

## Design and Construction of Small Power Boost Converter with Educational and Research Purposes

### Diseño y Construcción de un Convertidor Boost de Pequeña Potencia, con Propósitos Educativos y de Investigación

L. A. D'Alessio<sup>1</sup>, L. G. González<sup>1,2\*</sup>, R. O. Cáceres<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Departamento de Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Los Andes. Mérida-Venezuela

<sup>2</sup>Proyecto Prometeo, Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad de Cuenca. Cuenca-Ecuador

\*Autor principal/Corresponding author, e-mail: lgerardo@ula.ve

Editado por/Edited by: Cesar Zambrano, Ph.D.

Recibido/Received: 02/06/2014. Aceptado/Accepted: 10/09/2014.

Publicado en línea/Published on Web: 19/12/2014. Impreso/Printed: 19/12/2014.

#### Abstract

This paper presents the design and construction of a DC-DC boost converter for a nominal power of 200W, with an input voltage of 100 V and an output voltage of 200V, on the basis of theoretical analysis with the aim of design and determine all the components associated with the mentioned converter. In this research we use the voltage feedback control with a PI controller tuned by pole placement, and a PWM modulator for the IGBT switching. The converter performance and the control system faced with step changes in the input voltage and the load resistance is verified through computer simulation and then verified by experimental tests using a microcontroller PIC16F877.

**Keywords.** DC-DC Converter, Boost Converter, Voltaje Feedback Control.

#### Resumen

Este artículo presenta el diseño y construcción de un convertidor DC - DC boost o elevador de tensión, para una potencia nominal de 200 W, con una tensión de entrada de 100 V y una tensión de salida de 200 V, basándose previamente en un análisis teórico del mismo para así diseñar y determinar todos los componentes asociados a dicho convertidor. En este artículo se utiliza el control por retroalimentación de voltaje con un controlador PI, sintonizado mediante la asignación de polos, además de un modulador PWM (Pulse Width Modulation) para la conmutación del IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). El desempeño del convertidor y del sistema de control ante cambios de tipo escalón en el voltaje de entrada y resistencia carga, es verificado a través de simulación computacional y luego comprobado mediante pruebas experimentales utilizando un microcontrolador PIC16F877.

**Palabras Clave.** Convertidor DC - DC, Convertidor Boost, Control por Retroalimentación de Voltaje.

#### Introducción

Los convertidores DC-DC son configuraciones en la electrónica que permiten, a partir de una fuente de tensión determinada, controlar la tensión a la salida del convertidor, es decir, actúan como puentes de transferencia de energía entre fuentes y cargas, ambas de corriente directa. Dentro de las múltiples aplicaciones que tienen estos convertidores están las fuentes de potencia en computadoras, sistemas distribuidos de potencia, sistemas de potencia en vehículos eléctricos, aeronaves, etc. Es así que la importancia de los convertidores DC-DC ha generado un campo propio de investigación en la electrónica de potencia.

Gran parte de la energía eléctrica se procesa a través de convertidores de potencia antes de su uso final. Existen varios tipos de convertidores DC-DC con diferentes propósitos. En algunos la tensión de salida es mayor que la de entrada, mientras que en otros es menor. En la actualidad se tienen, entre otros, los convertidores Boost, Buck, Buck-Boost. De especial interés en esta investigación, se tiene el convertidor Boost, el cual es un elevador de tensión y además su implementación es relativamente sencilla.

En la mayoría de los casos, las aplicaciones del convertidor boost están orientadas a fuentes de potencia o en sistemas de potencia fotovoltaicos como primeras eta-

pas de acondicionamiento. Uno de los principales problemas que presenta este tipo de topologías en su diseño es la estabilidad del sistema frente a perturbaciones de entrada y salida. Esto es debido a que el sistema es de segundo orden y posee un polo doble dominante en bajas frecuencias y dos ceros que predominan en frecuencias altas.

**Análisis del Convertidor Boost**

En el convertidor elevador o Boost, la tensión de salida es mayor a la tensión de entrada. De acuerdo con la topología de este convertidor, Figura 1, Q es un interruptor unidireccional en tensión y corriente, controlado a ON y a OFF (transistor bipolar, MOSFET, IGBT, etc.). Por su parte, D debe ser un diodo rápido que minimice el fenómeno de recuperación inversa ante la conmutación de alta frecuencia propia del convertidor. En la salida del convertidor se obtiene una tensión continua que presentará un rizado en función de los valores de L y de C, en relación a la frecuencia de conmutación [1].

Para analizar el principio de funcionamiento, se dice que el convertidor funciona en conducción continua cuando la corriente que circula por la inductancia es diferente de cero; En caso contrario se dice que opera en conducción discontinua [2]. Para el presente estudio sólo se trabajará en el modo de conducción continua, el cual se analiza a continuación.

Q representa el interruptor mostrado en la Figura 1, éste es un interruptor controlado que opera en los estados ON y OFF de acuerdo con un ciclo de trabajo que permite regular la tensión de salida. En conducción continua se encuentran dos secuencias de funcionamiento correspondientes a los dos estados posibles del interruptor. Q a ON: Cuando el interruptor conduce, el diodo está polarizado en inversa y permanece bloqueado. Durante esta secuencia la inductancia almacena energía por estar expuesta a la tensión mostrada en la ecuación (1), en tanto que el condensador mantiene la tensión de salida [1].

En este estado,  $i_L(t)$  crece siguiendo la ecuación de una recta despreciando las pérdidas asociadas al semiconductor y de la bobina utilizada y cuya pendiente está dada por la ecuación (2):

$$v_L(t) = V_i = \text{constante} = L \cdot \frac{di_L}{dt} > 0 \quad (1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} > 0 \quad (2)$$

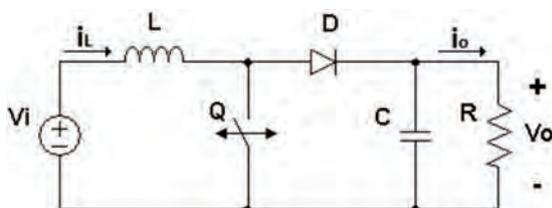


Figura 1: Esquema del convertidor boost.

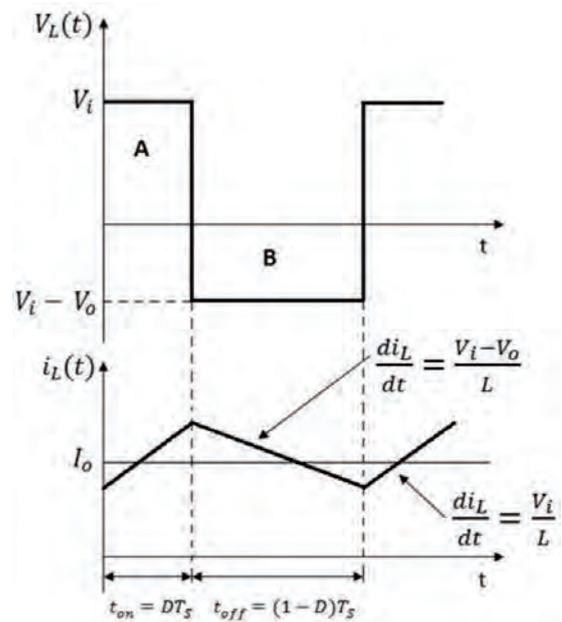


Figura 2: Comportamiento  $v_L$  y  $i_L$ , Convertidor Boost (Conducción Continua).

Cuando el interruptor no conduce, Q a OFF, la energía almacenada en la bobina, fuerza la conducción del diodo y descarga sobre la salida la energía almacenada en la secuencia anterior, dado que la tensión de salida es superior a la entrada la tensión en la bobina está definida por la ecuación (3). Durante este estado, la corriente en la inductancia decrece con una pendiente definida por la diferencia de tensiones entre la entrada y la salida, ecuación (4):

$$V_i < V_o \rightarrow v_L = V_i - V_o \quad (3)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} < 0 \quad (4)$$

En régimen permanente, la energía almacenada durante un ciclo de conmutación de los elementos pasivos del convertidor es nula, con esta hipótesis, se permite establecer que el valor medio de la tensión en bornes de la bobina es cero, por lo que igualando las áreas A y B, de la Figura 2, se permite establecer la relación de la tensión de entrada y salida mediante la ecuación (5) en el régimen de conducción continua.

$$V_o = V_i \cdot \frac{1}{(1 - D)} \quad (5)$$

Donde D representa el ciclo de trabajo a la frecuencia de conmutación.

**Diseño y Construcción del Convertidor Boost**

*Dimensionamiento de inductor de potencia*

En un convertidor de potencia conmutado, el dimensionamiento de los elementos pasivos como los inductores,

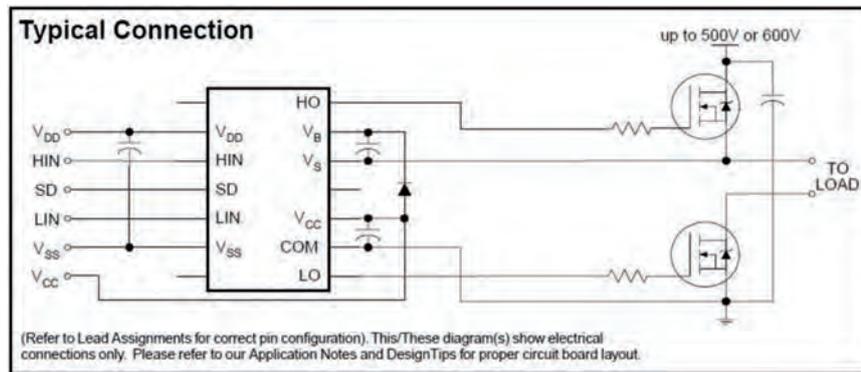


Figura 3: Conexión típica Driver IR2110 [4].

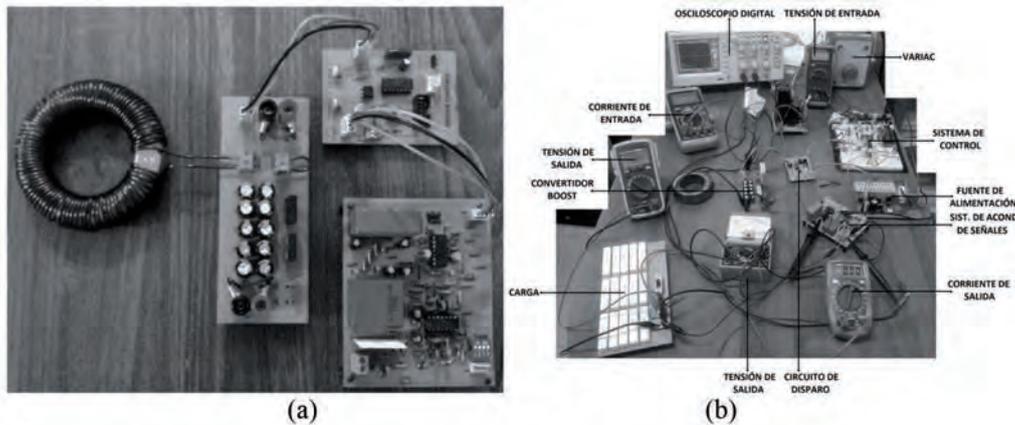


Figura 4: a) Convertidor boost, b) Montaje de experimental de comprobación convertidor.

son de especial importancia debido a que su funcionamiento se basa en un comportamiento ideal, en esta aplicación por la inductancia circula un nivel de corriente DC al que se superpone un rizado triangular, cuya componente fundamental es la frecuencia de conmutación. Los Parámetros del Convertidor se establecen en la Tabla 1.

$V_i$	$V_o$	$f_{sw}$	$R$
100 V	200 V	10 kHz	200 $\Omega$

Tabla 1: Parámetros Convertidor de Potencia.

De los parámetros mostrados en la Tabla 1, es posible determinar el ciclo de trabajo en régimen permanente mediante la ecuación (5),  $D = 0.5$ , luego aplicando la ecuación (6), que determina el valor de la inductancia optima ideal, para que el convertidor opere justo en el límite entre conducción continua y discontinua, se obtiene  $L_{min} = 1.25$  mH.

$$L_{min} = \frac{D \cdot R \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot f_{sw}} \quad (6)$$

Con este valor de inductancia de referencia, bajo las condiciones nominales y dado que el sistema estará expuesto a cambios en la carga al igual que la tensión de entrada, es necesario evitar que el régimen de operación entre en conducción discontinua, para esto es necesario que la inductancia resultante sea superior a la determinada a las condiciones críticas de operación.

Cumpliendo esta condición, se utilizó un inductor cuyo núcleo está compuesto por dos toroides que presentan un campo magnético nominal de  $B_{sat}=500$  mT y área efectiva transversal de  $A_e=188.8\text{mm}^2$  cada uno, con un número de 115 espiras, y utilizando la ecuación (7), se obtiene una inductancia de  $L=7.23\text{mH}$ , asumiendo una corriente máxima de  $I_{Lmax}=6$  A.

$$L = \frac{N \cdot B_{sat} \cdot A_e \text{ (cm}^2\text{)}}{10^4 \cdot I_{L \text{ máx}}} \quad (7)$$

### Determinación del condensador o filtro de salida

La tensión de salida en el convertidor boost está expuesta a variaciones de energía a la frecuencia de conmutación, un criterio utilizado en el diseño, contempla permitir una tensión de rizado de hasta el 2% de la tensión nominal de salida. La ecuación (8) representa una aproximación lineal de descarga del condensador de salida con una carga resistiva de valor R, durante el estado en que el interruptor está en posición ON.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f_{sw}} \quad (8)$$

Utilizando los parámetros nominales expresados en la Tabla 1, la ecuación (8) y permitiendo una tensión de rizado del 1% ( $\Delta V_o=0.01 \cdot V_o$ ), se obtiene  $C=25\mu\text{F}$ . Con

el fin de reducir el efecto de la resistencia serie del condensador ESR [3], del condensador electrolítico utilizado, se ha utilizado un condensador equivalente de  $C_{eq} = 27\mu\text{F}$  conformado por 10 condensadores en paralelo de  $2.7\mu\text{F}$  cada uno.

**Elementos de conmutación y semiconductores utilizados**

En relación a los semiconductores, se utilizó el IGBT IRG4PC40UD, diodo de recuperación rápida RHRG75120, Driver de potencia IR2110 con la configuración mostrada en la Figura 3. Utilizando una resistencia de puerta de  $22\Omega$ . Seleccionada por la notas de aplicación asociadas al IR2110 [4].

Otros circuitos electrónicos utilizados para establecer el lazo de control realimentado, son los sistemas de acondicionamiento de señales, compuesto por sensores de efecto hall en la tensión de salida dado que se ha utilizado un sistema de control en modo de tensión, Adicionalmente a la señal aportada por el sensor de voltaje, se ha utilizado un filtro pasa bajo con la configuración de Rauch, con la finalidad de suprimir el ruido de alta frecuencia que pueda perjudicar al lazo de control, este filtro presenta una frecuencia de corte de 300Hz, frecuencia que debe limitar la velocidad de respuesta de lazo de control de voltaje.

Finalmente el montaje experimental del convertidor de potencia construido puede mostrarse en la Figura 4a. y en la Figura 4b, se observa el montaje experimental de mediciones, utilizado para comprobar el funcionamiento experimental de convertidor ante variaciones en la tensión de entrada y carga.

**Diseño del sistema de control del convertidor boost**

Para obtener una tensión de salida regulada que siga una tensión de referencia, se debe utilizar un lazo de realimentación del punto de referencia, ante variaciones en la tensión de entrada y variaciones en la carga. Existen dos métodos para realizar el control de los convertidores conmutados como son: el control modo tensión y el control por corriente pico, en esta investigación sólo se utiliza el método de control modo tensión [5], en el cual la única variable que se utiliza para realizar el control realimentado del convertidor, es la tensión de salida del mismo. El diagrama de bloques del control modo

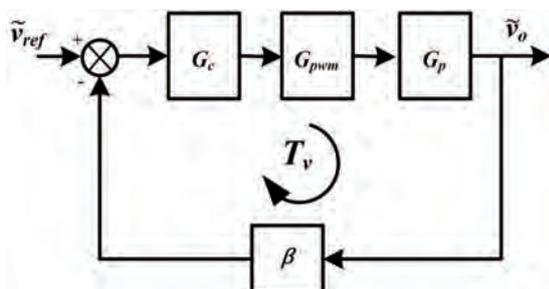


Figura 5: Diagrama de bloques del control modo tensión de un convertidor boost.

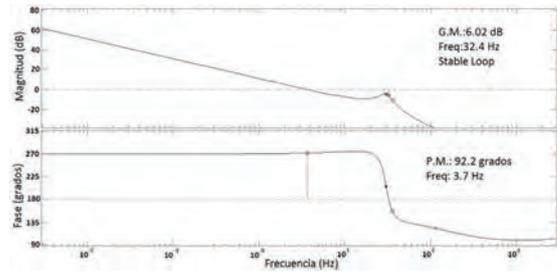


Figura 6: Análisis en frecuencia, Ganancia de lazo abierto.

tensión de un convertidor conmutado se muestra en la Figura 5. [1], similar al utilizado en [6].

Del diagrama de bloques de la figura 5, se obtienen la ganancia de lazo  $T_v$  definida por la ecuación (9), con esta ecuación se puede conocer la dinámica del sistema para determinar el tipo del controlador así como el valor de sus coeficientes. En este caso de aplicación se define la ganancia del modulador PWM [7] como  $G_{pwm}=1$ , la ganancia de sensado de tensión como  $\beta=1$  y una función de transferencia simplificada de pequeña señal del convertidor elevador mostrada en la ecuación (10), por la dinámica del producto  $G_{pwm} \cdot G_p \cdot \beta$  se utilizó un controlador tipo PI sintonizándolo mediante la asignación de polos de manera que el análisis en frecuencia mediante el diagrama de bode de la ganancia  $T_v$  tenga un comportamiento similar al de un integrador [1], mediante lo antes expuesto se obtienen los coeficientes del controlador definidos en la ecuación (11) la cual permiten una respuesta en frecuencia de la ganancia a lazo abierto como la mostrada en la figura 6, de este análisis se infiere una dinámica estable mediante el criterio de estabilidad relativo con un margen de ganancia  $MG=6.02\text{dB}$  y margen de fase  $MF=92.2^\circ$ .

$$T_v = G_c \cdot G_{pwm} \cdot G_p \cdot \beta \tag{9}$$

$$G_p(s) = \frac{V_i}{L \cdot C} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L \cdot s}{R \cdot (1-D)^2}\right)}{s^2 + \frac{s}{R \cdot C} + \frac{(1-D)^2}{L \cdot C}} \tag{10}$$

$$G_c(s) = 0,0002506 + 0,05695/s \tag{11}$$

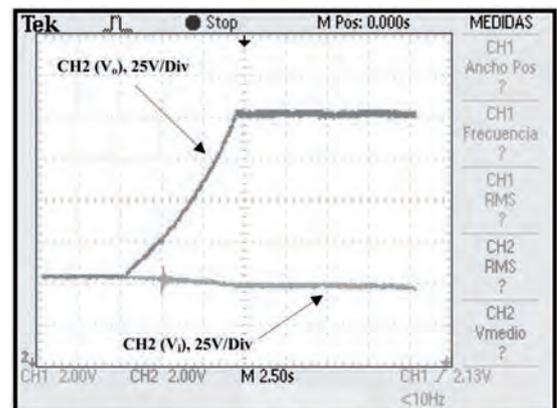


Figura 7: Desempeño, arranque suave en tensión de salida a potencia nominal.

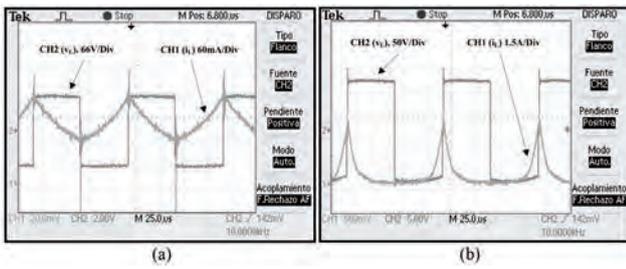


Figura 8: Tensión y corriente en la inductancia  $v_L$ , y  $i_L$ , (a)  $P_{out}=30W$ , (b)  $P_{out}=200W$ .

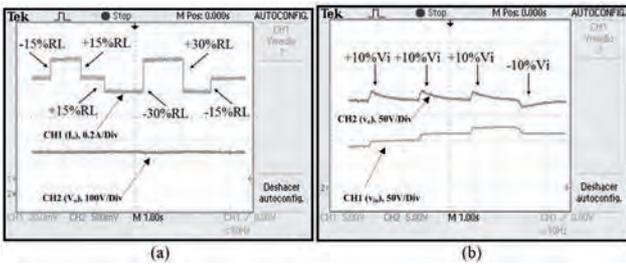


Figura 9: Desempeño de sistema de control, ante perturbaciones, (a) Variaciones en la carga, (b) Variaciones en la tensión de entrada.

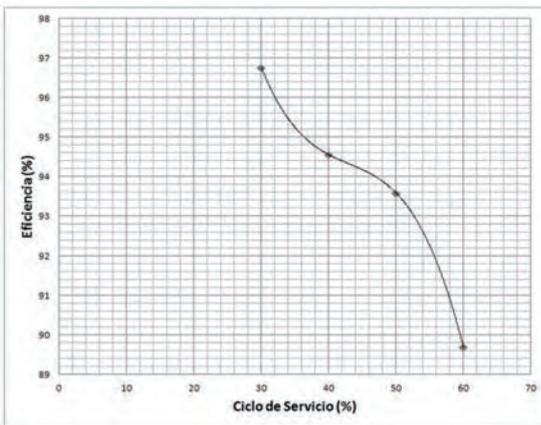


Figura 10: Eficiencia convertidor Boost en régimen estacionario, en función del ciclo de servicio (D).

En el caso de la implementación del controlador, se empleó la transformada bilineal o Tustin para determinar el controlador en el espacio muestral discreto [8], en esta transformación con la ayuda de la función  $c2d$  del software Matlab<sup>®</sup> se obtiene el controlador mostrado en la ecuación (12), donde  $e$  representa el error característico del lazo de control realimentado definido como  $e = (\tilde{v}_o - \tilde{v}_{ref})$  y  $d$  representa el ciclo de servicio del modulador PWM.

$$d = 0,0002534e - 0,0002478ez^{-1} + dz^{-1} \quad (12)$$

### Desempeño Experimental del convertidor Boost

Una vez construido el convertidor de potencia, con el fin de comprobar el funcionamiento del sistema de control, la Figura 7, muestra el desempeño del sistema a potencia nominal, en el momento de arranque, la tensión de salida aumenta de forma gradual con la velocidad que

le impone el sistema de control hasta llegar a la tensión de referencia sin presentar sobre tensiones que puedan perjudicar los componentes de potencia. Adicionalmente en esta figura se observa el efecto de la impedancia de salida de fuente de alimentación de entrada, dado que a medida que la potencia de salida aumenta, la tensión de entrada disminuye por este efecto.

En la Figura 8. Se aprecia la tensión y corriente en el inductor en régimen permanente. En el proceso de carga y descarga de energía en el inductor, en el caso de la Figura 8a, se presenta un ciclo de trabajo de  $D=0.5$ , con una potencia de salida de  $P_{out}=30W$ ., en esta figura se observa una tensión cuadrada en la inductancia producto de que el interruptor opera en la regiones de corte y saturación efectivamente, este comportamiento permite una carga y descarga lineal en la inductancia, en cambio en el caso cuando se trabaja a potencia nominal, Figura 8b, la corriente en la inductancia presenta un comportamiento no lineal producto de la saturación magnética del núcleo del toroide utilizado.

En relación al desempeño del sistema de control ante perturbaciones, en la Figura9a, se muestra la tensión de salida ante variaciones en la carga, específicamente se realizaron cambios de tipo escalón en la resistencia de carga de un  $\pm 15\%$  y  $\pm 30\%$ . Ante estas perturbaciones se observa que la tensión de salida permanece sin variaciones significativas en relación a la tensión nominal de salida.

En la Figura 9b, se observa el comportamiento del sistema de control ante cambios de tipo escalón en la tensión de entrada. En ésta se observa que la tensión de entrada parte de 80V, hasta llegar a 140V en escalones de 20V. y el comportamiento de la tensión de salida presenta variaciones en el mismo sentido de la tensión de entrada. Ante estas perturbaciones la respuesta dinámica presenta un comportamiento estable sobre amortiguado.

Con el fin de determinar la eficiencia de operación del convertidor diseñado, en la Figura 10, se presenta el comportamiento del rendimiento en función al ciclo de trabajo en régimen permanente para distintos puntos de operación. En ésta se aprecia, que para el punto de operación nominal ( $D=50\%$ ,  $V_i=100V$ ,  $V_o=200V$ ), presenta una eficiencia del 93.58 %, lo que indica un elevado rendimiento para este tipo de aplicaciones.

### Conclusiones

En este artículo se detalla el proceso de diseño e implementación del convertidor Boost con carga resistiva, se han dimensionado los componentes que permiten operar con las características de diseño, en este proceso los elementos parásitos se han despreciado. El desempeño del sistema de regulación permite establecer un seguimiento en la tensión de referencia sin errores en estado estacionario ante perturbaciones en la tensión de entrada y la carga. El convertidor diseñado es comprobado de

forma experimental y se permite elevar la tensión de entrada manejando una potencia nominal de 200W, con un rendimiento de transmisión de energía cercana al 90 % en el peor de los casos.

### Agradecimientos

El segundo autor, desea agradecer el patrocinio del Proyecto Prometeo de la Secretaría de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación de la República del Ecuador.

### Referencias

- [1] Garcera Sanfeliu, G.; Figueres Amoros, E.; Abellan Garcia, A. 1998. "Convertidores conmutados: Circuitos de Potencia y Control". *Universidad Politécnica de Valencia, Servicio de Publicaciones*.
- [2] Rashid, M. 2004. "Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones". *Tercera Edición, Pearson Educación*.
- [3] Amaral, A.; Cardoso, A. 2004. "Use of ESR to predict failure of output filtering capacitors in boost converters". *Industrial Electronics, IEEE International Symposium, 2: 1309–1314*.
- [4] International Rectifier. 2014. "Application Note AN-978". [www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf](http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf)
- [5] Liu, X.; Yang, P.; Liu, Y.; Deng, J. 2008. "Modeling and simulation of Parallel Current Mode controlled boost converter". *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference: 2199*.
- [6] He, D.; Nelms, R. 2004. "Average current-mode control for a boost converter using an 8-bit microcontroller". *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium, 2:1185–1190*.
- [7] Elshaer, M.; Mohamed, A.; Mohammed, O. 2011. "Smart optimal control of DC-DC boost converter for intelligent PV systems". *Intelligent System Application to Power Systems (ISAP), 2011 16th International Conference: 25–28*.
- [8] Buso, S.; Mattavelli, P. 2006. "Digital Control in Power Electronics". *Morgan & Claypool*.