

# Modeling and Control of a High-Voltage-Gain Step-Up Converter for Alternative Energy Systems

L. H. Diaz-Saldivaria \* J. Leyva-Ramos \* M. G. Ortiz-Lopez \*\*  
 D. Langarica-Cordoba \*\*\*

\* Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, San Luis Potosí, México, 78216 (e-mail: [diaz, jleyva]@ipicyt.edu.mx).

\*\* Universidad Politécnica de San Luis Potosí, San Luis Potosí, México, 78369 (e-mail: guadalupe.ortiz@upsdp.edu.mx)

\*\*\* Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, México, 78295, (e-mail: diego.largarica@uaslp.mx)

**Abstract:** In this paper, a control strategy for a non-isolated step-up dc-dc converter with a high-voltage gain and reduced voltage stress in semiconductor devices is proposed. This converter can achieve wide voltage ratios with high-power efficiency, which is suitable for applications with alternative sources and batteries. Analysis, modeling and controller design are carried out for implementation purposes. Due to its non-minimum phase dynamics, the proposed controller consists of two feedback loops to ensure system stability and accurate voltage regulation. To verify the performance, a 220 V, 500 W laboratory prototype was built.

**Keywords:** Step-up dc-dc converter, linearization, non-minimum phase behavior, PI controller.

## 1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día existe un incremento considerable en la generación eléctrica a través de fuentes alternas como las celdas fotovoltaicas y sistemas de celdas de combustible basados en hidrógeno. La principal ventaja de estos tipos de fuentes es que no emiten dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) en el proceso de generación, contribuyendo así a la reducción de los efectos adversos provocados por el cambio climático. Sin embargo, la principal desventaja es que generan un voltaje de salida bajo y no regulado, Nzoundja et al. (2024). Debido a lo anterior, es necesario elevar y regular el voltaje de salida para poder utilizar la energía generada en la aplicación requerida, Diaz-Saldivaria (2016).

El convertidor elevador convencional es uno de los más utilizados para aplicaciones que requieren voltajes elevados debido a su estructura simple, corriente de entrada continua, facilidad de control y bajo costo. El principal inconveniente de esta configuración es que se requieren valores del ciclo de trabajo cercanos a uno para lograr altas relaciones de conversión de voltaje. Lo anterior propicia que los elementos parásitos de los componentes pasivos y activos provoquen un decremento significativo en la eficiencia energética, ver Chen (2019). Diversas configuraciones de convertidores elevadores de voltaje con amplios rangos de conversión han sido propuestas en la literatura abierta. Algunas de ellas utilizan transformadores, ya sea para acoplamiento o aislamiento, Dong et al. (2020) y Zheng and Smedley (2019). La finalidad de incluir transformadores es incrementar la relación de conversión al ajustar la relación de vueltas del transformador de alta frecuencia. Entre las principales desventajas es que el tamaño del transformador se incrementa cuando la relación de

transformación crece, así como también al incrementar la potencia. Por otra parte, la eficiencia del convertidor se reduce debido a los elementos parásitos del transformador, además de generar altos picos de voltaje en los semiconductores, Forouzesh (2017). Por otra parte, se han propuesto también convertidores multietapas con interconexión en cascada (o serie). Cada etapa consiste en un convertidor básico como el elevador. Al agregar una etapa adicional se logra incrementar la ganancia de voltaje de manera considerable, sin la necesidad de utilizar un transformador, Leyva-Ramos et al. (2008). Además, existen técnicas para multiplicar el voltaje de salida del convertidor con la finalidad de incrementar la ganancia de voltaje. Las técnicas multiplicadoras de voltaje consisten en agregar al convertidor inductores y/o capacitores que comutem por medio de interruptores pasivos y/o activos, Leyva-Ramos et al. (2017). El principal inconveniente es la transferencia de potencia en serie, ya que la energía total es procesada por cada etapa y por lo tanto, se reduce la eficiencia del convertidor, ver Diaz-Saldivaria and Leyva-Ramos (2021).

En este trabajo se propone una estrategia de control para regular el voltaje de salida de un convertidor elevador con amplias relaciones de conversión de voltaje sin aislamiento galvánico. La estructura del convertidor incluye dos inductores, tres capacitores, dos diodos y un interruptor activo. Este convertidor contiene el mismo número de componentes que el convertidor elevador resonante de fuente cuasi-Z, y puede lograr una relación de conversión igual al convertidor elevador de inductor comutado. Sin embargo, presenta la ventaja de un estrés de voltaje reducido en ambos diodos y el interruptor activo. El estrés en los semiconductores se refiere a los niveles de voltaje y corriente que son sometidos los dispositivos. Estos valores son impor-

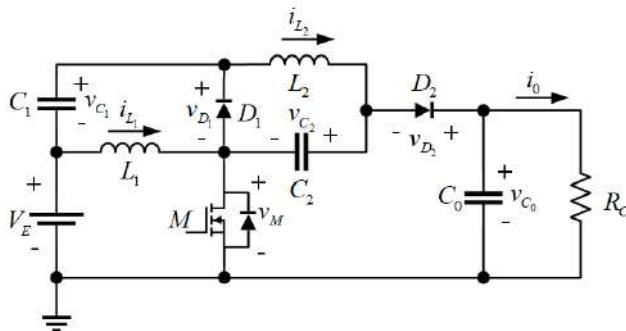


Fig. 1. Convertidor elevador no aislado con alta ganancia de voltaje y estrés de voltaje y reducido.

tantes al momento de la implementación, ya que de ellos depende la selección de las dispositivos semiconductores. Mientras más reducido sea el estrés, se pueden seleccionar dispositivos que soporten valores reducidos de voltaje y corriente; por lo tanto, el costo de la implementación es bajo, Nouri et al. (2014). La configuración del convertidor se muestra en la Fig. 1. La aportación principal de este trabajo es el desarrollo de los modelos matemáticos que describen la dinámica del convertidor, así como también el diseño del controlador y la implementación del regulador comutado. El esquema de control consta de dos lazos de retroalimentación, uno para el voltaje de salida y el otro para la corriente de un inductor. Lo anterior garantiza la estabilidad a lazo cerrado, ya que el convertidor presenta un comportamiento de fase no mínima en la función de trasferencia del voltaje de salida respecto a la entrada de control. La organización del trabajo se describe a continuación. En la Sección II se realiza el análisis del convertidor en base a sus modos de operación. Los modelos bilineal y lineal promedio se desarrollan en la Sección III. La Sección IV describe el esquema de control propuesto. Resultados experimentales utilizando un prototipo de laboratorio son mostrados en la Sección V. Por último, los comentarios finales del trabajo son presentados en la Sección VI.

## 2. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR

El análisis del convertidor se realiza en base a los modos de operación; es decir, cuando el interruptor activo  $M$  enciende y apaga. En la Fig. 2 se muestran los circuitos equivalentes para ambos modos de operación. Para realizar el análisis del convertidor, se consideran los siguientes puntos:

- El desarrollo se realiza para una operación en modo de conducción continua (MCC).
- Se considera a los componentes pasivos y activos como ideales.
- Los voltajes y corrientes señalados en mayúsculas son valores promedio.
- La frecuencia de conmutación es  $f_c = 1/T_s$ , donde  $T_s$  es el período de la señal de modulación por ancho de pulso (*PWM*, de sus siglas en inglés).
- Para una operación en régimen estacionario,  $T_s = t_{Enc} + t_{Apag} = DT_s + (1 - D)T_s$ , donde  $t_{Enc}$  y  $t_{Apag}$  son los tiempos de encendido y apagado del interruptor activo  $M$ , respectivamente. El ciclo de trabajo se define como  $D \in [0, 1]$ .

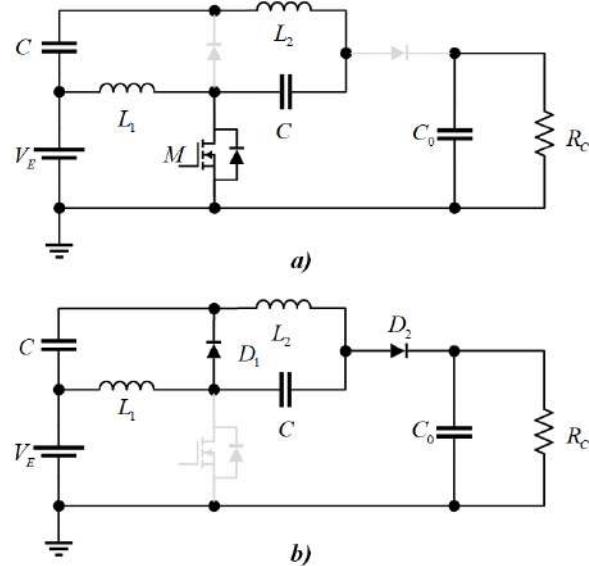


Fig. 2. Modos de operación del convertidor. a) Circuito equivalente cuando el interruptor activo  $M$  está encendido, y b) circuito equivalente cuando  $M$  está apagado.

- Para fines de facilitar el análisis y la implementación, se supone  $C_1 = C_2 = C$ .

Cuando  $M$  se enciende, ambos diodos se polarizan de manera inversa y no conducen. El circuito equivalente para este modo se muestra en la Fig. 2 (a). Por otra parte, cuando  $M$  se apaga, ambos diodos se polarizan directamente y existe una conducción de corriente eléctrica. El circuito equivalente para este modo de operación se muestra en la Fig. 2 (b). A continuación, se describe el procedimiento para el cálculo de la ganancia de voltaje. Aplicando el principio del balance volt-segundo en ambos inductores se tiene:

$$\begin{aligned} V_E DT_s + (-V_{C_1})(1 - D)T_s &= 0, \\ (V_E + V_{C_1} - V_{C_2})DT_s + (-V_{C_2})(1 - D)T_s &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Utilizando las relaciones anteriores, los valores promedio de voltaje en los capacitores se calculan como:

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{D}{(1 - D)} V_E. \quad (2)$$

De acuerdo con el segundo término de (2), la ganancia de voltaje  $G_V$  es:

$$G_V = \frac{V_{C_0}}{V_E} = \frac{1 + D}{1 - D}. \quad (3)$$

En la práctica, se pueden lograr ganancias de hasta diez veces el voltaje de entrada con (3). Considerando que teóricamente la potencia de entrada es igual a la potencia de salida del convertidor ( $P_E = P_0$ ), y que la corriente promedio en  $L_2$  y  $R_C$  son iguales, se pueden obtener las expresiones para calcular el valor promedio de corriente en los inductores como:

$$\begin{aligned} I_{L_1} &= \frac{V_{C_0}^2}{R_C V_E} = \frac{(1+D)^2}{(1-D)^2} \frac{V_E}{R_C}, \\ I_{L_2} &= \frac{V_{C_0}}{R_C} = \frac{(1+D)}{(1-D)} \frac{V_E}{R_C}. \end{aligned} \quad (4)$$

### 3. MODELADO DEL CONVERTIDOR

El modelado promedio es comúnmente utilizado para describir el comportamiento de los convertidores de potencia. En este sentido, el modelo lineal promedio e invariante en el tiempo es una técnica útil para describir el comportamiento de convertidores de cd-cd. Para desarrollar el modelo, es necesario obtener las ecuaciones diferenciales para cada modo de operación, lo cual se realiza a partir de los circuitos equivalentes mostrados en la Fig. 2. Las ecuaciones diferenciales para  $t_{En}$  y  $t_{Ap}$  son (5) y (6), respectivamente.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_1} &= \frac{1}{L_1} (V_E), \\ \dot{i}_{L_2} &= \frac{1}{L_2} (v_{C_0} - 2v_{C_0}), \\ \dot{v}_C &= \frac{1}{C} (\dot{i}_{L_2}), \\ \dot{v}_{C_0} &= \frac{1}{C_0} (-\dot{i}_{L_2} - \frac{v_{C_0}}{R_C}). \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L_1} &= \frac{1}{L_1} (V_E + v_C - v_{C_0}), \\ \dot{i}_{L_2} &= \frac{1}{L_2} (-v_C), \\ \dot{v}_C &= \frac{1}{2C} (i_{L_2} - i_{L_1}), \\ \dot{v}_{C_0} &= \frac{1}{C_0} (i_{L_1} - \frac{v_{C_0}}{R_C}). \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_C \\ \dot{v}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-d)}{L_1} & -\frac{(1-d)}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{d}{L_2} \\ -\frac{(1-d)}{C} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{(1-d)}{C_0} & -\frac{d}{C_0} & 0 & -\frac{1}{R_C C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_C \\ v_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e. \quad (7)$$

Utilizando la función de commutación  $d \in \{0, 1\}$  como factor de peso para unir (5) y (6) en una sola ecuación, se obtiene el modelo bilineal promedio descrito en (7). Se observa que el modelo resultante consta de solo cuatro variables de estado, debido a la consideración  $C_1 = C_2 = C$ . Nótese que (7) es considerado no lineal debido a que  $d$  multiplica a las variables de estado, y también es considerado comutado ya que  $d$  toma valores de

0 ó 1 únicamente. Lo anterior provoca un rizado de alta frecuencia en las variables de estado, lo cual no es recomendable para propósitos de retroalimentación. La linealización de sistemas conmutados (no lineales) es una técnica útil para el análisis y control de sistemas dinámicos complejos de alto orden. Al obtener el modelo lineal e invariante en el tiempo se puede describir el comportamiento dinámico del sistema respecto a pequeñas perturbaciones alrededor del punto de operación, donde las perturbaciones son aplicadas a las señales de entrada. La linealización del modelo (7) puede llevarse a cabo por medio de las relaciones:

$$A = \frac{\partial f_i}{\partial x_i}, \quad B = \frac{\partial f_i}{\partial u_j}, \quad (8)$$

donde las funciones  $f_i = \dot{x}_i$ , para  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $j = 1, 2, \dots, p$  se obtienen a partir de (7). El modelo obtenido se muestra en (9), el cual puede ser representado de manera generalizada como  $\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u}$ , donde  $\tilde{x} \in \mathbb{R}_+^4$  es el vector de estados,  $\tilde{u} = [\tilde{d}, \tilde{e}]^\top \in \mathbb{R}_+^{2x1}$  es la matriz de entradas,  $A \in \mathbb{R}^{4x4}$  y  $B \in \mathbb{R}^{4x2}$  son matrices constantes.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_C \\ \dot{\tilde{v}}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-D)}{L_1} & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{D}{L_2} \\ -\frac{(1-D)}{C} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_0} & -\frac{d}{C_0} & 0 & -\frac{1}{R_C C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_C \\ \tilde{v}_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1(1-D)} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{L_2(1-D)^2} & 0 \\ \frac{E}{R_C C_0(1-D)^4} & 0 \\ -\frac{E(2-D)}{R_C C_0(1-D)^4} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Al aplicar la Transformada de Laplace al modelo descrito en (9), se obtienen las funciones de transferencia de los estados del sistema. La función de transferencia  $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$  presenta un comportamiento de fase mínima, mientras que las funciones de transferencia  $\tilde{i}_{L_2}/\tilde{d}$ ,  $\tilde{v}_C/\tilde{d}$  y  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$  muestran una dinámica de fase no mínima. Para lograr estabilidad del sistema y regulación de voltaje de salida, se seleccionan las funciones de transferencia  $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$  y  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$  para retroalimentación, las cuales se muestran en (10). La función de trasnferencia  $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$  tiene los ceros ubicados en  $-0.92 \times 10^3 \pm j1.53 \times 10^3$ ,  $-0.75 \times 10^3$  (fase mínima), mientras que en la función de transferencia  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$  se ubican  $-13.86 \times 10^3 \pm j12.31 \times 10^3$ ,  $25.16 \times 10^3$  (fase no mínima). Si utiliza solo el voltaje de salida para retroalientación, se compromete la estabilidad del sistema y un rendimiento apropiado del controlador debido al comportamiento de fase no mínima en  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$ . Los polos de ambas funciones de transferencecia se ubican en  $-0.72 \times 10^3 \pm j5.9 \times 10^3$ ,  $-1.2 \times 10^3 \pm 3.2 \times 10^3$ . Utilizando los valores del prototipo de laboratorio mostrados en la Fig. 5, las gráficas de respuesta en frecuencia

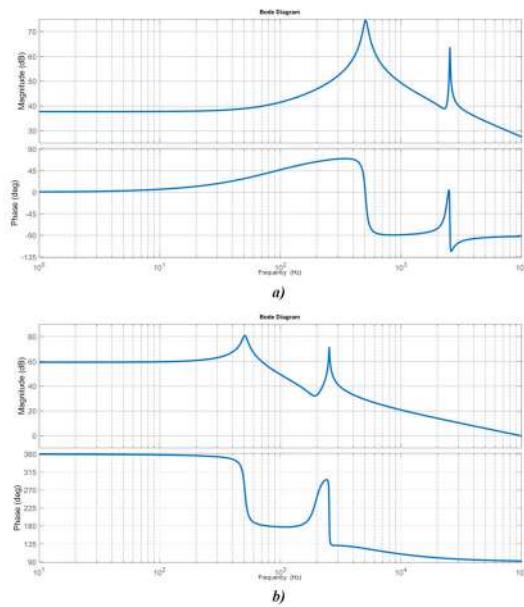


Fig. 3. Respuesta en frecuencia a lazo abierto. a) Respuesta en frecuencia de  $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{d}$  y b) respuesta en frecuencia de  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{d}$ .

para ambas funciones de transferencia se muestran en la Fig. 3. Como se muestra en la figura, ambas funciones de transferencia presentan dos picos de resonancia, lo que indica un comportamiento predominante de un sistema de segundo orden.

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{L_1} &= \frac{1.5x10^6s^3 + 3.6x10^9s^2 + 3.5x10^{14}s + 2x10^{17}}{s^4 + 400s^3 + 2.6x10^8s^2 + 6.7x10^{10}s + 2.6x10^{15}}, \\ \tilde{v}_{C_0} &= \frac{-6.2x10^5s^3 + 1.4x10^{10}s^2 - 5.2x10^{13}s + 2.4x10^{18}}{s^4 + 400s^3 + 2.6x10^8s^2 + 6.7x10^{10}s + 2.6x10^{15}}.\end{aligned}\quad (10)$$

#### 4. DESCRIPCIÓN DEL ESQUEMA DE CONTROL

El control en modo corriente es una opción adecuada para el control de convertidores de potencia, ya que se puede lograr estabilidad y regulación con un esquema de control simple para la implementación. El esquema de control se muestra en la Fig. 4, se constituye por un compensador en el lazo interno  $G(s)$ , el cual incluye un controlador  $PI$  y un filtro pasa-bajas de primer orden para promediar la corriente del inductor. En el lazo externo se incluye un controlador  $PI$  para propósitos de regulación de voltaje, representado por  $K(s)$ . Los valores  $N$  y  $H$  corresponden a las ganancias de retroalimentación de lazo interno y externo, respectivamente. De manera general, la sintonización del controlador se basa en el criterio de respuesta en frecuencia. Primero, se seleccionan las ganancias del lazo interno de tal manera que se logre un amplio ancho de banda, alta ganancia a bajas frecuencias y una pendiente de -20 dB/dec en el cruce por cero. Una vez sintonizado el compensador del lazo interno, se realiza el mismo procedimiento para el lazo externo.

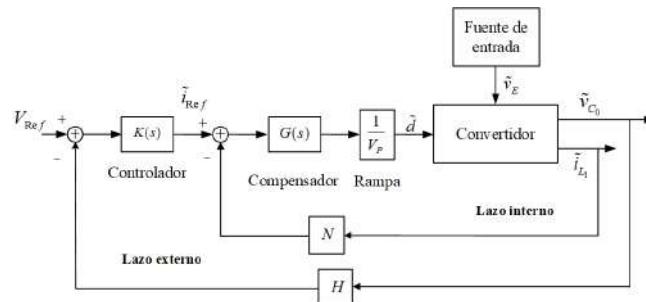


Fig. 4. Esquema del control en modo corriente promedio.

##### 4.1 Diseño del lazo interno

De acuerdo con el esquema mostrado en la Fig. 4, la ley de control para el lazo interno es:

$$\tilde{d} = \frac{1}{V_p} \underbrace{\left( \frac{1}{1+s/\omega_p} \right)}_{G(s)} \left( G_p \frac{s/\omega_{z_1} + 1}{s/\omega_{z_1}} \right) (\tilde{i}_{Ref} - N\tilde{i}_{L_1}). \quad (11)$$

El criterio de diseño del lazo se enfoca en lograr una respuesta transitoria rápida y rechazo a perturbaciones. De acuerdo con lo anterior, se seleccionan las ganancias  $G_p$ ,  $N$ , y las ubicaciones del polo  $\omega_p$  y el cero  $\omega_{z_1}$  de tal manera que se obtenga un factor de amortiguamiento de 0.707, para lograr un margen de fase cercano a los 74° en la ganancia de lazo resultante.

##### 4.2 Diseño del lazo externo

Para el diseño del lazo externo, se obtiene la función de transferencia voltaje de salida-corriente de referencia  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{i}_{Ref}$ , la cual contiene dos cero en el lado derecho del plano complejo (fase no mínima). De acuerdo con lo anterior, el controlador  $K(s)$  se diseña para garantizar estabilidad del sistema, respuesta transitoria rápida, y regulación adecuada de voltaje. La salida del lazo externo es:

$$\tilde{i}_{Ref} = K_p \underbrace{\left( \frac{s + (K_i/K_p)}{s} \right)}_{K(s)} (V_{Ref} - H\tilde{v}_{C_0}), \quad (12)$$

donde  $K_p$  es la ganancia proporcional,  $K_i$  es la ganancia integral,  $\omega_{z_2} = K_i/K_p$  es el cero del controlador, y  $V_{Ref}$  es el voltaje de referencia.

#### 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El esquema del sistema implementado en el laboratorio se muestra en la Fig. 5, el cual incluye el convertidor y el controlador propuesto. Los componentes pasivos fueron seleccionados para una operación en modo de conducción continua, así como rizos de corriente y voltaje adecuados. El convertidor fue diseñado para entregar una potencia nominal de 500 W, con un voltaje de 220 V, con una frecuencia de commutación  $f_s = 100$  kHz. Se realizaron cambios de carga por medio de un interruptor activo, el cual varía la potencia de salida de su valor nominal (96.8 Ω) al 25 %

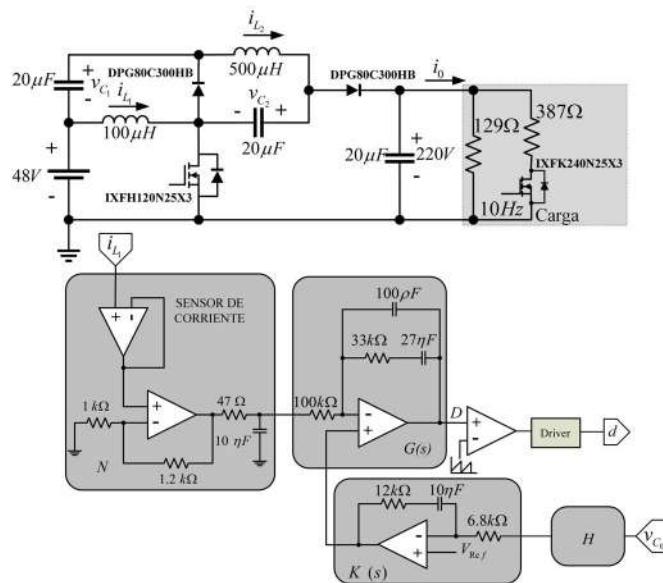


Fig. 5. Sistema implementado en el laboratorio.

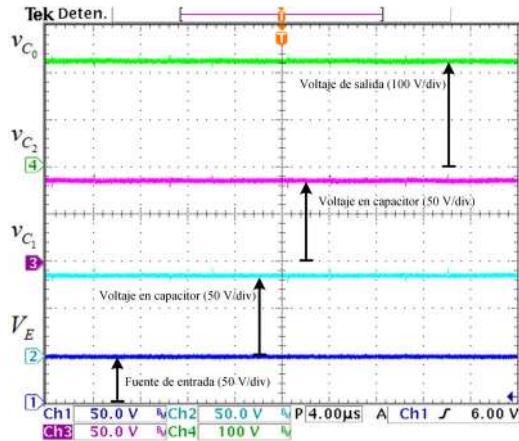


Fig. 6. Voltajes del convertidor. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida  $v_{C_0}$  (100 V/div), voltaje en el segundo capacitor  $v_{C_2}$  (50 V/div), voltaje en el primer capacitor  $v_{C_1}$  (50 V/div), y voltaje de la fuente  $V_E$  (50 V/div) (4  $\mu$ s/div).

del valor nominal ( $387 \Omega$ ), a una frecuencia de  $10 \text{ Hz}$ . Los parámetros del controlador son:  $G_p = 0.33$ ,  $N = 0.25$ ,  $f_{z_1} = \omega_{z_1}/2\pi = 795 \text{ Hz}$ ,  $f_p = \omega_p/2\pi = 54 \text{ Hz}$ ,  $K_p = 1.765$ ,  $f_{z_2} = \omega_{z_2}/2\pi = 1.32 \text{ kHz}$ ,  $H = 0.85$  y  $V_P = 5$ .

A continuación, se muestran los resultados experimentales obtenidos con el prototipo laboratorio. En la Fig. 6 se presentan los voltajes nominales de la fuente de entrada y los tres capacitores. En la Fig. 7 se muestran las corrientes en los inductores a potencia nominal. La eficiencia del convertidor fue del 95 %, la cual se obtuvo por medio de los valores de potencia en la entrada y salida del convertidor, midiendo los valores en las señales de corriente y voltaje.

El estrés de voltaje en los diodos y el interruptor activo se muestran en la Fig. 8. Como se puede observar, el voltaje en los tres elementos es de aproximadamente 130 V cuando

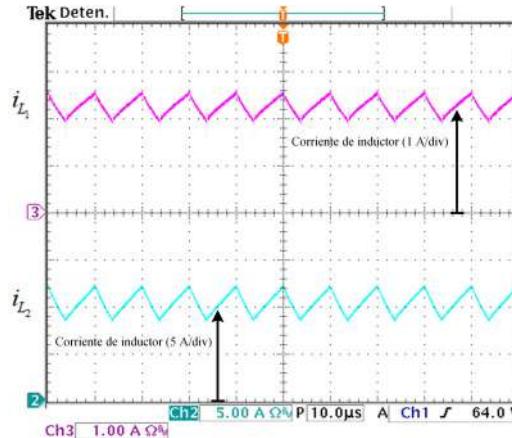


Fig. 7. Corrientes de inductores. (De arriba hacia abajo) Corriente en el inductor  $L_1$  (5 A/div) y corriente en el inductor  $L_2$  (1 A/div) (10  $\mu$ s/div).

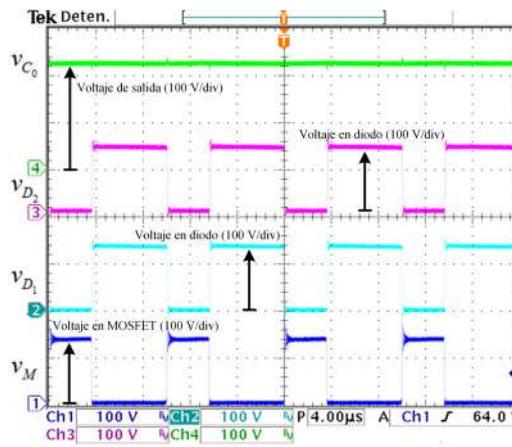


Fig. 8. Estrés de voltaje en los semiconductores. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida  $v_{C_0}$  (100 V/div), voltaje en las terminales de diodo  $D_2$  (100 V/div), voltaje en las terminales del diodo  $D_1$  (100 V/div), y voltaje en las terminales del interruptor activo  $M$  (100 V/div) (4  $\mu$ s/div).

se encuentran apagados; por lo tanto, el estrés de voltaje es 90 V menor al voltaje de salida.

En la Fig. 9 se presenta el voltaje de salida en lazo abierto, al realizar los cambios de carga de potencia nominal, al 25 % de la potencia nominal. Como se puede observar, la variación de voltaje fue de aproximadamente de 50 V. Al cerrar el lazo de control, se realiza nuevamente la prueba mostrada en la figura anterior. Como se puede observar en la Fig. 10, el diseño del controlador es adecuado ya que se mantiene la regulación en 220 V, a pesar de los grandes cambios en la carga.

La respuesta en frecuencia experimental del lazo de ganancia de voltaje se muestra en la Fig. 11. Como se observa en la figura, la ganancia de lazo de voltaje es dominada por el controlador  $PI$  del lazo externo. A  $0 \text{ dB}$  se tiene una pendiente de  $-20 \text{ dB/dec}$ , así como un margen de fase de  $74^\circ$ . Por otra parte, la ganancia de lazo presenta una alta ganancia a bajas frecuencias ( $53 \text{ dB}$ ) y un ancho de banda  $2 \text{ kHz}$ , asegurando así la estabilidad del sistema.

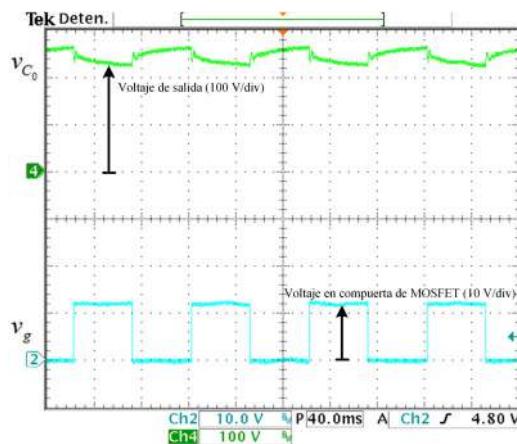


Fig. 9. Voltaje de salida en lazo abierto. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida del convertidor  $v_{C_0}$  (100 V/div), y señal de voltaje para cambio de carga  $v_g$  (10 V/div) (40 ms/div).

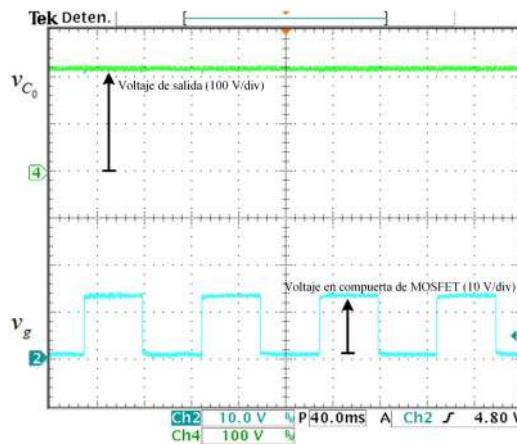


Fig. 10. Voltaje de salida en lazo cerrado. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida del convertidor  $v_{C_0}$  (100 V/div), y señal de voltaje para cambio de carga  $v_g$  (10 V/div) (40 ms/div).

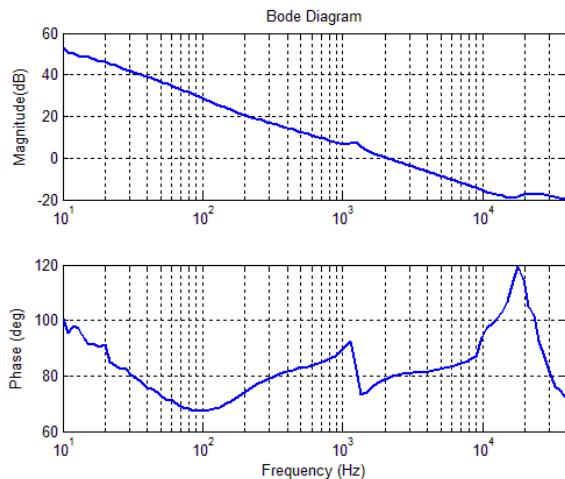


Fig. 11. Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de voltaje. (De arriba hacia abajo) Ganancia de lazo (dB) y margen de fase (°).

## 6. CONCLUSIONES

En este trabajo se realizó la regulación de voltaje de salida de un convertidor elevador con amplios rangos de conversión. El convertidor presenta un comportamiento de fase no mínima; por lo tanto, un esquema de control con un único lazo de retroalimentación no es factible. Debido a lo anterior, se propuso el esquema de control en modo corriente, el cual incluye dos lazos de control (lazo de corriente y lazo de voltaje). A través de resultados experimentales se demostró que el controlador garantiza estabilidad y regulación del voltaje de salida ante amplios cambios de carga. El prototipo implementado en el laboratorio fue diseñado para entregar una potencia nominal de 500 W y un voltaje de 220 V. El convertidor se alimenta con una fuente que entrega un voltaje de 48 V, mientras que la eficiencia energética que se logra es del 95 %. El controlador fue implementado utilizando dos amplificadores operacionales. Se realizaron cambios de carga del valor de potencia nominal, al 25 % de la potencia nominal.

## REFERENCIAS

- Chen, S. (2019). Research on topology of the high step-up boost converter with coupled inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(11), 10733–10745.
- Diaz-Saldierna, L.H. (2016). Dynamical modeling for a fuel-cell based power generation system. *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*.
- Diaz-Saldierna, L.H. and Leyva-Ramos, J. (2021). High step-up converter based on non-series energy transfer structure for renewable power applications. *Micromachines*, 12(6), 689.
- Dong, H., Xie, X., and Zhang, L. (2020). A new ccm/dcm hybrid-mode synchronous rectification flyback converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 67(5), 3629–3639.
- Forouzesh, M. (2017). Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12), 9143–9178.
- Leyva-Ramos, J., Mota-Varona, R., Ortiz-Lopez, M.G., Diaz-Saldierna, L.H., and Langarica-Cordoba, D. (2017). Control strategy of a quadratic boost converter with voltage multiplier cell for high-voltage gain. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4), 1761–1770.
- Leyva-Ramos, J., Ortiz-Lopez, M.G., Diaz-Saldierna, L.H., and Martinez-Cruz, M. (2008). Average current controlled switching regulators with cascade boost converters. *IET Power Electronics*, 4(1), 1–10.
- Nouri, T., Hosseini, S.H., and Babaei, E. (2014). Analysis of voltage and current stresses of a generalised step-up dc–dc converter. *IET Power Electronics*, 7, 1347–1361.
- Nzoundja, C.B., Touré, M.L., Camara, M.B., and Dakyo, B. (2024). High voltage gain dc–dc converter based maximum power tracking from photovoltaic systems for heat-pump applications. *12th International Conference on Smart Grid*.
- Zheng, Y. and Smedley, K.M. (2019). Analysis and design of a single-switch high step-up coupled-inductor boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1), 535–545.