

Control Basado en Pasividad para Sistemas Fotovoltaicos con MPPT Distribuido

I. Ortega-Velázquez* G. Espinosa-Pérez*
D. R. Espinoza-Trejo**

* Universidad Nacional Autónoma de México (e-mail:
isaacortegavel@hotmail.com, gerardoe@unam.mx.)

** Coordinación Académica Región Altiplano, Universidad Autónoma
de San Luis Potosí, (e-mail: drespinozat@ieee.org)

Resumen En este trabajo se analiza y se propone una ley de control para una configuración de sistemas fotovoltaicos modulares, conocida como micro-convertidores. Esta configuración resulta ser muy útil para mejorar la eficiencia ante sombreados parciales, ya que básicamente consta de agregar un convertidor corriente directa corriente directa (cd/cd) a cada módulo fotovoltaico conectado al sistema para que trabaje en el punto de máxima potencia, de esta forma la potencia total de un sistema fotovoltaico es la suma de las potencias de cada módulo y como cada módulo opera en el punto de máxima potencia, entonces la potencia total del sistema es la potencia máxima extraíble. Para el análisis del sistema y el diseño del controlador se utiliza teoría de sistemas dinámicos, específicamente, sistemas pasivos ya que cada micro-convertidor se puede modelar mediante un sistema hamiltoniano, además el convertidor de potencia para interconexión con la red eléctrica también es un sistema hamiltoniano por lo tanto, el sistema total tiene la misma estructura. El controlador propuesto es un control PI que se aplica al error de la señal de control de cada convertidor de potencia y se busca que las dinámicas de los convertidores sigan una dinámica prescrita garantizando estabilidad interna.

Keywords: Sombreados parciales, Micro-convertidores, Punto de máxima potencia distribuido, Control basado en pasividad.

1. INTRODUCCIÓN

Al inicio de la tecnología solar fotovoltaica, un único convertidor de potencia corriente directa corriente alterna (cd/ca), conocido como inversor centralizado, se encargaba de la transferencia de potencia entre el sistema fotovoltaico (FV) y la red eléctrica. Dicha configuración requiere de un arreglo serie y paralelo de módulos FVs para manejar un elevado nivel de potencia y se caracteriza por una estructura simple, Nema et al. (2011), por ende, la constituyo como una de las soluciones más comunes para sistemas de gran escala, Mahela and Shaik (2017). Desafortunadamente, una configuración con inversor centralizado presenta una baja eficiencia ante condiciones de irradiancia no-uniforme, Faye et al. (2017), Mohapatra et al. (2017). Esto se debe a que la eficiencia global del sistema de generación distribuida FV (SGDFV) no sólo depende de la eficiencia del convertidor, sino además de la eficiencia del control de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés). Bajo una condición de irradiación no-uniforme, un grupo de celdas FVs de un arreglo pueden comportarse como cargas, es decir, absorben potencia, provocando un problema conocido como *puntos calientes*, Moreira et al. (2017), Solheim et al. (2013). El problema de *puntos calientes* fue resuelto utilizando diodos bypass en las terminales de los módulos FV, Lee et al. (2016). Sin embargo, ante un sombreado parcial los diodos bypass provocan puntos de máxima potencia (PMP) locales, tal que los algoritmos de búsqueda del PMP se pueden perder en algún máximo

local, reduciendo significativamente la eficiencia del proceso de transferencia de energía, Nguyen and Low (2010), Miyatake et al. (2011). No obstante, aunque el algoritmo de búsqueda hallara el máximo global de la curva potencia voltaje ($P - V$), éste estaría por debajo de la suma de potencias disponibles de cada módulo FV (MFV). Para compensar esta situación configuraciones modulares se han introducido durante los últimos años, Zhang et al. (2011). Esta modularidad trae consigo grandes ventajas tanto en la eficiencia como en la confiabilidad de los SGDFV, Fan et al. (2017).

Las configuraciones modulares requieren añadir un convertidor de potencia cd/cd entre los MFVs y la carga. De esta manera, el convertidor cd/cd se ocupa del control de MPPT y quizá de elevar el voltaje de los MFVs a un valor deseado, mientras que el convertidor cd/ca se ocupa del control de inyección de potencia a la red eléctrica. Bajo esta configuración, la resistencia efectiva vista desde las terminales de los MFVs es variable y dependiente del ciclo de trabajo del convertidor cd/cd, lo cual permite ajustar el punto de operación de los MFVs. La primera configuración modular propuesta fue el inversor tipo String, la cual es más confiable por su capacidad modular respecto a el inversor centralizado. No obstante, ésta requiere una conexión en serie de MFVs, la cual aún se puede ver expuesta a sombreados parciales y en consecuencia, una reducción de la potencia máxima disponible ante un sombreado parcial, Çelik et al. (2017).

Así, la tendencia actual es buscar que cada MFV tenga su propio control MPPT, a esto se le conoce como MPPT-distribuido, Zakki et al. (2017), Liu et al. (2018). Para esto existen dos posibilidades, la primera conocida como micro-inversores. Ésta exige elevar el voltaje del MFV a un nivel suficientemente alto para lograr la inyección de potencia activa a la red. Esto requiere de un convertidor cd/cd con transformador de alta frecuencia, lo cual reduce la eficiencia global del micro-inversor y da como resultado un costo elevado. La segunda alternativa es añadir un convertidor cd/cd (no-aislado) a cada MFV, configuración denominada micro-convertidores (MIC), y formar una conexión en cascada de estos como se muestra en la Figura 1. Los MIC se han propuesto recientemente como una opción eficiente y de bajo costo para transferir la máxima potencia disponible de cada MFV, Salam and Ramli (2015). Esta configuración es útil para mejorar la eficiencia ante sombreados parciales y además presenta la característica de ser modular, lo que ofrece mayor grado de confiabilidad. No obstante, en los últimos años la conexión en cascada de convertidores de potencia ha sido ampliamente utilizada para convertidores cd/ca. Mientras que la conexión en cascada para convertidores cd/cd es relativamente un concepto nuevo. Consecuentemente, los problemas de control asociados a las configuraciones de SGDFV empleando micro-convertidores aún representan grandes retos teóricos y prácticos al notar que a estas nuevas configuraciones les corresponden representaciones matemáticas dadas por sistemas no-lineales conmutados con múltiples entradas y múltiples salidas, sujetas a restricciones en las variables de estado y/o en las entradas de control.

Un punto importante que se debe considerar es que el numero de estados dinámicos del sistema depende directamente del número de MFV conectados, ya que por cada MFV se agregan tres estados dinámicos, haciendo un sistema complejo de analizar. Por lo tanto, en este trabajo se presenta un análisis general de un sistema FV con MPPT distribuido (micro-convertidores) y un control para operar cada MFV en el PMP, y así transferir dicha potencia a la red eléctrica.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente forma, en la Sección 2 se obtiene el modelo dinámico de un sistema FV con MPPT distribuido para m micro-convertidores en cascada. En la Sección 3 se presenta el controlador PI basado en pasividad para cada uno de los micro-convertidores. En la Sección 4 se muestran los resultados de simulación, considerando un sistema FV con tres micro-convertidores trabajando en PMP y transfiriendo dicha potencia a la red eléctrica. Finalmente, en la Sección 5 se presentan algunos comentarios finales y conclusiones del trabajo.

2. MODELO MATEMÁTICO

En la Figura 1 se observa un sistema FV con MPPT distribuido. Como se mencionó anteriormente, es un sistema modular, por lo tanto, el análisis se realizará de forma individual, es decir, explotando propiedades en la estructura del sistema, ya que cada MIC del sistema se puede modelar como un sistema Hamiltoniano. El modelo matemático se obtendrá dividiendo al sistema en dos secciones, en la primera se considera el convertidor cd/ca,

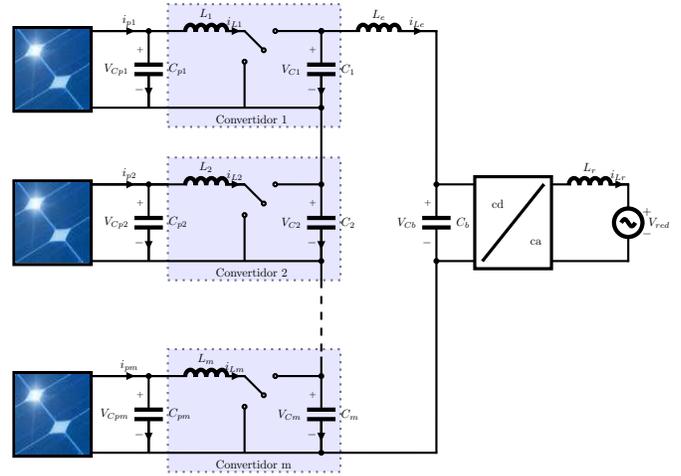


Fig. 1. Sistema fotovoltaico con seguimiento de punto de máxima potencia distribuido MIC.

el inductor de enlace L_e , el capacitor de bus de corriente directa C_b y el inductor de conexión a la red eléctrica L_r . En la segunda se considera la parte modular del sistema, es decir un MFV, un filtro de entrada al convertidor cd/cd y el convertidor cd/cd que en este caso es un convertidor elevador de voltaje.

El modelo promediado del convertidor cd/ca está dado por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$L_e \frac{di_{Le}}{dt} = -V_{Cb} + \sum_{j=1}^m V_{Cj} \quad (1)$$

$$C_b \frac{dV_{Cb}}{dt} = i_{Le} - ui_{Lr} \quad (2)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -V_{red} + uV_{Cb} \quad (3)$$

donde $-1 < u < 1$ es la señal de control que físicamente es el ciclo de trabajo del convertidor de potencia, $j = 1, 2, \dots, m$ y m es el número de MIC. El sistema dado por las ecuaciones (1)-(3) se puede representar en forma matricial como:

$$D\dot{x} = J_0x + Jxu + \zeta + B, \quad (4)$$

donde

$$x = \begin{bmatrix} i_{Le} \\ V_{Cb} \\ i_{Lr} \end{bmatrix}; \quad \zeta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -V_{red} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^m V_{Cj} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$J_0 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} L_e & 0 & 0 \\ 0 & C_b & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix},$$

notar que x es el vector de estados, ζ son las entradas del sistema no controladas, B es la interconexión de los MIC, J_0 es la interconexión entre los elementos pertenecientes al convertidor cd/ca, J es la matriz de interconexión entre la señal de control y el convertidor cd/ca y D es la matriz compuesta por los elementos que almacenan energía.

Por otra parte, el modelo matemático de cada uno de los m convertidores cd/cd (en la conexión en cascada) se representa por:

$$\begin{aligned} C_{pj} \frac{dV_{Cpj}}{dt} &= i_{pj} - i_{Lj} \\ L_j \frac{di_{Lj}}{dt} &= V_{Cpj} - u_j V_{Cj} \\ C_j \frac{dV_{Cj}}{dt} &= -i_{Le} + u_j i_{Lj} \end{aligned}$$

donde $0 < u_j < 1$ es la señal de control (ciclo de trabajo de cada convertidor cd/cd), $j = 1, 2, \dots, m$. Note que los MICs también se pueden representar en forma matricial de la siguiente forma:

$$D_j \dot{x}_j = J_{0j} x_j + J_j x_j u_j + \zeta_j + B_j, \quad (5)$$

donde

$$\begin{aligned} x_j &= \begin{bmatrix} V_{Cpj} \\ i_{Lj} \\ V_{Cj} \end{bmatrix}; \quad \zeta_j = \begin{bmatrix} i_{pj} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -i_{Le} \end{bmatrix}; \\ J_{0j} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad J_j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_j = \begin{bmatrix} C_{pj} & 0 & 0 \\ 0 & L_j & 0 \\ 0 & 0 & C_j \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Es posible observar que los puertos de interconexión de cada módulo con el convertidor cd/ca se encuentran en el vector B_j , así que al realizar la interconexión se obtendrá un modelo matemático de todo el sistema con la misma estructura mostrada anteriormente, es decir:

$$\mathcal{D} \dot{X} = \mathcal{J}_0 X + \mathcal{J}_1 X u_1 + \dots + \mathcal{J}_m X u_m + \mathcal{J} X u + \Gamma,$$

donde

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \\ x \end{bmatrix}; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \\ \vdots \\ \zeta_m \\ \zeta \end{bmatrix}; \quad \mathcal{J}_0 = \begin{bmatrix} J_{01} & 0 & \dots & 0 & \gamma \\ 0 & J_{02} & \dots & 0 & \gamma \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & J_{0m} & \gamma \\ -\gamma^T & -\gamma^T & \dots & -\gamma^T & J_0 \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{J}_1 = \begin{bmatrix} J_1 & 0 \\ 0 & 0_{3m \times 3m} \end{bmatrix}; \quad \mathcal{J}_2 = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0 & 0 \\ 0 & J_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0_{3(m-1) \times 3(m-1)} \end{bmatrix};$$

$$\mathcal{J}_m = \begin{bmatrix} 0_{3(m-1) \times 3(m-1)} & 0 & 0 \\ 0 & J_m & 0 \\ 0 & 0 & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad \mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0_{3m \times 3m} & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix};$$

$$\mathcal{D} = \text{diag}\{D_1 \quad D_2 \quad \dots \quad D_m \quad D\}.$$

Con la matriz $\mathcal{D} = \mathcal{D}^T > 0$ simétrica definida positiva y $D \in \mathbb{R}^{3(m+1) \times 3(m+1)}$. Las matrices $\mathcal{J}_0 = -\mathcal{J}_0^T$, $\mathcal{J}_1 = -\mathcal{J}_1^T$, $\mathcal{J}_2 = -\mathcal{J}_2^T$, \dots , $\mathcal{J}_m = -\mathcal{J}_m^T$ son antisimétricas y $\mathcal{J}_0, \mathcal{J}_1, \mathcal{J}_2, \dots, \mathcal{J}_m \in \mathbb{R}^{3(m+1) \times 3(m+1)}$, mientras que Γ es el vector de entradas, X el vector de estados, donde $\Gamma, X \in \mathbb{R}^{3(m+1)}$ y γ es la interconexión entre los módulos y el bus de corriente directa, con la siguiente estructura

$$\gamma = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

3. DISEÑO DEL CONTROLADOR

El objetivo de control es diseñar una ley de control tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X - X^* = 0,$$

donde X^* es el estado deseado. En este sentido es necesario suponer que existe una señal de control deseada tal que se satisfice

$\mathcal{D} \dot{X}^* = \mathcal{J}_0 X^* + \mathcal{J}_1 X^* u_1^* + \dots + \mathcal{J}_m X^* u_m^* + \mathcal{J} X^* u^* + \Gamma$ y se considera lo siguiente:

- La dinámica deseada del sistema es acotada.
- Las entradas no controladas del sistema Γ son medibles.
- Los estados V_{Cb} y i_{Lj} son medibles.
- Todos los parámetros del sistema son positivos y conocidos.
- La corriente de máxima potencia de los MFV i_{Lj} y la corriente deseada i_{Lr}^* son conocidas.

Para el diseño del control es conveniente notar que la dinámica del error $\tilde{X} = X - X^*$, $\tilde{u} = u - u^*$ y $\tilde{u}_j = u_j - u_j^*$ se puede escribir como

$$\mathcal{D} \dot{\tilde{X}} - \mathcal{J}_0 \tilde{X} - \mathcal{J}_1 \tilde{X} u_1 - \dots - \mathcal{J}_m \tilde{X} u_m - \mathcal{J} \tilde{X} u = \mathcal{J}(X^*) \tilde{U}$$

donde

$$\mathcal{J}(X^*) = -[\mathcal{J}_1 X^* \quad \dots \quad \mathcal{J}_m X^* \quad \mathcal{J} X^*]; \quad \tilde{U} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \\ \vdots \\ \tilde{u}_m \\ \tilde{u} \end{bmatrix}.$$

La matriz $\mathcal{J}(X^*) \in \mathbb{R}^{3(m+1) \times (m+1)}$ es de rango completo por columnas siempre y cuando los estados deseados no sean cero simultáneamente. Por otro lado, el vector $\tilde{U} \in \mathbb{R}^{(m+1)}$. El esquema de control propuesto es del tipo PI dado por

$$\tilde{U} = \mathcal{J}(X^*)^\dagger (-K_p \tilde{X} + z) \quad (6)$$

$$\dot{z} = -\mathcal{J}(X^*) \mathcal{J}(X^*)^\dagger \tilde{X} - K_i z \quad (7)$$

donde $K_i = K_i^T \geq 0$ es una matriz simétrica semidefinida positiva, la matriz $K_p = K_p^T \geq 0$ es simétrica semidefinida positiva y $\mathcal{J}(X^*)^\dagger$ es la pseudoinversa por la izquierda de $\mathcal{J}(X^*)$.

3.1 Prueba de estabilidad

Para probar las propiedades de estabilidad del sistema en lazo cerrado se propone como función de almacenamiento de energía del sistema a:

$$W(\tilde{X}, z) = \frac{1}{2} \tilde{X}^T \mathcal{D} \tilde{X} + \frac{1}{2} z^T z, \quad (8)$$

la cual es continuamente diferenciable. Además, satisface que

$$\lambda_{\min}(\mathcal{D}) \tilde{X}^T \tilde{X} \leq W(\tilde{X}, z) \leq \lambda_{\max}(\mathcal{D}) \tilde{X}^T \tilde{X}. \quad (9)$$

La derivada de esta función a lo largo de las trayectorias del sistema es

$$\dot{W}(\tilde{X}, z) = \tilde{X}^T \mathcal{J}(X^*) \tilde{U} + z^T \dot{z}. \quad (10)$$

de donde, sustituyendo el controlador propuesto, se obtiene

$$\dot{W}(\tilde{X}, z) = -\tilde{X}^T \mathcal{J}(X^*) \mathcal{J}(X^*)^\dagger K_p \tilde{X} - z^T K_i z. \quad (11)$$

De la expresión anterior y de las propiedades de la matriz pseudoinversa, específicamente que el producto $\mathcal{J}(X^*) \mathcal{J}(X^*)^\dagger$ es una matriz idempotente, por lo tanto, es semidefinida positiva, se tiene que $\mathcal{J}(X^*) \mathcal{J}(X^*)^\dagger K_p = K_p \mathcal{J}(X^*) \mathcal{J}(X^*)^\dagger$, por lo que se puede concluir que el producto $\mathcal{J}(X^*) \mathcal{J}(X^*)^\dagger K_p \geq 0$. Así, la derivada de la función de almacenamiento de energía es semidefinida negativa, con lo cual es posible concluir que el sistema es global y uniformemente estable.

4. SISTEMA DE PRUEBA Y PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

4.1 Parámetros del sistema

Como sistema de prueba se consideran tres MFV con sus respectivos convertidores cd/cd conectados en cascada. Se asume que los MFV tienen los mismos parámetros, los cuales se muestran en la Tabla 1. Además, se considera

Tabla 1. Parámetros MFV

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Voltaje de máxima potencia	V_m	35.2	V
Voltaje de circuito abierto	V_{oc}	44.2	V
Corriente de máxima potencia	I_m	4.95	A
Corriente de corto circuito	I_{sc}	5.2	A

que los convertidores cd/cd son similares y sus parámetros se muestran en la Tabla 2. Finalmente, los parámetros del

Tabla 2. Parámetros del convertidor cd/cd

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Capacitor de panel j	C_{pj}	1	mF
Inductor de convertidor j	L_j	50	mH
Capacitor de convertidor j	C_j	25	μF

convertidor cd/ca se muestran en la Tabla 3.

Tabla 3. Parámetros del convertidor cd/ca

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Inductor de enlace	L_e	100	mH
Capacitor de bus de cd	C_b	47	μF
Inductor de conexión a la red	L_r	80	mH

4.2 Obtención del controlador

La matriz $\mathcal{J}(X^*)$ está dada por

$$\mathcal{J}(X^*) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -V_{C1}^* & 0 & 0 & 0 \\ i_{L1}^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -V_{C2}^* & 0 & 0 \\ 0 & i_{L2}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{C3}^* & 0 \\ 0 & 0 & i_{L3}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -i_{Lr}^* \\ 0 & 0 & 0 & V_{Cb}^* \end{bmatrix}. \quad (12)$$

se muestra en (12) y debe cumplir que sea de rango completo por columnas para que exista la pseudoinversa, lo cual se cumple siempre y cuando los estados deseados no sean cero simultáneamente.

La matriz $\mathcal{J}(X^*)\mathcal{J}(X^*)^\dagger K_p \geq 0$ es semidefinida positiva, y los valores de K_p diferentes de cero se observan en la ley de control, la cual esta dada por:

$$\tilde{U} = \begin{bmatrix} \frac{i_{L1}^*(z_3 - k_{p3}(V_{C1} - V_{C1}^*)) - V_{C1}^*(z_2 - k_{p2}(i_{L1} - i_{L1}^*))}{V_{C1}^* + i_{L1}^*} \\ \frac{i_{L2}^*(z_6 - k_{p6}(V_{C2} - V_{C2}^*)) - V_{C2}^*(z_5 - k_{p5}(i_{L2} - i_{L2}^*))}{V_{C2}^* + i_{L2}^*} \\ \frac{i_{L3}^*(z_9 - k_{p9}(V_{C3} - V_{C3}^*)) - V_{C3}^*(z_8 - k_{p8}(i_{L3} - i_{L3}^*))}{V_{C3}^* + i_{L3}^*} \\ \frac{V_{Cb}^*(z_{12} - k_{p12}(i_{Lr} - i_{Lr}^*)) - i_{Lr}^*(z_{11} - k_{p11}(V_{Cb} - V_{Cb}^*))}{V_{Cb}^* + i_{Lr}^*} \end{bmatrix}.$$

Por lo tanto, la matriz de ganancias es de la siguiente forma $K_p = \text{diag}\{0 \ k_{p2} \ k_{p3} \ 0 \ k_{p5} \ k_{p6} \ 0 \ k_{p8} \ k_{p9} \ 0 \ k_{p11} \ k_{p12}\}$. Dado que, si se define $k_{p3} = k_{p6} = k_{p9} = k_{p12} = 0$ la matriz $\mathcal{J}(X^*)\mathcal{J}(X^*)^\dagger K_p \geq 0$ sigue siendo semidefinida positiva y además se disminuye el número de sensores requeridos en el sistema y los primeros términos del controlador se anulan, se definen las ganancias con estos valores resultando una ley de control más simple, como se muestra a continuación:

$$\tilde{U} = \begin{bmatrix} \frac{i_{L1}^* z_3 - V_{C1}^*(z_2 - k_{p2}(i_{L1} - i_{L1}^*))}{V_{C1}^* + i_{L1}^*} \\ \frac{i_{L2}^* z_6 - V_{C2}^*(z_5 - k_{p5}(i_{L2} - i_{L2}^*))}{V_{C2}^* + i_{L2}^*} \\ \frac{i_{L3}^* z_9 - V_{C3}^*(z_8 - k_{p8}(i_{L3} - i_{L3}^*))}{V_{C3}^* + i_{L3}^*} \\ \frac{V_{Cb}^* z_{12} - i_{Lr}^*(z_{11} - k_{p11}(V_{Cb} - V_{Cb}^*))}{V_{Cb}^* + i_{Lr}^*} \end{bmatrix}$$

Por otra parte, para calcular la señal de control deseada u_j^* , u^* es necesario resolver en línea las ecuaciones:

$$\frac{dV_{Cp1}^*}{dt} = \frac{1}{C_{p1}}(i_{p1} - \mathbf{i}_{L1}^*) \quad (13)$$

$$u_1^* = \frac{1}{V_{C1}^*}(V_{Cp1}^* - L_1 \frac{di_{L1}^*}{dt}) \quad (14)$$

$$\frac{dV_{C1}^*}{dt} = \frac{1}{C_1}(-i_{Le}^* + u_1^* \mathbf{i}_{L1}^*) \quad (15)$$

$$\frac{dV_{Cp2}^*}{dt} = \frac{1}{C_{p2}}(i_{p2} - \mathbf{i}_{L2}^*) \quad (16)$$

$$u_2^* = \frac{1}{V_{C2}^*}(V_{Cp2}^* - L_2 \frac{di_{L2}^*}{dt}) \quad (17)$$

$$\frac{dV_{C2}^*}{dt} = \frac{1}{C_2}(-i_{Le}^* + u_2^* \mathbf{i}_{L2}^*) \quad (18)$$

$$\frac{dV_{Cp3}^*}{dt} = \frac{1}{C_{p3}}(i_{p3} - \mathbf{i}_{L3}^*) \quad (19)$$

$$u_3^* = \frac{1}{V_{C3}^*}(V_{Cp3}^* - L_3 \frac{di_{L3}^*}{dt}) \quad (20)$$

$$\frac{dV_{C3}^*}{dt} = \frac{1}{C_3}(-i_{Le}^* + u_3^* \mathbf{i}_{L3}^*) \quad (21)$$

$$\frac{di_{Le}^*}{dt} = \frac{1}{L_e}(-V_{Cb}^* + V_{C1}^* + V_{C2}^* + V_{C3}^*) \quad (22)$$

$$\frac{dV_{Cb}^*}{dt} = \frac{1}{C_b}(i_{Le}^* - u^* \mathbf{i}_{Lr}^*) \quad (23)$$

$$u^* = \frac{1}{V_{cb}^*}(L_r \frac{di_{Lr}^*}{dt} + V_{red}) \quad (24)$$

donde las señales i_{L1}^* , i_{L2}^* , i_{L3}^* , son las corrientes de máxima potencia del MFV, las cuales se pueden calcular mediante algún algoritmo de búsqueda del PMP. En este trabajo las corrientes de referencia se obtienen mediante el método fraccional de corriente de cortocircuito, Saravanan and Babu (2016).

Finalmente, para la obtención de la corriente i_{Lr}^* se plantea un balance de potencias, es decir, se considera que toda la potencia extraída de los MFV (P_{MFV}) se entrega a la red eléctrica. En consecuencia, sólo se considera potencia activa y se tiene que satisfacer la siguiente ecuación:

$$P_{CA} = P_{p1} + P_{p2} + P_{p3}$$

$$I_m = \frac{2}{V_m} (i_{p1}V_{Cp1} + i_{p2}V_{Cp2} + i_{p3}V_{Cp3})$$

donde I_m es la corriente pico de i_{Lr}^* y V_m es el voltaje pico de V_{red} .

4.3 Sistema de pre-carga del bus de corriente directa

Debido a que se considera que la potencia de los MFVs es igual a la potencia entregada a la red eléctrica, es necesario considerar un sistema de pre-carga del bus de corriente directa. Para este trabajo esto se soluciona desactivando el inversor de salida, hasta que el bus de corriente directa logra un voltaje deseado. Una vez alcanzado, comienza la inyección de potencia a la red eléctrica, y si se mantiene el balance de potencia, entonces el bus de corriente directa estará regulado.

4.4 Validación numérica

Para la validación del controlador se trabajó en la plataforma de *Simulink-Matlab* con modelos conmutados de los convertidores y elementos de la librería *Simscape Power Systems* cuyos componentes presentan pérdidas y ruido debido a la conmutación. La frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia es de $f_{sw} = 10[kHz]$.

El experimento consiste en tener 3 MICs conectados con diferentes condiciones de irradiancia. En un principio los MFV están expuestos a las mismas condiciones de irradiancia, que va de $0[kW/m^2]$ a $0.8[kW/m^2]$ en un tiempo de $0.1[s]$, después de este tiempo se mantiene constante la irradiancia en los tres MFV, pero en el tiempo de $0.3[s]$ ocurre un cambio de irradiancia en uno de los MFV que va de $0.8[kW/m^2]$ a $0.48[kW/m^2]$, después de esto se mantiene constante hasta el tiempo $1.02[s]$ y regresa a la condición anterior. Se proponen diferentes patrones de irradiancia para cada MFV los cuales producen las curvas mostradas en la Figura 2. El propósito de la estrategia de control, es que, sin importar los cambios de irradiancia, siempre se trabaje en el PMP de cada MFV y se transfiera dicha potencia a la red eléctrica.

En la Figura 2 se observan los resultados obtenidos para el escenario descrito anteriormente. En la Figura 2(a) - 2(c) se muestra un comportamiento de corriente de máxima potencia de cada MFV (gráfica en color azul), y ya que estos comportamientos no son iguales, se está representando una condición de irradiancia no uniforme en el sistema FV. Al aplicar las leyes de control a los convertidores cd/cd, éstos generan un comportamiento como los mostrados en las gráficas en color rojo, que se empalman con los valores deseados, es decir, se cumple con el objetivo de control y cada convertidor cd/cd extrae la máxima potencia a los MFVs. Se debe notar que en la gráfica (c), la energía disponible por el MFV casi llega a cero, es por ello que se tiene un transitorio en el sistema real en el tiempo $t = 0.94[s]$.

En la gráfica (d) se observa una señal de corriente sinusoidal en la cual se puede notar que al inicio de la simulación el valor de corriente es cero, esto se debe al sistema de pre-carga del bus de corriente directa. También

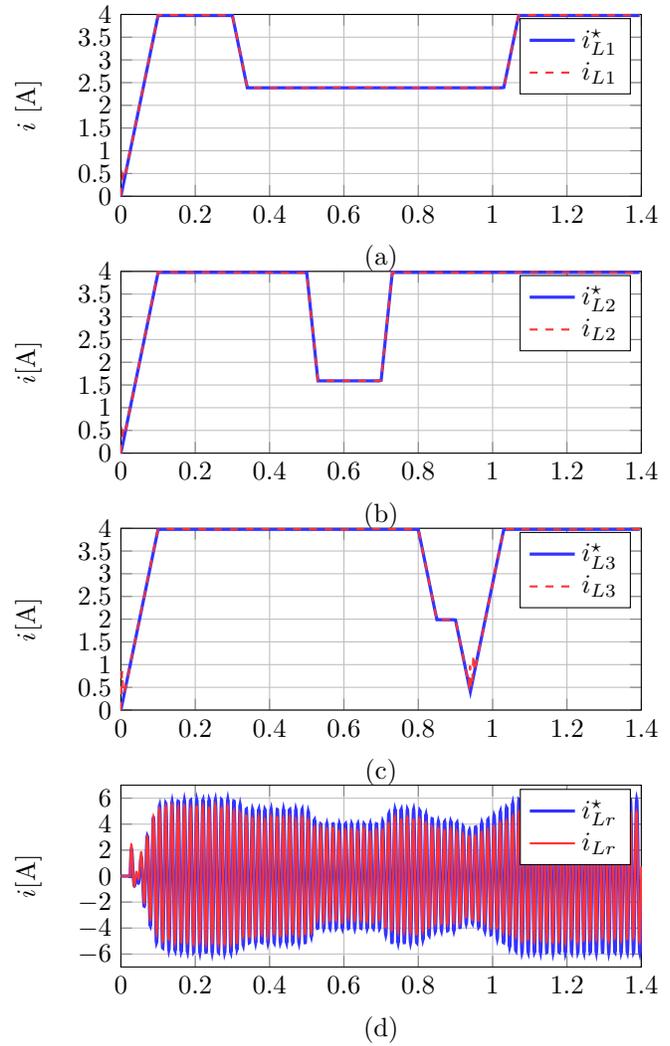


Fig. 2. Corriente de máxima potencia de los MFV, corriente a la que trabaja cada convertidor de potencia cd/cd y corriente deseada y real inyectada a la red eléctrica, (a) Corriente en el primer MFV, (b) Corriente en el segundo MFV, (c) Corriente en el tercer MFV y (d) Corriente inyectada a la red eléctrica.

se observa que la amplitud de la señal no es constante, lo que se debe a los sombreados parciales, que disminuyen la potencia de entrada al sistema y por lo tanto, la potencia de salida. Finalmente, se observa que la señal en color rojo no se iguala a la señal en color azul, esto se debe a que en el análisis se trabajó con el modelo promediado de los sistemas conmutados y además no se tomaron en cuenta pérdidas en el sistema, las cuales existen físicamente y en el sistema simulado.

En la Figura 3 se observa en color azul, la suma de las potencias extraídas a cada MFV. Además, se aprecia el efecto de los sombreados en los MFV. En color rojo se muestra la potencia inyectada a la red eléctrica, la cual en un inicio ésta es cero y después es negativa, es decir, el capacitor de bus de cd absorbe esta energía. En el tiempo $t = 0.2[s]$ a $t = 0.3[s]$ ambas gráficas son muy similares, sin embargo, la gráfica en color rojo es menor que la gráfica en color azul, esto se debe a las pérdidas del sistema. La diferencia entre las gráficas es mayor después del tiempo $1.1[s]$, es decir que la potencia de entrada es

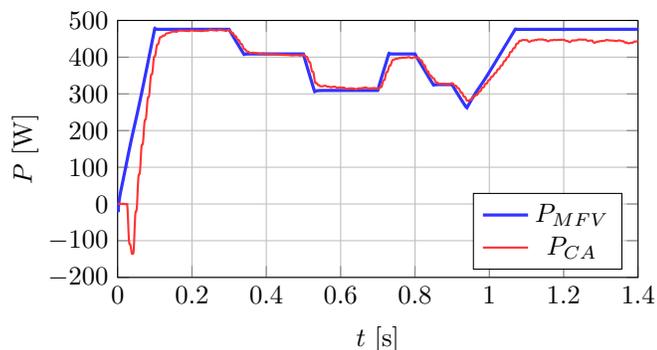


Fig. 3. Suma de potencias extraídas a cada MFV y potencia entregada a la red eléctrica.

mayor que la de salida y las pérdidas por lo que se está aumentando el voltaje de bus de corriente directa.

5. CONCLUSIONES

Como se mencionó anteriormente un sistema MIC es un sistema modular donde cada uno de sus módulos pueden ser representados como sistemas Hamiltonianos, y al realizar la interconexión de estos sistemas, se obtiene un sistema general que también es Hamiltoniano, característica principal que se utilizó para el análisis del sistema y el diseño del controlador.

El controlador propuesto es del tipo PI en el error de la señal de control y para que dicho control esté bien definido es necesario garantizar que la matriz $J(X^*)$ sea de rango completo por columnas, condición que se cumple al definir los estados deseados distintos de cero.

Uno de los principales problemas del diseño de la ley de control es obtener u^* , ya que es necesario un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales.

Aunque en este trabajo se considera que los módulos conectados en el MIC son iguales, el análisis es aplicable también si se consideran distintos, ya que la estructura se preserva y sólo se modifican los parámetros del sistema.

REFERENCIAS

Çelik, Ö., Teke, A., and Tan, A. (2017). Overview of micro-inverters as a challenging technology in photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*.

Fan, Z., Qiao, G., Ning, G., and Shu, L. (2017). Modular cascaded converter for mvdc-connected photovoltaic systems. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017 IEEE*, 2318–2322. IEEE.

Faye, I., Ndiaye, A., Kabor, D., Thiame, M., Sene, C., and Ndiaye, L.G. (2017). Evaluation of the impact of partial shading and its transmittance on the performance of crystalline silicon photovoltaic modules. *International Journal of Physical Sciences*, 12(21), 286–294.

Lee, J.E., Bae, S., Oh, W., Park, H., Kim, S.M., Lee, D., Nam, J., Mo, C.B., Kim, D., Yang, J., et al. (2016). Investigation of damage caused by partial shading of cuinxga (1-x) se2 photovoltaic modules with bypass diodes. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 24(8), 1035–1043.

Liu, C., Zheng, Y., Li, D., and Lehman, B. (2018). Distributed mppt for modular differential power processing in scalable photovoltaic system. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2018 IEEE*, 1098–1103. IEEE.

Mahela, O.P. and Shaik, A.G. (2017). Comprehensive overview of grid interfaced solar photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 68, 316–332.

Miyatake, M., Veerachary, M., Toriumi, F., Fujii, N., and Ko, H. (2011). Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: A pso approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 47(1), 367–380.

Mohapatra, A., Nayak, B., Das, P., and Mohanty, K.B. (2017). A review on mppt techniques of pv system under partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80, 854–867.

Moreira, H.S., e Oliveira, T.P., dos Reis, M.V.G., Guerreiro, J.F., Villalva, M.G., and de Siqueira, T.G. (2017). Modeling and simulation of photovoltaic systems under non-uniform conditions. In *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium on*, 1–6. IEEE.

Nema, S., Nema, R., and Agnihotri, G. (2011). Inverter topologies and control structure in photovoltaic applications: A review. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 3(1), 012701.

Nguyen, T.L. and Low, K.S. (2010). A global maximum power point tracking scheme employing direct search algorithm for photovoltaic systems. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3456–3467.

Salam, Z. and Ramli, M. (2015). Distributed maximum power point tracker for additional energy harvesting during partial shading of pv system. In *Smart Grid and Renewable Energy (SGRE), 2015 First Workshop on*, 1–5. IEEE.

Saravanan, S. and Babu, N.R. (2016). Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system—a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 57, 192–204.

Solheim, H.J., Fjær, H.G., Sørheim, E.A., and Foss, S.E. (2013). Measurement and simulation of hot spots in solar cells. *Energy Procedia*, 38, 183–189.

Zakki, M., Hussain, M., Ibrahim, I., Ismail, N., and Ibrahim, M. (2017). Distributed fast maximum power point tracking technique for mismatched module application. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 6(2), 225–232.

Zhang, L., Sun, K., Xing, Y., Feng, L., and Ge, H. (2011). A modular grid-connected photovoltaic generation system based on dc bus. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(2), 523–531. doi: 10.1109/TPEL.2010.2064337.