

Control por Linealización Entrada-Salida para un Seguidor del Punto de Máxima Potencia en Sistemas Fotovoltaicos

D. R. Espinoza-Trejo, D. U. Campos-Delgado, C. H. De Angelo,
I. Compeán-Martínez, J. A. Pecina-Sánchez, y A. A. Valdez-Fernández.

Resumen—La energía solar fotovoltaica es una de las fuentes de energía renovables de mayor viabilidad en México debido a su gran recurso solar. Sin embargo, pese a que en la última década la inversión inicial requerida para la adquisición de esta tecnología se ha reducido en un 60 %, ésta sigue siendo elevada. Por lo tanto, para asegurar la rentabilidad de la inversión, es necesario extraer la máxima energía disponible de los módulos fotovoltaicos (MFV). Con este objetivo, la literatura ha reportado estrategias de control, conocidos como *seguidores del punto de máxima potencia* (MPPT por sus siglas en inglés). La idea general de los MPPT, se basa en las curvas características de potencia-voltaje de los MFV, que bajo una irradiación solar uniforme muestran un máximo global en la curva, conocido como Punto de Máxima Potencia (PMP). En consecuencia, extraer la máxima potencia del MFV, implica operar estos en el PMP mediante el MPPT. Desafortunadamente, la mayoría de las estrategias propuestas previamente en la literatura no consideran la dinámica del MPPT, y como resultado, la sintonización de las ganancias de los controladores no resulta clara, afectando su desempeño. En este trabajo, se propone un esquema de control no-lineal para resolver dicha problemática. Se presentan el análisis de estabilidad del sistema global, la metodología para la selección de las ganancias de los controladores, y la validación experimental con un MFV de 175W.

Palabras clave: Sistemas Fotovoltaicos, Control No-Lineal, Seguidor del Punto de Máxima Potencia.

I. INTRODUCCIÓN

La Secretaría de Energía (SENER) en México emitió en Febrero de 2012 la Estrategia Nacional de Energía (ENE 2012-2026), la cual considera un incremento en el uso de fuentes de energía renovables a un 35 % para el año 2026. Dentro de las principales fuentes de energía renovables en nuestro país se encuentra la energía solar, de la cual se reporta una reducción del 60 % en los costos de la tecnología solar fotovoltaica en la última década. No

obstante, la elevada inversión inicial sigue siendo uno de los principales obstáculos que presenta esta tecnología. Esto requiere la operación óptima de los módulos fotovoltaicos (MFV), tal que se pueda aprovechar al máximo la energía obtenida a través de éstos. Para esto se han propuesto en la literatura sistemas de control conocidos como MPPT's (*Maximum Power Point Tracking*). Bajo condiciones de irradiación solar uniformes, los MFV presentan una curva de potencia contra voltaje en la que se observa un máximo global, conocido como punto de máxima potencia (PMP) (Bidram et al., 2012). El propósito de los MPPT's es operar a los MFV en el PMP, y así transferir la potencia máxima a la carga. Esto es posible mediante el uso de convertidores de potencia *CD/CD* como el que se ilustra en la Fig. 1. Dentro de los esquemas propuestos inicialmente y comúnmente empleados se encuentran: 1) el método *perturbación y observación*, y 2) el método *conductancia incremental* (**P&O** e **IncCond** por sus siglas en inglés), respectivamente (Gomes de Brito et al, 2013). El método *P&O* consiste en perturbar el ciclo de trabajo del convertidor, y evaluar si la potencia en las terminales del panel solar incrementa o decrementa, y entonces, definir una acción para el siguiente paso de perturbación. El problema con este método consiste en que el sistema MPPT oscila alrededor del PMP. Reducir el tamaño del paso de la perturbación podría minimizar la oscilación, sin embargo, se incrementa el tiempo en que se alcanza el PMP. Una evaluación de este enfoque se ha presentado recientemente en (Elgendy et al, 2012) para sistemas de bombeo de agua. Por su parte, el método *IncCond* se basa en el hecho de que la primer derivada de la potencia con respecto al voltaje es igual a cero en el PMP (ver Fig. 2). Tomando en cuenta que $p = vi$, entonces,

$$\frac{dp}{dv} = 0 \Rightarrow 0 = \frac{i}{v} + \frac{di}{dv}. \quad (1)$$

De esta manera, al medir la corriente y el voltaje del arreglo fotovoltaico, se genera una señal de error que es compensada por un controlador PI. No obstante, el método no presenta prueba de estabilidad asintótica, ni tampoco provee una estrategia para la selección de las ganancias del controlador. Debido a esto, recientemente se han reportado resultados que consideran la dinámica del convertidor *CD/CD* (Eugene et al, 2004)-(Tsai et al., 2012). En

D. R. Espinoza-Trejo e I. Compeán-Martínez pertenecen a la Coord. Acad. Región Altiplano, UASLP, Matehuala, S.L.P., México. drespinozat@ieee.org, isaac.compean@uaslp.mx

D. U. Campos-Delgado, J. A. Pecina-Sánchez, y A. A. Valdez-Fernández pertenecen a la Facultad de Ciencias, UASLP, Av. Salvador Nava s/n, Zona Universitaria, C.P. 78290, S.L.P., México. ducd@fciencias.uaslp.mx, angel.pecina@alumnos.uaslp.edu.mx, avaldez@fc.uaslp.mx

C. H. De Angelo pertenece al Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto, Río Cuarto, Córdoba, Argentina. cdeangelo@ieee.org

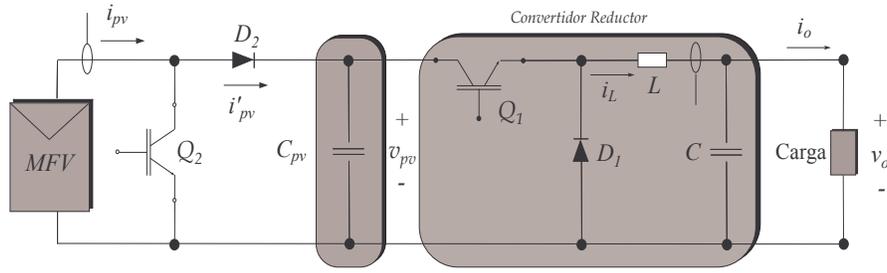


Figura 1. Convertidor CD-CD Reductor como Seguidor del PMP.

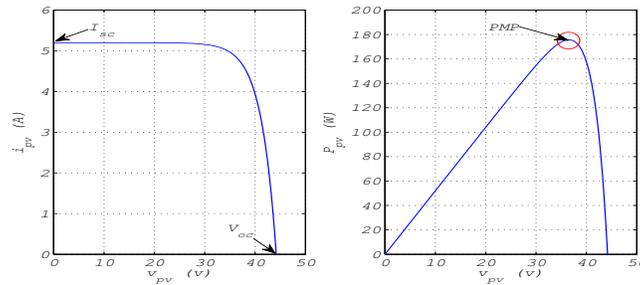


Figura 2. Curvas i_{pv} vs. v_{pv} (IZQUIERDA), y P_{pv} vs. v_{pv} (DERECHA).

(Eugene et al., 2004) se presenta una estrategia de control no-lineal con retroalimentación dinámica para un sistema FV aislado, donde se garantiza estabilidad asintótica global a través de la existencia de una función de Lyapunov. El sistema consiste en un convertidor reductor, en donde todas las variables de estado se asumen medibles. Por otra parte, en (Iyasere et al, 2010) se presenta un controlador backstepping para maximizar la energía en un sistema FV aislado con aplicación como cargador de baterías. En este caso, el sistema se compone de un convertidor elevador. Igualmente, las variables de estado se asumen medibles, así como la corriente del arreglo FV, y el voltaje de la batería. Nuevamente, se garantiza estabilidad asintótica global por medio de una función de Lyapunov. En (Chiu y Ouyang, 2011), se propone un control difuso tipo Takagi-Sugeno para sistemas FV aislados considerando incertidumbre paramétrica y retroalimentación parcial del vector de estados. En (Tsai et al., 2012), se propone un controlador basado en una red neuronal más un control PI para compensar incertidumbres en la irradiación solar y temperatura, así como perturbaciones en la carga. En (Mouna et al., 2012), se propone un método basado en un control PI de corriente i_{pv} . Sin embargo, no se garantiza estabilidad asintótica del error de seguimiento, así como tampoco se definen las ganancias del controlador PI. Recientemente en (Bianconi et al., 2013), se propone un esquema de control por modos deslizantes. La principal diferencia con los enfoques anteriormente propuestos es que en dicho trabajo se emplea una técnica en donde se regula la corriente del capacitor de entrada, en lugar del voltaje del capacitor.

En este contexto, este artículo presenta un algoritmo de control no-lineal basado en una linealización entrada-salida, más una acción proporcional-integral sobre el error de seguimiento para operar al MFV en el PMP. Se presenta la prueba de estabilidad asintótica, un criterio para la selección de las ganancias del controlador, y la validación experimental con un MFV de 175W. Por último, una ventaja de esta propuesta es que sólo se requiere información parcial del vector de estados, y la medición de la corriente i_{pv} del sistema FV.

II. MODELO DEL SISTEMA

En la primera parte de esta sección se describe el modelo matemático del arreglo FV. En este caso, se presenta un modelo simplificado el cual se reportó en (Mahmoud et al., 2012). La ventaja de este enfoque es que los parámetros del modelo se encuentran disponibles en la hoja de datos del MFV. Por otra parte, en la sección II-B se presenta el modelo promedio del convertidor reductor empleado en este estudio, ver Fig. 1.

II-A. Modelo de los MFV

Las características v_{pv}/i_{pv} para un módulo FV compuesto de N_s celdas FV en serie se representan por la siguiente ecuación:

$$i_{pv} = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{qV_{pv}}{A} \right) - 1 \right]. \quad (2)$$

Esta expresión se obtiene a través del circuito equivalente simplificado que se presenta en la Fig. 3. La fuente de corriente I_{ph} representa la corriente generada por la luz,

mientras que el diodo representa la unión de dos materiales tipo N y tipo P (NP). En este modelo, $q = \frac{q}{N_s k T}$,

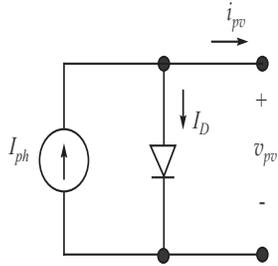


Figura 3. Circuito Equivalente Simplificado de una Celda FV.

donde q es la carga fundamental y su valor es de $q = 1.6 \times 10^{-19} C$, k es la constante de Boltzman cuyo valor es $k = 1.3806504 \times 10^{-23} J/K$, N_s es el número de celdas en serie, y T representa la temperatura a la que está expuesta la celda FV en grados Kelvin. Este modelo presenta tres parámetros importantes: I_{ph} , I_s y A . La corriente I_{ph} se calcula por la siguiente expresión:

$$I_{ph} = G(I_{sc} + \alpha \Delta T), \quad (3)$$

donde G es la irradiancia solar expresada en KW/m^2 , I_{sc} es la corriente de cortocircuito en condiciones de prueba estándar (CPE), ΔT es la diferencia entre la temperatura del MFV (T), y la temperatura en CPE (T_0), es decir, $\Delta T = T - T_0$. Por último, α es el coeficiente de temperatura en corriente del MFV. Por otra parte, la corriente de saturación del diodo I_s se calcula a partir de:

$$I_s = \frac{\exp\left(\frac{q|\beta|\Delta T}{A}\right) I_{ph}}{\left(\frac{GI_{sc}}{I_{rs}} + 1\right)^{\frac{T_0}{T}} - \exp\left(\frac{q|\beta|\Delta T}{A}\right)}, \quad (4)$$

donde β es el coeficiente de temperatura en voltaje, e I_{rs} es la corriente de saturación en CPE, la cual se calcula a través de la siguiente ecuación:

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\left[\exp\left(\frac{qTV_{oc}}{T_0 A}\right) - 1\right]}, \quad (5)$$

donde V_{oc} es el voltaje de circuito abierto. Por último, el parámetro A se obtiene a partir de CPE mediante la expresión:

$$A = \frac{qT}{T_0} \left\{ \frac{V_m - V_{oc}}{\ln\left|1 - \frac{I_m}{I_{sc}}\right|} \right\} \quad (6)$$

donde V_m e I_m son el voltaje y la corriente en el PMP, respectivamente. En la Tabla I se presentan los parámetros del MFV utilizado en este estudio durante la validación experimental. En la Fig. 2 se ilustran las curvas características v_{pv}/i_{pv} y P_{pv}/v_{pv} , las cuales se obtuvieron empleando este modelo y el conjunto de parámetros de la Tabla I. En estas gráficas se considera una irradiancia solar $G = 1 KW/m^2$.

A partir de la Fig. 2 es posible apreciar el máximo global en la curva de potencia, así como, la corriente de cortocircuito I_{sc} y el voltaje de circuito abierto V_{oc} del MFV.

TABLA I
PARÁMETROS DEL MFV.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_m	35.2 V	I_m	4.95 A
V_{oc}	44.2 V	I_{sc}	5.2 A
α	$1.2mA/C^\circ$	β	$-0.157V/C^\circ$

II-B. Modelo del Convertidor

El convertidor de potencia empleado en este estudio se presenta en la Fig. 1. Este sistema está formado por un convertidor reductor, un filtro capacitivo C_{pv} , el interruptor Q_2 , y el diodo D_2 , estos dos últimos son requeridos para la etapa de generación de la referencia de voltaje, la cual, se describe en la Sec. III-A. El modelo promedio del sistema se presenta en (7).

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{C_{pv}}x_2u + \frac{1}{C_{pv}}i'_{pv} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L}x_3 + \frac{1}{L}x_1u \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}i_o \end{aligned} \quad (7)$$

El vector de estados se define por: $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3)^T = (v_{pv}, i_L, v_o)^T$, donde v_{pv} representa el voltaje del capacitor C_{pv} , i_L la corriente del inductor L , y v_o el voltaje del capacitor de salida. La corriente i'_{pv} en (7) corresponde con la corriente i_{pv} generada por el MFV, (ver Fig. 1), excepto cuando el interruptor Q_2 se enciende (cada 10 min. durante un intervalo de tiempo $\Delta T_{on} = 100 \mu s$) con el propósito de generar la señal de referencia, (ver Sec. III-A). La señal u es la entrada de control, y representa el ciclo de trabajo para el interruptor Q_1 , definido por $u \in [0, 1]$. Sólo se asumen medibles los estados x_1 y x_2 . Sin embargo, se considera como trabajo futuro la incorporación de un observador para estimar la corriente del inductor a partir de la información de los voltajes de entrada y salida (*estados* x_1 y x_3). Finalmente, en este modelo se considera una carga arbitraria, la cual demanda la corriente i_o . En la Sec. IV, se determinan condiciones para la corriente de carga i_o , tal que se garantice estabilidad interna del seguidor del PMP. Notar que el modelo mostrado en la Ec. (7) presenta una dinámica no-lineal, lo cual implica que para lograr la operación del MFV en el PMP, las técnicas convencionales de control podrían resultar en un bajo desempeño del sistema de control. Por lo tanto, en la Sec. IV se presenta una técnica de control por linealización entrada-salida más un efecto integral sobre el error de seguimiento para mejorar el desempeño del sistema.

III. SEGUIDOR DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

El problema de operar el MFV en el PMP se declara de la siguiente manera:

Definición 1: El MFV podrá mantenerse en el PMP ante cambios climatológicos si y sólo si el voltaje en terminales del arreglo FV $x_1 = v_{pv}$ sigue asintóticamente el voltaje del PMP (V_m), es decir,

$$V_m = x_1^* = \lim_{t \rightarrow \infty} x_1(t).$$

Para obtener el voltaje de referencia V_m , se pueden considerar diferentes técnicas (Gomes de Brito et al, 2013), (Bidram et al., 2012). En este artículo, se utiliza el método analítico propuesto en (Rodríguez y Amaratunga, 2007), el cual se describe brevemente a continuación.

III-A. Generación de Referencia $V_m = x_1^*$

En la literatura, se encuentran reportadas diferentes técnicas para la búsqueda del punto de máxima potencia. Recientemente en (Bidram et al., 2012), se describen técnicas que logran mitigar los efectos de sombreados parciales. En este artículo, se toma como referencia un enfoque analítico para la generación de la referencia x_1^* . El enfoque se basa en el teorema del valor medio, y proporciona un punto (v_{pmp}^*) que se encuentra dentro de una bola de radio pequeño ε , la cual contiene el **PMP**, es decir, $|V_m - v_{pmp}^*| < \varepsilon$.

La metodología establecida en (Rodríguez y Amaratunga, 2007) se resume en los siguientes 3 pasos:

1. Calcular la corriente de saturación del diodo I_s por,

$$I_s = \frac{I_{sc}}{\exp(\varrho V_{oc}) - 1}, \quad (8)$$

2. Calcular R_s por,

$$R_s = \frac{1}{\varrho(I_{sc} + I_s)}. \quad (9)$$

3. Finalmente, se calcula el PMP como:

$$v_{pmp}^* = \frac{1}{\varrho} \ln \left\{ \frac{I_{sc}}{\varrho I_s (V_{oc} - R_s I_{sc})} \right\} - R_s I_{sc}. \quad (10)$$

Para la implementación de esta etapa, se emplean los dispositivos Q_2 y D_2 ilustrados en la Fig. 1. De esta manera, la corriente de cortocircuito I_{sc} se obtiene activando el interruptor Q_2 durante un tiempo $\Delta T_{on} = 100 \mu s$. De aquí, el diodo D_2 protege al capacitor C_{pv} de un cortocircuito, permitiendo la operación continua del convertidor reductor. Por otra parte, el voltaje de circuito abierto V_{oc} se obtiene desactivando el interruptor Q_1 durante un tiempo $\Delta T_{off} = 100 \mu s$ para permitir la carga del capacitor C_{pv} a su valor máximo. Durante este tiempo, sólo el capacitor C proporciona energía a la carga, (Rodríguez y Amaratunga, 2007). Este proceso se repite cada 10 minutos para actualizar el voltaje de referencia v_{pmp}^* . Finalmente, observar que la corriente de saturación I_s que se presenta en la Ec. (8), corresponde con la que se muestra en la Ec. (4) si se

considera que $\Delta T = 0$, $I_{ph} = GI_{sc}$, y realizando los pasos algebraicos al emplear la Ec. (5) en la Ec. (4). No obstante, los autores en (Rodríguez y Amaratunga, 2007) presentan un análisis de sensibilidad ante variaciones de temperatura, en donde demuestran que la solución analítica presentada en la Ec. (10) es ligeramente afectada por cambios de temperatura.

IV. CONTROL POR LINEALIZACIÓN ENTRADA-SALIDA

Considerando el problema declarado en la Sec. III, se elige como salida $y_1 = x_1$. Tomando la primer derivada de esta variable con respecto al tiempo se obtiene:

$$\dot{y}_1 = -\frac{1}{C_{pv}} x_2 u + \frac{1}{C_{pv}} i'_{pv}. \quad (11)$$

Debido a que la señal de control u aparece en la primer derivada, esto indica que el sistema presenta un grado relativo $\rho = 1$ en \mathbb{R}^3 . Si se define u por la Ec. (12):

$$u = -\frac{C_{pv}}{x_2} \cdot v, \quad (12)$$

entonces, se obtiene una ley de control por retroalimentación de estados que linealiza el mapeo entrada-salida. Observar que se debe garantizar la operación del convertidor reductor en modo continuo, tal que $x_2 > 0 \forall t$, y así la ley de control (12) esté bien definida en todo momento. Entonces, sustituyendo la señal de control (12) en la primer derivada (11) se obtiene el siguiente resultado:

$$\dot{y}_1 = v + \frac{1}{C_{pv}} i'_{pv} \quad (13)$$

Se propone la dinámica v en (14) dada por una acción de control proporcional-integral (PI) más un término que anula la corriente i'_{pv} :

$$v = \dot{y}_1^* + K_p(y_1^* - y_1) + K_i \int (y_1^* - y_1) dt - \frac{1}{C_{pv}} i'_{pv} \quad (14)$$

Sustituyendo (14) en (13), se obtiene la dinámica del error de seguimiento $e = y_1^* - y_1$, donde $y_1^* = v_{pmp}^*$:

$$0 = \ddot{e} + K_p \dot{e} + K_i e. \quad (15)$$

Notar que la Ec. (15) satisface la siguiente ecuación característica:

$$\lambda^2 + K_p \lambda + K_i = 0 \quad (16)$$

De esta manera, para garantizar la convergencia asintótica de $y_1 \rightarrow v_{pmp}^*$ se ajusta la Ec.(16) con el siguiente sistema estándar de segundo orden:

$$\lambda^2 + 2\xi\omega_n \lambda + \omega_n^2 = 0 \quad (17)$$

donde $0 < \xi < 1$ representa el amortiguamiento en lazo cerrado, y ω_n la frecuencia natural. Por lo tanto, para garantizar estabilidad asintótica es suficiente que las ganancias K_p y K_i sean positivas. Así, la selección de las ganancias se logra con el ajuste de la Ec. (15) al sistema estándar, eligiendo un factor de amortiguamiento, y una frecuencia natural deseados. Por último, para caracterizar

la dinámica cero se restringe el vector de estados \mathbf{x} al conjunto:

$$\mathbf{Z} = \{ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^3 | x_1 = 0 \}, \quad (18)$$

y tomando $u = 0$, lo cual conduce al siguiente sistema de segundo orden:

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L}x_3 \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}i_o. \end{aligned} \quad (19)$$

Ahora, considerando que la corriente de carga i_o es una función del voltaje en las terminales de la carga, es decir, $i_o = g(x_3)$, entonces es posible demostrar que la dinámica interna del seguidor del PMP propuesto en este artículo, tiene un punto de equilibrio asintóticamente estable, como se describe a continuación.

Proposición 1: El sistema dinámico de segundo orden descrito por:

$$\eta \begin{cases} \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L}x_3 \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}g(x_3) \end{cases}$$

tiene un punto de equilibrio asintóticamente estable si

$$g(0) = 0; \quad x_3 g(x_3) > 0; \quad \forall x_3 \in (-\infty, 0) \cup (0, \infty) \quad (20)$$

Demstración:

Se propone la función de energía V dada por Ec. (21):

$$V = \frac{1}{2}Lx_2^2 + \frac{1}{2}Cx_3^2 \quad (21)$$

Tomando la derivada de esta función, y sustituyendo las ecuaciones dadas en el sistema η se obtiene:

$$\dot{V} = -x_3 g(x_3) \leq 0. \quad (22)$$

Por lo tanto, si se cumplen las condiciones mostradas en Ec. (20), entonces se garantiza que la derivada de la función de energía \dot{V} es negativa semidefinida. No obstante, empleando el principio de invarianza de LaSalle se obtiene que la dinámica interna η tiene un punto de equilibrio asintóticamente estable. ■

Por último, para la implementación de la ley de control, se asume que $\dot{y}_1^* \approx 0$, debido a que las perturbaciones por nublados parciales afectan de manera abrupta a la corriente FV i_{pv} , mientras que V_m varía lentamente. Por lo tanto, en la implementación de la estrategia de control, simplemente se considera la siguiente dinámica:

$$v = K_p(y_1^* - y_1) + K_i \int (y_1^* - y_1) dt - \frac{1}{C_{pv}} i'_{pv} \quad (23)$$

Un diagrama a bloques de la estrategia de control se presenta en la Fig. 4.

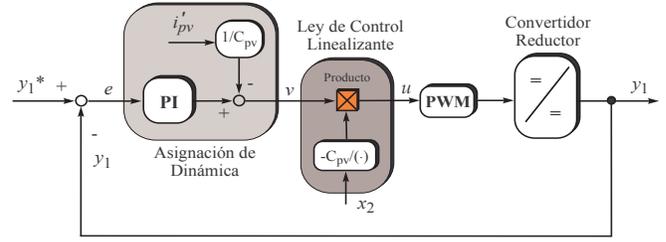


Figura 4. Diagrama a Bloques de la Estrategia de Control.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para la validación experimental del esquema de control propuesto se construyó un prototipo, el cual consiste de los siguientes dispositivos. Para los diodos D_1 y D_2 ilustrados en la Fig. 1 se consideró el diodo *STTH30R04*. Para los interruptores se utilizó el IGBT *IRG4PH30K*. El optoacoplador para el disparo de los IGBT's es el circuito *PC923*. Los elementos pasivos del sistema son $L = 2.6$ mH, $C_{pv} = 2200$ μ F, y $C = 2200$ μ F. El MFV es el *S72MC - 175* y sus parámetros característicos se presentan en la Tabla I. Por último, el algoritmo de control se desarrolló en una plataforma digital empleando la tarjeta *dSPACE DS1104*. En las pruebas experimentales se consideraron dos casos de estudio con distintos niveles de irradiación solar. Las pruebas se realizaron en invierno del año 2012. La primera prueba se realizó a las 13:00 hrs. y la segunda a las 15:00 hrs. del mismo día. La máxima potencia obtenida en terminales del MFV en el primer caso fue de 152W, y de 100W para el segundo caso. Los resultados obtenidos se presentan en las Figs. 5-8. Las Figs. 5 y 7 muestran el seguimiento del voltaje de referencia v_{pmp}^* , y la potencia en terminales del MFV para cada uno de los casos de estudio. En las Figs. 5 y 7 se observa que el voltaje de referencia es de 29.7V, y 31.7V, respectivamente. Para validar que se cumple el objetivo de extraer la máxima potencia con el enfoque propuesto, en las Figs. 6 y 8 se muestran las curvas *potencia vs. voltaje* durante el seguimiento de la referencia, en las cuales se observa el máximo global de la curva. Estas curvas se obtuvieron modificando la impedancia del convertidor reductor a través de un ciclo de trabajo tipo rampa, y evaluando los puntos extremos I_{sc} y V_{oc} como se describió en la Sec. III-A. Finalmente, las ganancias del controlador PI son $K_p = 32$ y $K_i = 4.75$.

VI. COMENTARIOS FINALES Y TRABAJO FUTURO

En este artículo se presentó un nuevo esquema de control para seguir el punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos. La técnica de control se basa en una retroalimentación de estados que conduce a una linealización entrada-salida. El grado relativo es bien definido, $\rho = 1$. Se demostró que la dinámica cero presenta un punto de equilibrio asintóticamente estable. Además, se presentó un criterio para la selección de las ganancias del controlador PI. Se plantea como trabajo futuro emplear un observador

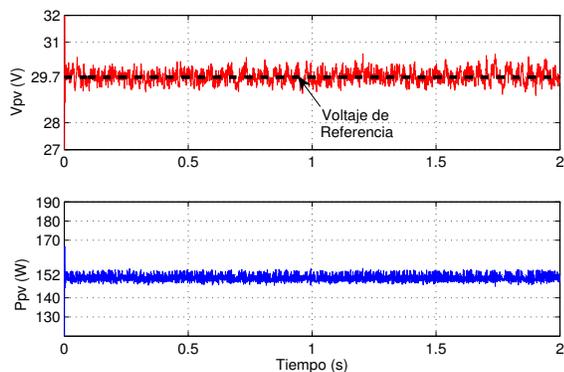


Figura 5. v_{pmp}^* y x_1 (ARRIBA), P_{pv} (ABAJO).

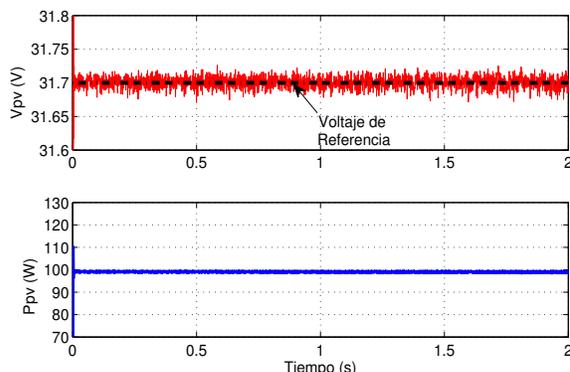


Figura 7. v_{pmp}^* y x_1 (ARRIBA), P_{pv} (ABAJO).

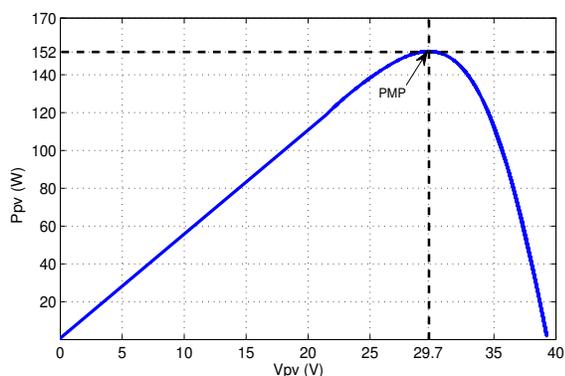


Figura 6. Curva de Potencia vs. Voltaje.

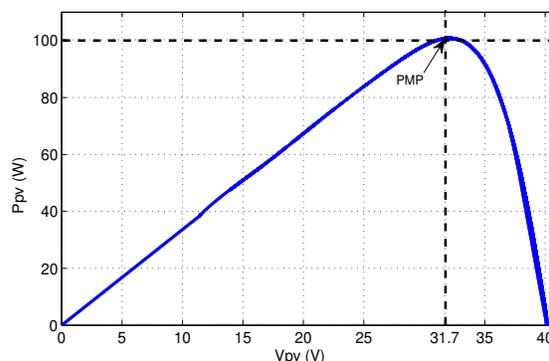


Figura 8. Curva de Potencia vs. Voltaje.

de estados para estimar la corriente del inductor x_2 , tal que se pueda reducir los costos de implementación del algoritmo MPPT. Así como, validar el esquema ante sombreados parciales, y perturbaciones en la carga.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo es financiado por el programa de Estímulos a la Investigación, Desarrollo e Innovación en Materia de Vinculación Educación Superior-Empresa, emitido por la Fundación Educación Superior-Empresa, a través del proyecto titulado Estudio de Fallas en un Sistema FV Interconectado con la Red Eléctrica.

REFERENCIAS

Bianconi, E., Calvente, J., Giral, R., Mamarelis, E., Petrone, G., Ramos-Paja, C. A., Sagnuolo, G., Vitelli, M. (2013). A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, (3), 2013, pp. 1168-1178.

Bidram, A., Davoudi, A., Balog, R. S. (2012). Control and Circuit Techniques to Mitigate Partial Shading Effects in Photovoltaic Arrays. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2, (4), 2012, pp. 532-546.

Chiu, C. S., Ouyang, Y. L. (2011). Robust Maximum Power Tracking Control of Uncertain Photovoltaic Systems: A Unified T-S Fuzzy Model-Based Approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 19, (6), 2011, pp. 1516-1526.

Elgendy, M. A., Zahawi, B., Atkinson, D. J. (2012). Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 3, (1), 2012, pp. 21-33.

Eugene, V. S., Liu, S., Dougal, R. A. (2004). Power Controller Design for Maximum Power Tracking in Solar Installations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19, (5), 2004, pp. 1295-1304.

Gomes de Brito, M. A., Galotto, L., Sampaio, L. P., De Azevedo e Melo, G., Canesin, C. A. (2013). Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, (3), 2013, pp. 1156-1167.

Iyasere, E., Tatlicioglu, E., Dawson, D. M. (2010). Backstepping PWM Control for Maximum Power Tracking in Photovoltaic Array Systems. *American Control Conference*, Marriott Waterfront, Baltimore, MD, USA, 30 de Junio - 02 de Julio, ACC 2010.

Mahmoud, Y., Xiao, W., Zeineldin, H. H. (2012). A Simple Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 3, (1), 2012, pp. 185-186.

Mouna, B. H., Lassaad, S., Aymen, F., Aicha, A., Radia, G. (2012). A Real Time Implementation of an Improved MPPT Controller for Photovoltaic Systems. *First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, Hammamet, Tunisia, 26-28 de Marzo, 2012.

Rodríguez, C., Amaratunga, G. A. J. (2007). Analytic Solution to the Photovoltaic Maximum Power Point Problem. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 54, (9), 2007, pp. 2054-2060.

Tsai, M. F., Tseng, C. S., Hong, G. D., Lin, S. H. (2012). A Novel MPPT Control Design for PV Modules Using Neural Network Compensator. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2012*, Hangzhou, China, 28-31 de Mayo, 2012.

Yang, Y. R. (2011). A Neural Network Controller for Maximum Power Point Tracking with 8-bit Microcontroller. *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2011*, Beijing, China, 21-23 de Junio, 2011.