



Ra Ximhai

ISSN: 1665-0441

raximhai@uaim.edu.mx

Universidad Autónoma Indígena de México
México

López-Flores, David R.; Lizárraga-Lizárraga, Alejandro; Durán-Gómez, José L.
Diseño y consideraciones de un lazo de compensación para el convertidor tipo Boost (elevador) cd-cd
controlado en modo de voltaje
Ra Ximhai, vol. 1, núm. 2, mayo-agosto, 2005, pp. 349-362
Universidad Autónoma Indígena de México
El Fuerte, México

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=46110207>

- Cómo citar el artículo
- Número completo
- Más información del artículo
- Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica
Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal
Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

DISEÑO Y CONSIDERACIONES DE UN LAZO DE COMPENSACIÓN PARA EL CONVERTIDOR TIPO BOOST (ELEVADOR) CD-CD CONTROLADO EN MODO DE VOLTAJE

DESIGN AND CONSIDERATIONS OF A COMPENSATION LACE FOR THE CONVERTER-BOOSTER DC-DC CONTROLLED IN VOLTAGE MODE

David R. **López-Flores**¹; Alejandro **Lizárraga-Lizárraga**¹; José L. **Durán-Gómez**¹

¹Instituto Tecnológico de Chihuahua. Laboratorio de Electrónica de Potencia. División de Estudios de Postgrado e Investigación. C.P. 31310. Chihuahua, Chihuahua. Correo electrónico: dlopez@mail.itchihuahua.edu.mx.

RESUMEN

En este artículo se presenta el diseño del lazo de compensación en un convertidor del tipo Boost (elevador) cd-cd que permitirá mantener al convertidor en estado estable, trabajando a una potencia máxima de 600 W presente en la carga. Dicho diseño tiene como característica operar en el modo continuo de conducción de corriente (CCM, por sus siglas en inglés) y controlado en el modo por voltaje. En este tipo de sistemas de mediana potencia la presencia del cero situado a la derecha del plano en s (RHP, por sus siglas en inglés) hace casi imposible el control por modo de voltaje en CCM. Se determinaron algunas consideraciones de diseño para contrarrestar este efecto en el sistema logrando así un mayor ancho de banda de respuesta en frecuencia. El diseño del convertidor Boost cd-cd fue llevado a implementación y simulación donde se obtuvieron resultados satisfactorios.

Palabras Claves: Convertidor boost cd-cd, conducción, corriente.

SUMMARY

In this article we introduce the design of a compensation lace in a converter of the Booster type DC-DC which will allow maintaining the converter operation in steady state, working at a maximum power of 600 W in the charge. This design has the characteristic of operating in the continuous mode of current conduction (CCM) and being controlled in the voltage mode. In this type of systems for medium power the presence of the zero located to the right of the plane in s (RHP) makes almost impossible the control by voltage mode in CCM. Some considerations of design will be determined to overcome this effect in the system obtaining therefore a broader bandwidth of response frequency. The design of the converter-booster CD-CD was taken to implementation and simulation phases where satisfactory results were obtained.

Key words: Converter-booster CD-CD, conduction, current.

INTRODUCCIÓN

El convertidor tipo boost cd-cd mostrado en la Figura 1, es una topología comúnmente utilizada en estructuras de potencia que acondicionan un nivel de corriente directa a otro nivel de corriente directa más elevado o igual al de entrada. En la mayoría de los casos sus aplicaciones están orientadas a fuentes de poder o en sistemas de potencia fotovoltaicos como primeras etapas de acondicionamiento de potencia, unos de los principales problemas que presentan este tipo de topologías al diseñador es la estabilidad del sistema a perturbaciones de entrada y salida. Esto es debido a que el sistema es de segundo orden, lo cual contiene doble polo predominante en bajas frecuencias y dos ceros que predominan en frecuencias altas. Uno de estos ceros es el RHP de fase no mínima donde su presencia es más significativa en diseños donde la potencia sobrepasa los 300 W. En el diseño de esta topología se pretende alcanzar un voltaje de salida de 170 V en corriente directa, a una máxima potencia de 600 W. La topologia de la Figura 1 esta orientada al acondicionamiento de potencia proveniente de fuentes de energía renovables, como es en este caso el uso de la energía solar, que mediante paneles fotovoltaicos es convertida en niveles de corriente directa, posteriormente procesada por el convertidor boost cd-cd.

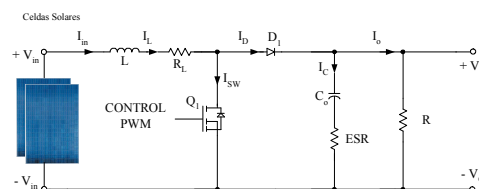


Figura 1. Diagrama esquemático del típico convertidor Boost cd-cd.

El RHP en este tipo de topología representa un incremento de ganancia pero con un retardo de fase, este cero es causado por el retardo entre el controlador y la liberación de energía en la carga. Por ejemplo, un incremento en la corriente de salida causa una disminución en el voltaje de salida; así el ciclo de trabajo D tendrá que efectuar un incremento para almacenar más energía en el inductor, esto mediante un aumento del tiempo de encendido, disminuyendo por consecuencia el tiempo de apagado, significando menos energía fluyendo hacia el capacitor de salida y reduciendo así el voltaje posteriormente. Entonces un nuevo balance es alcanzado para regular la nueva carga, pero el retardo del RHP

difículta compensar el balance. Usualmente los diseñadores optan por tomar métodos para estabilizar el sistema, como control por corriente promedio, control por corriente pico, control por tiempo de apagado fijo o cambiar al modo de conducción discontinuo, ya que en estos casos el sistema es más noble. En este trabajo se muestra que el modo de control por voltaje y aunado como compensador en la retroalimentación un amplificador de error Tipo 3; es suficiente para mantener el balance de la carga y que una selección adecuada del rizo de la corriente del inductor ayudará a contrarrestar el efecto del RHP.

EJEMPLO DE DISEÑO Y ANÁLISIS

En la realización de este diseño es necesario establecer sus parámetros para el cálculo de los componentes que integran al convertidor, el efecto del RHP hacia la respuesta del sistema, así como su comportamiento a la respuesta del escalón unitario con el fin de diseñar el compensador adecuado en la retroalimentación.

Parámetros de Diseño

El convertidor Boost cd-cd mostrado en la Figura 1 debe cumplir con los siguientes parámetros de diseño:

$$\begin{array}{ll}
 V_i = 90V - 130V & T = 1/F_s \\
 P_i = 600W & I_i = P_i/V_i \\
 V_o = 170V & I_o = P_o/V_o \\
 P_o = 600W & R = V_o/I_o \\
 F_s = 80KHZ & \\
 \Delta V_o/V_o \leq 1\% &
 \end{array}$$

Donde P_i , V_i y I_i es la potencia, el voltaje y corriente provenientes de los paneles fotovoltaicos; V_o , P_o y I_o son el voltaje, potencia y corriente que se desean a la salida del convertidor boost de cd-cd; T y F_s son el periodo y frecuencia de conmutación; $\Delta V_o/V_o$ es el rizo de voltaje presente en el voltaje de salida V_o del convertidor, dado por la relación $V_o = V_i/(1-D)$, y por último R es la carga a la cual se generan los 600 W a la salida del convertidor.

Si tenemos que el modo de operación es CCM, entonces debemos asegurar que el rizo de la corriente del inductor, L , no baje hasta cero. En el RHP cero de fase no mínima se detalla porque el rizo de corriente es importante para asegurar buena estabilidad en el convertidor Boost cd-cd. En nuestro caso seleccionamos el rizo de la corriente de entrada de un 20%, la expresión para el inductor según Erickson (2001) se define como:

$$L = (V_i DT_s) / (2\Delta I_L) \quad (1)$$

Las expresiones para determinar la corriente máxima y mínima (Erickson, 2001) en el inductor son:

$$I_{L\max} = V_i \left(\frac{1}{(1-D)^2 R} + \frac{DT}{2L} \right) \quad (2)$$

$$I_{L\min} = V_i \left(\frac{1}{(1-D)^2 R} - \frac{DT}{2L} \right) \quad (3)$$

De las ecuaciones 1, 2 y 3 podemos determinar el valor del inductor ($L = 216\mu H$), asegurando que el pico mínimo de corriente no caiga hasta cero. Para la selección del capacitor de salida, C , tenemos como parámetro importante el porcentaje de rizo, ΔV_o , presente en el voltaje de salida y la resistencia interna en el capacitor (Mitchell y Mammam, 2001; Mattingly, 2003) dada por la ecuación 4, que está en función del rizo de voltaje y el rizo de corriente,

$$ESR = \Delta V_o / \Delta I_L \quad (4)$$

Así como la expresión para el capacitor de salida (Erickson, 2001) dada por:

$$C = (V_o DT) / (\Delta V_o R) \quad (5)$$

Proponemos un bajo ESR de tal forma que la condición $\Delta V_o \leq 1\%$ del V_o se cumpla, así podemos determinar de las ecuaciones (4) y (5) el valor del capacitor ($C \geq 150\mu F$), en nuestro caso seleccionamos un capacitor de $C = 330\mu F$ y $ESR = 0.1\Omega$.

RHP Cero de Fase No Mínima

Primero debemos conocer que el comportamiento en fase y magnitud del convertidor Boost cd-cd queda establecido con la función de transferencia para CCM (Erickson, 2001) y esta dada de la siguiente forma (Mitchell y Mamman, 2001):

$$G(s) = G_{do} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_o Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (6)$$

Como vemos la función de transferencia del sistema contiene un cero del lado derecho en el plano s dado por la ecuación 7, un sistema con esta característica se le denomina *sistema de fase no mínima* (Ogata, 2004).

$$\omega_{z2} = \frac{((1-D)^2 (R - R_L))}{L} \quad (7)$$

El sistema de fase no mínima de acuerdo a la ecuación 6 es de respuesta lenta ya que la fase tiende a tener un retraso considerable a frecuencias infinitas ($\omega = \infty$). Por lo tanto estos sistemas se vuelven lentos en su respuesta y difíciles de controlar. Para esto es importante que el cero de fase mínima dado por la ecuación 8, este colocado antes del cero de fase no mínima, para contrarrestar el efecto de retraso de fase.

$$\omega_{z1} = \frac{1}{ESR * C} \quad (8)$$

Para este caso particular y de acuerdo a las ecuaciones 7 y 8, quedaron situados en $\omega_{z1} = 4.8kHz$ y $\omega_{z2} = 12.732kHz$, una de las formas de mover el segundo cero es mediante el valor del inductor, el cual podemos manipular con la magnitud del rizo de corriente ΔI_L , de acuerdo a la ecuación 1. De aquí la importancia de la selección del rizo en el inductor, y con esto lograr que el sistema tenga una respuesta más noble. La ganancia y el doble polo que predomina en las bajas frecuencias quedan en función de las ecuaciones siguientes:

$$G_{do} = \frac{V_i}{(1-D)^2} \quad (9)$$

$$\omega_o = \frac{\sqrt{\frac{R_L + (1-D)^2 R}{R}}}{\sqrt{L * C}} \quad (10)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{\left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{C(R + ESR)} \right)} \quad (11)$$

donde, G_{do} y ω_o es la ganancia y el doble polo a bajas frecuencias, respectivamente. Q representa el factor de amortiguamiento (Erickson, 2001).

Respuesta del Sistema

De acuerdo a la ecuación 6 la respuesta en magnitud y en fase del convertidor Boost cd-cd se observa en la Figura. 2.

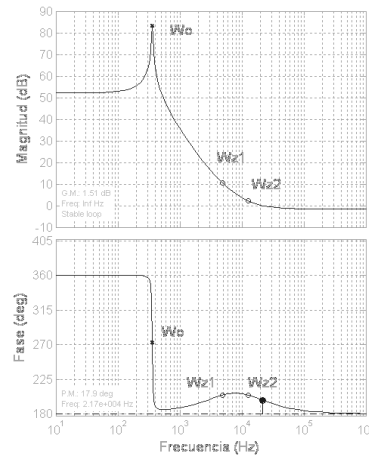


Figura. 2. Magnitud y fase del sistema.

Como se observa en la Figura 2, la fase tiende a 180° para frecuencias elevadas debido al cero RHP. Se puede apreciar que el sistema es estable para una retroalimentación unitaria ya que el margen de fase (MF) es de 17.9° con margen de ganancia (MG) de $1.51dB$ y un ancho de banda muy reducido, es decir, la frecuencia de cruce (0dB) esta ubicada en

$\omega = 2.17kHz$. Sin embargo, el sistema no cumple con la condición de estabilidad (Chrysis, 2004), donde el margen de fase debe estar entre los 30° y 60° en el cruce por cero decibles y la ganancia mayor a los $6dB$ al cruce de 180° de la fase (Ogata, 2001). Esto con el fin de asegurar una buena estabilidad al sistema. El tipo de retroalimentación usada en este diseño es el que se muestra en la Figura 3.

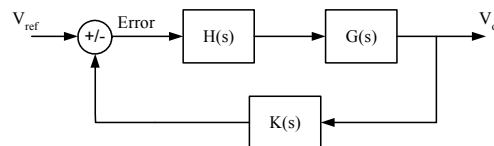


Figura 3. Diagrama a bloques de un convertidor Boost.

Donde, $H(s)$ es la función de transferencia de energía (FTE) del controlador, $G(s)$ la FTE del convertidor y $K(s)$ la FTE del sensor, en este caso particular, $K(s)$, es un bloque de ganancia constante $G_m = (D - 0) / (V_{MAX_{trig}} - V, MIN_{trig})$, que se obtiene al comparar la señal de error contra una onda triangular dando como resultado un pulso cuadrado conocido como ciclo de trabajo D . Si hacemos que $H(s)=1$, $K(s)=G_m$ y $G(s)$ igual a la función de transferencia definida por la ecuación 6, podemos mostrar la respuesta del sistema al escalón unitario, la cual se aprecia en la Figura 4, se puede ver que la respuesta es estable. Sin embargo, es necesario de aplicar un controlador que ayude a asegurar la condición de estabilidad y obtener un ancho de banda mayor que $2.17KHZ$, es decir, establecer un nuevo cruce por cero decibles, el cual se aconseja a $1/10$ de la frecuencia de conmutación (Crysis, 2004).

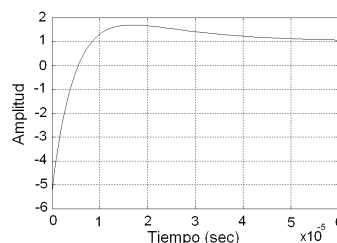


Figura 4. Respuesta al escalón.

Diseño y Análisis del Compensador $H(s)$

El tipo de compensador utilizado es el amplificador de error tipo 3 (Venable, 2003), el cual se muestra en la Figura 5.

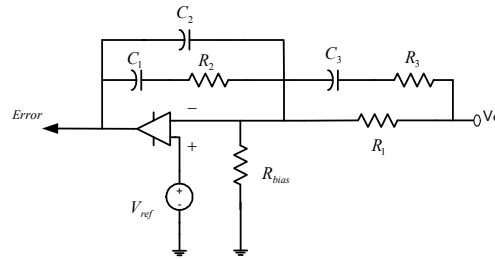


Figura 5. Amplificador de error tipo 3.

De la Figura 5, si tenemos que nuestro voltaje de referencia es de $V_{ref} = 1V$ y $V_o = 170V$, podemos proponer $R_1 = 316k\Omega$ así mediante la relación $V R_{bias} = V_o R_{bias} / (R_{bias} + R_1)$ encontramos que $R_{bias} = 5890.8\Omega$. La función de transferencia se muestra en la siguiente ecuación:

$$H(s) = \frac{(R_1 + R_3)}{(R_1 R_3 C_2)} * \frac{\left(s + \frac{1}{R_2 C_1}\right) \left(s + \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3}\right)}{s \left(s + \frac{(C_1 + C_2)}{R_2 C_1 C_2}\right) \left(s + \frac{1}{R_3 C_3}\right)} \quad (12)$$

La ecuación 12 contiene dos ceros, dos polos y un polo en el origen. De acuerdo a la Figura 2 se coloca el primer y segundo cero de $H(s)$ a la frecuencia del doble polo ω_o de $G(s)$, el primer polo de $H(s)$ a la frecuencia del primer cero ω_{z1} de $G(s)$, el segundo cero de $H(s)$ aproximadamente a la mitad de la frecuencia de conmutación. La Figura 6 muestra las gráficas en magnitud y fase al compensar $G(s)$ con el controlador obtenido $H(s)$. El resultado es un sistema estable de acuerdo a los márgenes de fase y ganancia obtenidos ($MG = 6.55dB$, $MF = 48.6^\circ$), los cuales están dentro de la condición de estabilidad. Además, la frecuencia de cruce por cero decibeles, ω_c , se estableció en aproximadamente 1/10 de la frecuencia de conmutación. La gráfica de la Figura 7 nos muestra la respuesta del sistema al escalón unitario.

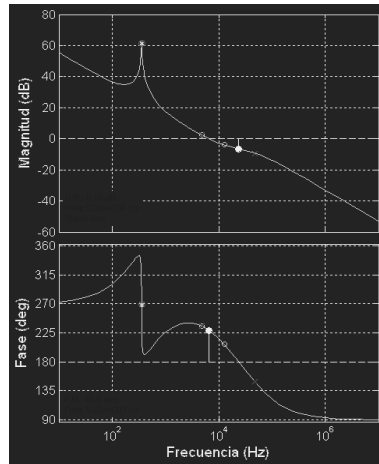


Figura 6. Convertidor Boost cd-cd compensado.

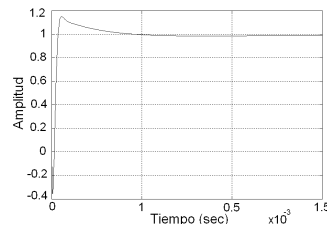


Figura 7. Respuesta al escalón del Convertidor Boost cd-cd compensado.

La Figura 8 nos muestra los diagramas de Bode en magnitud y fase del controlador de acuerdo a los valores obtenidos ($R_2 = 11.8k\Omega$, $R_3 = 23.2k\Omega$, $C_1 = 37.186nF$, $C_2 = 270pF$, $C_3 = 1.4nF$).

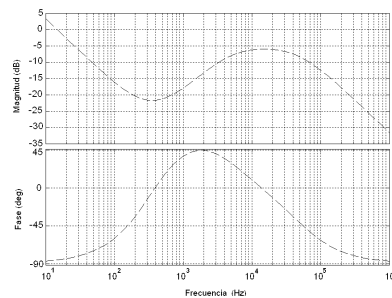


Figura 8. Trazas de Bode del compensador $H(s)$.

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Resultados por simulación

El circuito de simulación del convertidor Boost cd-cd con el compensador es mostrado en la Figura 9.

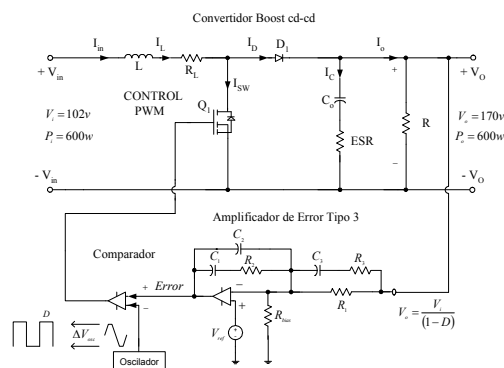


Figura 9. Diagrama esquemático completo del convertidor Boost cd-cd con controlador Tipo 3.

La Figura 10 muestra las formas de onda típica del voltaje de salida y el voltaje del mosfet, las cuales son el resultado de simulación para una potencia de 600W .

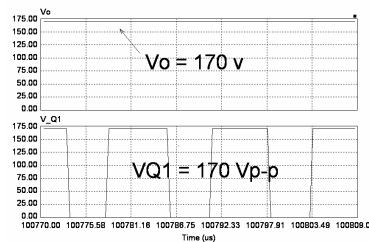


Figura 10. Voltaje de salida ($V_o = 170V$) y Voltaje en Q_1 ($V_{Q1}=170V_{p-p}$) para una potencia de 600 W.

Las corrientes que pasan a través de Q_1 y D_1 las podemos observar en la Figura 11, las cuales son la forma de onda típicas en esta topología.

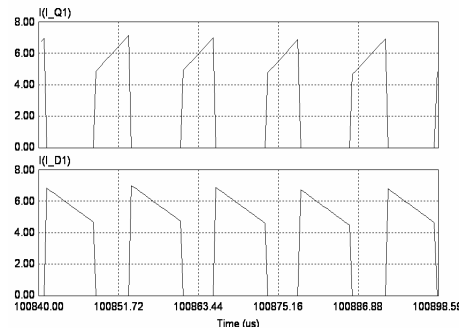


Figura 11. Corriente I_{Q1} e I_{D1} para una potencia de 600W.

Haciendo una reconstrucción de corrientes de acuerdo a la Figura 11 podemos obtener la corriente a través del inductor I_L , de esta manera se comprueba que el convertidor esta operando en modo continuo, la Figura 12 nos muestra la corriente del inductor.

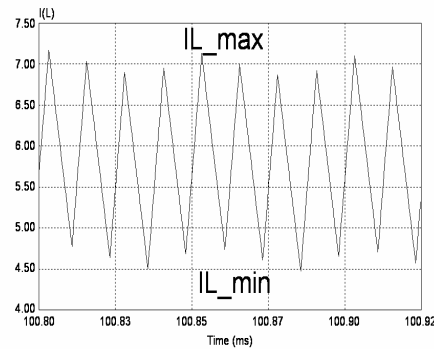


Fig. 12. Corriente en el inductor ($I_{L_{\max}} = 7\text{A}$, $I_{L_{\min}} = 4.7\text{A}$) para una potencia de 600W.

Resultados experimentales

De acuerdo a las mediciones efectuadas en la implementación, el Cuadro 1 muestra que la eficiencia del convertidor Boost cd-cd, se mantuvo por arriba del 90% a diferentes cargas.

Cuadro 1. Eficiencia del convertidor boost cd-cd.

% Carga (I_o)	Eficiencia
100%	92.47%
65%	94.202205%
49%	92.06%
39%	92.09%

Las formas de onda para el voltaje de salida Ch1 y el voltaje del MOSFET Ch2 se pueden apreciar en la Figura. 13 para una potencia de 600 W.

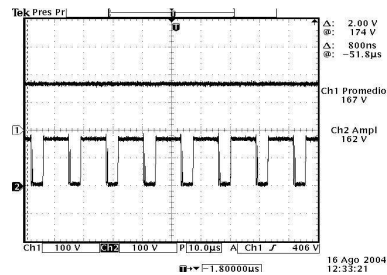


Figura 13. Resultado experimental del voltaje de salida $V_o = 167V$ y el voltaje del MOSFET $V_{Q_1} = 162V$ a una potencia de 600W, Ch1 y Ch2 en 100V/div y 10µS /div.

En la Figura 14 podemos apreciar las formas de onda de la corriente del MOSFET Ch2 y de la corriente en el diodo Ch1.

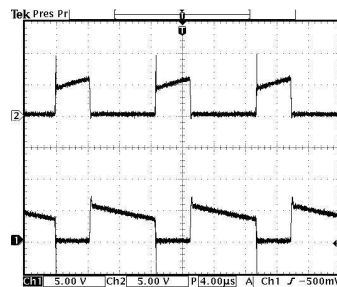


Figura 14. Resultados experimentales de la corriente del MOSFET I_{Q_1} y la corriente del diodo I_{D_1} a una potencia de 600W, Ch1 y Ch2 en 5V/div y 4µS/div.

La Figura 15 muestra la corrientes del diodo I_{D_1} , y la corriente del MOSFET I_{Q_1} , sobrepuestas a un nivel de referencia igual para Ch1 y Ch2, las cuales forman la corriente a través del inductor.

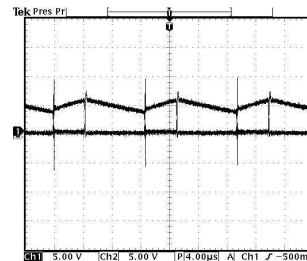


Figura 15. Resultado experimental de la corriente en el inductor a una potencia de 600 W ($I_{L_{max}} = 7A$, $I_{L_{min}} = 4.7 A$), Ch1 y Ch2 en 5V/div y 4μS/div.

CONCLUSIONES

En este artículo se presentó el diseño del lazo de compensación para un convertidor boost cd-cd operando en modo continuo de conducción. Se mostraron resultados por simulación y experimentales. El cero (ω_{Z2}) RHP puede hacer casi imposible el control por modo de voltaje, sin embargo si lo ubicamos a una frecuencia más alta que el primer cero ω_{Z1} mediante el rizo de la corriente del inductor, el sistema se hace noble, haciendo así posible el control por modo de voltaje mediante un amplificador de error Tipo 3 teniendo un ancho de banda del sistema aceptable.

LITERATURA CITADA

- Erickson, R. W. D.
2001 **“Fundamentals of power electronics”**. University of Colorado. Second Edition. Kluwer Academic Publishers. pp.45-70.
- Mattingly, D.
2003 **“Designing stable compensation networks for single phase voltaje mode buck regulators”**. Technical Brief, December 2003, TB417-1. 45 p.
- Mitchell D. y B. Mamman, B.
2001 **“Designing stable control loops”**. Unitro de Design Seminars, SEM1400. pp.1-63.
- Venable, H.D.
2003 **“The K Factor: A New Mathematical Tool For Stability Analysis and Synthesis”**. Venable Industries, Inc. 2120 W. Braker Lane, Suite M Austin. (En línea). Disponible en <http://www.venableind.com>.

Chryssis, G.

2004 **“High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design”**. Second Edition, Printed by R. R. Donnelley & Sons Company. 245 p.

Ogata, K.

2004 **“Ingeniería de Control Moderna”**. Tercera Edición. Prentice-Hall Hispanoamericana. University of Minnesota. pp. 230-279.