

Evaluación Experimental de un Seguidor del Punto de Máxima Potencia en Sistemas FV Basado en un Control por Linealización Entrada-Salida con Aplicaciones a Micro-Redes de CD

D. R. Espinoza-Trejo* E. Bárcenas* I. Compeán*
D. U. Campos-Delgado** J. A. Pecina-Sánchez**

* *Coordinación Académica Región Altiplano, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Matehuala, SLP, México (e-mail: drespinozat@ieee.org, ernesto.barcenasp@uaslp.mx, isaac.compean@uaslp.mx).*

** *Facultad de Ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, SLP, México (e-mail: ducd@fciencias.uaslp.mx, angel.pecina@alumnos.uaslp.edu.mx)*

Resumen: Este artículo presenta un control por linealización entrada-salida como seguidor del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos con aplicaciones a micro-redes de CD. El sistema de control propuesto es insensible a incertidumbre paramétrica, y permite compensar variaciones de irradiancia abruptas, así como rechazar perturbaciones presentes en el bus de voltaje CD. Contrario a otros trabajos reportados recientemente, en este estudio la carga no se considera únicamente como una fuente de voltaje constante, y se asume que la corriente demandada por la carga es una función del voltaje en las terminales del voltaje del bus de salida. Esta función sólo debe satisfacer una condición de sector, la cual implica que el sistema siempre se encuentra inyectando energía al bus de CD. Finalmente, este artículo presenta una validación experimental detallada del esquema de control propuesto ante: cambios abruptos de irradiancia, incertidumbre paramétrica, y fluctuaciones presentes en el bus de voltaje de CD.

Palabras clave: Control por Linealización Entrada-Salida, Seguidor del Punto de Máxima Potencia, Sistemas Fotovoltaicos, Micro-Redes de CD, Rechazo de Perturbaciones.

1. INTRODUCCIÓN

Recientemente, las fuentes de energía renovables han sido un tópico de investigación de gran interés a nivel mundial. El principal objetivo de las energías renovables es alcanzar un porcentaje significativo de la producción de energía eléctrica global, y de esta manera mitigar las emisiones de CO_2 entregadas al medio ambiente. Dentro de las energías renovables con mayor importancia está la energía solar fotovoltaica, donde México es uno de los países con mayor recurso solar. Sin embargo, una de las principales desventajas es la elevada inversión inicial requerida para la adquisición de esta tecnología. Además, para maximizar la recuperación de la inversión se requiere la operación óptima de los módulos fotovoltaicos (MFV) para extraer la máxima energía disponible. En este contexto, bajo condiciones de irradiancia uniforme, los MFV presentan una curva *potencia-voltaje* en la cual se observa un máximo global, conocido como *Punto de Máxima Potencia* (PMP), (Kakosimos et al., 2013). El propósito de los Seguidores del Punto de Máxima Potencia (SPMP) es operar a los MFV en el PMP, y así transferir la máxima potencia a la carga. Esta condición es posible ajustando el ciclo de trabajo de un convertidor de potencia CD/CD conectado en cascada con el MFV, para regular el voltaje o la corriente extraída del MFV como se ilustra en la Fig. 1, (Kakosimos et al., 2013).

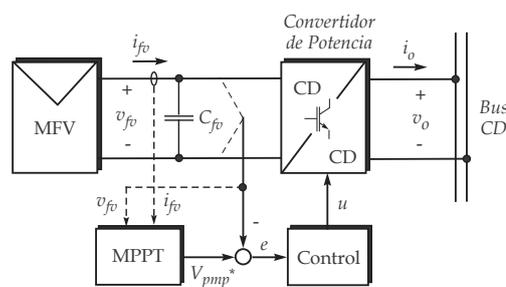


Figura 1. Convertidor CD/CD como SPMP.

Las aplicaciones actuales de sistemas fotovoltaicos (SFVs), como por ejemplo, Micro Redes de CD y Esquemas SPMP-Distribuidos, requieren una respuesta dinámica rápida ante caídas de irradiancia abruptas y variaciones de carga. Como consecuencia, recientemente se están reportando en la literatura SPMP que consideran la dinámica del convertidor CD/CD, (Kakosimos et al., 2013), (Solodovnik et al., 2004) - (Khanna et al., 2014), los cuales están principalmente enfocados en lograr un mejor desempeño comparado con los enfoques SPMP tradicionales, ver (Koutroulis et al., 2001), y (Sera et al., 2013). En (Solodovnik et al., 2004), el sistema SPMP fue estudiado como un problema de control no-lineal variante en el tiempo. En este estudio, se demostró estabilidad asintótica global del

sistema en lazo cerrado a través de la existencia de una función de Lyapunov. La principal ventaja de esta técnica es que no existe necesidad de calcular periódicamente el voltaje en el PMP. Sin embargo, se requieren calcular las derivadas de primer y segundo orden de la potencia con respecto al voltaje del MFV. En consecuencia, este método está limitado por la precisión de las derivadas numéricas. Por otro lado, en (Chiu et al., 2011), se propuso un controlador difuso Takagi-Sugeno, el cual considera incertidumbre paramétrica y retro-alimentación parcial del vector de estados. No obstante, el enfoque resulta en un controlador difuso complejo, donde además, la corriente de carga se asume medible, lo cual incrementa los costos de implementación.

Recientemente, modelos de pequeña señal han sido empleados para el diseño de controladores como SPMP en (Bianconi et al., 2013) - (Khanna et al., 2014). En (Bianconi et al., 2013) y (Mamarelis et al., 2014), el problema de SPMP fue estudiado desde una perspectiva orientada en corriente. En (Bianconi et al., 2013), se propuso una estructura de control en cascada empleando la técnica de control por modos deslizantes. El lazo interno regula la corriente que fluye a través del capacitor conectado en las terminales del MFV, mientras que en el lazo externo se regula el voltaje del MFV. Una ventaja de este esquema es que la estructura de control en cascada compensa la inestabilidad intrínseca debido a caídas de irradiancia abruptas (Romero et al., 2013). Mientras tanto en (Mamarelis et al., 2014), se propuso una metodología basada en modos deslizantes como técnica SPMP para convertidores de CD/CD de cuarto orden. De hecho, en (Mamarelis et al., 2014) se presentó un análisis más formal del resultado previo presentado en (Bianconi et al., 2013). Por otro lado, controladores digitales predictivos orientados en voltaje y en corriente fueron propuestos en (Kakosimos et al., 2013). Una vez más, se sugieren esquemas de control con estructura en cascada para compensar variaciones de irradiancia abruptas. De acuerdo con este estudio, el mejor desempeño se obtuvo cuando la corriente del inductor se emplea en el lazo interno, mientras que para el lazo externo se emplea el voltaje del MFV. Recientemente, en (Khanna et al., 2014) se propuso un controlador adaptivo de dos niveles. El propósito fue asignar las características dinámicas del SPMP como un sistema críticamente amortiguado. En este caso, la técnica *correlación de rizo* fue utilizada para calcular el ciclo de trabajo que entrega la máxima potencia a la carga en estado estable. Mientras que, un control basado en el modelo de referencia adaptivo se emplea en el segundo nivel. Finalmente, de acuerdo con (Khanna et al., 2014), los problemas críticos actuales en los algoritmos SPMP incluyen *complejidad del sistema*, *incertidumbre paramétrica*, y *desempeño dinámico*.

En este contexto, las principales contribuciones técnicas de la estrategia SPMP propuesta en este trabajo se describen a continuación:

1. La estrategia SPMP presenta una complejidad baja y un menor número de restricciones comparado con los trabajos reportados recientemente en la literatura.
2. La estrategia propuesta sólo requiere información parcial del vector de estados, y la medición de la corriente del MFV i_{fv} , lo cual resulta en una solución de bajo costo.
3. El algoritmo SPMP es independiente de los parámetros del MFV y del convertidor CD/CD. La acción de control proporciona una cancelación exacta de la dinámica no-lineal, la cual únicamente requiere información de *la corriente del inductor, un compensador PI sobre el error de seguimiento, y una acción de*

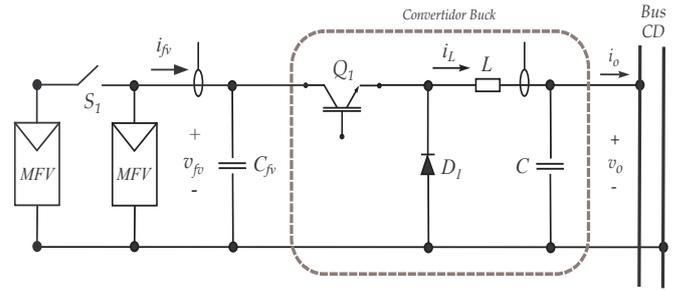


Figura 2. Convertidor buck como SPMP.

control pre-alimentada para detectar inmediatamente caídas de irradiancia.

4. La estrategia SPMP está formada por un esquema de control en cascada, donde la corriente del inductor se usa en el lazo interno, mientras que el voltaje del MFV se emplea en el lazo externo, lo cual permite compensar caídas de irradiancia abruptas.
5. Finalmente, contrario a los trabajos previos reportados en la literatura, este trabajo no asume que la carga del convertidor CD/CD es una carga resistiva o una fuente de voltaje constante, (Kakosimos et al., 2013), (Khanna et al., 2014). En este estudio, se define una condición de sector no-lineal para la corriente de carga para satisfacer estabilidad interna y el rechazo a variaciones de la carga, la cual es garantizada en la mayoría de las aplicaciones FV actuales, por ejemplo, Micro redes de CD (Dragicevic et al., 2014), Esquemas SPMP-Distribuidos (Wang et al., 2014), y Aplicaciones Fuera de Red (SFVs autónomos) (Satpathy et al., 2014).

2. MODELO DEL SISTEMA

En esta sección se presenta el modelo dinámico no-lineal del convertidor CD/CD empleado en el SPMP. Recientemente, en (Wang et al., 2014) se eligió un convertidor buck para esquemas SPMP-Distribuidos, en (Dragicevic et al., 2014) se usó también la misma topología buck en aplicaciones de Micro Redes de CD, y en (Satpathy et al., 2014) para aplicaciones fuera de línea. En este artículo, se considera un convertidor buck para el diseño e implementación del controlador SPMP debido a su simplicidad y alta eficiencia (Wang et al., 2014). No obstante, la misma metodología descrita en este artículo podría ser extrapolada a otro tipo de convertidor CD/CD como boost, buck/boost, SEPIC, y Cúk, y será reportado en trabajos futuros. La Fig. 2 ilustra el convertidor de potencia empleado en este trabajo. Este sistema está constituido por el convertidor Buck, y un filtro capacitivo C_{fv} . El modelo promedio del sistema es representado por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{C_{fv}}x_2u + \frac{1}{C_{fv}}i_{fv} \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L}x_3 + \frac{1}{L}x_1u \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}i_o. \end{aligned} \quad (1)$$

El vector de estados está definido por $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3)^T = (v_{fv}, i_L, v_o)^T$, donde v_{fv} representa el voltaje del capacitor C_{fv} , i_L denota la corriente del inductor L , y v_o representa el voltaje de salida del capacitor C . La corriente fotovoltaica i_{fv} es generada por los MFV. La señal u representa

la variable de control (ciclo de trabajo para el interruptor Q_1), y su rango de operación es $u \in [0, 1]$. Finalmente, en este modelo se considera una carga arbitraria, la cual es caracterizada por sus propiedades eléctricas $(v_o, i_o) = (x_3, g(x_3))$. En este caso, sólo se asume una condición de sector no-lineal para la función $g(\cdot)$, tal que se satisfagan los requerimientos de estabilidad interna y rechazo a variaciones de carga. Notar que, el modelo matemático en (1) presenta una dinámica no-lineal. En consecuencia, técnicas de control convencionales podrían resultar en un bajo desempeño. Así, en la Sección 3, se propone un control no-lineal robusto para lograr el desempeño deseado ante caídas de irradiancia abruptas, y perturbaciones en la carga.

3. CONTROLADOR SPMP PROPUESTO

En esta sección, se presenta la estrategia de control SPMP basada sobre el modelo del convertidor CD/CD en (1) y la técnica de control por linealización entrada-salida (LES), (Khalil, 2002). En (Espinoza-Trejo et al., 2013), se describió por primera vez esta idea, y en este trabajo se presenta un nuevo criterio para la selección de las ganancias del control PI.

3.1 Control por Linealización Entrada-Salida

Para direccionar los retos declarados en la Sección 1, se elige como salida a controlar el voltaje del MFV $y = x_1$. La primera derivada de la salida es dada por:

$$\dot{y} = -\frac{1}{C_{fv}}x_2u + \frac{1}{C_{fv}}i_{fv}. \quad (2)$$

Debido a que la señal de control u aparece en la primer derivada, esto significa que el sistema no-lineal presenta un grado relativo $\rho = 1$ en \mathcal{R}^3 . Como consecuencia, existen dos estados internos que no son observables por la acción de control (Khalil, 2002). Entonces, asumiendo que el estado x_2 está disponible para retro-alimentación, se define la siguiente ley de control linealizante:

$$u = -\frac{1}{x_2} \cdot v, \quad (3)$$

donde v es una ley de control auxiliar. Observar que, los elementos del convertidor buck y su frecuencia de conmutación deben ser seleccionados para garantizar una operación en modo continuo, tal que $x_2 > 0 \forall t$, y de esta manera la ley de control (3) está bien definida. Así, sustituyendo la señal de control descrita en (3) en la primer derivada en (2), se obtiene el siguiente resultado:

$$C_{fv}\dot{y} = v + i_{fv}. \quad (4)$$

Para proporcionar robustez a la estrategia SPMP, se construye la señal auxiliar v a través de un control proporcional-integral (PI) con respecto al error de referencia, más un término de pre-alimentación que cancela la corriente del MFV i_{fv} :

$$v = C_{fv}\dot{y}^* + K_p(y^* - y) + K_i \int (y^* - y)dt - i_{fv}, \quad (5)$$

donde y^* representa el voltaje de referencia. Como resultado, y^* será elegida para garantizar el PMP del MFV (ver Sección 3.3). Sustituyendo (5) en (4), se obtiene la dinámica del error de seguimiento:

$$\ddot{e} + \frac{K_p}{C_{fv}}\dot{e} + \frac{K_i}{C_{fv}}e = 0, \quad (6)$$

donde $e = y^* - y$. Notar que (6) satisface la siguiente ecuación característica:

$$\lambda^2 + \frac{K_p}{C_{fv}}\lambda + \frac{K_i}{C_{fv}} = 0. \quad (7)$$

De esta manera, para garantizar la convergencia asintótica al voltaje de referencia $y \rightarrow y^*$, la dinámica del error en (6) es asignada a un sistema de segundo orden estándar:

$$\lambda^2 + 2\xi\omega_n\lambda + \omega_n^2 = 0, \quad (8)$$

donde ξ representa el factor de amortiguamiento, y ω_n la frecuencia natural no-amortiguada. Por lo tanto, para garantizar estabilidad asintótica, es suficiente elegir las dos ganancias K_p y K_i positivas, que logren la respuesta transitoria deseada. No obstante, K_p y K_i se definen tal que la respuesta al escalón del sistema se comporte como un sistema ligeramente subamortiguado, con el propósito de remover cualquier respuesta transitoria oscilatoria en el voltaje del MFV (x_1) debido a un cambio de condiciones ambientales. Con este propósito, el factor de amortiguamiento se elige como $\xi = 0.707$, y el tiempo de asentamiento (t_s) se considera igual a $t_s = 10T_{sw}$, donde T_{sw} es el periodo de conmutación (Kakosimos et al., 2013), (Bianconi et al., 2013). Así, las ganancias del controlador PI se eligen como:

$$K_p = \frac{4}{5}C_{fv}f_{sw}; \quad K_i = \frac{8}{25}C_{fv}f_{sw}^2,$$

donde $f_{sw} = 1/T_{sw}$ representa la frecuencia de conmutación. Ahora, tomando en cuenta la etapa de generación de referencia descrita en la Sección 3.3, para la implementación del controlador, se asume que el voltaje de referencia es una señal continua o que varía lentamente con respecto al tiempo $\dot{y}^* \approx 0$. De esta manera, a partir de (5), la ley de control auxiliar v está dada por:

$$v = K_p(y^* - y) + K_i \int (y^* - y)dt - i_{fv}. \quad (9)$$

De aquí, partiendo de (3) y (9), el algoritmo de control resultante no depende de los parámetros del convertidor CD/CD y tampoco depende de parámetros del arreglo de MFV. Únicamente K_p y K_i son determinadas como funciones del capacitor C_{fv} y la frecuencia f_{sw} . No obstante, durante la implementación, sólo C_{fv} podría presentar variación paramétrica, debido a que f_{sw} es fija. Por lo tanto, en la validación experimental, el efecto de la incertidumbre paramétrica en el valor de la capacitancia C_{fv} sobre la respuesta dinámica en lazo cerrado será analizado. Así, usando (3) y (9), se obtiene un algoritmo de control orientado en voltaje insensible a incertidumbre paramétrica. Finalmente, notar que la técnica SPMP propuesta en este artículo es capaz de transferir la máxima energía a una carga desconocida garantizando estabilidad interna, como se describe en la siguiente sección.

3.2 Dinámica Cero

En esta sección, se presenta uno de los principales resultados de este esquema de control. Contrario a los trabajos previos reportados en la literatura, en este trabajo la carga del convertidor CD/CD se extiende más allá de una simple carga resistiva o una fuente de voltaje constante. En consecuencia, la estabilidad interna se garantiza para diferentes escenarios de carga. Con este objetivo, para caracterizar la dinámica cero, se restringe el vector de estados \mathbf{x} al conjunto:

$$\mathbf{Z} = \{\mathbf{x} \in \mathcal{R}^3 | x_1 = 0\}, \quad (10)$$

y tomando $u = 0$, lo cual conduce a un sistema autónomo η para el modelo del convertidor CD/CD en (1). Asumiendo que la corriente de carga i_o es una función del estado x_3 , es decir, $i_o = g(x_3)$, entonces la dinámica cero descrita por:

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

es un sistema de fase mínima, como se describe en la siguiente proposición. Este resultado garantiza que las variables de estado x_2 y x_3 se mantienen acotadas a pesar de las variaciones del voltaje del bus de CD, mientras que la variable de estado x_1 sigue asintóticamente su voltaje de referencia.

Proposición 1. El sistema dinámico η tiene el origen como un único punto de equilibrio asintóticamente estable si

$$g(0) = 0; x_3g(x_3) > 0; \forall x_3 \in (-\infty, 0) \cup (0, \infty). \quad (11)$$

La demostración de esta proposición se presentó en (Espinoza-Trejo et al., 2013), y se omite en este artículo por brevedad. Por último, notar que la suposición requerida para la corriente de carga i_o en (11) se satisface cuando el sistema SPMP actúa como una fuente de potencia, es decir, la energía del MFV siempre se está inyectando al bus de voltaje CD, incluso si el bus de CD presenta fluctuaciones, lo cual implica la robustez del SPMP ante oscilaciones en el bus de voltaje CD, (Bianconi et al., 2013), o señales de alta frecuencia (*ruido*).

3.3 Generación del Voltaje de Referencia

Finalmente, para obtener el voltaje de referencia y^* , diferentes técnicas pueden ser consideradas (Bidram et al., 2012), (Gomes et al., 2013), (Esrám et al., 2007). Recientemente, algunas técnicas para mitigar los efectos de sombreados parciales son descritas en (Bidram et al., 2012), (Ishaque et al., 2013), (Alajmi et al., 2013). No obstante, la principal contribución de este artículo no está enfocada hacia un método para calcular el PMP. De hecho, el algoritmo de control propuesto en este artículo es independiente de la técnica empleada para calcular el PMP. La técnica más simple para calcular el voltaje asociado al PMP, se conoce como *Método Fraccional*, (Gomes et al., 2013). Esta técnica se emplea en este estudio por su simplicidad. La técnica se basa en el hecho que el voltaje en el PMP es un porcentaje del voltaje de circuito abierto V_{oc} , es decir, $y^* \approx 0.8V_{oc}$.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección, se presenta una validación experimental del controlador LES orientado en voltaje como SPMP en SFVs. En la primer versión del esquema de control propuesto en (Espinoza-Trejo et al., 2013), la evaluación experimental sólo consideró pruebas con carga resistiva, y únicamente se evaluó la regulación del voltaje en las terminales del MFV sin perturbaciones. De esta manera, las contribuciones técnicas de este trabajo son resaltadas a través de las pruebas experimentales. Ahora, en este trabajo se usa como carga una batería (*bus de voltaje CD*), y se consideran los siguientes escenarios:

P1: Se evalúa el desempeño de la estrategia SPMP propuesta ante caídas de irradiancia abruptas (50%), e incertidumbre paramétrica de $\pm 10\%$ sobre el valor de la capacitancia C_{fv} .

P2: Se evalúa la operación SPMP, la estabilidad interna y el rechazo a perturbaciones en las terminales del voltaje del MFV a pesar de la presencia de perturbaciones de baja frecuencia presentes en el bus de voltaje CD.

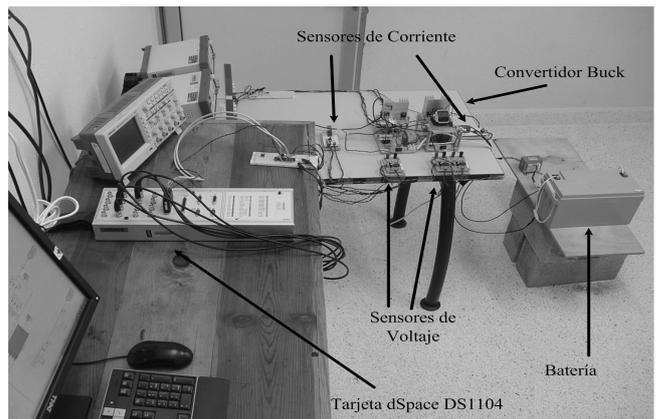
4.1 Banco de Pruebas

Las ideas presentadas en este trabajo son evaluadas en un banco de pruebas de una potencia fotovoltaica nominal de 350 W. En la Fig. 3(a), se ilustra el arreglo de MFV. No obstante, sólo uno de estos MFV es empleado durante las

pruebas experimentales. Los parámetros del MFV $V_m = 35.25$ V e $I_m = 4.95$ A denotan el voltaje y la corriente en el PMP bajo condiciones de prueba estándar (CPE), $I_{sc} = 5.2$ A representa la corriente de cortocircuito en CPE, $V_{oc} = 44.2$ V el voltaje de circuito abierto en CPE, y $\alpha = 1.2$ mA/C° y $\beta = -0.157$ V/C° son los coeficientes de corriente y voltaje, respectivamente. Para el convertidor CD/CD se usa una topología buck (ver Fig. 2), la cual opera a una frecuencia de conmutación de 15 KHz. El prototipo se muestra en la Fig. 3(b). El algoritmo de control se implementó en una tarjeta DS1104 dSpace operando a una frecuencia de muestreo de 60 KHz. La técnica de modulación (PWM) fue implementada fuera de la tarjeta DS1104 con circuitos de electrónica analógica. Los parámetros del convertidor de potencia son $C_{fv} = 300$ μ F, $L = 180$ μ H, and $C = 500$ μ F, los cuales fueron seleccionados para garantizar un modo de conducción continua y una potencia de salida mínima de 9 W. Además, a diferencia del trabajo presentado en (Espinoza-Trejo et al., 2013), en este artículo durante la evaluación experimental se usó como carga una batería de 12 V, con una capacidad de 80 Ah. El diodo de potencia D_1 y el interruptor de potencia Q_1 son STTH30R04W y IRFP250N, respectivamente. Dos sensores de corriente LA55-P (LEM) son empleados para las mediciones de la corriente del MFV y la corriente del inductor (i_{fv} , i_L).



(a) MFV empleados en los resultados experimentales.



(b) Prototipo del convertidor de potencia.

Figura 3. Banco de pruebas empleado en la validación experimental.

4.2 Prueba Experimental P1

En estos experimentos, se considera una caída de irradiancia abrupta de aproximadamente 50%. Tal condición

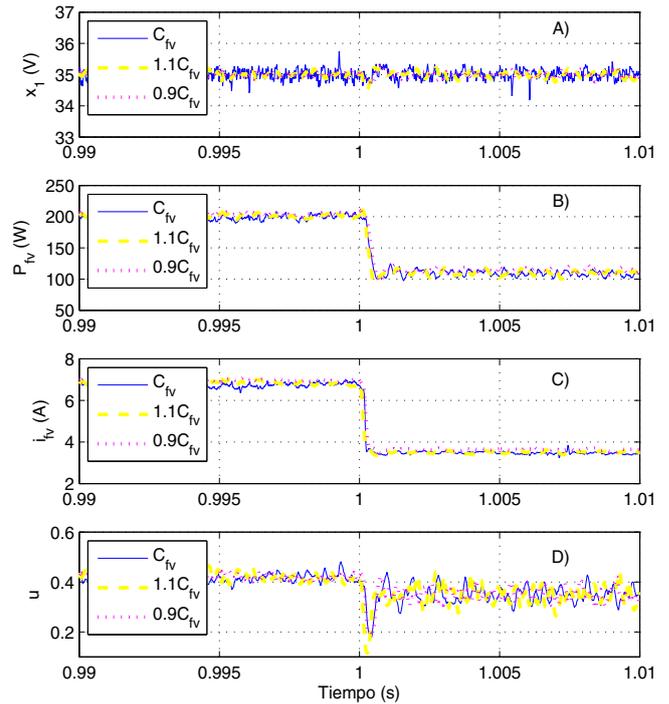
se obtiene desconectando 2 paneles en conexión paralela a través del interruptor S_1 , como se ilustra en la Fig. 2, (Kakosimos et al., 2013). Durante los experimentos se provocó una variación paramétrica de $\pm 10\%$ en el valor nominal de la capacitancia C_{fv} . Para esto se modificó el valor del parámetro C_{fv} empleado en el cálculo de las ganancias del controlador PI. Las ganancias del controlador PI nominales son $K_p = 3.6$ y $K_i = 21600$. Para esto, el tiempo de asentamiento en lazo cerrado se eligió como $t_s = 0.66$ ms. Como se puede apreciar en la curva (B) de la Fig. 4(a), en $t = 1.0$ s hay una caída de irradiancia abrupta de 200 W a 100 W en $400 \mu s$, mientras que el voltaje del MFV se regula en su PMP, es decir, $y^* = 0.8 \times V_{oc} = 35$ V. Este cambio abrupto se puede observar además en la corriente fotovoltaica, curva (C) de la Fig. 4(a), mientras que el ciclo de trabajo se ajusta para compensar esta condición, [ver la curva (D) de la Fig. 4(a)]. Así, cualquier respuesta subamortiguada en el voltaje del MFV debido a cambios rápidos de irradiancia es eliminada completamente. Además, observar que la dinámica interna se mantiene acotada, como se muestra en la Fig. 4(b). De hecho, el voltaje de salida x_3 se mantiene alrededor del voltaje de operación de la batería, y la corriente del inductor se actualiza a esta nueva condición. De esta manera, estabilidad interna y la operación como SPMP son garantizadas bajo estas extremas condiciones, como se esperaba partiendo del resultado de la Proposición 1.

4.3 Prueba Experimental P2

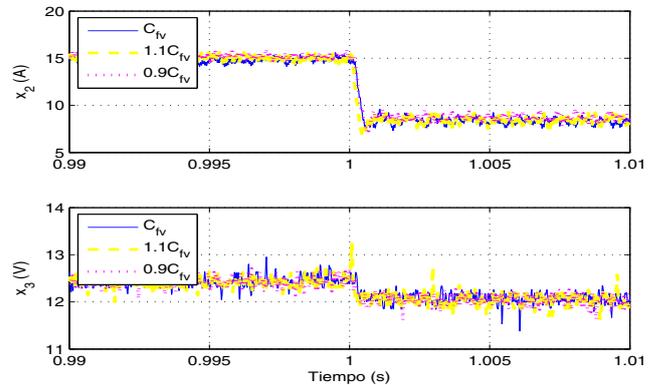
Por último, en este experimento se visualiza el rechazo a perturbaciones de baja frecuencia presentes en la salida del convertidor CD/CD. Mientras que, el voltaje del MFV se mantiene en su voltaje de referencia, $y^* = 35$ V. Una vez más, a través de la Proposición 1 se garantiza la capacidad para rechazar perturbaciones senoidales de diferentes frecuencias afectando la salida del convertidor Buck. En esta prueba, la oscilación de baja frecuencia es intencionalmente inducida en serie con la tensión de la batería que actúa como carga, por medio de un transformador. La perturbación es una señal senoidal a una frecuencia de 120 Hz y una amplitud de 1 V pico-pico, ver Fig. 5(E). Como se puede apreciar en la Fig. 5(A), el voltaje del MFV está regulado en 35 V a pesar de la perturbación presente en el voltaje del bus de salida. De esta manera, la potencia fotovoltaica se mantiene en su punto de operación máximo 100 W todo el tiempo, ver Fig. 5(B). Como era de esperarse, el ciclo de trabajo se ajusta para compensar las variaciones de voltaje de baja frecuencia, lo cual se puede observar de la Fig. 5(D). Finalmente, notar que las variables de estado x_2 y x_3 se mantienen acotadas, ver Figs. 5(C) y 5(E), como se esperaba por el resultado de la Proposición 1.

5. COMENTARIOS FINALES Y TRABAJO FUTURO

En este trabajo, se presentó un control no-lineal robusto como SPMP para SFV. La estrategia de control se basa en la técnica LES. El esquema de control presenta una estructura en cascada con dos lazos de retro-alimentación, lo cual permite la compensación de caídas de irradiancia abruptas. Únicamente se miden los estados x_1 (voltaje en terminales del capacitor C_{fv}) y x_2 (corriente del inductor) del convertidor buck, más la corriente fotovoltaica i_{fv} , la cual actúa como un término de pre-alimentación. Asumiendo una condición de sector no-lineal para la corriente de carga, es posible demostrar que la dinámica interna tiene un único punto de equilibrio asintóticamente estable. A su vez, esta condición implica la robustez del esquema



(a) A) Voltaje en terminales del capacitor C_{fv} , B) Potencia fotovoltaica P_{fv} , C) Corriente fotovoltaica, y D) Ciclo de trabajo u .



(b) Arriba: Corriente del inductor $x_2 = i_L$, y Abajo: Voltaje de Salida $x_3 = v_o$.

Figura 4. Prueba experimental P1 para un cambio abrupto de irradiancia (aproximadamente 50%) con variación paramétrica de $\pm 10\%$ sobre la capacitancia C_{fv} .

de control propuesto en contra de oscilaciones presentes en el bus de voltaje CD. Los resultados experimentales validan el buen desempeño en lazo cerrado bajo cambios de irradiancia, incertidumbre paramétrica, y rechazo a perturbaciones sobre las terminales de voltaje del MFV. Finalmente, esta metodología puede ser extrapolada a otros convertidores CD/CD, lo cual será reportado en trabajos futuros.

REFERENCIAS

Kakosimos, P. E., Kladas, A. G., and Manias, S. N. Fast Photovoltaic-System Voltage- or Current-Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-

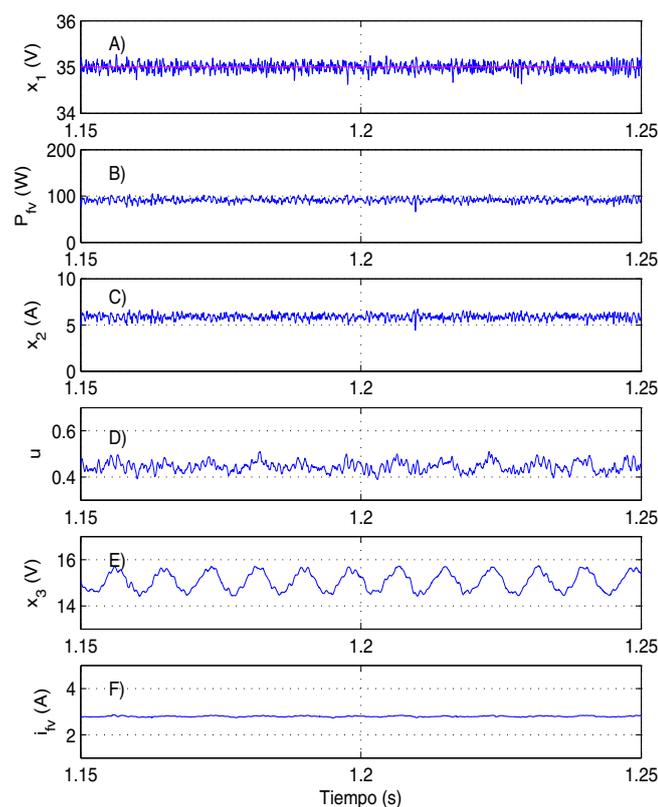


Figura 5. Prueba experimental P_2 bajo variaciones de carga de baja frecuencia: A) Voltaje en terminales del capacitor C_{fv} , B) Potencia fotovoltaica P_{fv} , C) Corriente del inductor i_L , D) Ciclo de trabajo u , E) Voltaje de salida, y f) Corriente fotovoltaica.

Controlled Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, (12), December 2013, pp. 5673-5685.

Sera, D., Mathe, L., Kerekes, T., Spataru, S. V. On the Perturb and Observe and Incremental Conductance MPPT Methods for PV Systems. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 3, (3), July 2013, pp. 1070-1078.

Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., Voulgaris, N. C. Development of a Microcontroller-Based Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16, (1), January 2001, pp. 46-54.

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

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

Bianconi, E., Calvente, J., y Giral, R. A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, (3), March 2013, pp. 1168-1178.

Mamarelis, E., Petrone, G., and Spagnuolo, G. Design of a Sliding-Mode-Controlled SEPIC for PV MPPT Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61, (7), July 2014, pp. 3387-3398.

Khanna, R., Zhang, Q., Stanchina, W. E. Maximum Power Point Tracking Using Model Reference Adaptive Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, (3), March 2014, pp. 1490-1499.

Romero, E., Spagnuolo, G., y Franquelo, L. G. Grid-Connected Photovoltaic Generation Plants. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7, (3), September 2013, pp. 6-20.

Hassan K. Khalil. Nonlinear Systems. *Third Edition*. Upper Saddle River, New Jersey. Prentice Hall, 2002.

Espinoza-Trejo, D. R., Campos-Delgado, D. U., De Angelo, et al. Control por Linealización Entrada-Salida para un Seguidor del Punto de Máxima Potencia en Sistemas Fotovoltaicos. *Congreso Nacional de Control Automático 2013*, Ensenada, Baja California, México, Octubre 2013.

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

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

Esrarn, T., y Chapman, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22, (2), June 2007, pp. 439-449.

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

Ishaque, K., y Salam, Z. Deterministic Particle Swarm Optimization Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic System Under Partial Shading Condition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, (8), August 2013, pp. 3195-3206.

Alajmi, B. N., Ahmed, K. H., y Finney, S. J. A Maximum Power Point Tracking Technique for Partially Shaded Photovoltaic Systems in Microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, (4), April 2013, pp. 1596-1606.

Miyatake, M., Veerachary, M., Toriumi, F., et al. Maximum Power Point Tracking of Multiple Arrays: A PSO Approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 47, (1), January 2011, pp. 367-380.

Petrone, G., Spagnuolo, G., y Vitelli, M. An Analog Technique for Distributed MPPT PV Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59, (12), December 2012, pp. 4713-4722.

Dragicevic, T., Guerrero, J. M., Vasques, F., et al. Supervisory Control of an Adaptive-Droop Regulated DC Microgrid with Battery Management Capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, (2), February 2014, pp. 695-706.

Wang, F., Wu, X., Lee, F. C., et al. Analysis of Unified Output MPPT Control in Subpanel PV Converter System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, (3), March 2014, pp. 1275-1284.

Satpathy, A. S., Kishore, N. K., Kastha, D., et al. Control Scheme for a Stand-Alone Wind Energy Conversion System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29, (3), March 2014, pp. 1275-1284.