

# Control Modo Corriente Basado en Pasividad para Convertidores CD/CD Elevadores como MPPT en Sistemas Fotovoltaicos

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

\* Universidad Nacional Autónoma de México (e-mail: gerardoe@unam.mx).

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

**Abstract:** Para operar un módulo fotovoltaico en el punto de máxima potencia, generalmente se trabaja con control modo voltaje, sin embargo debido a que a cambios de irradiancia, lo que se ve realmente afectado es la corriente del módulo, en este trabajo se propone una ley de control modo corriente. Las implicaciones de este modo de control radican en la necesidad de conocer la trayectoria de corriente para operar en el punto de máxima potencia. Si tenemos la trayectoria de corriente, de este modo es posible, mediante una ley de control por interconexión de sistemas pasivos, realizar el seguimiento de dicha corriente, siendo éste el objetivo principal del presente.

**Keywords:** Control basado en pasividad, interconexión de sistemas pasivos, convertidor cd/cd elevador, sistemas fotovoltaicos, MPPT.

## 1. INTRODUCCIÓN

La tecnología para el aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica (FV) ha presentado un crecimiento significativo en los últimos años, Romero et al. (2015). No obstante, ésta aún presenta interesantes retos que resolver, tales como mejorar: *i) eficiencia y ii) seguridad*. Con respecto a la eficiencia, el algoritmo de *seguimiento de punto de máxima potencia* (MPPT *por sus siglas en inglés*) juega un papel sumamente importante. Por ejemplo, es bien conocido que ante condiciones de irradiancia no-uniformes la eficiencia total del sistema FV (SFV) puede verse seriamente afectada. Esto es debido a la operación de los módulos FV (MFV) en un punto de potencia sub-óptimo (*máximo local* de la curva característica  $P-V$ ). Además, debido a la naturaleza del convertidor cd/cd, empleado para ajustar el punto de máxima potencia (PMP), existen pérdidas en régimen transitorio, ocasionadas por caídas abruptas de irradiancia o cambios de referencia. Así, recientemente se ha propuesto operar el algoritmo de búsqueda (MPPT) en conjunto con una estrategia de control retroalimentada, lo cual mejora significativamente el desempeño del MPPT ante variaciones climáticas.

Básicamente, existen 2 modos de operación: el *control por modo voltaje* y el *control por modo corriente*. Este último, presenta una problemática de inestabilidad cuando el objetivo de control se plantea como un *problema de regulación*, ver Kakosimos (2013). Debido a que es una práctica común establecer la referencia como una señal *constante a tramos*, la mayoría de los enfoques propuestos, hasta ahora en la literatura, consideran el control por modo voltaje, Espinoza et al. (2015). Pocos estudios empleando el control por modo corriente aparecen reportados en la literatura, Bianconi (2013). Sin embargo, resulta natural emplear el control por modo corriente para compensar caídas

de irradiancia abruptas, debido a que es la corriente del MFV la que se modifica significativamente ante cambios de irradiancia. No obstante, esto implica realizar un seguimiento de la trayectoria de corriente del MFV en el PMP, ver Fig. 1 (la figura está escalada e segundos, por cuestiones de simulación).

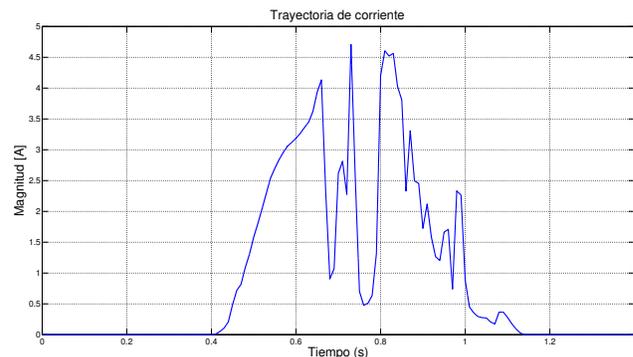


Fig. 1. Trayectoria de corriente en el PMP durante un día.

En consecuencia, en este artículo se explotan *propiedades de pasividad*, de los elementos que componen al sistema MPPT, para diseñar una ley de control por modo corriente que garantice el seguimiento de trayectorias, y en consecuencia, la transferencia de máxima potencia. De hecho, el modelo del convertidor cd/cd elevador está descrito por un modelo hamiltoniano, ver Schaft (2000), el cual describe un mapeo entrada-salida pasivo. Sin embargo, la entrada de control desaparece en el balance energético, ocasionando dificultades para diseñar el control. Este artículo toma como referencia previos resultados propuestos en la literatura para el seguimiento de trayectorias, Cisneros (2014). El propósito de este estudio fue diseñar un control dinámico sobre el modelo incremental, del cual se definen la entrada y salida pasivas.

\* Sponsor and financial support acknowledgment goes here. Paper titles should be written in uppercase and lowercase letters, not all uppercase.

El artículo está organizado de la siguiente manera. En la Sec. 2 se presenta un análisis de la estructura del sistema. En la Sec. 3 se presentan las propiedades de pasividad del sistema en estudio. En la Sec. 4 se presenta el diseño del controlador PI para el convertidor cd/cd elevador como MPPT. Una evaluación numérica en MATLAB se presenta en la Sec. 5. Finalmente, se presentan comentarios finales y trabajo futuro en la Sec. 6.

## 2. ANÁLISIS DEL SISTEMA

El sistema con el que se trabajará a lo largo de este estudio se presenta en la Fig. 2, el cual consta de tres secciones: *i*) el módulo fotovoltaico (MFV), *ii*) un convertidor cd/cd elevador y *iii*) la carga. Tomando en cuenta las leyes de Kirchhoff y las

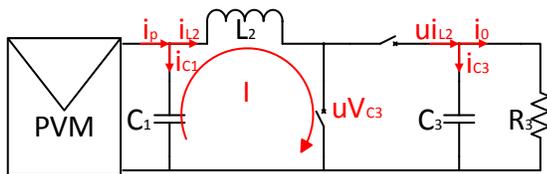


Fig. 2. Convertidor CD/CD Elevador.

relaciones constitutivas de los elementos, entonces es posible llegar a la representación matemática mostrada en (1-3), donde  $0 < u < 1$  ya que se considera el modelo promediado del sistema.

$$C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + i_{L2} = i_p \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - V_{C1} + uV_{C3} = 0 \quad (2)$$

$$C_3 \frac{dV_{C3}}{dt} + \frac{V_{C3}}{R_3} - ui_{L2} = 0. \quad (3)$$

Además, notar que  $V_C = Cq$  e  $i_L = L\phi$ , donde  $q$  es la carga del capacitor, y  $\phi$  el flujo magnético del inductor. Como resultado, el modelo matemático se puede representar en forma matricial a través de una estructura Hamiltoniana (4):

$$\dot{x} = (J(u) - R)\nabla_x H(x) + E \quad (4)$$

donde

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T D x$$

$$x = \begin{bmatrix} qC_1 \\ \phi_{L2} \\ qC_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} i_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix}$$

$$J(u) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -u \\ 0 & u & 0 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} C_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & L_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & C_3^{-1} \end{bmatrix}.$$

Algunas características del sistema son las siguientes:

- La señal de control no es afín a la entrada, y sólo actúa en dos canales del sistema.
- El sistema es sub-actuado.
- La matriz  $R \geq 0$ ,  $R = R^T$ ;  $J = -J^T$  y  $D > 0$ ,  $D = D^T$ .

### 2.1 Prueba de estabilidad del convertidor

La función de almacenamiento de energía del sistema es

$$V(x) = \frac{1}{2}x^T D x$$

cuya derivada evaluada a lo largo de las trayectorias del sistema está dada por:

$$\dot{V}(x) = x^T D [(J(u) - R)\nabla_x H(x) + E].$$

Notar que  $x^T D = \nabla_x^T H(x)$  y  $J(u)$  es una matriz antisimétrica que se encuentra en una forma cuadrática. Por lo tanto, este término es cero para todo tiempo, entonces:

$$\dot{V}(x) = -\nabla_x^T H(x) R \nabla_x H(x) + \nabla_x^T H(x) E.$$

Ahora, se define  $u_1 = E$  y  $y_1 = \nabla_x H(x)$  entonces

$$\dot{V}(x) = -y_1^T R y_1 + y_1^T u_1$$

por lo tanto, el sistema es estrictamente pasivo a la salida desde  $u_1 \rightarrow y_1$ . Esto quiere decir que con  $u_1 = 0$ ,  $\dot{V}(x)$  es semidefinida negativa, y por el lema de Barbalat es posible demostrar estabilidad asintótica.

*Conjetura 1.* Debido a que la ley de control se encuentra en el término antisimétrico, el cual es cero en la prueba de estabilidad, el sistema siempre es, global y asintóticamente estable, sin importar la ley de control, con entrada  $u_1 = 0$ .

El problema que se resuelve en este documento es para cuando  $u_1$  es diferente de cero.

## 3. ANÁLISIS DE PASIVIDAD DEL SISTEMA

Debido a que la señal de control no entra en todos los canales del sistema, se propone separar al sistema en dos sub-sistemas, uno en el que la señal de control entre en todos los canales y otro que no depende de la señal de control, es decir

$$\Sigma_1 :$$

$$\dot{x}_1 = -L_2^{-1}x_2 + i_p$$

$$\Sigma_2 :$$

$$\dot{\bar{x}} = [J_2 u - R_2] \nabla_{\bar{x}} H_2(\bar{x}) + E_2$$

$$H_2(\bar{x}) = \frac{1}{2}\bar{x}^T D_2 \bar{x}$$

donde

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad R_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & R_3 \end{bmatrix} \quad E_2 = \begin{bmatrix} C_1^{-1}x_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad D_2 = \begin{bmatrix} L_2^{-1} & 0 \\ 0 & C_3^{-1} \end{bmatrix}.$$

### 3.1 Análisis de pasividad de $\Sigma_1$

Se propone la función de almacenamiento de energía

$$V(x_1) = \frac{1}{2C_1}x_1^2$$

con derivada evaluada a lo largo de las trayectorias del sistema dada por

$$\dot{V}(x_1) = C_1^{-1}x_1(-L_2^{-1}x_2 + i_p).$$

Se define  $u_2 = -L_2^{-1}x_2 + i_p$ ,  $y_2 = C_1^{-1}x_1$  entonces

$$\dot{V}(x_1) = y_2^T u_2$$

por lo tanto es pasivo desde  $u_2 \rightarrow y_2$ , y se representa como se muestra en la Fig.3.

### 3.2 Análisis de pasividad de $\Sigma_2$

Se propone la función de almacenamiento de energía

$$V(\bar{x}) = \frac{1}{2}\bar{x}^T D_2 \bar{x}$$


 Fig. 3. Sistema  $\Sigma_1$ .

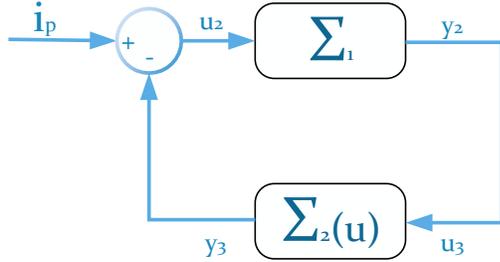
 Fig. 4. Sistema  $\Sigma_2$ 


Fig. 5. Sistema completo

con derivada evaluada a lo largo de las trayectorias del sistema

$$\dot{V}(\bar{x}) = \nabla_{\bar{x}}^T H(\bar{x}) [(J_2 u - R_2) \nabla_{\bar{x}} H(\bar{x}) + E_2].$$

Debido a que  $J_2$  es una matriz anti-simétrica este término es cero para todo tiempo, entonces

$$\dot{V}(\bar{x}) = -\nabla_{\bar{x}}^T H(\bar{x}) R_2 \nabla_{\bar{x}} H(\bar{x}) + \nabla_{\bar{x}}^T H(\bar{x}) E_2.$$

Se define  $u_3 = E_2$  y  $y_3 = \nabla_{\bar{x}} H(\bar{x})$  entonces

$$\dot{V}(\bar{x}) = -y_3^T R_2 y_3 + y_3^T u_3$$

por lo tanto el sistema es estrictamente pasivo a la salida desde  $u_3 \rightarrow y_3$ , se muestra en la Fig.4.

Una vez realizada la prueba de pasividad de los dos subsistemas, es posible ver al sistema en general como una interconexión de dos sistemas pasivos como el mostrado en la Fig.5, y por los teoremas de pasividad de sistemas retroalimentados, podemos concluir que el sistema es pasivo  $i_p \rightarrow y_2$ .

Una vez realizada la descomposición y garantizando que la ley de control no afecta las propiedades de estabilidad del sistema, se trabajará con el sistema  $\Sigma_2$  para el diseño de la ley de control.

#### 4. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Como se mencionó anteriormente, la ley de control no aparece de forma explícita en la prueba de estabilidad, por lo tanto se propone trabajar con el sistema incremental que se obtiene al definir un error del estado y del control, como se muestra a continuación:

$$\tilde{x} = \bar{x} - x_* \quad (5)$$

$$\tilde{u} = u - u_* \quad (6)$$

donde  $x_*$  y  $u_*$ , son los valores deseados, entonces el objetivo de control es que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x} = 0$$

garantizando estabilidad interna del sistema completo.

Los valores deseados deben pertenecer a las trayectorias admisibles del sistema. Las trayectorias admisibles del sistema se obtienen partiendo del hecho de que dada una trayectoria deseada existe una señal de control deseada que la genera, esto es

$$\dot{x}_* = [J_2 u_* - R_2] \nabla_{x_*} H_2(x_*) + E_2(x_{1*}). \quad (7)$$

Por lo tanto, se sustituyen las ecuaciones (5-7) en la dinámica del sistema  $\Sigma_2$  y se obtiene

$$\dot{\tilde{x}} = [J_2(\tilde{u} + u_*) - R_2] \nabla_{\tilde{x}+x_*} H_2(\tilde{x} + x_*) + E_2 - \dot{x}_*$$

al sustituir el valor de  $\dot{x}_*$  se tiene la dinámica del error de seguimiento

$$\dot{\tilde{x}} = [J_2(\tilde{u} + u_*) - R_2] \nabla_{\tilde{x}} H_2(\tilde{x}) + J_2 \nabla_{x_*} H_2(x_*) \tilde{u} + E_2(\tilde{x}_1) \quad (8)$$

donde  $E_2(\tilde{x}_1) = E_2(x_1) - E_2(x_{1*})$ .

#### 4.1 Dinámica del error de seguimiento

La función de almacenamiento de energía del error de seguimiento es

$$V_1(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T D_2 \tilde{x}$$

con derivada evaluada a lo largo de las trayectorias del error de seguimiento

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = \nabla_{\tilde{x}}^T H_2(\tilde{x}) \dot{\tilde{x}}$$

al sustituir la dinámica del error se tiene

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(\tilde{x}) = & -\nabla_{\tilde{x}}^T H_2(\tilde{x}) R_2 \nabla_{\tilde{x}} H_2(\tilde{x}) + \\ & + \nabla_{\tilde{x}}^T H_2(\tilde{x}) J_2 \nabla_{x_*} H_2(x_*) \tilde{u} + \nabla_{\tilde{x}}^T H_2(\tilde{x}) E_2(\tilde{x}_1) \end{aligned}$$

entonces el sistema es pasivo desde la entrada  $U \rightarrow Y$ , donde

$$U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ E_2(\tilde{x}_1) \end{bmatrix}$$

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\nabla_{x_*}^T H_2(x_*) J_2 \nabla_{\tilde{x}} H_2(\tilde{x}) \\ \nabla_{\tilde{x}} H_2(\tilde{x}) \end{bmatrix}$$

por lo tanto

$$\dot{V}_1(\tilde{x}) = y_1^T u_1 - y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2. \quad (9)$$

Entonces, el sistema es pasivo desde  $u_1 \rightarrow y_1$  y estrictamente pasivo a la salida  $u_2 \rightarrow y_2$ .

Analizando la derivada de la función de almacenamiento de energía del error, se puede observar, que no se conoce el signo del primer término, sin embargo  $u_1$  es la variable de diseño, por lo tanto podemos garantizar que éste sea negativo, con una buena elección de  $u_1$ ; el segundo término es una función cuadrática de  $y_2$  por lo tanto siempre es positivo, ya que  $R_2 > 0$ , y como esta multiplicado por un signo negativo, éste siempre es negativo; del tercer término no podemos garantizar signo.

#### 4.2 Diseño de $u_1$

Se propone un control PI, con

$$\dot{z} = -y_1$$

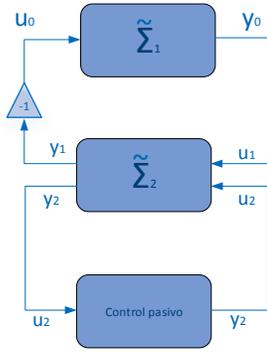


Fig. 6. Sistema completo

y señal de control  $u_1 = -K_p y_1 + K_i z$ , con la siguiente función de almacenamiento de energía

$$V_2(\tilde{x}, z) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T D_2 \tilde{x} + z^T k_i z$$

y derivada

$$\dot{V}_2(\tilde{x}, z) = y_1^T u_1 - y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2 + z^T k_i (-y_1)$$

al sustituir  $u_1$

$$\dot{V}_2(\tilde{x}, z) = y_1^T (-K_p y_1 + K_i z) - z^T k_i y_1 - y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2$$

$$\dot{V}_2(\tilde{x}, z) = -y_1^T K_p y_1 - y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2$$

Se puede observar que el signo de los dos primeros términos está definido, sin embargo el tercer término no podemos concluir nada, por lo tanto como el tercer término depende de  $\tilde{x}_1$ , se analizará el sistema  $\Sigma_1$ .

Se define la señal de error  $\tilde{x}_1 = x_1 - x_{1*}$  y sustituimos en el sistema  $\Sigma_1$

$$\dot{\tilde{x}}_1 = -L_2^{-1} x_2 + i_p - \dot{x}_{1*}$$

donde  $x_{1*}$  es la dinámica deseada, que se define como

$$\dot{x}_{1*} = -L_2^{-1} x_{2*} + i_p$$

al sustituir la dinámica deseada en la dinámica del error se tiene

$$\dot{\tilde{x}}_1 = -L_2^{-1} x_2 + i_p - (-L_2^{-1} x_{2*} + i_p)$$

$$\dot{\tilde{x}}_1 = -L_2^{-1} \tilde{x}_2$$

Se propone la función de almacenamiento de energía

$$V_0(\tilde{x}_1) = \frac{1}{2C_1} \tilde{x}_1^2$$

con derivada evaluada a lo largo de las trayectorias del sistema

$$\dot{V}_0(\tilde{x}_1) = C_1^{-1} \tilde{x}_1 (-L_2^{-1} \tilde{x}_2)$$

si definimos  $u_0 = -L_2^{-1} \tilde{x}_2$ ,  $y_0 = C_1^{-1} \tilde{x}_1$  entonces

$$\dot{V}_0(\tilde{x}_1) = y_0^T u_0$$

por lo tanto es pasivo desde  $u_0 \rightarrow y_0$ .

El diagrama de bloques del sistema completo en coordenadas del error es el que se muestra en la Fig. 6 cuya función de almacenamiento de energía es la suma de las funciones de almacenamiento de energía de los sistemas  $\tilde{\Sigma}_1$ ,  $\tilde{\Sigma}_2$  y la del controlador

$$V(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T D_2 \tilde{x} + z^T k_i z + \frac{1}{2C_1} \tilde{x}_1^2$$

con derivada

$$\dot{V}(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1) = -y_1^T K_p y_1 - y_2^T R_2 y_2 + y_2^T u_2 - C_1^{-1} L_2^{-1} \tilde{x}_1 \tilde{x}_2$$

finalmente se tiene

$$\dot{V}(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1) = -y_1^T K_p y_1 - y_2^T R_2 y_2$$

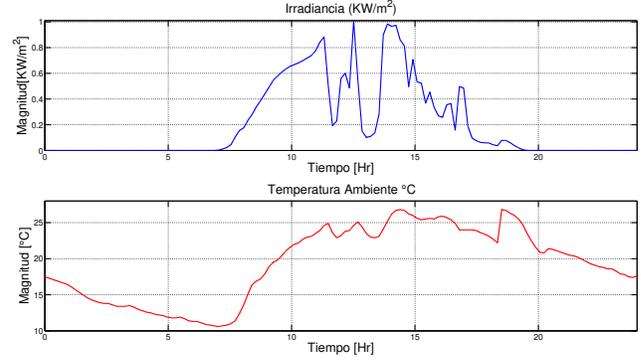


Fig. 7. Irradiancia y temperatura de un día común

Se puede observar que  $\dot{V}(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1)$  es semidefinida negativa ya que no depende de los estados  $z, \tilde{x}_1$ . Sin embargo, utilizando el lema de Barbalat, podemos concluir estabilidad asintótica, ya que  $\tilde{x}, \tilde{x}_1, z \in L_\infty, \dot{\tilde{x}}, \dot{\tilde{x}}_1, \dot{z} \in L_\infty, \tilde{x}, \tilde{x}_1, z \in L_2, V(\tilde{x}, z, \tilde{x}_1) \in L_\infty \Rightarrow \tilde{x} \rightarrow 0, \tilde{x}_1 \rightarrow 0, t \rightarrow \infty$ . Como la función de almacenamiento de energía es radialmente no acotada, se concluye estabilidad global.

## 5. VALIDACIÓN NUMÉRICA

Los parámetros que se utilizaron para la validación numérica del controlador son los mostrados en la Tabla 1. La señal de

Table 1. Parámetros del sistema

| Parámetro             | Símbolo | Valor      | Unidades |
|-----------------------|---------|------------|----------|
| Capacitor de entrada  | $C_1$   | 1          | $mF$     |
| Inductor              | $L_2$   | 0.4        | $mH$     |
| Capacitor de salida   | $C_3$   | 25         | $\mu F$  |
| Resistencia de carga  | $R_3$   | 100        | $\Omega$ |
| Ganancia integral     | $k_i$   | 25         | --       |
| Ganancia proporcional | $k_p$   | $22e^{-3}$ | --       |

referencia se obtuvo mediante el hecho de que la corriente de máxima potencia es el 92% de la corriente de cortocircuito. Por lo tanto, se cortocircuitó el modelo de un panel que tiene las mismas condiciones de irradiancia y temperatura que el panel a controlar.

Los parámetros del MFV simulado, son los que se muestran en la Tabla 2

Table 2. Parámetros MPV

| 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   | $A$      |

La irradiancia y temperatura que se tomaron en cuenta, son los mostrados en la Fig. 7, que son datos reales, de un día común.

En la Fig. 8 se puede observar que se logra el seguimiento de la señal deseada en los tres estados después de la línea punteada de color verde, esto se debe al comportamiento de la gráfica de irradiancia.

En la Fig. 9 podemos observar la señal de control, la cual permanece entre cero y uno dentro de las dos líneas verdes, cruzando esos puntos la señal de control se satura, debido a que no hay energía suficiente en el sistema, y la ley de

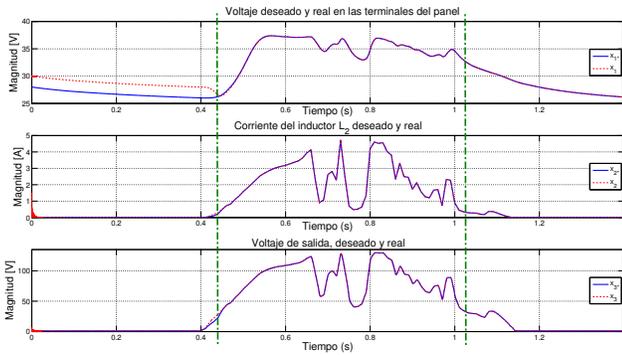


Fig. 8. Estados y estados deseados

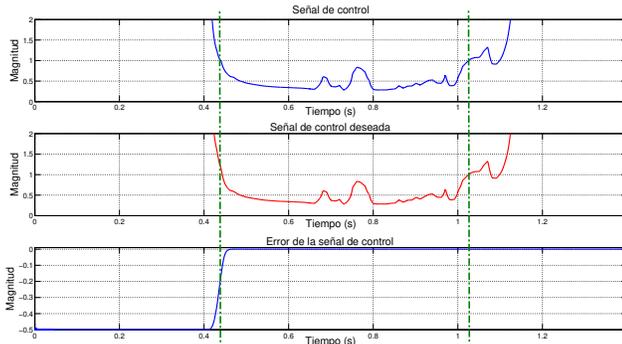


Fig. 9. Señal de control, señal de control deseada y error de la señal de control

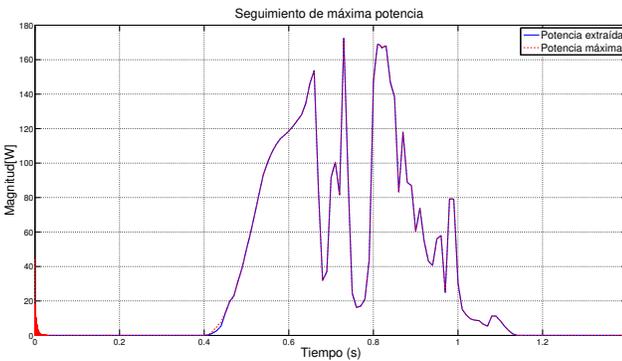


Fig. 10. Potencia disponible y potencia extraída

control intenta compensar dicha falta de energía. Físicamente la interpretación es que el interruptor de conmutación permanece cerrado. Se observa que la señal de control y la señal de control deseada son prácticamente las mismas, con un pequeño error al inicio, el cual podemos ver en la tercer gráfica.

Finalmente en la Fig. 10 se muestra la potencia máxima que podemos extraer al panel solar, y la potencia que estamos extrayendo con el algoritmo de control, las cuales son idénticas, por lo tanto se cumple el objetivo de control.

## 6. CONCLUSIONES

Con el diseño de este controlador solo es necesario que  $x_2$  y  $x_3$  sean medibles, ya que el controlador depende de la salida  $y_1$  y ésta es función del error de los estado  $x_2$  y  $x_3$ . Además como la estructura del controlador corresponde a un PI es posible garantizar que el error en estado estacionario es cero.

Como se observo en el esquema general, el controlador PI es pasivo desde la entrada  $u_2$  hasta la salida  $y_2$ , por lo tanto, por interconexión de sistemas pasivos, es posible tener seguimiento de las trayectorias con cualquier otro controlador que sea pasivo.

En este artículo se muestra una técnica de control basado en pasividad para realizar seguimiento de trayectorias y mantener operando al MFV en el punto de máxima potencia, sin embargo esto se logra con una carga resistiva. Como trabajo futuro queda pendiente conectar otro tipo de carga al sistema, o conectarlo a la red eléctrica, además de realizar validaciones experimentales.

## 7. BIBLIOGRAFÍA

- E. Romero-Cadaval, B. Francois, M. Malinowski, and Q. C. Zhong. *Grid-Connected Photovoltaic Plants: An Alternative Energy Source, Replacing Conventional Sources*. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 18-32, Mar. 2015.
- P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, and S. N. Manias. *Fast Photovoltaic-System Voltage or Current-Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5673-5685. Dec. 2013.
- D. R. Espinoza-Trejo, E. Bárcenas-Bárcenas, D. U. Campos-Delgado y C. De Angelo. *Voltage-Oriented Input-Output Linearization Controller as Maximum Power Point Tracking Technique for Photovoltaic Systems* *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 6, June 2015
- E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. *A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1168-1178, Mar. 2013.
- Arjan van der Schaft. *L2-Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control*. pages 125–136.
- Rafael Cisneros, Romeo Ortega. *Global Tracking Passivity-Based PI Control for power converters: an application to the Boost and Modular Multilevel converters*. 2014.
- Hassan K. Khalil. *Nonlinear Systems. Third edition*.
- Bayu Jayawardhana, Romeo Ortega. *Passivity of Nonlinear Incremental Systems: Application to PI Stabilization of Nonlinear RLC Circuits*. Conference on Decision Control 2006.
- Ahmad El Khateb, Nasrudin Abd Rahim. *Maximum power point tracking of single-ended primary-inductor converter employing a novel optimisation technique for proportional-integral-derivative controller*. IET Power Electronics 2013