

## **Diseño de controladores para un convertidor flyback, operando en modo interconectado a red, para aplicaciones fotovoltaicas**

### **Controller design for a flyback converter, in operating interconnected to grid mode, for photovoltaic applications**

*César Leonardo Trujillo Rodríguez\*, Nelson Leonardo Díaz Aldana, Johann Alexander Hernández Mora.*

Laboratorio de Investigación en Fuentes Alternativas de Energía. Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Carrera 7. N.º 40-53 Piso 5. Bogotá, Colombia.

(Recibido el 24 de mayo de 2012. Aceptado el 7 de octubre de 2012)

#### **Resumen**

En este artículo se presenta el modelado de un convertidor flyback integrado en un microinversor fotovoltaico de dos etapas con conexión a red, y el diseño de los controladores respectivos. La idea es obtener el modeló dinámico del convertidor DC/DC con el fin de implementar un tipo de control que permita operar como fuente de corriente y a su vez permita regular la tensión de entrada, con base en señal resultado del algoritmo de localización del punto de máxima potencia. Dicho esquema de control es novedoso y ha sido documentado por algunos autores utilizando convertidores tipo boost. Por lo tanto, el gran aporte del presente artículo, radica en la utilización de este novedoso esquema para aprovechar la máxima energía proveniente de los paneles, empleando un convertidor que posee la característica de aislar galvánicamente la generación del resto del circuito. Para validar el funcionamiento del flyback bajo estudio, se llevaron a cabo simulaciones en PSIM™. Finalmente se presentan las conclusiones.

----- *Palabras clave:* Convertidor flyback, microinversor, panel fotovoltaico

#### **Abstract**

This paper presents the modeling of a flyback converter integrated into a two-stage photovoltaic microinverter operating in grid connected mode and

---

\* Autor de correspondencia: teléfono: + 57 + 1 + 3239300, ext. 1410, correo electrónico: cltrujillo@udistrital.edu.co (C. Trujillo)

the design of the its controllers. The idea is to get the dynamic model to the DC/DC converter in order to implement a control to operate as a current source and regulate the input voltage, based on the reference imposed by maximum power point tracker algorithm. This control scheme is novel and has been documented by several authors using boost converters. Therefore, the major contribution of this paper is the use of this novel scheme to harness the maximum energy from the panels through the employ of a converter with electrical isolation between the source and the load. To validate the operation of the flyback model under study, simulations in PSIM™ were carried out. Finally, the conclusions are presented.

----- *Keywords:* Flyback converter, microinverter, photovoltaic panel

## Introducción

En los últimos años, una de las prioridades más relevantes a nivel mundial es el desarrollo de las energías renovables. Estas fuentes de energía producen menor contaminación ambiental en términos de emisiones de CO<sub>2</sub> comparadas con los combustibles fósiles convencionales. Desde este punto de vista, el concepto de generación distribuida toma importancia y representa un cambio de paradigma en cuanto a la generación de energía de forma centralizada se refiere [1, 2].

La generación distribuida se puede definir como el tipo de generación basada en el empleo de pequeños generadores instalados cerca de las cargas con capacidad de interactuar con la red, importando o exportando energía de ella [3].

Bajo este esquema, los convertidores autónomos de baja potencia llamados microinversores [4] han sido desarrollados. Los microinversores se definen como los sistemas fotovoltaicos encargados de entregar energía a la red a partir de un panel fotovoltaico y por medio de un inversor. Dichos sistemas tienen la capacidad de trabajar tanto en modo de conexión a red, mediante la inyección de energía proveniente del panel, y en el modo isla, a través de la alimentación de cargas en forma aislada [5].

Una de las principales áreas de investigación en los últimos años, en torno a los sistemas fotovoltaicos, ha sido el control de los convertidores que permiten extraer la máxima potencia de los paneles fotovoltaicos. En consecuencia, es posible encontrar en la literatura diferentes esquemas de

control para tal fin, de los cuales se destaca: el control del ciclo de trabajo, basado en la comparación de la señal proporcionada por el algoritmo de localización del punto de máxima potencia (MPPT) y una señal portadora de alta frecuencia, su salida afecta directamente el ciclo de trabajo y por ende la respuesta del convertidor [6]. El control en modo tensión, en el cual se plantea el diseño de un controlador de la tensión de salida del convertidor teniendo como señal de consigna la impuesta por el MPPT [7], y el control en modo corriente, el cual tiene la gran ventaja de tener dos lazos de control, uno interno, de la corriente de salida, y otro externo, de la tensión de entrada con referencia impuesta por el MPPT, dicho esquema de control mejora el comportamiento frente a escalones de radiación y ofrece mejor estabilidad que los métodos planteados anteriormente [8], sin embargo, en la literatura consultada dicho ha sido aplicado en su mayoría a convertidores tipo boost.

Con base en lo expuesto anteriormente y teniendo en cuenta que el microinversor propuesto consta de un convertidor DC/DC que toma la energía proveniente de un panel fotovoltaico y la entrega al inversor de inyección a red, se plantea la idea de trabajar con un convertidor tipo flyback y un esquema de control de corriente. Dicha topología ofrece características de aislamiento entre la fuente y la carga, y posee un número de componentes relativamente bajo. En consecuencia, el objeto de estudio del presente artículo se centra en el modelado y diseño de los controladores del flyback para aplicaciones fotovoltaicas.

El artículo se encuentra organizado de la siguiente manera: primero se presentará la configuración del circuito estudiado. Segundo, se modelará el circuito del flyback con el propósito de conseguir las funciones de transferencia, necesarias para desarrollar los controladores. Tercero, se diseñarán los controladores del flyback en el modo red. Cuarto, se validarán los controladores mediante la simulación de los mismos en PSIM™ [9]. Finalmente, se presentarán las conclusiones.

### Configuración del circuito flyback

El esquema seleccionado para desarrollar el microinversor se soporta sobre una topología de doble conversión como el presentado en [10], al igual que la metodología para modelar el convertidor y diseñar los controladores. Sin

embargo, la gran diferencia con la implementación abordada en [10] es el tipo de convertidor a utilizar, el cual para el presente artículo es un flyback.

La idea de funcionamiento del microinversor es la siguiente, se capta la energía de un panel de 230W a baja tensión (24V-40V), y se eleva a través de un convertidor DC/DC aislado (encargado de gestionar el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia - MPPT) hasta conseguir 400V, los cuales se son transformados a una señal AC a través de un inversor, encargado de entregar la energía a la red eléctrica. El desacople energético entre las dos etapas convertidoras se logra gracias a la inclusión de un gran condensador entre ambas,  $C_{DC\_LINK}$ , lo que permite que la interacción entre los controladores de dichos convertidores sea mínima. En la figura 1 se presenta el diagrama del microinversor [10].

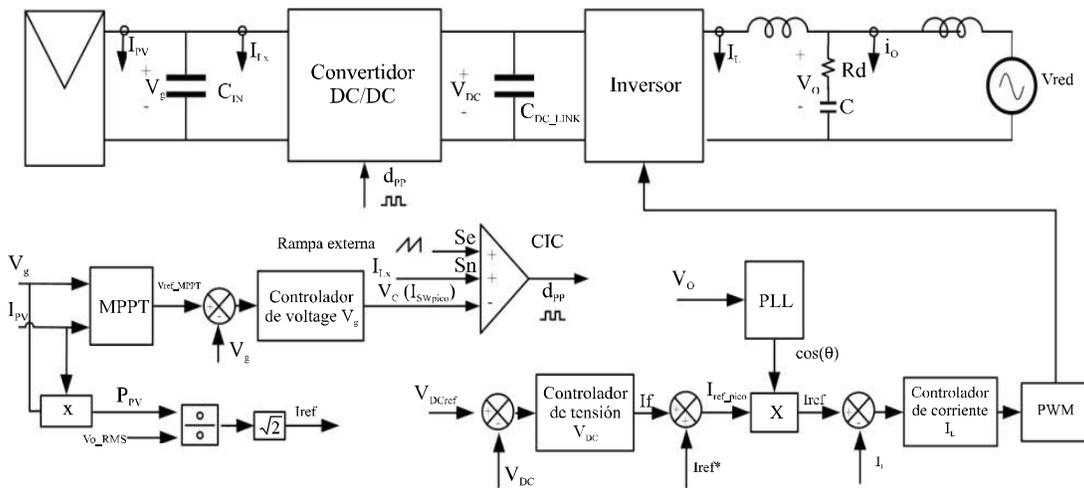
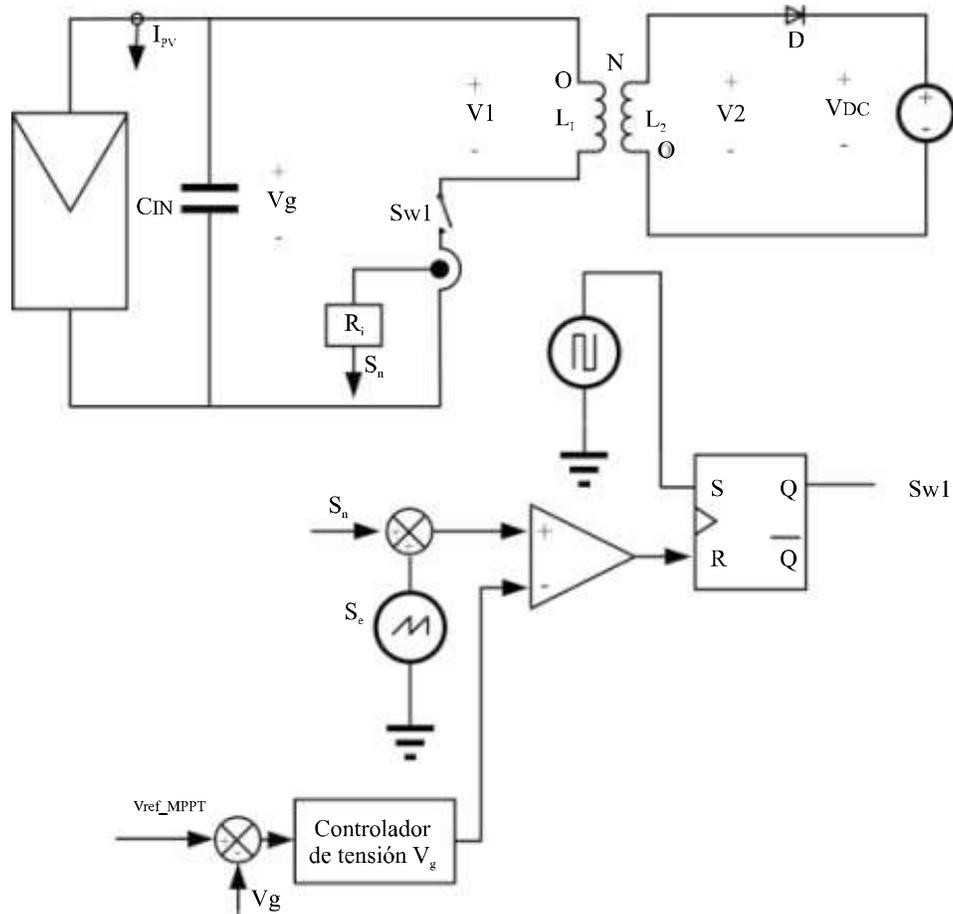


Figura 1 Diagrama del circuito microinversor

Otra razón para seleccionar una topología de doble conversión, con aislamiento por convertidor DC-DC con transformador operando en frecuencias altas, se debe a que es una opción compacta en comparación con la utilización de un transformador para frecuencia bajas, entre la red y el convertidor DC/AC.

En el presente artículo, sólo se analizará lo correspondiente al convertidor DC/DC (convertidor tipo flyback). En consecuencia, el inversor será considerado como una fuente DC para el

flyback, debido a que este es el encargado de regular la tensión de entrada del inversor a 400V. En la figura 2 se muestra el esquema del convertidor flyback. El convertidor flyback y las topologías derivadas de este, se caracterizan por ser muy populares en el ámbito industrial para aplicaciones de baja potencia [11]. Este convertidor es una opción típica y de bajo costo cuando se requiere suministrar una alta tensión de salida a partir de una baja tensión de entrada, con un número de componentes relativamente bajo y aislamiento galvánico.



**Figura 2** Esquema del circuito flyback

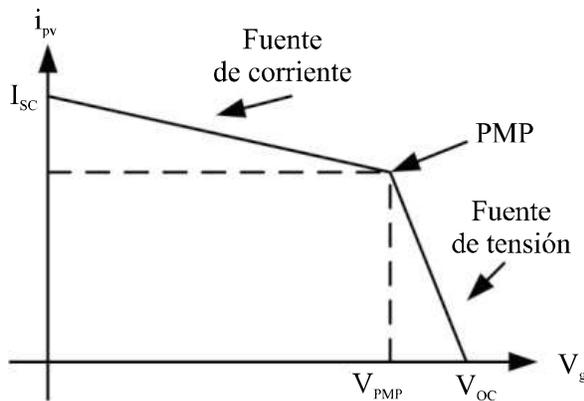
En el modo de operación interconectado a red, el objetivo se centra en que los controladores del flyback hagan que este convertidor extraiga la máxima energía proporcionada por los paneles y la entregue al inversor, y posteriormente a la red. Es por eso que en el presente artículo se propone regular la tensión de entrada del flyback ( $V_g$ ) teniendo como referencia la señal impuesta por el algoritmo MPPT ( $V_{ref\_MPPT}$ ) [12]. Dicho controlador de tensión se implementó a través de un controlador PI. El controlador de corriente, el cual sigue la referencia fijada por el controlador PI del lazo de tensión de entrada al flyback, se implementó utilizando el control de corriente pico o control por inyección de corriente (CIC) [13], esto con el propósito de evitar introducir niveles DC que puedan ocasionar la saturación del transformador. En la tabla 1 se presentan los valores nominales del flyback.

**Tabla 1** Parámetros del flyback bajo estudio

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Variación de la tensión del panel ( $V_g$ )	[24V – 40V]
Potencia proporcionada por el panel ( $P_{pv}$ )	230W
Tensión de salida ( $V_{DC}$ )	400V
Inductancia mínima de magnetización del transformador ( $L_x$ )	183,1 $\mu$ H
Capacitancia de entrada al flyback ( $C_{IN}$ )	1mF
Relación de vueltas del transformador del flyback (k)	20
Frecuencia de conmutación del flyback ( $f_s$ )	20kHz
DC link capacitor ( $C_{DC\_LINK}$ )	1mF

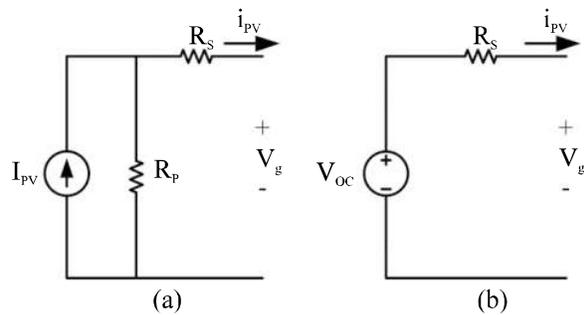
### Modelado del panel fotovoltaico

Es común encontrar en diferentes citas bibliográficas que los paneles solares se modelan asumiéndolos como una fuente de corriente o como una fuente de tensión a partir de la región de trabajo en donde se encuentre [14]. La curva característica corriente vs. tensión del panel se presenta en la figura 3:



**Figura 3** Curva característica corriente vs tensión del panel

Los equivalentes circuitales que describen cada una de las regiones, se muestran en la figura 4



**Figura 4** Equivalentes circuitales representados como fuente de a) corriente, b) tensión

A continuación se describen las ecuaciones asociadas al modelo expuesto anteriormente:

$$R_S = \frac{V_{OC} - V_{PMP}}{I_{PMP}}$$

$$R_S + R_P = \frac{V_{PMP}}{I_{SC} - I_{PMP}} \quad (1)$$

$$I_{PV} = I_{SC} \frac{R_S + R_P}{R_P}$$

De donde  $I_{PV}$  es la corriente del panel solar,  $R_S$  es la resistencia serie,  $R_P$  es la resistencia paralelo,  $I_{PMP}$  es la corriente en el punto de máxima potencia,  $V_{PMP}$  es la tensión en el punto de máxima potencia,  $I_{SC}$  es la corriente de corto circuito del panel y  $V_{OC}$  es la tensión de circuito abierto del panel.

Para el presente diseño y con los datos dados del panel SLK60P6L manufacturado por Siliken S.A., se tiene:  $R_S = 1,3038\Omega$ ,  $R_P = 55,3 \Omega$ ,  $I_{PV} = 8,3933A$ .

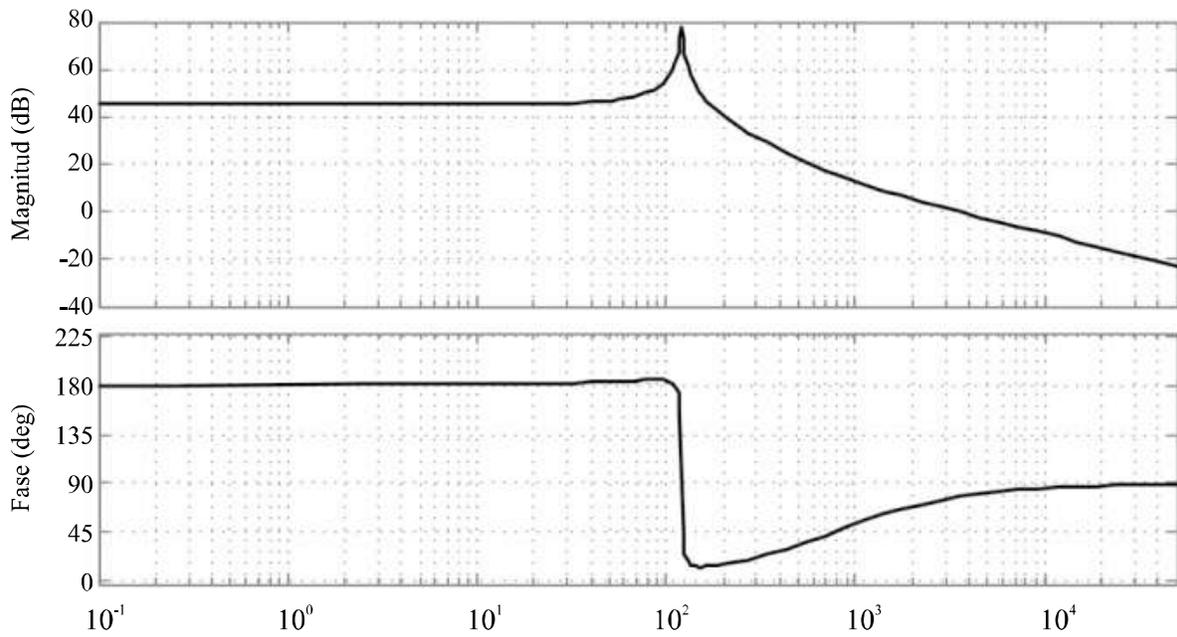
### Modelado dinámico en pequeña señal del flyback

Teniendo en cuenta que los convertidores electrónicos son circuitos no lineales, dichos circuitos deben ser linealizados alrededor de un punto de operación con el propósito de poder diseñar controladores a partir de las técnicas de control lineal. El modelo adoptado en este artículo es el modelo del conmutador PWM [15, 16]. Dicho modelo permite representar el comportamiento en pequeña señal de los convertidores operando en modo de conducción continua y discontinua. Adicionalmente, ofrece un circuito lineal equivalente, a partir del cual se puede desarrollar el análisis de pequeña señal y de gran señal del convertidor.

A continuación se presentan los modelos en pequeña señal, así como las relaciones en el punto de operación, del convertidor flyback.

El modelo alrededor del punto de operación se puede apreciar en la figura 5.

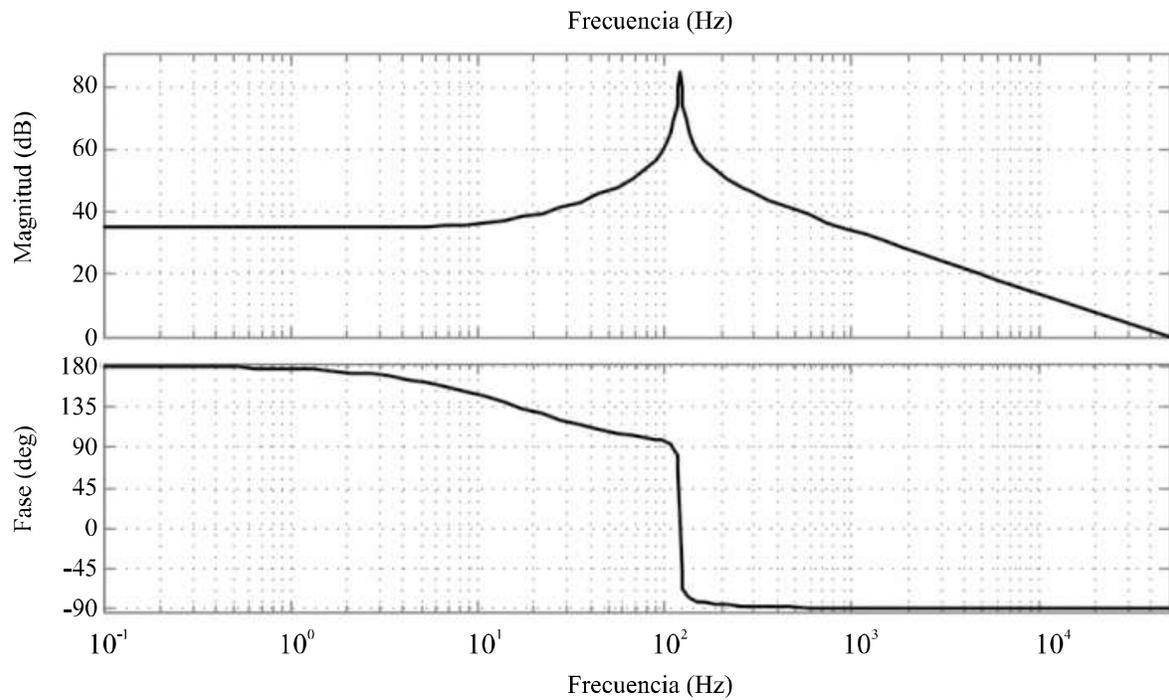




**Figura 7** Diagrama de Bode de  $G_{v_g-d}(s)$

La figura 8 muestra el diagrama de bode de la función transferencia de la corriente en la

inductancia de magnetización del transformador a través del ciclo útil.



**Figura 8** Diagrama de Bode de  $G_{iLx-d}(s)$



externa de estabilización y  $m_c$  es un factor que evalúa el grado de estabilización por rampa externa que se utiliza.

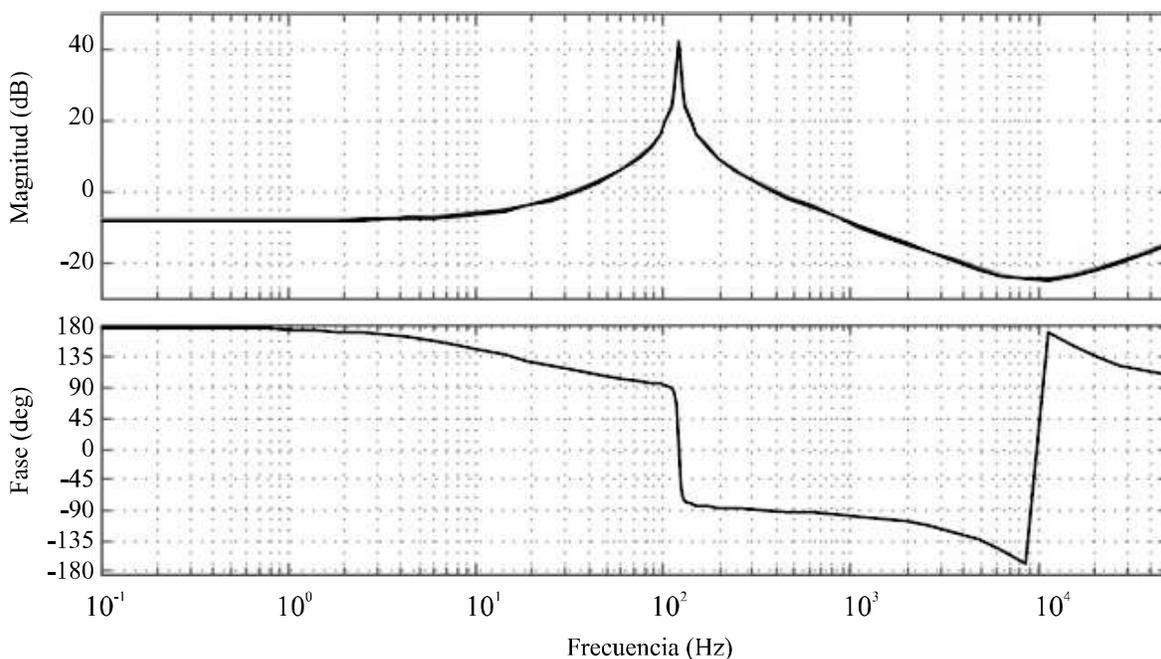
El valor de  $S_n$  para el flyback (Tomando el valor mínimo de D) es:

$$S_n = \frac{V_g}{L_x} \cdot R_i = \frac{(1-D) \cdot V_{DC} \cdot N}{D \cdot L_x} \cdot R_i = 4142,9V/s \quad (11)$$

Con el fin de determinar  $S_e$  se hace necesario determinar el valor adecuado de  $R_i$  con el fin de

que el lazo de corriente  $T_i(s) = G_{iLx-d} \cdot F_M \cdot R_i \cdot H_e(s)$ , sea estable.

Teniendo en cuenta que se deben cumplir las condiciones mencionadas anteriormente, se hace necesario hacer una variación de  $R_i$  (la cual se encuentra acotada superiormente a  $0,125\Omega$ ) y del factor de estabilización por rampa externa  $m_c$  con el fin de determinar si el lazo de corriente  $T_i(s)$  es estable. Dicho procedimiento se llevó a cabo en MatLab®, obteniéndose el diagrama de bode de la figura 10.



**Figura 10** Diagrama de Bode Lazo de corriente  $T_i(s)$

Con un valor de  $R_i$  de  $0,02\Omega$  y de  $S_e$  de  $50000 V/s$ , se obtiene un margen de fase adecuado ( $89^\circ$ ) que permite estar por arriba de los  $50^\circ$  y un margen de ganancia de  $25,1dB$ , con lo que se puede inferir que el lazo de corriente es estable, tal como se muestra en la figura anterior.

El siguiente paso es establecer el controlador de tensión  $G_v(s)$ , para lo cual hay que tener en cuenta el valor de  $\beta=0,05$ , y la función de transferencia que relaciona la tensión de entrada al flyback a la tensión que impone como referencia el

controlador de tensión,  $G_{v_g-V_c}(s)$ . Dicha función de transferencia puede ser determinada teniendo en cuenta las ecuaciones (4) y (5), y la función auxiliar que relaciona la corriente en el inductor a la tensión de salida del controlador de tensión. Esta función de transferencia se presenta en la ecuación (12).

$$G_{i_{Lx}-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i \cdot (1 + T_i(s))} \quad (12)$$

La función de transferencia  $G_{V_g-V_c}(s)$  se define como

$$G_{V_g-V_c}(s) = \frac{\hat{v}_g}{\hat{i}_{Lx}} \cdot \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_g}{\hat{d}} \cdot \left( \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_g}{\hat{v}_c} \quad (13)$$

El controlador de tensión se implementó a través de la función de transferencia presentada en la ecuación (14).

$$G_v(s) = \frac{0,1 \cdot \left( 1 + \frac{S}{1000} \right)}{S} \quad (14)$$

En la figura 11 se presenta el diagrama de bode para el lazo de tensión de la figura 9 el cual se define como  $T_v(s) = G_{V_g-V_c}(s) \cdot \beta \cdot G_v(s)$ . En el diagrama se muestra que con el controlador propuesto se logra un margen de fase de  $89,9^\circ$  y un margen de ganancia infinito, con lo que se cumple con los requerimientos del sistema.

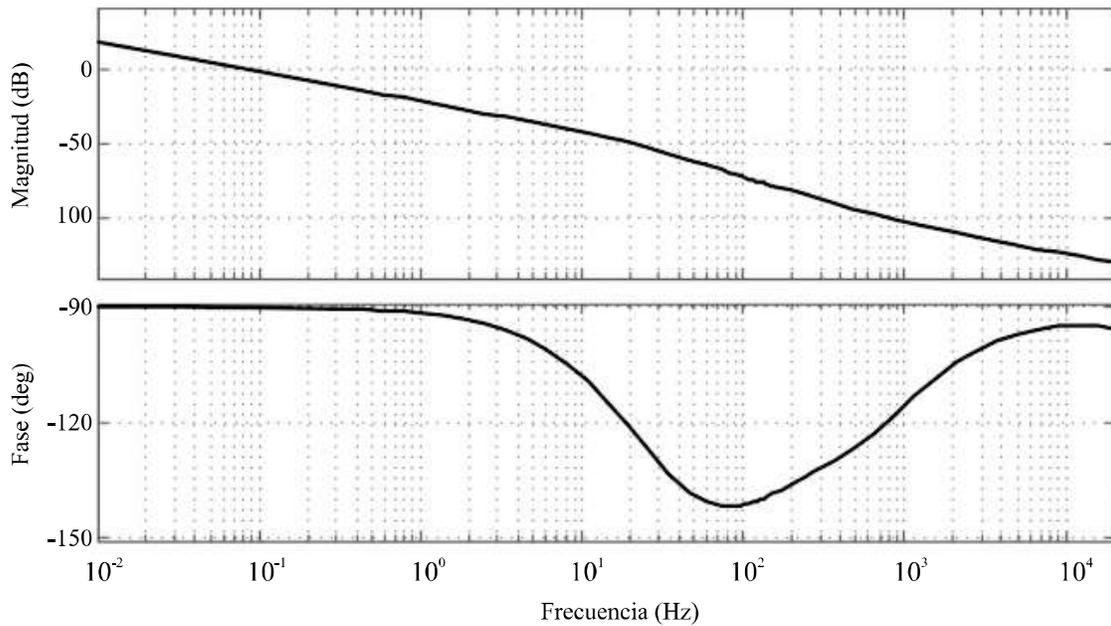


Figura 11 Diagrama de Bode Lazo de tensión  $T_v(s)$

### Análisis de los diagramas de Bode de las funciones de transferencia en lazo abierto y lazo cerrado

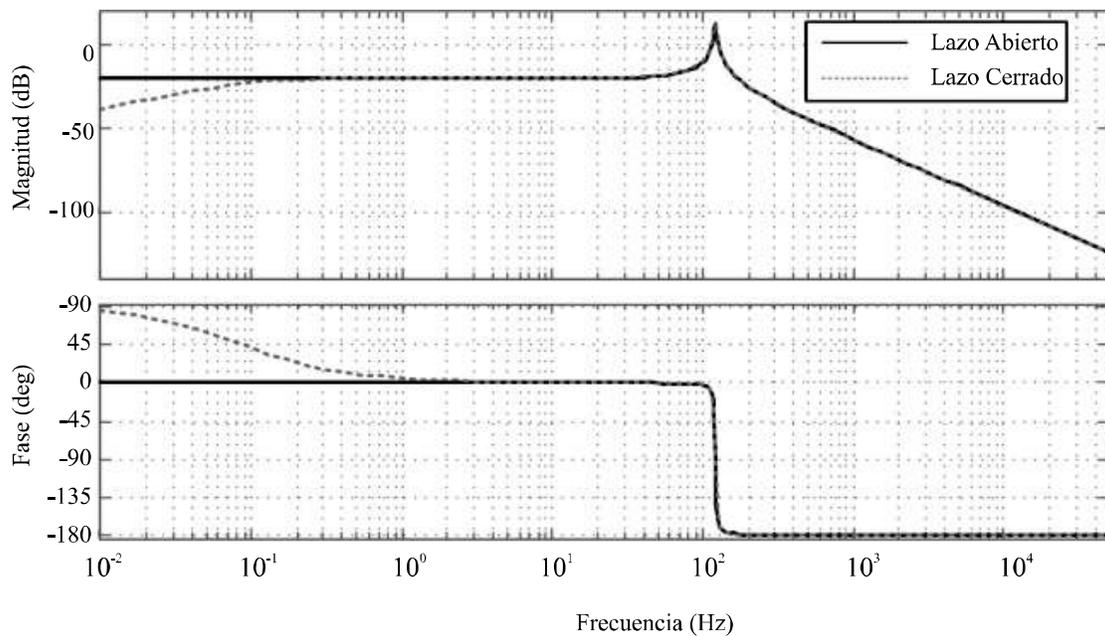
#### Audiosusceptibilidad en lazo cerrado y lazo abierto - $G_{V_g-V_{DC}}(s)$

En la figura 12 se puede apreciar la inmunidad que presenta el sistema en lazo cerrado, ante

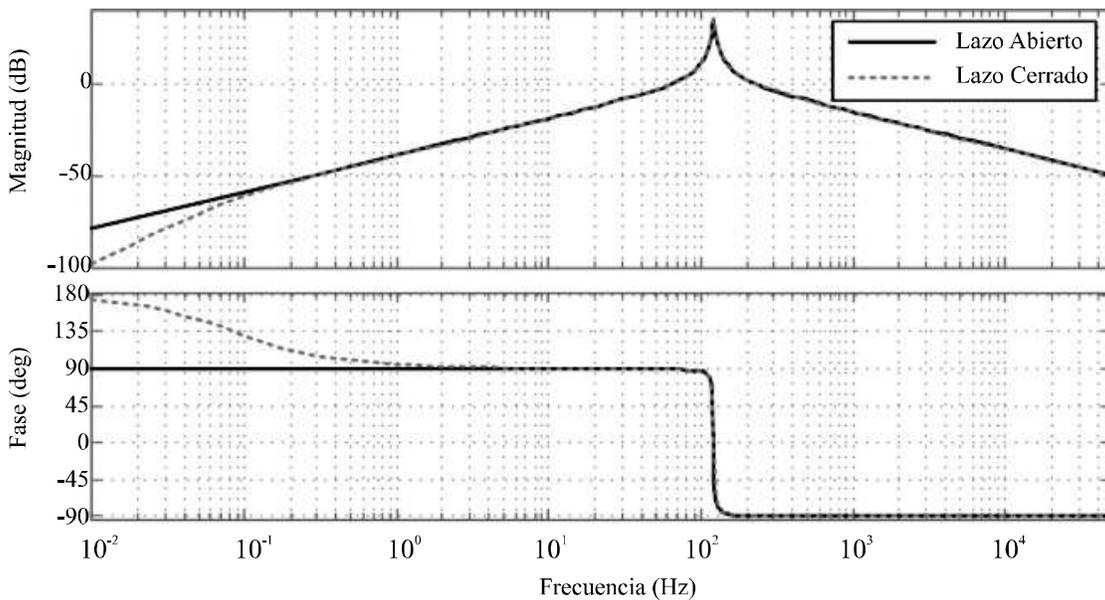
variaciones en la tensión de entrada a bajas frecuencias. Dicha inmunidad es mayor que la presentada en lazo abierto.

#### Impedancia de salida en lazo cerrado y lazo abierto - $Z_{OUT\_Vg-II}(s)$

En la figura 13 se muestra la mejora que se obtiene en lazo cerrado, ya que la impedancia de salida disminuye a bajas frecuencias en comparación con la impedancia de salida en lazo abierto.



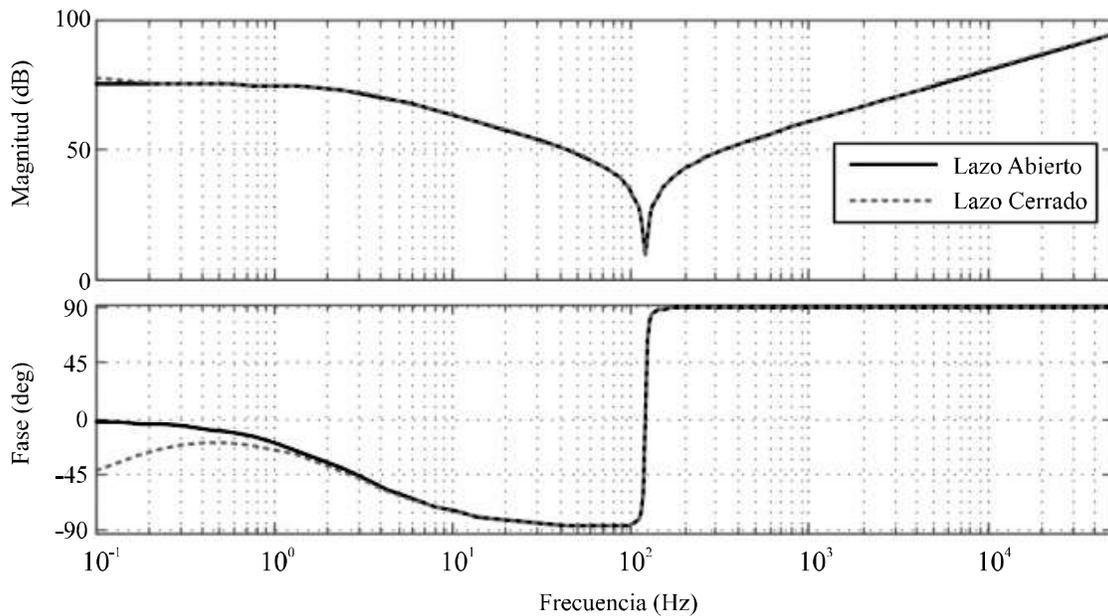
**Figura 12** Audiosusceptibilidad en lazo cerrado abierto y lazo cerrado



**Figura 13** Impedancia de salida en lazo cerrado y lazo abierto

***Impedancia de entrada en lazo cerrado y lazo abierto-  $Z_{IN\_VDC-i_o}(s)$***

En la figura 14 se muestra el desempeño ofrecido por el lazo de control sobre la impedancia de entrada del convertidor flyback.

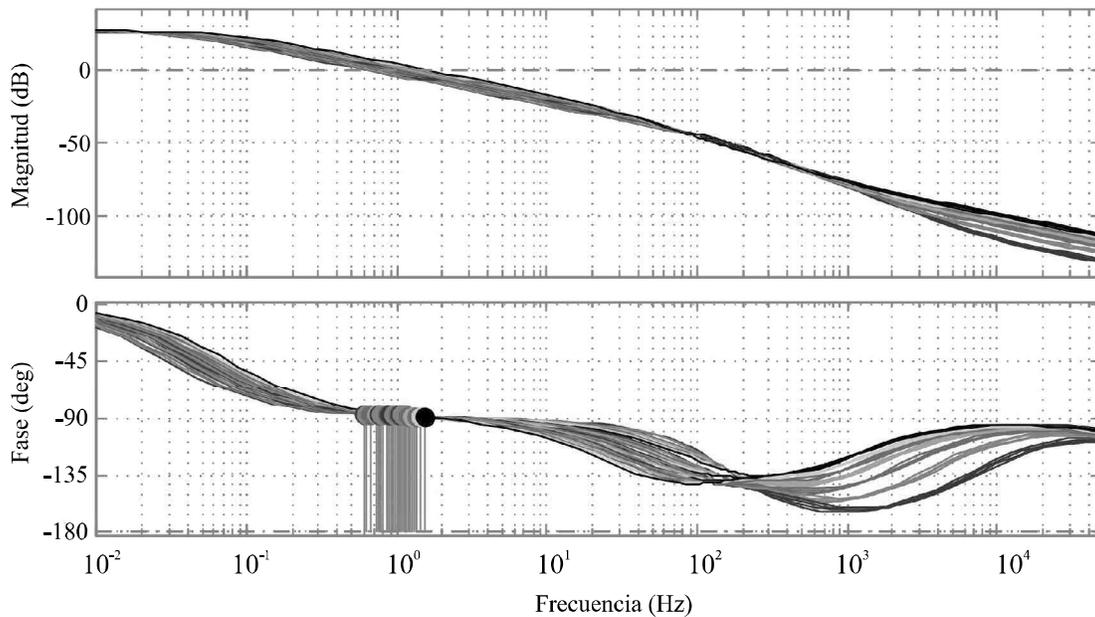


**Figura 14** Impedancia de entrada en lazo cerrado y lazo abierto

**Barrido paramétrico de  $G_{v_g-v_{Ref}}(s)$  en función de  $V_g$  y  $P$**

(variando entre 24V y 40V) y  $P$  (variando entre 30W y 230W), como se observa para todos los casos se obtiene un lazo de control estable con márgenes de fase superiores a  $50^\circ$  y márgenes de ganancia superiores a 6dB.

En la figura 15 se aprecia la gráfica del barrido paramétrico de  $G_{v_g-v_{Ref}}(s)$  en función de  $V_g$

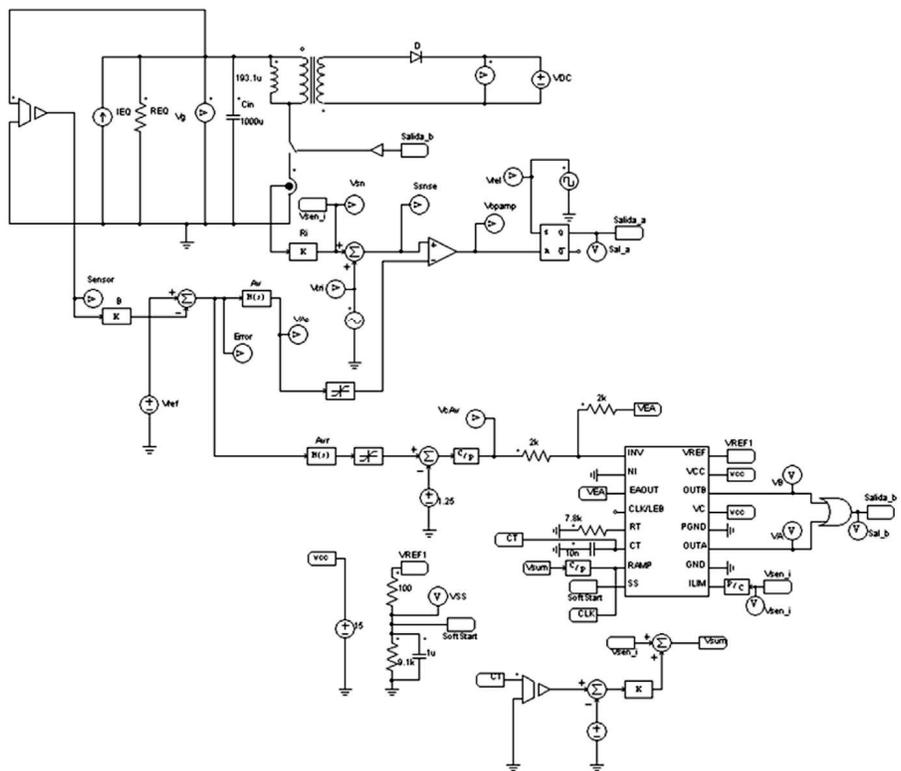


**Figura 15** Barrido paramétrico de  $G_{v_g-v_{Ref}}(s)$  en función de  $V_g$  y  $P$

### Resultados de simulación

En la figura 16 se muestra el esquema circuital del flyback con lazo de control CIC, usando el

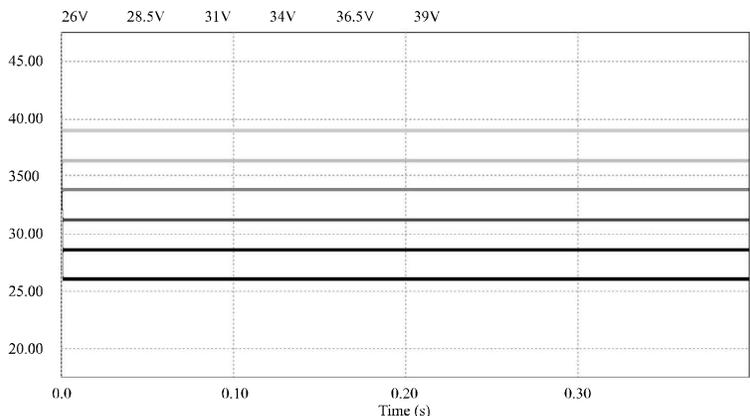
UC3825, realizado en PSIM 7.05. Para efectos de simplicidad, la acción del panel sobre el convertidor se modela como una fuente de corriente.



**Figura 16** Esquema circuital del flyback con control CIC realizado en PSIM 7.05

En la figura 17 se presenta la tensión de entrada al convertidor proveniente del panel para

diferentes valores de tensión de referencia, con el fin de visualizar el funcionamiento del circuito implementado en PSIM.



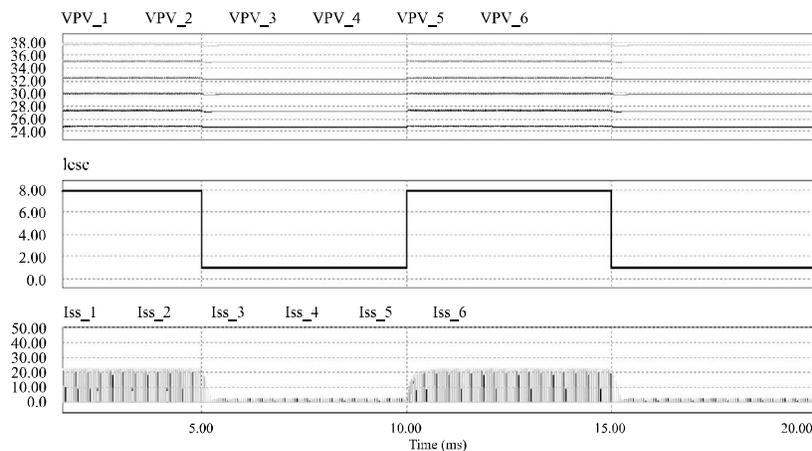
**Figura 17** Tensión de entrada del panel para diferentes valores de tensión de referencia

En la figura anterior se puede observar como el convertidor opera en todo el rango de tensión de entrada establecido (24V-40V). Sin embargo, es importante para el funcionamiento del sistema tener en cuenta, fundamentalmente, la condición inicial del condensador conectado al panel con el fin de que el sistema se estabilice. Por lo tanto, a la hora de hacer la implementación física se hace necesario un circuito de precarga para dicho condensador.

### Prueba de la regulación de línea

Sobre el circuito de la figura 16 se procede a medir la respuesta de la tensión de entrada ante pequeños escalones en la corriente del panel fotovoltaico, para todo el rango de operación del convertidor.

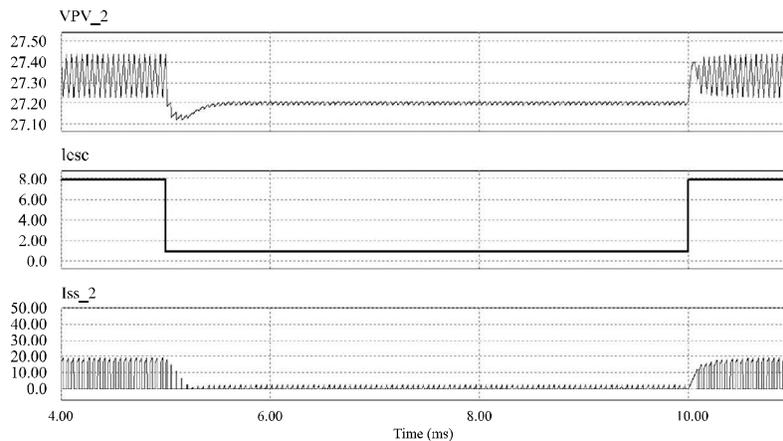
En la figura 18 se muestra la tensión de entrada ante escalones de la corriente en el panel fotovoltaico, y la corriente en el interruptor, para diferentes referencias de tensión.



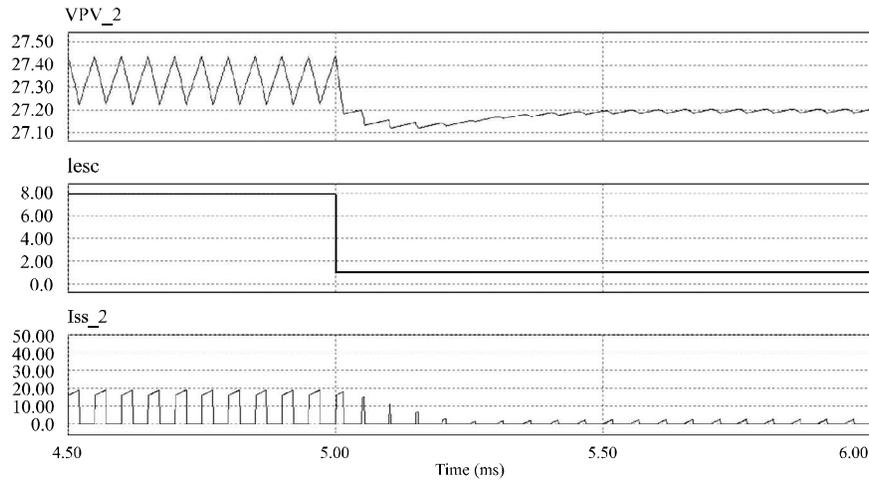
**Figura 18** Superior) Tensión de entrada del panel. Media) Escalones de corriente en el panel. Inferior) Corriente en el interruptor

En las figura 19 y la figura 20 se observa una ampliación de la zona en la que se producen

los escalones de corriente para la señal de VPV\_2.



**Figura 19** Ampliación de: Superior) Tensión de entrada del panel. Media) Escalones de corriente en el panel. Inferior) Corriente en el interruptor



**Figura 20** Ampliación de: Superior) Tensión de entrada del panel. Media) Escalón de corriente en el panel del 87.5% de la corriente nominal. Inferior) Corriente en el interruptor

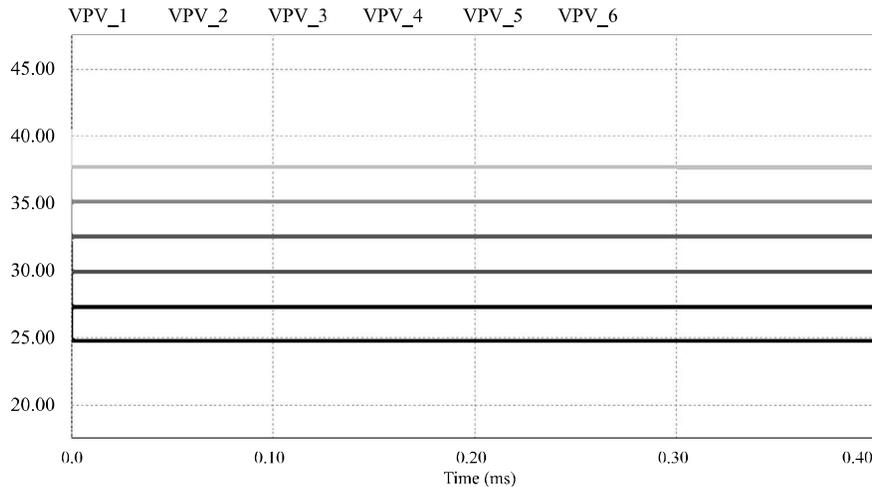
En las figuras anteriores se puede apreciar que el control responde de forma adecuada ante los escalones en la corriente del panel fotovoltaico.

pequeños escalones en la tensión de salida, para todo el rango de operación del convertidor.

En la figura 21 se muestra la tensión de entrada ante escalones del 5%, 10% y 20% en la tensión de salida, para diferentes referencias de tensión.

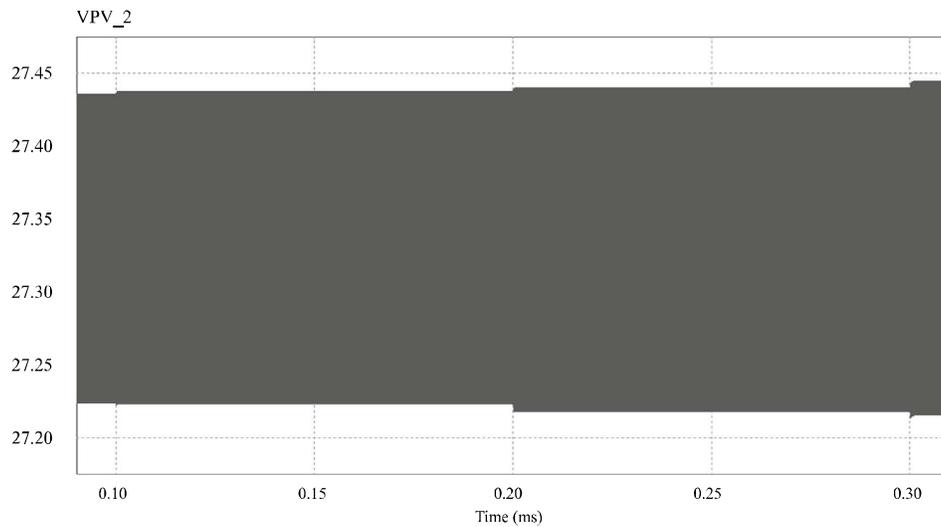
### Prueba de carga

Al igual que en el apartado 7.1 se procede a medir la respuesta de la tensión de entrada pero ante

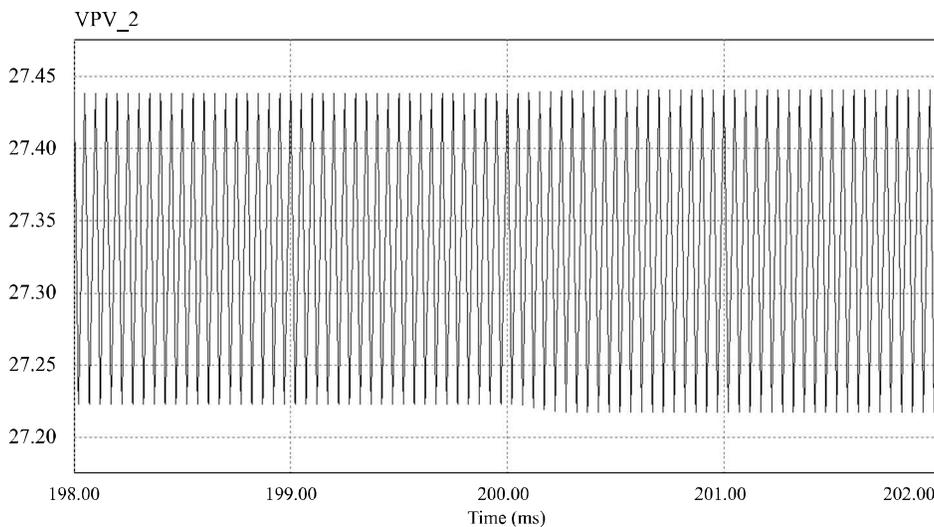


**Figura 21** Tensión de entrada del panel ante escalones del 5%, 10% y 15% de la tensión de salida

En la figura 22 y la figura 23 se observa una ampliación de la zona en la que se producen los escalones de tensión para la señal VPV\_2.



**Figura 22** Ampliación de la tensión de entrada del panel ante escalones del 5%, 10% y 15% de la tensión de salida



**Figura 23** Ampliación de la tensión de entrada del panel ante escalón del 10% de la tensión de salida

En las figuras anteriores se puede apreciar que el control responde ante los escalones de la tensión de salida del convertidor, la entrada de tensión del panel no presenta error en estado estacionario. Sin embargo, el rizado de la señal aumenta sin sobrepasar el 1%.

### Conclusiones

En este artículo se presentó el modelado y control de un convertidor flyback para funcionamiento

en modo interconectado a red, alimentado a partir de un panel fotovoltaico. Se presentó el modelo en pequeña señal del convertidor, el cual permitió obtener las funciones de transferencia, a partir de las cuales se implementaron los controladores, para el lazo interno de control de la corriente de salida y el lazo externo de tensión de entrada. A través de diferentes diagramas de Bode se pudo establecer la mejora en la audiosusceptibilidad, la impedancia de salida y entrada, y la estabilidad

ante variaciones de la tensión de entrada y la potencia entregada por el flyback operando en lazo cerrado. Finalmente se validó el diseño de los controladores y el funcionamiento del flyback través de simulaciones realizadas en PSIM™.

## Referencias

1. Y. Ruan, Q. Liu, W. Zhou, R. Firestone, W. Gao, T. Watanabe. "Optimal option of distributed generation technologies for various commercial buildings". *Applied Energy*. Vol. 86. 2009. pp. 1641-1653.
2. P. Mancarella, G. Chicco. "Global and local emission impact assessment of distributed cogeneration systems with partial-loads models". *Applied Energy*. Vol. 86. 2009. pp. 2096-2106.
3. G. Bakos. "Distributed power generation: A case study of small scale PV power plant in Greece". *Applied Energy*. Vol. 86. 2009. pp. 1757-1766.
4. C. Trujillo, D. Velasco de la Fuente, G. Garcera, E. Figueres, J. Guacaneme. "Reconfigurable control scheme for a PV microinverter working in both grid connected and island modes". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. No. 99. 2011. pp. 1-11.
5. F. Zia, K. Salim, N. Yousuf, R. Haider, M. Alam. *Design and implementation of a single phase grid tie photovoltaic inverter*. International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET). Bangladesh, Dhaka. 2012. pp. 1-4.
6. N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 20. 2005. pp. 963-973.
7. X. Weidong, W. Dunford, P. Palmer, A. Capel. "Regulation of Photovoltaic Voltage". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 54. 2007. pp.1365-1374.
8. D. Petreus, T. Patarau, S. Daraban, C. Morel, B. Morley. "A novel maximum power point tracker based on analog and digital control loops". *Solar Energy*. Vol. 85. 2011. pp. 588-600.
9. Guía de usuario *PSIM 7.0*. Powersim Inc. 2006. Consultado en Septiembre de 2012. Disponible en: <http://www.powersimtech.com/index.php?name=logi n&nextpage=manuals>.
10. C. Trujillo. *Concepción de controladores reconfigurables para microinversores fotovoltaicos operando como unidades autónomas de generación de energía en microrredes*. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Valencia. España. 2011. p. 244.
11. H. Chiu, H. Huang, H. Yang, H. Cheng. "An improved single-stage flyback PFC converter for high luminance lighting LED lamps". *International Journal of Circuit Theory and Applications*. Vol. 36. 2008. pp. 205-210.
12. T. Esmar, P. Chapman. "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques". *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 22. 2007. pp. 439-449.
13. D. Sable, R. Ridley. "Comparison of performance of single-loop and current-injection control for PWM converters that operate in both continuous and discontinuous modes of operation". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 7. 1992. pp.136-142.
14. M. Villalva, E. Ruppert. *Input-controlled buck converter for photovoltaic applications: Modelling and design*. IEEE Conference on Power Electronics, Machines and Drives. York, United Kingdom. 2008. pp. 505-509.
15. V. Vorperian. "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode". *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. Vol. 26. 1990. pp. 490-496.
16. D. Sable, R. Ridley, B. Cho. "Comparison of performance of single-loop and current-injection control for PWM converters that operate in both continuous and discontinuous modes of operation". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 7. 1992. pp. 136-142.