

# Control de seguimiento de la tensión de salida de un convertidor Boost

Hugo Rodríguez Cortés<sup>A</sup>, Miguel Francisco Escalante<sup>B</sup>,  
Marco Tulio Mata-Jiménez<sup>B</sup>

<sup>A</sup> Centro de Investigación y de Estudios Avanzados, Departamento de Ingeniería Eléctrica hrodriguez@cinvestav.mx

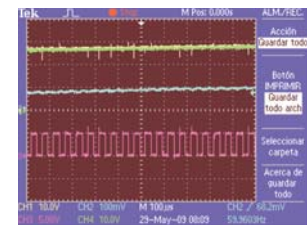
<sup>B</sup> Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica-UANL  
mescalante@ieec.org, marco.matajm@uanl.edu.mx

## RESUMEN

*En este artículo se presenta el desarrollo de un controlador no lineal para un convertidor cd-cd elevador (Boost). El controlador desarrollado no depende de los parámetros del convertidor. El desempeño del esquema propuesto es probado a través de simulaciones numéricas, así como resultados experimentales.*

## PALABRAS CLAVE

Convertidor cd-cd, control no lineal, convertidor boost.



## ABSTRACT

*In this paper the design of a nonlinear control for a dc-dc boost converter is presented. The proposed controller is independent of converter parameters. Numerical simulations as well as experimental results are presented to verify the performance of the proposed control scheme.*

## KEYWORDS

Dc-dc converter, nonlinear control, boost converter.

## INTRODUCCIÓN

Los convertidores estáticos de corriente continua a corriente continua (cd-cd) son parte esencial de la mayoría de los sistemas de alimentación de equipo electrónico. Su gran aceptación está sustentada por la eficiencia y flexibilidad que ofrecen para el control y acondicionamiento de la energía eléctrica. A través de ellos se puede obtener una tensión de salida regulada, ya sea mayor o menor a la tensión de entrada. Cuando se requiere de una tensión de alimentación mayor a la tensión disponible (por ejemplo la tensión de una batería o de una celda solar), se recurre a un convertidor estático cd-cd elevador (o Boost por su nombre anglosajón). La regulación de la tensión de salida se obtiene por medio de un esquema de control en lazo cerrado, logrando así una cierta robustez y estabilidad ante variaciones del punto de operación y de los parámetros del convertidor. El uso de controladores lineales, de tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID), es ampliamente usado para este tipo de sistemas.

El diseño de estos controladores se basa en modelos de pequeña señal del convertidor. Sin embargo, el modelo de pequeña señal es sensible al punto

de operación del convertidor. En un convertidor reductor (Buck) la magnitud de la respuesta a la frecuencia depende del ciclo de trabajo, mientras que para un convertidor elevador (Boost), ambos polos y el cero en el semiplano derecho dependen del ciclo de trabajo. Así, los controladores lineales pueden degradar su funcionamiento cuando el convertidor presenta variaciones importantes en su punto de operación. La mejora del desempeño puede lograrse incluyendo controladores adaptativos, en cuyo caso es necesario usar técnicas de estimación para los parámetros requeridos por el controlador.

Otra alternativa es el uso de esquemas de control basados en técnicas no lineales o en técnicas conocidas como de inteligencia artificial (controladores difusos, por ejemplo). A través de los primeros es posible considerar un modelo que incorpore la casi totalidad de la dinámica del sistema a regular, logrando así un controlador que es operativo en un rango de operación más amplio. Mientras que en los segundos, no es necesario el conocimiento de un modelo formal del convertidor para la síntesis de una especie de reglas o inferencias heurísticas sobre las cuales se basa el controlador. Lo que requieren estos últimos es un conocimiento preciso del comportamiento del sistema a controlar.

El problema de la regulación de la tensión de salida del convertidor Boost ha sido abordada durante muchos años. Además de su importancia práctica, las dinámicas de este convertidor presentan un caso interesante desde el punto de vista teórico. Su interés reside en que se trata de un dispositivo conmutado cuya dinámica promedio es descrita por una ecuación bilineal de segundo orden con respuesta de fase no mínima. Presenta además una entrada de control saturada y una incertidumbre muy marcada en sus parámetros (la resistencia de carga por ejemplo).

A la fecha, se han propuesto diferentes técnicas para abordar la regulación de la tensión de salida del convertidor Boost. Estas incluyen controladores lineales de tipo adelanto-atraso (lead-lag),<sup>1</sup> técnicas no lineales empleando retroalimentación de estados usando modelos linealizados,<sup>2</sup> técnicas de pasividad<sup>3</sup> y técnicas de balance de energía.<sup>4</sup> Sin embargo, el seguimiento de la trayectoria de una referencia sinusoidal, la cual generará una tensión alterna

polarizada, no ha sido abordada y no es claro cómo extender las propuestas anteriores para resolver el problema de seguimiento de trayectoria. En este caso, es claro que el punto de operación será continuamente cambiante, lo cual representa un problema para los controladores tradicionales.

El problema de seguimiento de trayectoria de la tensión de salida del convertidor Boost ha sido tratado en la referencia<sup>5</sup> usando control por modos deslizantes y en la referencia<sup>6</sup> usando un controlador proporcional-integral generalizado. Dado que la tensión de salida es una variable con fase no mínima, ésta tiene que ser controlada indirectamente por la corriente del inductor. Así, el problema a resolver es la generación de una corriente de referencia para el inductor.

La solución propuesta en las referencias<sup>5,6</sup> se basa en conceptos de planitud (flatness). Dado que la energía total del convertidor Boost es una salida plana, entonces la tensión de salida, la corriente del inductor y el ciclo de trabajo pueden expresarse en términos de esta salida plana y sus derivadas con respecto al tiempo. Como resultado el problema de seleccionar la referencia adecuada para la corriente del inductor se resuelve seleccionando una trayectoria para la salida plana para una cierta trayectoria de la tensión de salida. La solución no es trivial, sino un algoritmo que pre-calcula la trayectoria de la salida plana para una cierta trayectoria de la tensión de salida.

En este artículo se propone el diseño de una estrategia de control para resolver el problema de seguimiento de una trayectoria en la tensión de salida del convertidor Boost. Para ello se propone un controlador linealizado de alta ganancia con retroalimentación de estados entrada-salida, y un controlador indirecto para la dinámica cero del convertidor Boost. Este tipo de estrategia ha sido aplicada para el control de un convertidor de tensión trifásico de tipo ca-cd.<sup>7</sup>

El artículo tiene la siguiente organización. En la siguiente sección se presentan las ecuaciones diferenciales que describen la dinámica del convertidor Boost. Luego se aborda el diseño del controlador, y posteriormente se comprueba la eficacia del controlador a través de simulaciones numéricas y resultados experimentales. Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo.

## MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR BOOST

El modelo dinámico promediado del convertidor Boost mostrado en la figura 1 está dado por las siguientes ecuaciones:

$$L \frac{d}{dt} i_L = -uv_c + E \tag{1}$$

$$\frac{d}{dt} v_c = ui_L - \frac{1}{R} v_c$$

donde  $i_L$  es la corriente a través del inductor,  $v_c$  es la tensión del condensador.  $L$  y  $C$  representan los valores de la inductancia y de la capacitancia, respectivamente. Finalmente,  $R$  es la resistencia de carga,  $E$  es el valor de la fuente de tensión de entrada y  $u$  es una señal de control continua la cual representa el ciclo de trabajo de la señal de control modulada en ancho de pulso (PWM) que se utiliza para controlar el interruptor  $SW$ . Note que en este caso  $u$  representa el complemento de la señal de control aplicada al interruptor.

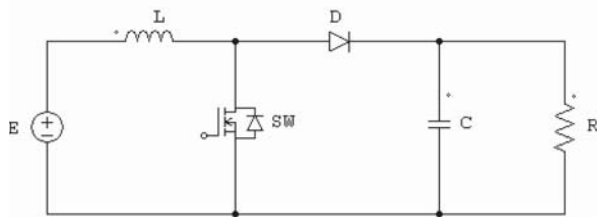


Fig. 1. Convertidor Boost.

Por consideraciones prácticas el vector de estado  $[i_L \ v_c]^T$  está restringido al conjunto

$$S = \mathbb{R}_{>0} \times \mathbb{R}_{>0}$$

por ello, en el resto del artículo se considerará de manera implícita que:

$$[i_L \ v_c]^T \in S$$

El objetivo de control es el seguimiento de una tensión de salida deseada,  $v_d(t)$ , en las terminales de la carga. Se demostrará que este problema puede resolverse mediante una linealización por retroalimentación y un control indirecto de la dinámica cero.

## DISEÑO DEL CONTROLADOR

Esta sección inicia con una revisión de algunas estrategias de control existentes para la regulación de la tensión de salida del convertidor Boost. Se hace

hincapié en los obstáculos que enfrentan para resolver el problema de seguimiento de trayectoria.

## Linealización por retroalimentación de estados entrada-salida

Se ha demostrado que la dinámica del convertidor Boost descrito por la ecuación (1) con salida  $y = i_L$  tiene una dinámica cero estable.<sup>8</sup>

Dada esta propiedad, la tensión de salida puede ser controlada indirectamente a través de la regulación de la corriente del inductor. Para que esta estrategia sea efectiva la corriente del inductor debe llevarse a un valor determinado por la tensión de salida deseada.

En el caso de una salida de tensión constante,  $v_c^* = V_d$ , existe una correspondencia unívoca entre la tensión de referencia,  $v_c^*$ , y la corriente de referencia,  $i_L^*$ . En este caso, la corriente de referencia del inductor está determinada por:

$$i_L^* = \frac{V_d^2}{RE}$$

Siguiendo una estrategia de control indirecta, la corriente del inductor se lleva a  $i_L^*$ . Definiendo el error de la corriente como:

$$\tilde{y} = i_L - i_L^* \tag{2}$$

y tomando su derivada con respecto al tiempo se obtiene:

$$\dot{\tilde{y}} = \frac{1}{L}(-uv_c + E)$$

Así, definiendo la señal de control como:

$$u = \frac{E + kL\tilde{y}}{v_c} \tag{3}$$

se tiene que la dinámica de lazo cerrado está dada por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\dot{\tilde{y}} = -k\tilde{y} \tag{4}$$

$$\dot{s} = \frac{-2}{RC}s + (E + kLi_L^*)\tilde{y}$$

Con

$$\tilde{s} = s - s^*, s^* = \frac{1}{2}Cv_c^2$$

$$y \quad s^* = \frac{1}{2}CV_d^2.$$

Aplicando el teorema 4.7 de la referencia <sup>9</sup> se deduce que la dinámica de lazo cerrado de la ecuación (4) es globalmente estable.

### Retroalimentación pasiva de la salida con dinámica exacta del error de seguimiento

Esta metodología de control fue introducida en,<sup>10</sup> la cual se deriva de una formulación particular del control basado en pasividad. En ella se explota la estructura de manejo de la energía.

Tomando en cuenta que si se define  $e = [e_i \ e_v]^T$  con  $e_i = i_L - i_L^*$ ,  $e_v = v_C - v_C^*$  y definiendo  $e_u = u - u^*$ , la dinámica del convertidor Boost (1) en coordenadas del error se puede escribir como:

$$A\dot{e} = [J(u) - D]e + Be_u \quad (5)$$

con

$$A = \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \quad J(u) = \begin{pmatrix} 0 & -u \\ u & 0 \end{pmatrix}$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} -v_C^* \\ i_L^* \end{pmatrix}$$

Siguiendo una estrategia de control por retroalimentación pasiva de la salida con dinámica exacta de seguimiento del error,<sup>10</sup> se tiene que la señal de control:

$$u = u^* - k(-v_C^* e_i + i_L^* e_v) \quad (6)$$

logra una estabilidad globalmente asintótica de la dinámica del error (5). Para verificar esto, se considera la función de Lyapunov  $V = e^T A e$ . La derivada con respecto al tiempo de la función de Lyapunov es:

$$\dot{V} = -e^T D^* e, \quad D^* = k \begin{pmatrix} (v_C^*)^2 & -v_C^* i_L^* \\ -v_C^* i_L^* & \frac{1}{Rk} + (i_L^*)^2 \end{pmatrix}$$

será definida positiva siempre que:

$$k(v_C^*)^2 > 0, \quad \frac{k(v_C^*)^2}{R} > 0 \quad (7)$$

En (5)-(6) se considera que existen trayectorias suaves y acotadas de  $i_L^*$  y  $v_C^*$  para las cuales existe una señal de entrada en lazo abierto  $u^*$ , de tal forma que todas las trayectorias que inician en  $i_L(0) = i_L^*(0)$ ,  $v_C(0) = v_C^*(0)$ , presentan un error de seguimiento,  $e$ , idéntico e igual a cero para todo  $t \geq 0$ . En particular las señales de referencia  $i_L^*$ , y  $v_C^*$  se obtienen de:

$$L \frac{d}{dt} i_L^* = -u^* v_C^* + E \quad (8)$$

$$C \frac{d}{dt} v_C^* = u^* i_L^* - \frac{1}{R} v_C^*$$

Suponiendo que la dinámica del convertidor Boost representa un sistema sub-actuado, la dinámica deseada (8) es equivalente a las ecuaciones siguientes:

$$u^* = \frac{-R \left( Lv_C^* \frac{d}{dt} i_L^* - Ci_L^* C \frac{d}{dt} v_C^* \right) - (RE + i_L^*) v_C^*}{R \left( (v_C^*)^2 + (i_L^*)^2 \right)}$$

$$b = Ei_L^* - \frac{1}{R} (v_C^*)^2 \quad (9)$$

con  $b = Cv_C^* \frac{d}{dt} v_C^* + Li_L^* \frac{d}{dt} i_L^*$ . Note que para una salida deseada de tensión constante  $v_C^* = V_d$  las ecuaciones (9) dan:

$$u^* = \frac{E}{V_d}, \quad i_L^* = \frac{V_d^2}{RE}$$

### Interconexión y asignación de amortiguamiento

Esta técnica de control se basa en las propiedades de pasividad de los convertidores estáticos. El control se diseña modificando la estructura de interconexión del sistema modelada por  $J(u)$  y la estructura de amortiguamiento modelada por  $R$ . Una estrategia de control no lineal siguiendo la metodología de interconexión y asignación de amortiguamiento está dada por:

$$u = \frac{E}{V_d} \left( \frac{v_C}{V_d} \right)^a \quad (10)$$

con  $0 < a < 1$ . Como se demuestra en la referencia<sup>4</sup> esta ley de control robusta, con respecto a la carga, estabiliza la salida de tensión. Note que contrario al enfoque de control indirecto el controlador (10) controla directamente la salida de tensión.

Hasta este punto, se han revisado tres controladores para la tensión de salida del convertidor Boost. Dos de ellas indirectos y uno directo. Estos presentan algunas características interesantes

- En la dinámica de lazo cerrado (4) la tasa de convergencia de  $\sigma$  está determinada por las constantes de tiempo inherentes del sistema y no es fácil modificar esta característica. En el caso de querer dar seguimiento a una tensión de salida variante en el tiempo,  $v_d(t)$ , no está claro como determinar la corriente de referencia del inductor,  $i_L^*$ .

- Para la dinámica en lazo cerrado, ecuaciones (5) y (6), los parámetros del sistema están igualmente relacionados con la tasa de convergencia. Esto se da por la dependencia de  $R$  de los menores de la matriz  $D^*$  (7). Con respecto al problema de seguimiento de una referencia variante en el tiempo  $v_d(t)$ , la corriente deseada en el inductor se obtiene de la segunda ecuación de (9), esto es:

$$Li_L^* \frac{d}{dt} i_L^* = Ei_L^* - \frac{1}{R} V_d^2(t) - CV_d(t) \dot{V}_d(t)$$

Una solución al problema de fijar  $i_L^*$  para una salida de tensión variante en el tiempo  $v_d(t)$  fue propuesta en la referencia <sup>6</sup> empleando el concepto de sistemas planos diferenciables. En este caso, la salida plana del convertidor Boost es la energía total:<sup>11</sup>

$$H = \frac{1}{2} C (v_c)^2 + \frac{1}{2} L (i_L)^2$$

así, los estados del convertidor Boost se pueden expresar en términos de la energía  $H$  y potencia  $H$  totales de la siguiente forma:

$$i_L = \frac{-RCE}{2L} + \sqrt{\left(\frac{RCE}{2L}\right)^2 + \frac{1}{L}(RCH + 2H)}$$

$$v_c = \sqrt{R(Ei_L - \dot{H})}$$

De las relaciones anteriores es evidente que por medio del concepto de salida plana el problema de generación de trayectoria para los estados del convertidor Boost se transforma en un problema de generación de trayectoria para la energía y la potencia totales. Desafortunadamente, el problema de la generación de la nueva trayectoria no es fácil de resolver. En la referencia <sup>5</sup> se usó un método de solución iterativo para resolver de manera aproximada el conjunto de ecuaciones:

$$H^* = \frac{1}{2} C (v_c^*)^2 + \frac{1}{2} L (i_L^*)^2$$

$$H^* = Ei_L^* - \frac{1}{R} (v_c^*)^2$$

para un valor dado de  $v_c^*$ . Este método pre-calcula fuera de línea la corriente deseada del inductor. En la referencia <sup>5</sup> este enfoque es combinado con un controlador indirecto basado en modos deslizantes para resolver el problema de seguimiento de trayectoria de la salida de tensión del convertidor Boost. Los resultados obtenidos son aceptables.

- En el caso de un controlador basado en interconexión y asignación de amortiguamiento

(10) el obstáculo principal para abordar el problema de seguimiento de trayectoria es la ganancia limitada del controlador. Este hecho provoca que al sistema en lazo cerrado se le dificulte responder a cambios rápidos en la referencia de la tensión de salida.

### Controlador propuesto

En esta parte se propone una solución alternativa para el problema de seguimiento de una referencia de tensión variante en el tiempo,  $v_d(t)$ , a la salida del convertidor Boost. Se muestra que es posible generar la referencia de corriente del inductor directamente de la salida de tensión deseada. Para ello, se considera un error de la corriente del inductor dado por la ecuación (2). Considerando que  $i_L^*$  es, por el momento, una función desconocida y variante en el tiempo, se tiene que:

$$\dot{y} = \frac{1}{L} (-uv_c + E) - \frac{d}{dt} i_L^*$$

definiendo la señal de control  $u$  como en la ecuación (3) se tiene:

$$\dot{y} = -k\tilde{y} - \frac{d}{dt} i_L^* \quad (11)$$

$$\dot{s} = (E + kL\tilde{y})(\tilde{y} + i_L^*) - \frac{2}{RC} (s + s^*) - \dot{s}^*$$

Una observación importante es que  $i_L^*$  en (11) no está aún definida. Este hecho sugiere que la estrategia de control considere a  $i_L^*$  como la entrada de control para la dinámica de  $\sigma$ .

Si consideramos

$$\mu = \frac{1}{k}$$

la primera parte de (11) puede ser reescrita como:

$$\mu \dot{\tilde{y}} = -\tilde{y} - \mu \left( \frac{di_L^*}{dt} \right)$$

al escoger  $k$  suficientemente grande el efecto de  $\frac{di_L^*}{dt}$  es disminuido y tenemos

$$\tilde{y} \rightarrow 0$$

Podemos reescribir la segunda parte de (11) como:

$$\dot{\tilde{\sigma}} = Cv_c \frac{dv_c}{dt} = Ei_L^* + \phi \tilde{y} - \frac{2}{RC} (\tilde{\sigma} + \sigma^*) - \dot{\sigma}^*$$

donde:

$$\phi = kLi_L^* + E + kL\tilde{y}$$

si definimos:

$$\zeta = -\frac{2}{RC}(\tilde{\sigma} + \sigma^*) + \dot{\phi}\tilde{y} \quad (12)$$

la ecuación puede reescribirse como:

$$\dot{\tilde{\sigma}} = E i_L^* - \sigma + \zeta(t) \quad (13)$$

En la ecuación anterior la corriente de referencia del inductor puede utilizarse como una entrada de control. Dada la estructura de (13) definimos el control virtual como un controlador proporcional-integral, esto es:

$$i_L^* = \frac{1}{E}[-k_p \tilde{\sigma} - k_i \eta + \sigma^* - \rho_1 + \beta_1(\tilde{\sigma})] \quad (14)$$

$$\dot{\eta} = \tilde{\sigma}$$

con  $\rho_1$  obtenido del siguiente sistema dinámico:

$$\dot{\rho}_1 = \rho_2 - \beta_2(\tilde{\sigma}) + \frac{\partial \beta_1}{\partial \tilde{\sigma}}(E i_L^* - \sigma^* + \rho_1 - \beta_1(\tilde{\sigma}))$$

$$\dot{\rho}_2 = \rho_3 - \beta_3(\tilde{\sigma}) + \frac{\partial \beta_2}{\partial \tilde{\sigma}}(E i_L^* - \sigma^* + \rho_1 - \beta_1(\tilde{\sigma}))$$

$$\dot{\rho}_3 = \frac{\partial \beta_3}{\partial \tilde{\sigma}}(E i_L^* - \sigma^* + \rho_1 - \beta_1(\tilde{\sigma}))$$

bajo la suposición que  $\zeta^{(3)}(t) \approx 0$ . Definiendo los errores de estimación como:

$$\dot{z}_1 = \zeta(t) - \rho_1 + \beta_1(\tilde{\sigma})$$

$$\dot{z}_2 = \dot{\zeta}(t) - \rho_2 + \beta_2(\tilde{\sigma})$$

$$\dot{z}_3 = \ddot{\zeta}(t) - \rho_3 + \beta_3(\tilde{\sigma})$$

la dinámica de lazo cerrado en términos de las coordenadas  $\sigma, z_1$  es expresada por:

$$\dot{\tilde{\sigma}} = -k_p \tilde{\sigma} - k_i \eta + z_1$$

Puede verificarse que al definir

$$\beta_i(\tilde{\sigma}) = k_i \tilde{\sigma}, \quad i = 1, 2, 3.$$

el error de estimación está dado por:

$$z_1^{(3)} - k_1 \ddot{z}_1 - k_2 \dot{z}_1 - k_3 z_1 = 0 \quad (15)$$

entonces, es claro que existen  $k_i, i=1,2,3$ , tal que la ecuación anterior sea exponencialmente estable y un estimado asintótico de  $\zeta(t)$  es dado por  $\rho_1 - \beta_1$ .

### SIMULACIONES NUMÉRICAS

El esquema de control propuesto fue primeramente probado por medio de simulaciones numéricas. El algoritmo de control fue programado usando el software de simulación MATLAB/SIMULINK, mientras que el convertidor Boost fue simulado usando el software de simulación PSIM. Ambos

programas de simulación trabajan en co-simulación, presentando la ventaja de que el convertidor Boost es simulado de manera mas realista con respecto al circuito real y no solo aproximado por su modelo promediado. El convertidor tiene los siguientes parámetros:  $L=2000 \mu H$ ,  $C=150 \mu F$ ,  $E=15 V$  y  $R=120 \Omega$ . La tensión de referencia se definió como  $v_d(t)=30.0+5\sin(\omega t)$  con  $\omega=2\pi(60) \text{ rad/s}$  y  $f=60 \text{ Hz}$ .

Para el controlador se usaron las ganancias siguientes:  $k=5000$ ,  $k_p=-1500$  y  $k_i$ . Los polos de la dinámica de estimación están localizados en  $-20$ , esto es,  $k_1=-60$ ,  $k_2=-1200$  y  $k_3=-8000$ .

En la figura 2 se muestra la tensión de referencia y la tensión de salida. Como puede observarse la tensión de salida sigue muy de cerca a la tensión de referencia, lo cual muestra el buen desempeño del controlador propuesto. El error de seguimiento se muestra en la figura 3.

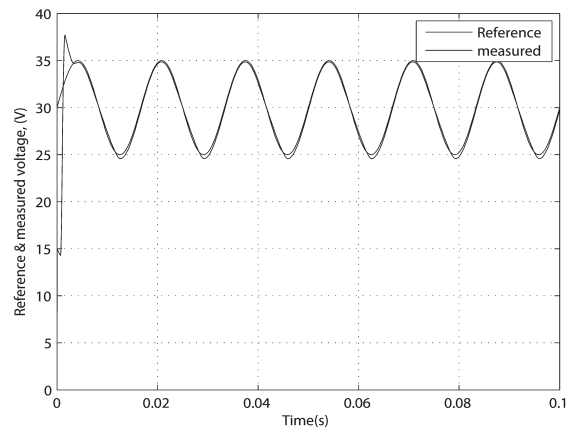


Fig. 2. Tensiones de referencia y de salida (Simulación).

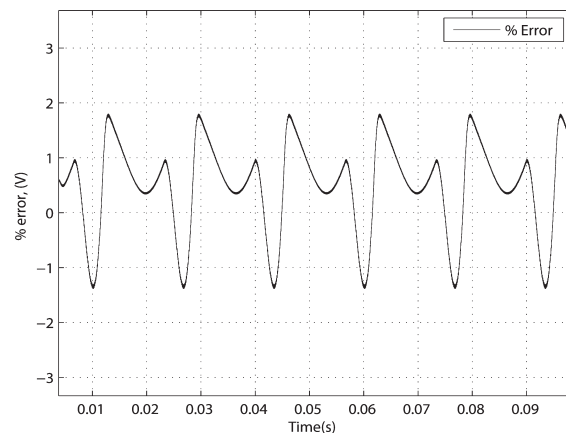


Fig. 3. Error de seguimiento en % (Simulación).

En la figura 4 se muestra la corriente a través del inductor y la señal de control (ciclo de trabajo) se muestra en la figura 5. Como puede observarse en estas figuras, la corriente del inductor permanece en modo continuo y la señal de control está en todo momento acotada a un valor  $< 1$ .

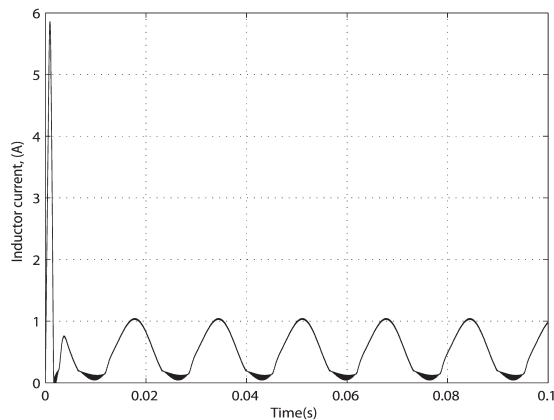


Fig. 4. Corriente en el inductor (Simulación).

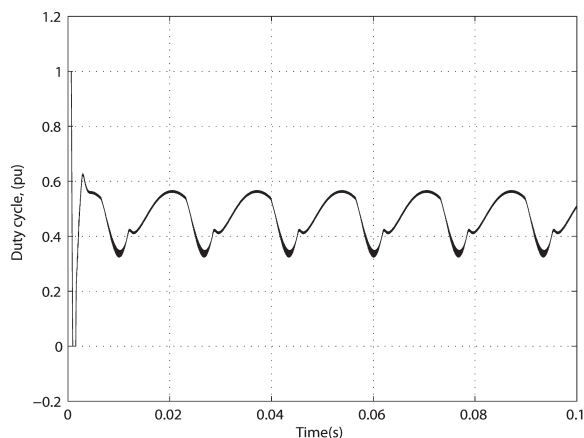


Fig. 5. Ciclo de trabajo (Simulación).

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

Luego de comprobar el funcionamiento del controlador propuesto a través de simulaciones numéricas se procedió a realizar pruebas experimentales. Los parámetros del convertidor Boost construido en el laboratorio tiene los siguientes parámetros:  $L=2000 \mu H$ ,  $C=150 \mu F$ ,  $R=120 \Omega$  y  $E=15 V$ ; la frecuencia de conmutación se fijó en  $20 kHz$ . Para implementar el controlador se utilizó una plataforma basada en el sistema dSPACE. Una foto del experimento se muestra en la figura 6.

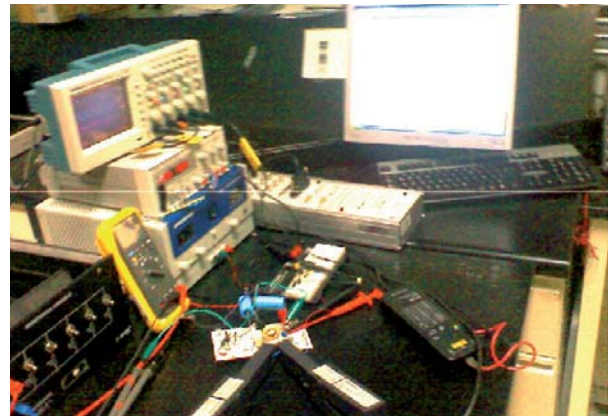


Fig. 6. Plataforma experimental.

La corriente del inductor y la tensión de salida del convertidor con retroalimentadas al controlar a través de sondas aisladas de corriente y tensión, respectivamente. El periodo de muestreo se fijó en  $50 \mu s$  (correspondiendo a la frecuencia de conmutación utilizada). Los parámetros del controlador son los mismos usados en la simulación, y la tensión de referencia definida como con  $\omega=2\pi f rad/s$  y  $f=60 Hz$ .

En la figura 7, se muestran las principales variables del convertidor. De arriba hacia abajo: (a) Tensiones de referencia y salida, (b) Corriente del inductor y (c) Ciclo de trabajo.

Como se observa en la figura 7(a) la referencia de tensión es seguida por la tensión de salida con un error de seguimiento aceptable, el cual se muestra en la figura 8. Esto demuestra que el controlador

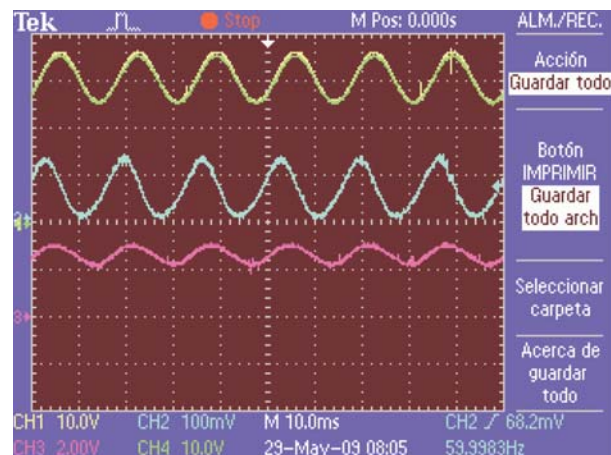


Fig. 7. Principales variables del convertidor (Experimentales). (a) Tensiones de referencia y de salida (trazo superior)[10 V/div], (b) Corriente del inductor (trazo medio)[1 A/div] y (c) Ciclo de trabajo (trazo inferior) [ 0.4 pu/div].

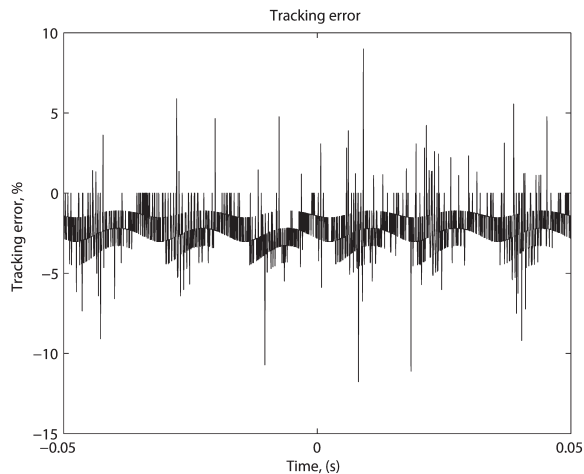


Fig. 8. Error de seguimiento (Experimental) en %.

logra el objetivo propuesto de dar seguimiento a una referencia de tensión variable en el tiempo. Además, en la figura 7(b) puede observarse que la corriente del inductor es continua y no presenta un rizo importante. Por otra parte, el ciclo de trabajo mostrado en la figura 7(c) permanece suave y acotado, lo cual es importante para poder aplicarse en un convertidor práctico, dado que este es convertido en una señal modulada en ancho de pulso, con una frecuencia de conmutación constante (de 20 kHz en este caso). La señal de control modulada es mostrada en la figura 9, cuya frecuencia es efectivamente de 20 kHz.

Los resultados experimentales demuestran que el controlador propuesto tiene un buen desempeño, pero además se demostró que su implementación

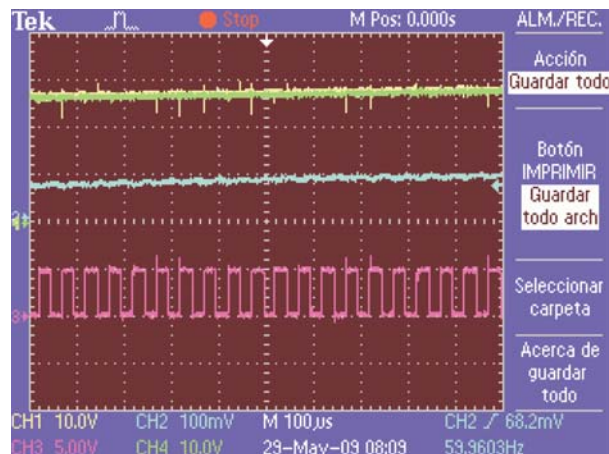


Fig. 9. Resultados experimentales. (a) Tensiones de referencia y de salida (Acercamiento), (b) Corriente en el inductor (Acercamiento) y (c) Señal de control modulada en ancho de pulso (PWM).

práctica es factible usando un controlador digital. Además, de los experimentos puede deducirse que el controlador funciona adecuadamente en presencia de incertidumbres en los parámetros y ruido, lo cual no se consideró para el diseño del controlador.

## CONCLUSIONES

Se propuso un controlador para seguimiento de trayectoria de la tensión de salida de un convertidor cd-cd de tipo Boost. El controlador se basa en una linealización por retroalimentación de estados de entrada-salida (input-output state feedback linearization) y un control indirecto de la dinámica cero.

Los desarrollos teóricos fueron verificados por medio de simulaciones numéricas y pruebas experimentales. Los resultados obtenidos demuestran que la dinámica de lazo cerrado es acotada. Una cuestión importante que queda pendiente en este trabajo tiene que ver con una prueba detallada de las propiedades de estabilidad de la dinámica de lazo cerrado.

## REFERENCIAS

1. Kassakian J. G., Schelecht M. and Verghese G. C., Principles of power electronics, Addison-Wesley, USA, 1991.
2. Sanders R. S., Verghese G. C. and Cameron D. F., Nonlinear control laws for switching power converters, Procc. of the IEEE Conf. Decision and Control, Athens, Greece, 1986.
3. Ortega R., Sira-Ramírez H., Perez R. and Garcia M., Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters, Automatica, Vol. 39, No. 4, pp. 499-513, May, 1997.
4. Rodríguez H., Ortega R., Escobar G. and Baravanov, A robustly stable output feedback saturated controller for the boost DC-to-DC converter, Systems & Control Letters, Vol. 40, pp. 1-8, 2000.
5. Sira-Ramírez H., DC-to-AC power conversion on a "boost" converter, International Journal of Robust and Nonlinear Control 2001; 11:589-600.
6. Sira-Ramírez H. and Silva-Navarro G., Regulation and tracking for the average boost converter



- circuit: a generalized proportional integral approach, *Int. J. Control*, Vol. 75, No. 13, 988-1001, 2002.
7. Lee T. S., Input-Output Linearization and Zero-Dynamics Control of Three-Phase AC/DC Voltage-Source Converters, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1m January, 2003.
  8. Ortega R., Loria A., Nicklasson P. J. and Sira-Ramírez H., *Passivity based control of Euler-Lagrange systems*, Springer, New York, 1998.
  9. Sepulchre R., Janković M. and Kokotović P., *Constructive Nonlinear Control*, Springer-Verlag, New York.
  10. Sira-Ramírez H., Are non-linear controllers really necessary in power electronics devices ? , *European Power Electronics Conference EPE*, Dresden, Germany, 2005.
  11. Sira-Ramírez H., Ilic M, Exact linearization in switch mode DC-toDC power converters, *International Journal of Control* 1991; 54(1):11-134.

Anúnciense en:

# Ingenierías



**INFORMES:**  
Tel: (52) (81) 83294020 Ext. 5854  
Fax: (52) (81) 83320904  
E-mail: [revistaingenierias@gmail.mx](mailto:revistaingenierias@gmail.mx)  
Internet: <http://ingenierias.uanl.mx>