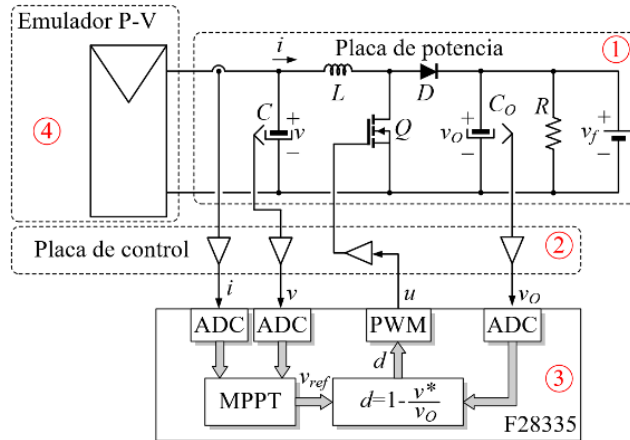


Figura 2 Diagrama de la plataforma de pruebas.

Quinto, se describe el desarrollo del programa de control del emulador de paneles PV, 4 en el diagrama de la figura 2. Se incluye la configuración del emulador, inicialización del programa, secuencias para el cálculo de los valores específicos de la curva IV, interfaz con el usuario, y programación de los perfiles de irradiación requeridos.

Placa de potencia

La placa de potencia integra un convertidor DC-DC boost, 2 sensores de voltaje, un sensor de corriente, y un capacitor que se conecta en paralelo con el emulador PV, figura 3.

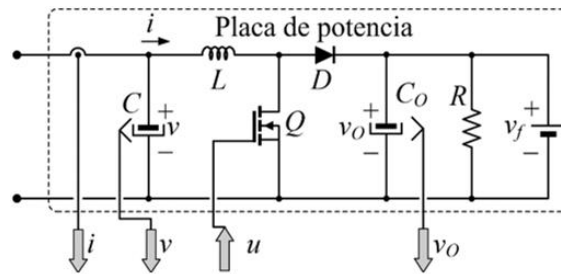


Figura 3 Esquemático de la placa de potencia.

Se seleccionó un switch de tipo mosfet debido a que puede operar a frecuencias de conmutación más altas que un transistor convencional. El uso de frecuencias de conmutación más elevadas reduce el tamaño de la bobina requerida.

El capacitor en paralelo con el emulador PV "C" sirve para filtrar el rizado de voltaje. Sin embargo, resulta evidente que la dinámica del sistema depende en gran parte de su valor. Un capacitor muy grande (100 μF) aumentaría el tiempo necesario para que el convertidor alcance el voltaje de referencia planteado por el MPPT. Este comportamiento ha sido bien documentado en estudios con esta topología en [Huynh.1996].

Por lo regular, el dimensionamiento de los componentes en un boost se realiza partiendo del rizado máximo de corriente y tensión admisibles. Debido a que esto permite elegir componentes apenas por encima de los valores de frontera requeridos. Y así, es posible reducir los costos de producción del convertidor. Sin embargo, el costo de producción no es una característica crítica para el desarrollo del circuito de este proyecto. Razón por la cual, se eligieron componentes priorizando su función por sobre el costo donde el caso más significativo es el de la bobina "L". Las bobinas de potencia representan una buena parte del costo en los convertidores DC-DC. Por ello, es común dimensionar los demás componentes para operar con bobinas reducidas. Para el caso del presente circuito, la bobina se dimensiona de forma tal que el circuito LC creado en conjunto con "C" tenga una frecuencia de corte de, a lo más, un medio de la frecuencia de del MPPT.

El capacitor a la salida del boost " C_o " tiene la función de capturar la energía proveniente del emulador PV, la cual se almacenó antes en la bobina. De esta forma, corriente y tensión de salida permanecen fijas mientras D no transmite potencia. Debido a esto, es necesario que C_o sea suficientemente grande para reducir el rizado de salida. No obstante, para la aplicación actual, C_o no tiene gran importancia para la dinámica del sistema. Esto es debido a que la tensión de salida está fijada por una fuente de voltaje constante, quien a su vez se encarga de proveer potencia cuando D se abre. De cualquier manera, se utilizó un capacitor de 2200 μF para reducir el rizado a la salida de la fuente y, en caso de que fuere necesario, para futuras aplicaciones con interconexión a red.

Con el fin medir los voltajes de entrada y salida del convertidor, se seleccionaron los transductores de voltaje modelo LV 25-P de marca LEM. Estos sensores generan una corriente en su salida proporcional a la corriente que se establece a su

entrada. Las terminales de salida y entrada del sensor están aisladas galvánicamente entre sí. Para medir la corriente, se utilizó el sensor modelo LA 25-P de marca LEM. Al igual que el LV 25-P, éste genera en su salida una corriente proporcional a la corriente que circula a través de sus terminales de entrada.

Para el montaje de la placa de control, se dejó un cuadrado de 8 cm en la placa de potencia sobre el cual se posiciona la placa de control utilizando espaciadores. También, se realizaron orificios de fijación para un disipador de calor proveniente del mosfet y el diodo. Se incluyeron además puntos de sensado para el voltaje de salida y entrada. La visualización 3D de la placa de potencia generado se muestra en la figura 4.

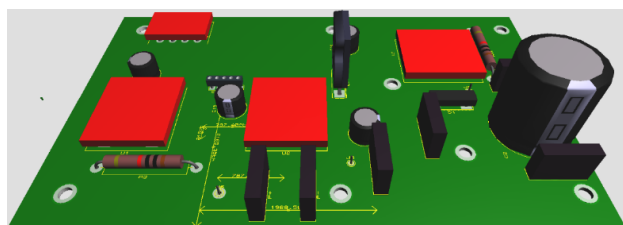


Figura 4 Visualización en 3D de la placa de potencia.

Placa de control

La placa de control se diseñó de forma tal que esta pueda montarse, con la ayuda de espaciadores, sobre el cuadrado de 8 cm de la placa de potencia. El propósito de esta placa es adecuar las señales de los sensores para su lectura mediante los convertidores analógico-digital (ADC) del microcontrolador y convertir la salida de control PWM en una señal de activación para D .

Para garantizar que la señal de los sensores se encuentre entre tierra (GND) y 3.3 V para evitar dañar los ADC del DSP se utilizan amplificadores operacionales (OPAMPs). Estos se alimentan con 3.3 V provenientes de un regulador de voltaje. A fin de alimentar el regulador, se emplearon 5 V provenientes de la misma fuente conmutada utilizada por los sensores de la placa de potencia.

Con el propósito de adecuar la señal de los sensores para los ADC del se hace pasar la corriente producida por el sensor a través de una resistencia de 100 Ω . En seguida, la diferencia de voltaje resultante entre las terminales de la resistencia se

introduce a un OPAMP. Este amplificador se conecta como un amplificador no inversor con ganancia lineal de 1.2. La visualización en 3D de la placa de control se muestra en la figura 5.

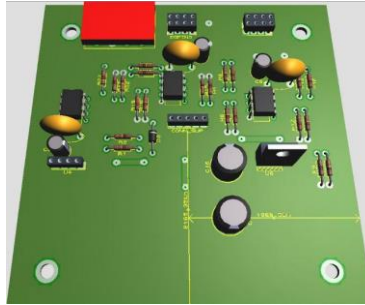


Figura 5 Visualización en 3D de la placa de control.

Construcción del prototipo diseñado

En la construcción del circuito impreso, se empleó placa con una sola cara de cobre. Se realizaron las perforaciones necesarias, y se pobló la placa con los componentes determinados. Para la placa de potencia se realizaron perforaciones en los extremos con el propósito de facilitar su montaje en una base y sujetar el disipador de calor compartido por el diodo y el mosfet. A fin de alimentar los sensores, se utilizaron conectores tipo Molex de 4 pines, y para las conexiones de potencia se utilizaron espadas tipo “quick-connect” macho a 90 grados.

La conexión entre la placa de potencia y de sensores se realizó a través de un solo conector central de pines hembra y macho respectivamente como se observa en la figura 6: Sensor de corriente (1), conector central entre la placa de control y la de potencia (2), y sensor de voltaje (3).

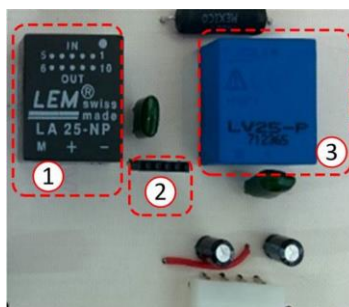


Figura 6 conector central de pines hembra y macho

Para el montaje de la placa de control por encima de la placa de potencia, se realizaron las perforaciones con una separación de 8 cm, previstas para este fin. Debido a que no se encontraron bobinas en venta al menudeo con las especificaciones de corriente necesarias, fue necesario construir la bobina del boost. Para ello, se eligió un núcleo de iron-powder modelo T25-26, figura 7. Se optó por iron-powder ya que su reluctancia es menor en comparación a los núcleos de ferrita, lo cual es deseable en aplicaciones de mayor corriente.



Figura 7 Núcleos para la elaboración de la bobina del boost.

Sin embargo, debido a su menor reluctancia, el número de espiras necesarias para obtener la inductancia equivalente a un núcleo de ferrita es mayor. Realizar mediciones de inductancia a cada vuelta resulta poco práctico debido al elevado conteo de espiras. Por tal motivo se estimaron las vueltas necesarias para obtener el valor de 3 mH propuesto con anterioridad en la fase de diseño. Para este fin se midió la inductancia resultante con distintos números de vueltas obteniendo así la tabla 1.

Tabla 1 Valores de inductancia para diferente número de espiras con el núcleo elegido.

Número de vueltas	Inductancia
4	4.5 μ H
11	28.9 μ H
17	66.53 μ H
20	91.36 μ H

La inductancia en una bobina se calcula mediante a ecuación 1.

$$L = \frac{\mu N^2 A}{l} = \frac{N^2}{R} \quad (1)$$

Donde R es la reluctancia. Utilizando esta expresión, se estimó el número de vueltas en 114. Se optó por alambre magneto de calibre 14 AWG para soportar la corriente de operación y minimizar la resistencia parásita. Una vez terminada la bobina, figura 8, se evaluó experimentalmente su corriente de saturación obteniendo un resultado de 15 A. De esta forma, la bobina excedió los requerimientos de diseño para operar la potencia producida por el emulador PV.



Figura 8 Bobina utilizada terminada.

Posteriormente, la bobina se preparó para su conexión con el boost mediante un bloque de terminales. Se fijó mediante un tornillo y rondana sobre una base de acrílico pintado de negro (4). La ubicación se eligió con el propósito de reducir las emisiones de interferencia electromagnética (EMI) de la bobina al circuito de pruebas. Por último, se fijaron la placa de potencia (2) y la placa de control (1), tal y como se muestra en la figura 9.

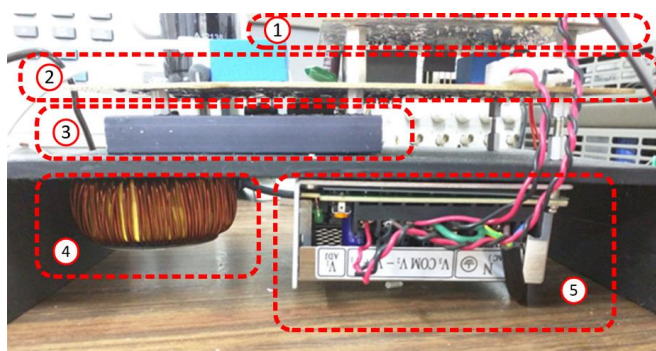


Figura 9 Distribución final del circuito desarrollado.

Implementación del algoritmo en un DSP

Se eligió el procesador digital de señales (DSP) modelo TMS320F28335 de la marca Texas Instruments. El fabricante Spectrum Digital ofrece un kit modelo eZdsp F28335 para prototipos de rápida integración.

Este maneja una frecuencia de operación de hasta 150 MHz, 16 ADC de 12 bits y opera con variables de punto flotante. Por lo tanto, sus especificaciones superan ampliamente los requerimientos de los algoritmos a evaluar.

Para generar el programa del algoritmo propuesto, y comprobar su funcionamiento en simulaciones, se utilizó el entorno de programación por bloques Simulink de MATLAB. El modelado de los circuitos se realizó mediante la biblioteca de Simscape Power Systems. El diagrama general del programa que se descarga al DSP se muestra en la figura 10. Primero, se realiza una lectura de los datos utilizando el ADC del DSP denominado “ADC Task”.

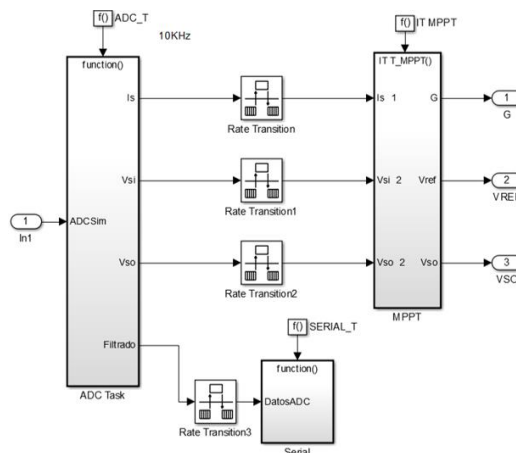


Figura 10 Diagrama en Simulink del programa descargado al DSP.

Por último, las mediciones se envían a una rutina de comunicación serial referida como “Serial” para su monitoreo en tiempo real, y a la rutina de seguimiento de punto de máxima potencia denominada “MPPT”. Debido a que las distintas rutinas del programa se ejecutaban a desiguales frecuencias, fue necesario utilizar bloques denominados “RateTransition” a manera de buffers. Se utilizó un bloque con la rutina del ADC para el DSP seleccionado. Este bloque viene incluido en la suite de generación de código optimizado para microcontroladores (MCU) C2000 de Texas

Instruments en Matlab. El bloque se configura para tener un tiempo de muestreo heredado, entregar salidas como enteros sin signo de 32 bits (para facilitar el diseño del filtro), utilizar el módulo A, realizar modo de conversión secuencial, e iniciar la conversión con eventos de PWM definidos por el usuario (ePWMxx). En cada muestreo se realizan 3 lecturas correspondientes a cada uno de los sensores instalados en los puertos “ADCINA1”, “ADCINA2” y “ADCINA3”.

Se aplicó un filtro pasa-bajos de respuesta finita al impulso (FIR), el cual es generado a partir de la función de diseño de filtros “Lowpass Filter” de Matlab. Se utilizó un ancho de banda de 500 Hz y una frecuencia de corte de 1 kHz. A pesar de que estos valores están muy por encima de la velocidad de perturbación del MPPT, permiten filtrar el ruido de alta frecuencia característico de los convertidores de potencia conmutados. Con el propósito de calcular el ciclo de trabajo necesario para llevar el sistema al voltaje de referencia fijado por el algoritmo MPPT, fue necesario determinar una regla de control. Para ello, Se analiza el modelo matemático del circuito de la figura 3. Como resultado del análisis de estado estacionario del sistema, se tienen 2 posibles estados en función de la posición del switch u . De acuerdo a u , el voltaje en el mosfet e se describe con la ecuación 2.

$$e = V_O(1 - u) \quad (2)$$

La corriente en el diodo i_D se expresa en términos de u como se muestra en la siguiente ecuación 3.

$$i_D = i_L(1 - u) \quad (3)$$

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff (LVK) para la malla del inductor L y sustituyendo en la ecuación 3 se obtiene la expresión de la ecuación 4.

$$L \dot{i}_L = V_p - V_f(1 - u) \quad (4)$$

Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK) para la corriente en el nodo del capacitor C_0 y sustituyendo i_D en ecuación 3 se obtiene, la ecuación 5.

$$C_0 \dot{V}_0 = i_L(1 - u) - i_o \quad (5)$$

Aplicando LCK en el nodo de la resistencia R , se obtiene la corriente de salida, ecuación 6.

$$i_O = i_R - i_F = \frac{V_f}{R} - i_F \quad (6)$$

Sustituyendo la corriente de salida de ecuación 6 en la ecuación 5 del nodo, y como el voltaje de la fuente (V_f) es igual al voltaje a la salida (V_O) y ambos son constantes, se obtiene la expresión de la ecuación 7.

$$0 = i_L (1 - u) - \frac{V_f}{R} + i_F \quad (7)$$

Se asume que i_F es positivo debido a limitantes de las fuentes con las que se fijará el voltaje y que $i_L > 0$ debido a restricciones físicas del circuito. Por lo anterior, y con base en ecuación 7 se obtienen ecuaciones 8 y 9.

$$\frac{V_f}{R} - i_L (1 - u) > 0, \quad (8)$$

$$\frac{V_f}{R i_L} > (1 - u) \quad (9)$$

Aplicando la LCK en el nodo del capacitor C , derivando con respecto al tiempo y multiplicando por la inductancia L se formula la ecuación 10.

$$LC\ddot{V} = \dot{L}i - L\dot{i}_L \quad (10)$$

Considerando que i es una función que depende del voltaje descrita en la ecuación de la celda PV como [Femia, 2005], ecuación 11.

$$I = I_L - I_O \left(e^{\frac{q(V-IR_S)}{akT}} - 1 \right) - \frac{V - IR_S}{R_P}, \quad (11)$$

Donde:

- I : Corriente del panel.
- V : Voltaje del panel.
- I_L : Foto-corriente, aproximadamente igual a la corriente de corto circuito.
- I_O : Corriente de saturación inversa.
- q : Carga del electrón.
- R_S y R_P : Resistencias en serie y en paralelo respectivamente.
- k : Constante de Boltzmann.
- T : Temperatura del panel.

a : Factor de idealidad de la unión p-n de 1 a 5, siendo 1 el valor ideal.

Es posible simplificar esta expresión considerando que la resistencia en serie es cero y que la resistencia en paralelo es infinita. De esta forma, la expresión para i queda reducida de acuerdo a la ecuación 12.

$$i = I_{SC} \left(1 - e^{-\frac{V-V_{OC}}{V_t}} \right) = f(V) \quad (12)$$

Sustituyendo ecuación 3 en ecuación 12 y utilizando la ecuación 12 de la corriente i como f y considerando a e como el voltaje a controlar V^* , esto es, $e = V^*$, entonces se obtiene ecuación 13.

$$LC\ddot{V} = \left(L \frac{df}{dv} \right) \dot{V} - V + V^* \quad (13)$$

La derivada df/dv , con base en ecuación 12 **Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, se puede describir de acuerdo a la expresión de la ecuación 14.

$$\frac{df}{dv} = -\frac{I_{SC}}{V_f} \cdot e^{-\frac{V^*-V_{OC}}{V_t}} < 0 \quad (14)$$

Se puede probar que la derivada df/dv es negativa debido a que la curva IV de los paneles es siempre decreciente. Dado a que V_o es igual a V_f , el ciclo de trabajo se puede describir de acuerdo a la ecuación 15.

$$u = 1 - \frac{e}{V_f} \quad (15)$$

Dado que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la velocidad de perturbación del MPPT, es posible considerar a V^* como una constante. El error del voltaje a controlar (\tilde{V}) y su derivada ($\dot{\tilde{V}}$) están definidos por ecuaciones 16 y 17.

$$\tilde{V} \triangleq V - V^* \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{V}} \triangleq \dot{V} \quad (17)$$

Sustituyendo ecuaciones 16 y 17 en ecuación 13, se plantea la ecuación 18.

$$LC\ddot{\tilde{V}} = \left(L \frac{df}{dv} \right) \dot{\tilde{V}} - \tilde{V} \quad (18)$$

Se observa que, el sistema es estable, y por tanto, cuando $\tilde{V} \rightarrow 0$ entonces $V \rightarrow V^*$. La regla de control a implementar queda entonces descrita como en la ecuación 19.

$$u = 1 - \frac{V^*}{V_f} \quad (19)$$

Utilizando el script con el algoritmo de MPPT y la regla de control obtenida con anterioridad, se implementa el diagrama de Simulink mostrado en la figura 11. Regularmente, en los convertidores DC-DC comunes se evitan los ciclos de trabajo frontera por seguridad.

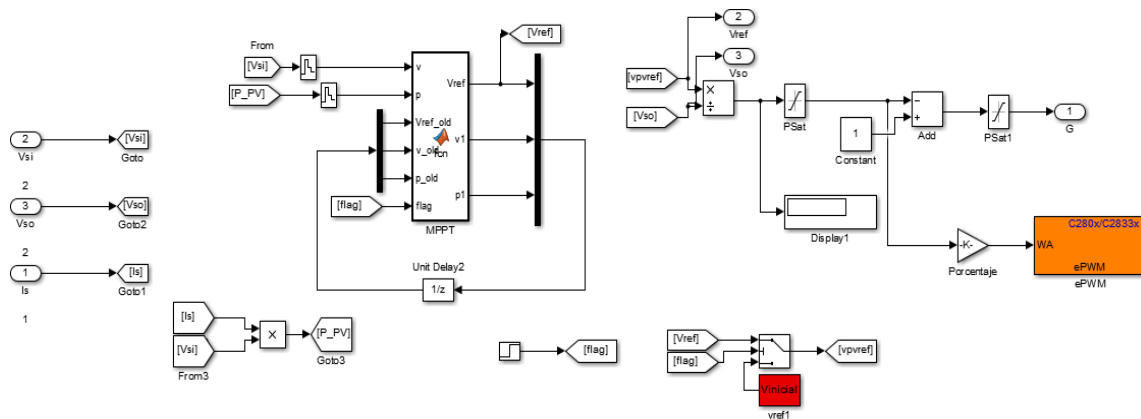


Figura 11 Diagrama en Simulink del MPPT.

No obstante, en este caso en particular, el rizado de corriente que produce comportamientos no deseados en los valores de operación frontera del boost se ve limitado por la corriente del Emulador PV (I_{sc}). Debido a esto, y aún a pesar de que se alimentara al boost con un ciclo de trabajo de 100%, nada se dañaría. Notar que los componentes del convertidor de potencia y el emulador han sido diseñados para operar con la corriente de corto circuito (4 A) de manera continua sin sufrir daños.

Programación del emulador PV

Se utilizó un emulador de paneles fotovoltaicos marca Agilent tipo E4351B. Este se programa a través de un bus de instrumentación de propósito general (GPIB). El emulador se conecta a la computadora y se comanda a través de un programa de control para el emulador de paneles. Para este fin se utiliza un convertidor de GPIB

a bus serial universal (USB) de National Instruments modelo NI GPIB-USB-HS. Dicho convertidor soporta velocidades de transferencia de hasta 1.8 MB/s. El programa de control para el emulador se genera utilizando el paquete de software IDE LabVIEW. El emulador de paneles tiene los siguientes 3 modos de operación:

- **Fijo:** Funciona como una fuente de corriente fija de muy baja capacitancia de salida.
- **Curva (o Simulador):** Se reciben, vía comunicación GPIB, los valores de: voltaje de circuito abierto (V_{oc}), corriente de corto circuito I_{sc} , voltaje aproximado en el punto de máxima potencia V_{mp} , y la corriente aproximada en el punto de máxima potencia I_{mp} . Posteriormente, estos valores son introducidos en un modelo exponencial con lo que el emulador genera una curva IV. Cabe hacer notar que los valores del punto de MPP son estimados. Debido a esto, el punto de MPP real de la curva puede tener desviaciones con respecto a los puntos alimentados al simulador. Sin embargo, los puntos de I_{sc} y V_{oc} sí son devueltos con exactitud por la ecuación generada.
- **Tabla:** Las características de la curva se definen por el usuario de acuerdo a una tabla de valores voltaje/corriente de hasta 3,500 puntos, los cuales se programan en memoria no volátil. El simulador usa interpolación lineal para unir los puntos de la curva. Los puntos provistos deben estar por encima de la línea que une el I_{sc} y el V_{oc} , y deben ser continuamente decrecientes en corriente.

En el presente trabajo se utilizó el modo “Simulador” debido a que permite cambiar la forma de la curva de salida con más rapidez que el modo “Tabla”. Para ello, el programa de control de LabVIEW genera los valores de V_{oc} , I_{sc} , V_{mp} e I_{mp} , para transmitirlos al emulador de paneles.

Los valores de; V_{oc} , I_{sc} , V_{mp} , e I_{mp} . Dichos valores se generaron con base en la ecuación de un panel PV, ecuación 19. A partir de las especificaciones dadas en la hoja de datos del panel, se determinan los datos “semilla” para la ecuación. En este trabajo se utilizó un panel Sanyo HIP-200BA3. Para el que los parámetros resultan ser: $\alpha = 1.0946$, $\beta = 0.0528$, $\gamma = 0.873$, $m = 1.9$ y $n = 96$, además, se

emplea un valor de irradiación obtenido de una secuencia programable. El uso de especificaciones de paneles comercializados por grandes fabricantes permite realizar pruebas más relevantes que el uso de datos hipotéticos. Además, se generan datos más apegados al comportamiento esperado en una aplicación real. Se utilizó un periodo de muestreo de aproximadamente 0.32 segundos. Esto, debido a que fue la velocidad de registro más rápida que se pudo alcanzar con el emulador utilizado. Los datos recopilados se guardan en una base de datos para su posterior procesamiento.

3. Resultados

Se realizaron pruebas siguiendo el estándar EN 50530:2010 [CENELEC, 2021]. El protocolo estipula que para todas las pruebas se registran las siguientes señales:

- La potencia provista por el simulador en el MPP.
- La potencia requerida por el dispositivo medido.
- El voltaje provisto por el simulador en el MPP.
- El voltaje medido a la entrada del dispositivo evaluado.
- La corriente provista por el simulador en el MPP.
- La corriente medida a la entrada del dispositivo evaluado.
- Además, se registró la irradiación emulada.

El estándar completo, figura 12, consta de 2 secciones principales: La primera (1) registra fluctuaciones entre irradiaciones bajas y medias (10-50% STC), y la segunda (2) irradiaciones medias y altas (30-100% STC).

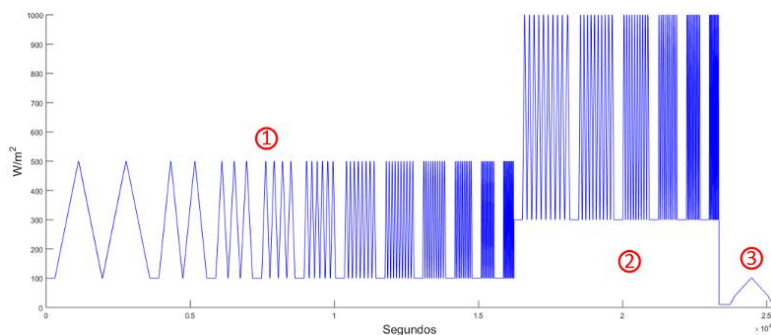


Figura 12 Perfil de irradiación de prueba completa EN5030:2010.

Por último, hay una sección de prueba “start-up” (3) en donde se parte de una irradiación de 10 W/m^2 y se aumenta lentamente hasta 100 W/m^2 . Para probar el funcionamiento de la plataforma, se programó el algoritmo P&O convencional y se tomaron en cuenta las 2 primeras secciones del estándar.

El periodo de perturbación para el MPPT se eligió de 300 ms, con un tamaño de perturbación del 1.75% del V_{oc} , esto es, 1.2 V. Se seleccionó ese periodo de perturbación debido a que es la velocidad de muestreo más rápida que se pudo registrar con el emulador a través de LabVIEW. El tamaño de perturbación utilizado se fijó partiendo del 2% sugerido normalmente en la literatura [Pandey, 2008].

Los puntos ideales en el MPP, para todos los casos, se muestran con una línea punteada en color rojo, mientras que el valor medido real en el sistema se muestra con una línea sólida azul. En las gráficas de voltaje es más evidente la efectividad del algoritmo MPPT para seguir al MPP. La figura 13 muestra el voltaje medido y el voltaje en el MPP. Se observan las excursiones de voltaje características del P&O, las cuales se agrandan conforme los cambios de irradiación se vuelven más rápidos.

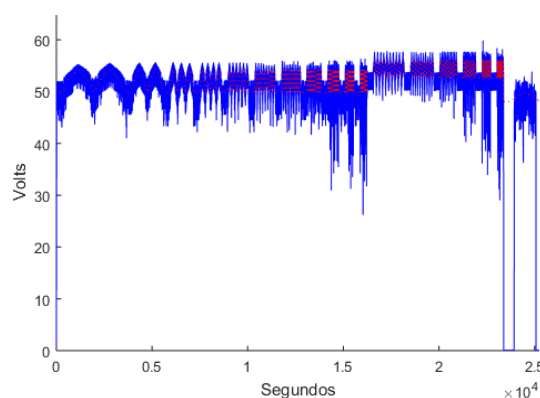


Figura 13 Voltaje medido del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

La gráfica mostrada en la figura 14 presenta la corriente medida y la corriente en el MPP. Se muestran diferencias entre ambos más pequeñas que las de voltaje. Sin embargo, es posible observar que los valores de corriente obtenidos con el algoritmo P&O son superiores al MPP durante cambios rápidos de irradiación. Este comportamiento se debe a las excursiones de voltaje en sentido negativo con

respecto al MPP en el P&O, ya que los voltajes reducidos acercan al sistema a la corriente de corto circuito.

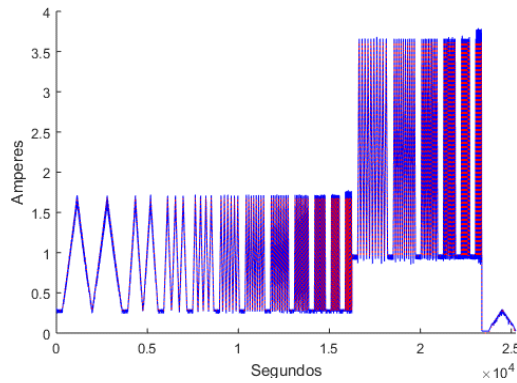


Figura 14 Corriente medida del P&O (azul) vs voltaje en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

Las gráficas de potencia de la figura 15, muestra la potencia medida y la potencia en el MPP. No se presentan diferencias visibles entre ambas. Esto es debido a que los “valles” de potencia característicos del P&O [Pandey, 2008] sólo son observables durante cambios rápidos de irradiación.

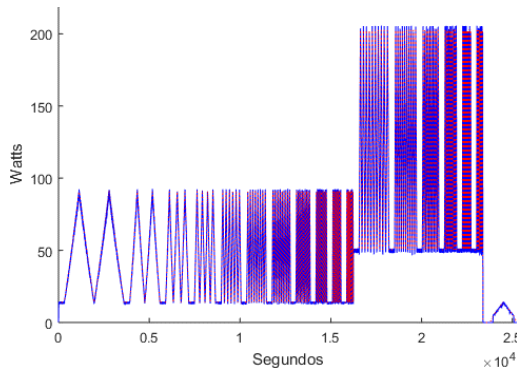


Figura 15 Potencia medida del P&O (azul) vs potencia en el MPP (rojo), en prueba estandarizada completa.

4. Discusión

Las pruebas estandarizadas pretenden evaluar el rendimiento general de los algoritmos de MPPT. Por esta razón, dichas pruebas consideran cambios lentos, cambios rápidos, y estados estacionarios. Es conveniente que las plataformas de

pruebas registren las mediciones requeridas por el estándar a fin de dar validez a las evaluaciones de los algoritmos MPPT.

El circuito desarrollado, el simulador de paneles, y el sistema de registro de las mediciones operaron adecuadamente durante las casi 7 horas y media que dura la prueba completa del estándar. Las mediciones se mantuvieron consistentes. Por lo anterior, se puede afirmar que el sistema se diseñó y construyó adecuadamente.

A partir de la plataforma implementada será posible evaluar distintos algoritmos de MPPT con relativa facilidad. Esto debido a que, al escribir el script del algoritmo a evaluar en el DSP es posible evaluar su funcionamiento y eficiencia.

5. Conclusiones

Este trabajo presenta el diseño, implementación y evaluación de un sistema de pruebas y evaluación para algoritmos de MPPT.

Se comprobó que el circuito de control implementado operó adecuadamente al aplicar las reglas de control planteadas. Además, se observó que el circuito implementado pudo manejar adecuadamente la potencia producida por el emulador de paneles PV Agilent E4351B.

Se mostró que la plataforma desarrollada permite obtener una evaluación confiable del algoritmo probado. Por esta razón, se concluyó que puede ser utilizada a futuro en otros trabajos relacionados con relativa facilidad.

Se observó que la comunicación entre el emulador de paneles PV y el programa desarrollado en LabVIEW limitó la frecuencia de muestreo, así como el número de curvas que se podían generar por segundo. No obstante, la velocidad alcanzada permitió cumplir con las pruebas requeridas por el estándar del Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica. Cabe mencionar que, si en un futuro fueran necesarios cambios de irradiación más rápidos, sería necesario utilizar otro emulador PV.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Abdel-Salam, M., El-Mohandes, M. T., & El-Ghazaly, M., (2020). An Efficient Tracking of MPP in PV Systems Using a Newly-Formulated P&O-MPPT

- Method Under Varying Irradiation Levels. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 15(1), 501–513: <https://doi.org/10.1007/s42835-019-00283-x>.
- [2] Ahmed, J., & Salam, Z., (2015). An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency. *Applied Energy*, 150, 97–108: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.04.006>.
- [3] Ahmed, J., & Salam, Z., (2018). An Enhanced Adaptive P&O MPPT for Fast and Efficient Tracking Under Varying Environmental Conditions. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(3), 1487–1496: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2018.2791968>.
- [4] Alemán Nava, G. S., Casiano Flores, V. H., Cárdenas Chávez, D. L., Díaz Chavez, R., Scarlat, N., Mahlknecht, J., Dallemand, J. F., & Parra, R., (2014). Renewable energy research progress in Mexico: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 32, 140–153: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.01.004>.
- [5] Ali, A., Almutairi, K., Padmanaban, S., Tirth, V., Algarni, S., Irshad, K., Islam, S., Zahir, M. H., Shafiullah, M., & Malik, M. Z., (2020). Investigation of MPPT Techniques under Uniform and Non-Uniform Solar Irradiation Condition-A Retrospection. *IEEE Access*, 8, 127368–127392. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3007710>.
- [6] Boukenoui, R., Bradai, R., Mellit, A., Ghanes, M., & Salhi, H., (2015). Comparative analysis of P&O, modified hill climbing-FLC, and adaptive P&O-FLC MPPTs for microgrid standalone PV system. 2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 1095–1099: <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2015.7418579>.
- [7] CENELEC, E. C. for E. S. (2021). European Standard EN 50530. Overall efficiency of grid connected photovoltaic inverters.
- [8] Escobar, G., Pettersson, S., Ho, C. N. M., & Rico Camacho, R., (2017). Multisampling Maximum Power Point Tracker (MS-MPPT) to Compensate Irradiance and Temperature Changes. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 8(3), 1096–1105: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2017.2654965>.

- [9] Eltamaly, A. M., Farh, H. M. H., & Othman, M. F., (2018). A novel evaluation index for the photovoltaic maximum power point tracker techniques. *Solar Energy*, 174, 940–956: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.09.060>.
- [10] Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G., & Vitelli, M., (2005). Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 963–973: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.850975>.
- [11] Huynh, P., & Cho, B. H., (1996). Design and analysis of a microprocessor-controlled peak-power-tracking system for solar cell arrays. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 32(1), 182–190: <https://doi.org/10.1109/7.481260>.
- [12] Kandemir, E., Cetin, N. S., & Borekci, S., (2017). A comprehensive overview of maximum power extraction methods for PV systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 78(December 2016), 93–112: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.04.090>.
- [13] Karami, N., Moubayed, N., & Outbib, R., (2017). General review and classification of different MPPT Techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 68(September 2016), 1–18: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.09.132>.
- [14] Kermadi, M., Salam, Z., Ahmed, J., & Berkouk, E. M., (2019). An Effective Hybrid Maximum Power Point Tracker of Photovoltaic Arrays for Complex Partial Shading Conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(9), 6990–7000: <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2877202>.
- [15] Koutroulis, E., & Blaabjerg, F., (2015). Overview of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Energy Production Systems. *Electric Power Components and Systems*, 43(12), 1329–1351. <https://doi.org/10.1080/15325008.2015.1030517>.
- [16] Mao, M., Cui, L., Zhang, Q., Guo, K., Zhou, L., & Huang, H., (2020). Classification and summarization of solar photovoltaic MPPT techniques: A review based on traditional and intelligent control strategies. *Energy Reports*, 6, 1312–1327: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2020.05.013>.

- [17] Kumar Dash, S., Nema, S., Nema, R. K., & Verma, D., (2015). A comprehensive assessment of maximum power point tracking techniques under uniform and non-uniform irradiance and its impact on photovoltaic systems: A review. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 7(6), 063113. <https://doi.org/10.1063/1.4936572>.
- [18] Pandey, A., Dasgupta, N., & Mukerjee, A. K., (2008). High-performance algorithms for drift avoidance and fast tracking in solar MPPT system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(2), 681–689: <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.914201>.
- [19] Pilakkat, D., & Kanthalakshmi, S., (2019). An improved P&O algorithm integrated with artificial bee colony for photovoltaic systems under partial shading conditions. *Solar Energy*, 178, 37–47: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.12.008>.
- [20] Raedani, R., & Hanif, M., (2014). Design, testing and comparison of P&O, IC and VSSIR MPPT techniques. 2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 322–330: <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2014.7016404>.
- [21] Sundareswaran, K., Vigneshkumar, V., Sankar, P., Simon, S. P., Srinivasa Rao Nayak, P., & Palani, S., (2016). Development of an Improved P&O Algorithm Assisted Through a Colony of Foraging Ants for MPPT in PV System. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 12(1), 187–200: <https://doi.org/10.1109/TII.2015.2502428>.
- [22] Verma, D., Nema, S., Shandilya, A. M., & Dash, S. K., (2016). Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 54, 1018–1034: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.068>.