

Metodología para el Diseño de Controladores Modo-Corriente Promedio para Convertidores Conmutados

*L. H. Díaz-Saldierna, **M. G. Ortiz-Lopez
*J. I. Marceño-Beltrán *J. Leyva-Ramos

*Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, San Luis Potosí, S.L.P. 78216
México (Tel: +52 (444) 834 20 00; E-mail: [ldiaz, jleyva]@ipicyt.edu.mx, jose.ivan.mar@gmail.com)

**Universidad Politécnica de San Luis Potosí, San Luis Potosí, S.L.P. 78363
México (Tel: +52 (444) 812 65 19; E-mail: guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx)

Resumen: En este trabajo se presenta una metodología para el diseño de la etapa de control de un convertidor elevador operando en conducción continua. El controlador propuesto se basa en el esquema control modo-corriente promedio, el cual consta de dos lazos. El lazo interno utiliza un amplificador de error con alta ganancia y amplio ancho de banda para mejorar la respuesta ante transitorios. En el lazo externo, se utiliza un compensador proporcional-integral (PI) para regulación del voltaje de salida. Se establecen criterios para una selección apropiada de los parámetros del controlador y así lograr estabilidad del sistema. Se presentan resultados experimentales con un prototipo de 150 W para validar el análisis teórico y para verificar la operación del controlador propuesto. Se muestra la ganancia de lazo experimental para comprobar estabilidad, así como resultados para variaciones de carga.

Palabras clave: Regulador conmutado, control modo-corriente, convertidor elevador, ganancia de lazo.

1. INTRODUCCIÓN

Las fuentes de poder de tipo conmutado están constituidas por la etapa del convertidor de potencia y por la etapa de control. El convertidor de potencia es un sistema no-lineal y variante en el tiempo; por lo tanto, para utilizar un esquema de control clásico es necesario realizar una linealización del sistema. El modelo de pequeña (modelo lineal e invariante en el tiempo) es ampliamente utilizado para obtener el comportamiento dinámico de los convertidores (Wang, Xu y Wang, 2006). El sistema dinámico del convertidor debe modelar el comportamiento de baja frecuencia y debe de rechazar el comportamiento en y por encima de la frecuencia de conmutación para excluir el fenómeno de alta frecuencia (Chander, Agarwal y Gupta, 2011).

Técnicas de control como el control difuso, control adaptivo y control discretizado han sido propuestas en la literatura (Kumarawadu, Amaratunga, Piyasinghe y Wijeratne, 2006; Chander, Agarwal y Gupta, 2011; Vindhy y Reddy, 2013); sin embargo, implementar dichas técnicas es complicado y en algunos casos se requiere de microcomputadoras. Por otra parte, algunos de los esquemas más utilizados son el control modo-voltaje y control modo-corriente, dichos esquemas tienen la ventaja de ser implementados con amplificadores operacionales y circuitos lineales.

El control modo-voltaje utiliza el voltaje de salida del convertidor para la retroalimentación; sin embargo, la respuesta ante transitorios es lenta ya que normalmente se utiliza un compensador-PI como amplificador de error. El control modo-corriente simplifica el diseño de la etapa de retroalimentación y mejora la respuesta dinámica ante

transitorios; además, utiliza dos lazos de control (lazo externo de voltaje y lazo interno de corriente) para mejorar el desempeño y para regulación del voltaje de salida. Existen dos esquemas para el control modo-corriente, los cuales son el control modo-corriente pico y el control modo-corriente promedio (Yang, Mattavelli y Liu, 2014).

Para el caso del control modo-corriente pico se retroalimenta la corriente del inductor sin un filtro pasa-bajas, esto permite tener un amplio ancho de banda para el control de corriente. Sin embargo, sin un integrador este esquema no puede tener precisión en el control de la corriente de inductor; por otra parte, si el convertidor opera en un amplio rango de conversión, se restringe el ancho de banda para el control de corriente y limita también el ancho de banda del lazo externo de control.

Para lograr un control de corriente preciso, el control modo-corriente promedio es una opción adecuada para aplicaciones en fuentes conmutadas ya que presenta una rápida respuesta ante transitorios, una protección de sobre-corriente en cada ciclo y un rechazo al ruido debido a que la corriente de inductor es filtrada.

En la literatura actual no existe una metodología paso a paso para el diseño de la etapa de control en aplicaciones de fuentes de poder conmutadas, los criterios establecidos se basan en los diagramas de Bode de los controladores.

En este trabajo se propone una metodología para ubicar los polos y ceros de un controlador modo-corriente promedio aplicado a un convertidor elevador convencional. La función de transferencia del voltaje de salida a la señal de control en el convertidor elevador presenta un cero del lado derecho del

plano complejo, esto produce una dinámica de fase *no-mínima* complicando así el diseño del controlador (Kolluri y Lakshmi, 2013). La dinámica de fase *no-mínima* produce un retardo inherente durante un cambio de estado, donde el estado que cambia es la corriente del inductor. Este valor no puede cambiar de manera instantánea, limitando así la rapidez de respuesta del convertidor (Krein, 1998). El objetivo de establecer dicha metodología es lograr un buen desempeño dinámico y minimizar los efectos producidos por el cero del lado derecho en el plano complejo a través del diseño adecuado del controlador.

El trabajo se organiza de la siguiente manera. En la Sección 2 se muestran las condiciones de operación en estado estable, así como el modelo lineal promedio del convertidor elevador convencional. Criterios de diseño para la obtención de los elementos del convertidor son mostrados en la Sección 3. La Sección 4 presenta la metodología para el diseño del controlador propuesto, cabe mencionar que se utilizan dos lazos de control y se realiza un análisis para cada lazo. En la Sección 5 se muestran los resultados experimentales obtenidos con un prototipo de laboratorio.

2. MODELO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR

Las condiciones de operación para estado estable en conducción continua pueden obtenerse a través del circuito del convertidor, usando las condiciones de encendido y apagado del MOSFET (Bryant y Kasimierczuk, 2005). El modo de conducción continua implica que la corriente del inductor nunca llega a cero. En esta configuración de convertidor, los parámetros de diseño están dados por:

$$V_o = \frac{E}{(1-U)} \quad (1) \quad \Delta I_L = \frac{UE}{Lf_s} \quad (3)$$

$$I_L = \frac{I_o}{(1-U)} \quad (2) \quad \Delta V_o = \frac{UV_o}{RCf_s} \quad (4)$$

donde U es el ciclo de trabajo nominal, I_o es la corriente de carga, f_s es la frecuencia de conmutación, ΔI_L y ΔV_C los rizados de corriente en el inductor y voltaje en el capacitor respectivamente. Cabe mencionar que el voltaje promedio en el capacitor es mayor al voltaje en la entrada del convertidor, y la corriente promedio del inductor es mayor a la corriente de carga.

En muchos circuitos de electrónica de potencia es más importante saber los valores promedios de voltaje y corriente que los valores instantáneos de los mismos. Para los convertidores CD-CD en modo conmutado, el valor promedio de la función de conmutación es u (ciclo de trabajo del convertidor). El modelo promediado se muestra en (5), siendo un modelo de tipo no lineal debido a que la matriz depende de u.

El uso del modelo linealizado es una estrategia muy común para convertidores CD-CD. El proceso de linealización describe el comportamiento del convertidor a una pequeña perturbación alrededor de un punto de operación. La

expresión (6) describe el modelo lineal promedio para el convertidor elevador operando a un ciclo nominal U.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-u)}{L} \\ \frac{(1-u)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{e} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-U)}{L} \\ \frac{(1-U)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L} \\ -\frac{V_o}{(1-U)RC} \end{bmatrix} \tilde{u} \quad (6)$$

Los modelos presentados en (5) y (6) describen el comportamiento del convertidor elevador para frecuencias hasta $f_{sw}/2$ y no son apropiados para predecir oscilaciones sub-armónicas asociadas a inestabilidades en los rizados.

De la expresión (6) es posible obtener las funciones de transferencia correspondientes al convertidor elevador, como se muestra en (7a) y (7b).

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{V_o}{(1-D)} \times \frac{1 - \frac{Ls}{(1-U)^2 R}}{\frac{LCs^2}{(1-U)^2} + \frac{Ls}{(1-U)^2 R} + 1} \quad (7a)$$

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{V_o}{(1-U)^2 R} \times \frac{RCs + 2}{\frac{LCs^2}{(1-U)^2} + \frac{Ls}{(1-U)^2 R} + 1} \quad (7b)$$

Se observa que la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{i}_L(s)$ es de fase no-mínima ya que presenta un cero del lado derecho del plano complejo, la función de transferencia $\tilde{i}_L(s)/\tilde{u}(s)$ es de fase mínima. Cabe mencionar que por cuestiones de simplicidad no se toman en cuenta los elementos parásitos para el análisis; sin embargo, en la Sección 4 se presenta una comparación entre resultados teóricos y experimentales y se muestra que ambos comportamientos son similares.

3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR

En la Fig. 1 se muestra la configuración del convertidor elevador convencional, E representa el voltaje de entrada, U el ciclo de trabajo generado por un modulador PWM (Pulse Width Modulation, de sus siglas en inglés), V_o el voltaje de salida, L al inductor, D al diodo, M al MOSFET, C al capacitor y R a la carga.

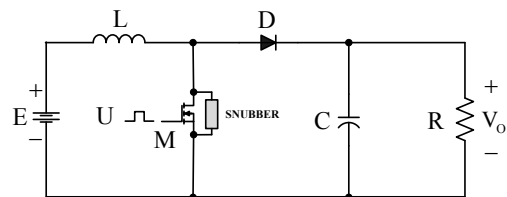


Fig. 1. Configuración del convertidor elevador convencional.

Para el diseño de este tipo de convertidores, la industria de fuentes de poder recomienda que el rizo en la corriente de inductor sea de un 10% a un 20% del valor promedio de corriente, y de un 1% a un 2% el rizo de voltaje en el capacitor respecto a su valor promedio. De acuerdo a lo anterior y utilizando las expresiones (3) y (4) se obtienen los parámetros del convertidor que se muestran en la Tabla 1.

Tabla 1. Parámetros del convertidor diseñado.

Capacitor C	136 μF
Inductor L	22 μH
Carga R	3.85 Ω
Diodo D	SBL3045PT
MOSFET M	IRFP4468

La Fig. 2 muestra una comparación del voltaje drenaje-fuente del MOSFET al utilizar una red SNUBBER. Se puede observar que sin la red, el voltaje presenta un transiente de gran magnitud mientras que al agregar la red, el transiente se disminuye considerablemente. La red SNUBBER diseñada para el convertidor es un arreglo RCD (resistencia, capacitor y diodo).

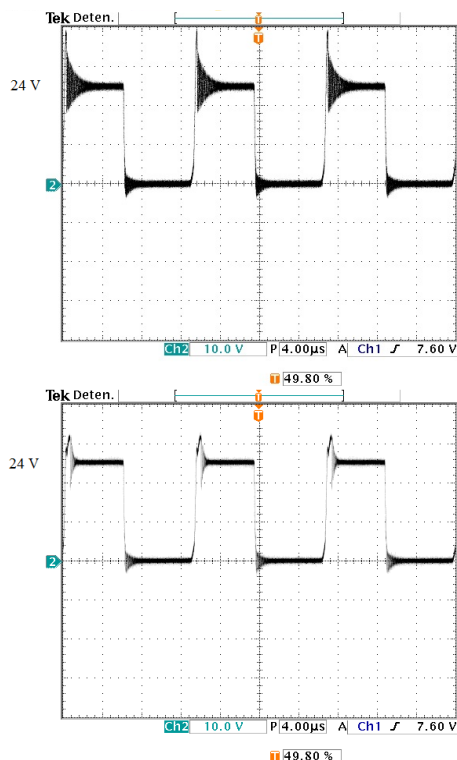


Fig. 2. Voltaje drenaje-fuente del MOSFET. (Arriba a abajo) Sin red SNUBBER (10 V/Div) y con red SNUBBER (10 V/Div) (Tiempo: 4 μs /Div).

El prototipo de laboratorio fue diseñado con un rizo en la corriente del inductor de un 15%, un rizo para el voltaje del capacitor de un 1% y una frecuencia de conmutación de 75 kHz. El voltaje de entrada es de 12 V y el ciclo de trabajo seleccionado de 0.5, lo cual resulta en la salida un voltaje de

24 V, una corriente de 6.25 A y una potencia de 150 W. El diodo seleccionado es de tipo Schottky, el cual tiene un voltaje de polarización directa de 0.5 V, además de contar con una recuperación ultrarrápida. El MOSFET utilizado tiene una resistencia máxima de encendido de 2.6 m Ω y un voltaje drenaje-fuente de 0.4 V. El capacitor de salida es de tipo MKT (poliéster metalizado) que cuenta con un bajo valor de ESR; además, opera en altas frecuencias. Los valores seleccionados en los parámetros favorecen una alta eficiencia del convertidor (Leyva-Ramos, Ortiz-Lopez y Díaz-Saldierna, 2008). La red SNUBBER es agregada para minimizar las pérdidas asociadas a los elementos parásitos durante el encendido y apagado del MOSFET (Steyn, 1989). La eficiencia lograda para el convertidor aplicando los criterios especificados en esta sección fue del 96%.

4. DISEÑO DEL CONTROLADOR

En la Fig. 3 se muestra el esquema general del control modo-corriente promedio (Dixon, 1990; Tang, et al. 1993), donde V_p es el valor pico de la rampa de estabilización y N una ganancia proporcional en el sensor de corriente para el inductor. La función de transferencia $G(s) = G_p(s + \omega_z)/s$ representa un compensador de alta ganancia y $F(s) = 1/(s + \omega_p)$ un filtro pasa-bajas con un polo ubicado en alta frecuencia. La función $K(s) = K_p(1 + 1/T_i s)$ representa un controlador proporcional integral para disminuir el error de estado estable del voltaje de salida, H es la ganancia de retroalimentación del voltaje de salida y v_{REF} es la señal de referencia del regulador conmutado.

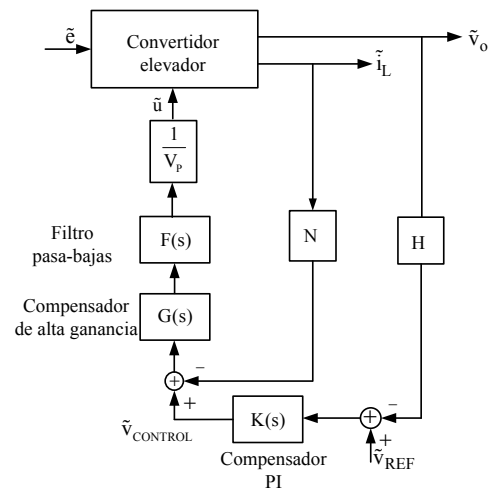


Fig. 3. Esquema para el control modo-corriente promedio.

La Fig. 4 muestra una comparación entre el resultado teórico y el resultado experimental de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{i}_L(s)/\tilde{u}(s)$. La Fig. 5 muestra una comparación para la respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$. Cabe mencionar que las mediciones experimentales se realizaron con el medidor de respuesta en frecuencia modelo 300 de la compañía AP Instruments. Se observa que los efectos del ESR en el capacitor provocan que el pico de resonancia se disminuya en

el resultado experimental. Los resultados muestran que el modelo teórico del convertidor está muy cercano al experimental.

El diseño del controlador debe realizarse de tal manera que los dos lazos sean estables y proporcionen un amplio ancho de banda. El diseño de los lazos se basa en el criterio de ganancia de lazo, el cual establece que: (a) para lograr estabilidad relativa, la pendiente de la ganancia de lazo en el cruce por cero debe ser de -20 dB/dec; (b) para minimizar el error en estado estable, la ganancia a bajas frecuencias debe ser alta y (c) para lograr estabilidad robusta, los márgenes de ganancia y fase deben ser adecuados (Astrom y Murray, 2008).

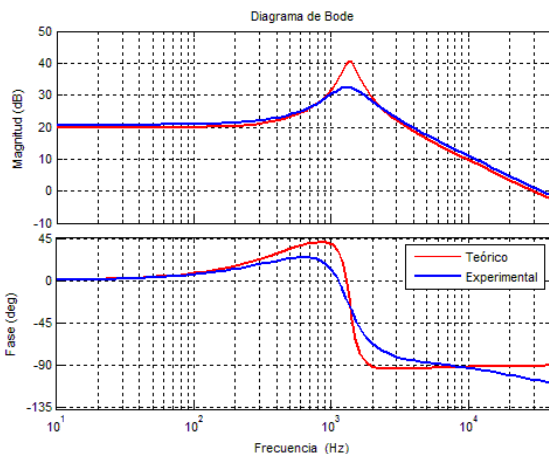


Fig. 4. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{i}_L(s)/\tilde{u}(s)$. (Arriba a abajo) Magnitud (10 dB/div) y fase (45°/div).

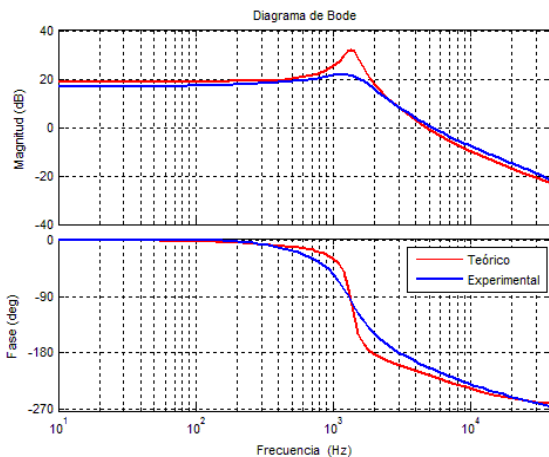


Fig. 5. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{v}_O(s)/\tilde{u}(s)$. (Arriba a abajo) Magnitud (20 dB/div) y fase (90°/div).

A continuación, se presentan una serie de pasos para el diseño del controlador modo-corriente.

Paso 1. El polo del filtro pasa-bajas $\omega_p = (C_a + C_b)/R_a C_a C_b$ se coloca aproximadamente a la mitad o por encima de la frecuencia de conmutación.

Paso 2. El cero del compensador de alta ganancia $\omega_z = 1/R_a C_a$ se coloca por lo menos una década por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación.

Paso 3. La ganancia del compensador se obtiene como $G_p = R_a/R_b$ y debiera de satisfacer la siguiente desigualdad:

$$G_p < \frac{5(1-D)^2 R}{NV_O}$$

Paso 4. La ganancia proporcional del controlador se obtiene como $K_C = R_C/R_1$ y debiera de satisfacer la siguiente desigualdad:

$$K_C < \frac{10N(1-D)}{HV_O}$$

donde H es la ganancia del divisor de voltaje dada por $H = (R_1 \parallel R_3)/(R_1 \parallel R_3 + R_2)$.

Paso 5. La ganancia integrativa del controlador se calcula como $T_i = R_C C_C$ en donde $1/T_i$ se coloca por lo menos una década abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación.

La metodología anterior representa una aproximación; por lo tanto, debe seguirse un proceso iterativo para sintonizar el controlador verificando que las condiciones de estabilidad robusta se cumplan en ambos lazos.

De manera práctica, el controlador puede ser implementado con un solo circuito integrado ya que solo se utilizan dos amplificadores operacionales. En la Figura 6 se presenta el circuito del regulador conmutado, donde se incluyen los valores del controlador obtenidos con los criterios presentados en esta sección.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para obtener resultados experimentales fue construido un prototipo de laboratorio, cuyo esquema se muestra en la Fig. 6. Para la retroalimentación de corriente de inductor se utiliza un sensor de corriente de efecto hall, se incluye un filtro pasa-bajas para reducir el ruido de alta frecuencia, la ganancia N del sensor es 0.21.

Los valores el compensador de alta ganancia son: $G_p = 0.76$, $f_z = 530$ Hz y $f_p = 38.5$ kHz. Para el compensador-PI los valores son: $K_C = 0.32$, $T_i = 10.3$ μ s y $H = 0.0774$. Para comprobar la regulación de voltaje, se utiliza un MOSFET para realizar variaciones de carga instantáneos desde una carga nominal hasta un 10% de su valor nominal.

5.1 Lazo abierto

En la Fig. 7 se presentan los valores nominales de voltaje de salida V_O , corriente del inductor i_L y voltaje de alimentación E. El prototipo de laboratorio, opera en lazo abierto con un ciclo de trabajo de 0.5. El voltaje de salida V_O

es de 24 V y la corriente del inductor tiene un rizo aproximado de 4.5 A.

En la Fig. 8 se muestra la operación del convertidor en lazo abierto con una variación de carga entre 3.84Ω y 38.4Ω . Se observa que al cambiar el valor de la carga, el voltaje de salida varía desde su valor nominal de 24 V hasta un valor de 29 V.

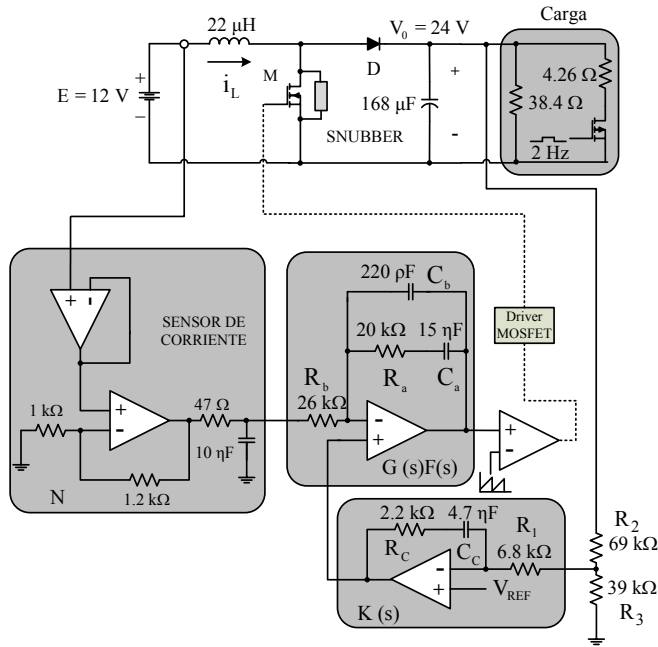


Fig. 6. Regulador conmutado construido en el laboratorio.

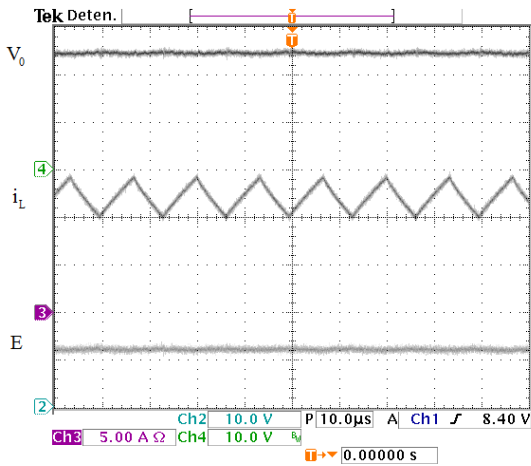


Fig. 7. Operación del convertidor en lazo abierto. (Arriba a abajo) Voltaje de salida (10 V/Div), corriente de inductor (5 A/Div) y voltaje de entrada (10 V/Div), (Tiempo: 10 μ s/Div).

5.2 Lazo cerrado

En la Fig. 9 se muestra la ganancia de lazo experimental para la corriente de inductor al agregar el controlador al convertidor. Se observa que la pendiente en el cruce por cero es de -20 dB/dec , la ganancia en bajas frecuencias es alta y el margen de fase cuando la ganancia de lazo cruza 0 dB es de

aproximadamente 55° , el cual es adecuado para lograr estabilidad. El ancho de banda de este lazo es aproximadamente 8.5 kHz.

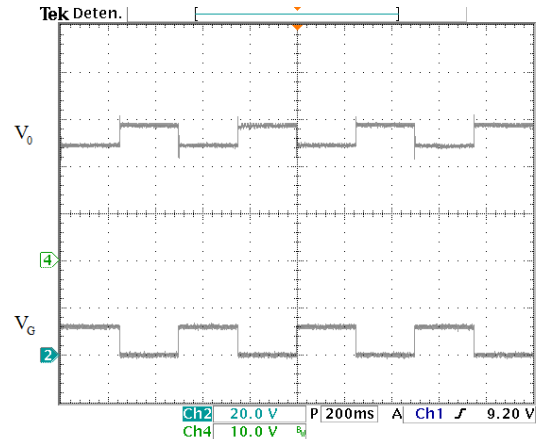


Fig. 8. Operación del convertidor ante cambios de carga de 3.84Ω a 38.4Ω . (Arriba a abajo) Voltaje de salida (10 V/Div) y voltaje de compuerta en el MOSFET de la carga (20 V/Div), (Tiempo: 200 ms/Div).

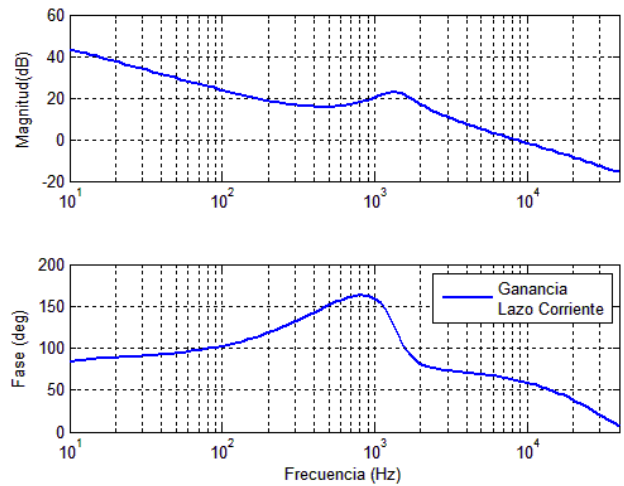


Fig. 9. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo corriente del regulador conmutado. (Arriba a abajo) Magnitud (20 dB/div) y margen de fase (50°/div).

En la Fig. 10 se muestra la ganancia de lazo de voltaje experimental del regulador conmutado que se obtiene y cuyo comportamiento está dominado por el controlador-PI. Se observa que el ancho de banda de la ganancia de lazo es de aproximadamente 1 kHz, el cual es menor que la del lazo de corriente y cercano a la frecuencia de resonancia del filtro LC. El margen de fase cuando la ganancia cruza el 0 dB es aproximadamente 75° y el margen ganancia de aproximadamente 15 dB. Lo anterior muestra que se logra estabilidad robusta.

En la Fig. 11 se presenta la operación del regulador en lazo cerrado cuando se aplica un cambio de carga con una frecuencia de 2 Hz. Se puede notar que el regulador conmutado opera adecuadamente a pesar de que la carga cambia del 100 % al 10 % de su valor nominal.

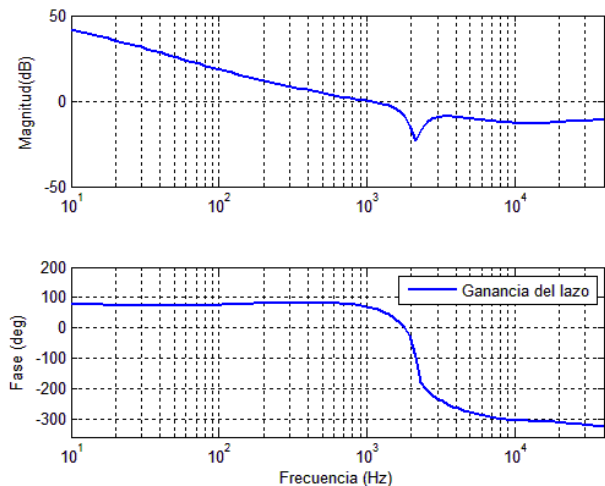


Fig. 10. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo voltaje del regulador conmutado. **(Arriba a abajo)** Magnitud (50 dB/div) y margen de fase (100°/div).

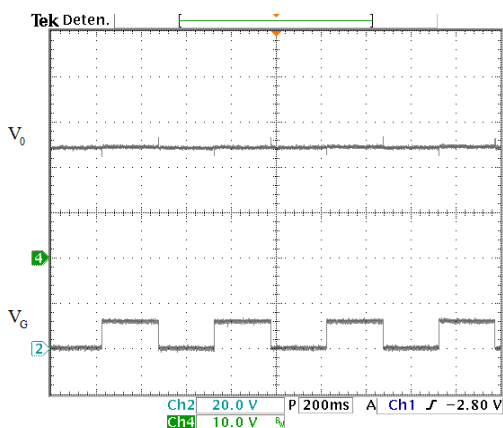


Fig. 11. Voltaje de salida con cambios de carga de 38.4 Ω a 3.84 Ω. **(Arriba a abajo)** voltaje de salida V_o (10 V/Div) y voltaje de compuerta en el MOSFET de la carga (20 V/Div), (Tiempo: 200 ms/Div).

6. COMENTARIOS FINALES

El convertidor elevador presenta el problema de tener un cero del lado derecho en la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$, lo cual dificulta el control con un solo lazo ya que un controlador de alta ganancia puede crear inestabilidad. El control modo-corriente promedio es adecuado para este tipo de convertidor ya que se logra una estabilidad robusta de acuerdo a los criterios de margen de fase y ganancia. El diseño se realiza de tal manera que el lazo de corriente sea más rápido que el lazo de voltaje. Para verificar los resultados teóricos, se construyó un prototipo en el laboratorio con una eficiencia del 96%. Las mediciones experimentales de los lazos de corriente y voltaje muestran que ambos lazos son estables. Con este tipo de control se logra una rápida respuesta ante transitorios y una regulación adecuada. La metodología presentada en este trabajo tiene la finalidad de lograr un diseño adecuado del controlador. Al realizar un diseño adecuado del convertidor, se mejora la eficiencia del mismo. Los resultados experimentales demuestran que la

metodología propuesta es adecuada para el diseño del controlador.

REFERENCIAS

- Astrom, K. J. and Murray, R. M. (2008). Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers. *Princeton University Press*. Princeton, New Jersey, USA.
- Bryant, B. and Kasimierczuk, M. K. (2005). Open-Loop Power-Stage Transfer Functions Relevant to Current-Mode Control of Boost PWM Converter Operating in CCM. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 52 (10), 2158-2164.
- Chander, S., Agarwal, P. and Gupta, I. (2011). Auto-tuned, discrete PID controller for DC-DC converter for fast transient response. *India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 1-7.
- Dixon, L. (1990). Average Current Mode Control of Switching Power Supplies. *Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700*, 1-12.
- Kancherla, S. and Tripathi, R.K. (2008). Nonlinear average current mode control for a DC-DC Buck converter. *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, 831-836.
- Krein, T. (1998). *Elements of Power Electronics*, Addison Wesley, Oxford University Press.
- Kolluri, S. and Lakshmi, N. (2013). Analysis, Modeling, Design and Implementation of Average Current Mode Control for Interleaved Boost Converter. *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Driver Systems*, 280-285.
- Kumarawadu, S., Amaratunga, D.S., Piyasinghe, L.P., Prasanga, W.M.B. and Wijeratne, D.S. (2006). Intelligent Controller (Adaptive Fuzzy) for High Performance Power Electronic Converters. *International Conference on Information and Automation*, 33-38.
- Leyva-Ramos, J., Ortiz-Lopez, M. G. and Diaz-Saldierna, L. H. (2008). The Effect of ESR of the Capacitors on Modeling of a Quadratic Boost Converter. *IEEE 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, 1-5.
- Tang, W., Lee, F. C. and Ridley, R. B. (1993). Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control. *IEEE T. Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp.112-119.
- Steyn, C. G. (1989). Analysis and Optimization of Regenerative Linear Snubbers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4 (3), 362-370.
- Vindhya, V. and Reddy, V. (2013). PID Fuzzy logic hybrid controller for a digitally controlled DC-DC converter. *International Green Computing, Communication and Conservation of Energy (ICGCE)*, 362-366.
- Wang F, Xu J. and Wang B. (2006). Comparison Study of Switching DC-DC Converter Control Techniques. *International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings*, 4, 2713-2717.
- Yang, Y., Mattavelli, P. and Liu, P-H. (2014). I^2 Average current mode control for switching converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 29 (2), 2027-2036.