

# Diseño de controladores por moldeo de ganancia de lazo para convertidores de alta ganancia con aplicaciones a celdas de combustible

L. H. Diaz-Saldierna \* J. Leyva-Ramos \*  
D. Langarica-Cordoba \*\*

\* *Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, San Luis Potosí, S.L.P. 78216 México (e-mail: ldiaz@ipicyt.edu.mx, jleyva@ipicyt.edu.mx).*

\*\* *Facultad de Ciencias, Av. Salvador Nava s/n, Zona Universitaria, UASLP, San Luis Potosí, S.L.P. 78216 México (e-mail: dlangarica@fc.uaslp.mx).*

---

**Abstract:** Los módulos de celdas de combustible son una opción adecuada para la generación de energía eléctrica; sin embargo, esta tecnología presenta la desventaja de generar un bajo y no regulado nivel de tensión de salida, el cual es dependiente de manera no lineal de la corriente demandada al módulo. En este trabajo, se presenta un convertidor con alta ganancia de conversión de voltaje para el procesamiento de energía generada por celdas de combustible de intercambio protónico (PEM). La configuración propuesta actúa como interfaz entre la celda de combustible y la carga, elevando y regulando el nivel de tensión de salida. El esquema de control propuesto se basa en la técnica por moldeo de lazo a través de un control modo-corriente promedio. El objetivo de control es la regulación del voltaje de salida ante variaciones de carga y del voltaje de entrada. Se establece un procedimiento de selección para los parámetros del controlador que garantiza la estabilidad del sistema, además de la regulación del voltaje de salida. Se presentan resultados experimentales a través de un prototipo de laboratorio de 400 W y 220 V de voltaje de salida. Se aplican cambios de carga para comprobar el rendimiento del controlador diseñado. Se verifica la estabilidad del sistema a través de la ganancia de lazo, la cual es obtenida de manera experimental.

**Keywords:** Fuentes conmutadas, celda de combustible tipo PEM, convertidores de CD-CD con altas ganancias de conversión de voltaje, control modo-corriente, criterio de ganancia de lazo.

---

## 1. INTRODUCCIÓN

Las celdas de combustible de intercambio protónico (PEM, de sus siglas en inglés) son dispositivos electroquímicos que procesan hidrógeno y oxígeno para generar energía eléctrica. A diferencia de los generadores de motores de combustión, la generación de energía eléctrica basada en celdas de combustible es más eficiente y amigable con el medio ambiente, ya que los productos de desecho son calor y agua, Thounthong et al. (2009). Una celda de combustible tipo PEM consta de dos electrodos (ánodo y cátodo) separados por una membrana de polímero. Básicamente, los electrones se extraen del ánodo al cátodo a través de un circuito externo, generando energía eléctrica en corriente continua.

Un desafío técnico importante en un sistema de celda de combustible-convertidor-carga es el diseño y el funcionamiento apropiado del convertidor de potencia utilizado para cumplir los requisitos de tensión de carga deseados. El convertidor elevador convencional normalmente es considerado para esta aplicación, sin embargo, esta configuración debe operarse con ciclos de trabajo

elevados; por lo tanto, la frecuencia de conmutación está limitada debido al tiempo de apagado mínimo del interruptor activo, Yang et al. (2012). En la literatura, se han propuesto varias soluciones basadas en convertidores tipo "forward" o "flyback" para esta aplicación, Axelrod et al. (2008). Sin embargo, estos convertidores incluyen un transformador que aumenta el costo, el volumen y las pérdidas de potencia.

Por otra parte, es bien sabido que los convertidores en cascada proporcionan mayores relaciones de voltaje debido a la interconexión en serie de varios convertidores DC-DC básicos, Matsuo and Harada (1976). Particularmente, el convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor activo es una opción adecuada ya que la relación de voltaje entre la salida y la entrada viene dada por una función cuadrática del ciclo de trabajo. En la práctica, esta configuración proporciona relaciones de conversión de hasta diez veces el valor del voltaje de entrada, utilizando una sola señal de control.

El objetivo de este trabajo es el de ofrecer una idea general sobre la regulación de voltaje del lado de carga basada en el control modo-corriente promedio, al con-

sideran las características no lineales de la fuente de entrada (celda de combustible). De manera particular, en este trabajo se analiza el comportamiento de una celda de combustible tipo PEM conectada a un convertidor elevador cuadrático, el cual alimenta una carga resistiva. La contribución principal se basa en el diseño y procedimiento de un controlador modo-corriente promedio, el cual debe ser robusto para grandes cambios de carga en combinación con variaciones del voltaje de entrada del convertidor. De acuerdo a lo anterior, se implementan dos lazos de control (lazo de corriente y lazo de voltaje); además, se establece un criterio de selección para las ganancias de control.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: en la Sección II, se proporciona un modelo estático no lineal de la celda de combustible PEM. El modelado y diseño de un convertidor elevador cuadrático, así como el diseño de un controlador modo-corriente promedio se muestran en la Sección III. Los resultados experimentales del sistema convertidor elevador cuadrático/celda de combustible se muestran en la Sección IV. Finalmente, la sección V presenta los comentarios finales del trabajo.

## 2. MODELO ELÉCTRICO DE LA CELDA DE COMBUSTIBLE

En la literatura, se han reportado varios modelos para predecir el comportamiento químico y térmico de las celdas de combustible tipo PEM. La relación entre la tensión de salida y la corriente demandada tiene un comportamiento no lineal, la cual también depende de las condiciones del entorno y los parámetros de la celda. En Shahin et al. (2010), se propone un modelo de tensión de salida estático para celdas de combustible que depende de la corriente demandada y de dos parámetros. Este modelo se muestra en 1.

$$e_f(i_f) = \frac{E_0}{1 + \left(\frac{i_f}{I_h}\right)^\delta} \quad (1)$$

Donde  $e_f$  es el voltaje de salida de la celda de combustible,  $E_0$  es el voltaje de circuito abierto, e  $i_f$  es la corriente demandada. Los parámetros  $I_h$  y  $\delta$  dependen de las condiciones de humedad del ambiente, así como de la temperatura de la celda de combustible. Es necesario que estos parámetros junto a  $E_0$  se obtengan para cada módulo de celda de combustible en específico. En este trabajo se utiliza el módulo NEXA (de Heliocentrics). Este módulo es de dimensión relativamente pequeña, el mantenimiento es mínimo y completamente automatizado. Genera 1.2 kW de potencia nominal; sin embargo, la potencia de salida entregada después del diodo de protección de corriente inversa es de aproximadamente 1 kW.

Los datos experimentales de voltaje y corriente de salida del módulo NEXA se representan en la Figura 1, donde se observa un comportamiento no lineal entre ambas variables. Debido a los errores inherentes de modelado y medición, ruido, etc., la expresión dada por 1 no es válida para valores individuales de  $I_h$  y  $\delta$ . La determinación de  $I_h$  y  $\delta$  se reformula como una minimización de mínimos cuadrados.

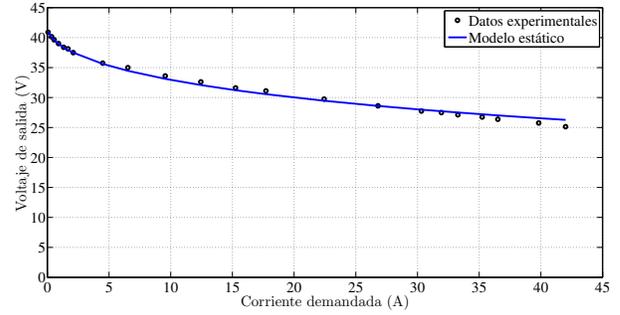


Fig. 1. Características de salida estática del módulo Nexa. Datos (círculos) y la aproximación (línea continua).

Después de aplicar el procedimiento anterior y en combinación con los datos experimentales, los valores obtenidos son  $I_h = 82.86$  A y  $\delta = 0.64$ . Las gráficas del modelo y los datos experimentales se muestran en la Figura 1. Se observa que ambas gráficas presentan un comportamiento similar, lo que confirma la validez del modelo propuesto. Esta Figura muestra que el voltaje de salida varía de 42 V (circuito abierto) a 24 V (carga nominal) para los valores de corriente de 0 A a 43 A, respectivamente. Debido a lo anterior, es necesario el realizar procesamiento de energía generada por el módulo a través de un convertidor de potencia con altas ganancias de conversión.

## 3. ANÁLISIS DEL COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR Y DISEÑO DEL CONTROLADOR

### 3.1 Modelado del Convertidor Cuadrático Elevador

El esquema de convertidor propuesto se muestra en la Figura 2, donde  $E$  es el voltaje de entrada,  $v_0$  representa el voltaje de salida, y  $U$  representa el ciclo de trabajo. Esta configuración está constituida por dos filtros LC, tres diodos y un interruptor activo. La característica principal de esta configuración es que la ganancia de voltaje está representada por una expresión cuadrática del ciclo de trabajo  $U$ . A diferencia de otras configuraciones cuadrática, el esquema propuesto requiere de un solo circuito de control. En la práctica, existen dos modos de operación de los convertidores de CD-CD, una de ellas es el modo de conducción continua (CCM), mientras la segunda es el modo de conducción discontinua (DCM), los cuales son asociados a aplicaciones de alta y baja densidad de potencia, respectivamente. En este trabajo, se supone una operación en CCM.

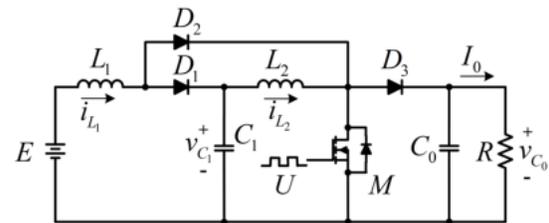


Fig. 2. Convertidor cuadrático elevador con un solo interruptor activo.

En CCM, las corrientes de los inductores y los voltajes en los capacitores son señales con una componente de CD

y un rizo cuya magnitud es relativamente pequeña. De acuerdo a lo anterior, es conveniente que los valores de inductancias y capacitancias sean seleccionados a través de las relaciones de rizados. Las condiciones de operación en estado estable para CCM se obtienen a través de los circuitos equivalentes para ambos modos de operación del convertidor, los cuales se obtienen cuando el interruptor activo está apagado y encendido, Leyva-Ramos et al. (2011). De esta forma, los valores de inductancia para garantizar una operación en CCM son:

$$\begin{aligned} L_1 &> \frac{RU(1-U)^4}{2f_{sw}} \\ L_2 &> \frac{RU(1-U)^3}{2f_{sw}} \end{aligned} \quad (2)$$

Donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación en Hz y  $T_s = 1/f_s$  es el período de conmutación.

En este trabajo, se utiliza el promediado de espacio de estado, el cual es una técnica de modelado ampliamente utilizada para aproximar el comportamiento de un convertidor conmutado como un sistema lineal e invariante en el tiempo, a través de las leyes de Kirchhoff. Esta técnica requiere que la frecuencia de corte ( $f_{C_1}$  y  $f_{C_2}$ ) de ambos filtros sea menor que la frecuencia de conmutación  $f_s$ , de modo que  $f_{C_1}/f_s < 1$  y  $f_{C_2}/f_s < 1$ . Para el convertidor elevador cuadrático, el modelo no lineal conmutado es representado por (4). Las variables de estado son las corrientes de los inductores y los voltajes en los capacitores.

Los valores promedio de corriente en los inductores y voltaje en los capacitores se obtienen a través de los puntos de equilibrio del sistema ( $0 = AX + BE$ ), entonces:

$$\begin{aligned} I_{L_1} &= \frac{E}{R(1-U)^4}, \quad I_{L_2} = \frac{E}{R(1-U)^3} \\ V_{C_1} &= \frac{E}{(1-U)}, \quad V_{C_0} = \frac{E}{(1-U)^2} \end{aligned} \quad (3)$$

Los modelos lineales describen el comportamiento de los convertidores bajo pequeñas perturbaciones alrededor de un punto de operación. Las variables de estado, la señal de control y el voltaje de entrada se pueden separar en dos componentes (componente de CD y componente de CA). La linealización se obtiene suponiendo que las perturbaciones son lo suficientemente pequeñas como para despreciar los términos no lineales. Por lo tanto, se suponen que solo existen variables de CA. El modelo dinámico lineal promedio e invariante en el tiempo del esquema propuesto se muestra en (5), este modelo describe el comportamiento del convertidor elevador cuadrático para bajas frecuencias y por lo tanto, no es adecuado para predecir oscilaciones subarmónicas debido a inestabilidades de rizo. Al aplicar la transformada de Laplace a (5), se obtienen las funciones de transferencia  $\dot{\hat{i}}_{L_1}(s)/u(s)$  y  $\dot{\hat{v}}_{C_0}(s)/u(s)$ . Estas funciones son utilizadas con fines de retroalimentación.

La función de transferencia  $\dot{\hat{i}}_{L_1}(s)/u(s)$  es de fase mínima, mientras que la función de transferencia  $\dot{\hat{v}}_{C_0}(s)/u(s)$  es de fase no mínima; es decir, presenta ceros en el semiplano derecho (RHP). Debido a lo anterior, es necesario utilizar

dos lazos de control (lazo interno y lazo externo) para garantizar la estabilidad del sistema, Ortiz-Lopez et al. (2007).

$$\frac{\dot{\hat{i}}_{L_1}(s)}{u(s)} = \frac{E}{(1-U)L_1} * \frac{s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (6)$$

$$\frac{\dot{\hat{v}}_{C_0}(s)}{u(s)} = \frac{E}{(1-U)^3RC_2} * \frac{s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (7)$$

donde:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{(1-U)^4}{L_1L_2C_1C_2}, \quad a_1 = \frac{1}{L_2C_1C_2R} + \frac{D^2}{L_1C_0} \\ a_2 &= \frac{1}{L_2C_1} + \frac{(1-U)^2}{L_1C_1} + \frac{(1-U)^2}{L_2C_2}, \quad a_3 = \frac{1}{RC_2} \\ b_0 &= \frac{4}{RL_2C_1C_2}, \quad b_1 = \frac{2}{L_2C_1} + \frac{R(1-U)^2}{L_2C_2} \\ b_2 &= \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{RC_1(1-U)^2} + \frac{1}{R^2C_1C_2(1-U)^2} \\ c_0 &= \frac{2R(1-U)^2}{L_1L_2C_1}, \quad c_1 = \frac{2}{L_2C_1} + \frac{(1-U)^2}{L_1C_1} \\ c_2 &= \frac{R(1-U)^2}{L_2} \end{aligned} \quad (8)$$

### 3.2 Diseño de los Lazos de Control

El control modo-corriente promedio ha sido utilizado como una técnica útil para facilitar el diseño y mejorar el rendimiento dinámico de los reguladores conmutados, Choi et al. (2008) y Smithson and Williamson (2015). En este trabajo, se presenta una metodología para seleccionar de manera adecuada las ganancias del controlador, logrando así la regulación del voltaje de salida y la estabilidad del sistema. Al retroalimentar la corriente del inductor se evita una corriente excesiva a través de los componentes del convertidor. El esquema de control modo-corriente promedio se muestra en la Figura 3. La ganancia de retroalimentación de voltaje es representada por  $H$ , el voltaje de referencia para lograr un nivel deseado para el voltaje de salida es  $V_{REF}$ , el controlador PI es representado por  $K(s)$ . Por otra parte,  $G(s)$  es un compensador de alta ganancia,  $F(s)$  es un filtro pasabajas de primer orden y  $V_p$  es el valor pico de la señal de rampa utilizada para generar los pulsos de control.

El procedimiento de diseño del controlador se realiza en dos partes: a) selección de ganancias para el lazo interno y b) selección de ganancias para el lazo externo. A continuación se muestra el criterio de selección de ganancia para garantizar la estabilidad del sistema en lazo cerrado, además de garantizar también la regulación del voltaje de salida.

Para estabilidad de ambos lazos de control, se deben cumplir los siguientes requisitos:

(a) La estabilidad relativa se obtiene cuando la pendiente en, o cerca de la frecuencia de cruce por cero es de -20 dB / dec.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{i}_{L_3} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-u)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-u)}{L_2} \\ -\frac{(1-u)}{C_1} & -\frac{1}{L_3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-d)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e_f \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-U)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-U)}{L_2} \\ -\frac{(1-U)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-U)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1(1-U)} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{L_2(1-U)^2} & 0 \\ \frac{E}{RC_1(1-D)^4} & 0 \\ \frac{E}{RC_2(1-U)^3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e}_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

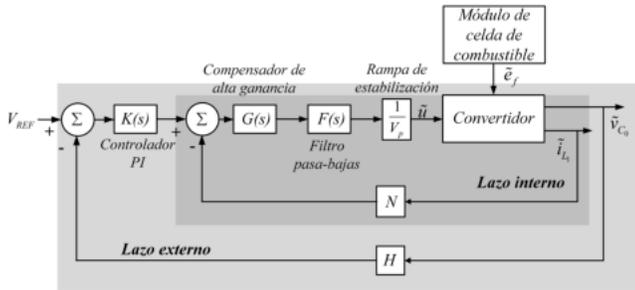


Fig. 3. Esquema de control modo-corriente promedio.

(b) Para mejorar la precisión de estado estable, la ganancia a bajas frecuencias debe ser alta.

Al agregar un lazo interno (en contraste con el control modo-voltaje), el rendimiento transitorio del controlador se mejora significativamente, ya que la función de transferencia  $\tilde{v}_{C_0}/\tilde{u}$  del convertidor tiene dos ceros en el semiplano derecho (RHP). Por lo tanto, al utilizar solo el lazo de voltaje sería difícil lograr estabilidad del sistema. Este esquema de control se puede implementar mediante el uso de circuitos analógicos, específicamente, se requiere de dos amplificadores operacionales, Leyva-Ramos et al. (2013).

Los polos y ceros para el controlador propuesto se ubican a partir de la frecuencia de conmutación del convertidor ( $f_s$ ). La ley de control  $\tilde{u}$  esta definida como:

$$\tilde{u} = \frac{1}{V_P} \underbrace{\left( \frac{\omega_P}{s + \omega_P} \right)}_{F(s)} \underbrace{\left( G_P \frac{(s + \omega_Z)}{s} \right)}_{G(s)} (\tilde{i}_{REF} - N\tilde{i}_{L_1}) \quad (9)$$

Donde  $\omega_P$  es el polo del filtro,  $G_P$  es la ganancia del compensador,  $\omega_Z$  es el cero del compensador,  $N$  es la ganancia del lazo interno,  $V_P$  es el valor pico de la rampa de estabilización y  $\tilde{i}_{REF}$  es la salida del lazo externo de control. El criterio para seleccionar las ganancias del controlador se detalla a continuación:

- El cero  $\omega_Z$  del compensador de alta ganancia debe colocarse al menos una década por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación  $f_s/2$ .

- El polo  $\omega_P$  del filtro pasa-bajas debe colocarse a  $f_{sw}/2$ , o por debajo.
- La ganancia del compensador se calcula a través de la relación  $G_p < 5(1-D)^2 R/NV_{C_0}$ .

Por otro lado, el lazo externo debe ser diseñado para proporcionar una corrección en estado estable adecuada para el voltaje de salida. Lo anterior se realiza a través un controlador PI, donde la salida del controlador es la referencia para el lazo interno, como se muestra en 10.

$$\tilde{i}_{REF} = \underbrace{K_C \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)}_{K(s)} (V_{REF} - H\tilde{v}_{C_0}) \quad (10)$$

$K_C$  es la ganancia proporcional,  $T_i$  es el tiempo de integración,  $H$  es la ganancia del lazo externo, y  $V_{REF}$  es la referencia de voltaje.

Para este caso, el criterio de selección es:

- La ganancia proporcional  $K_P$  es seleccionada tal que:  $K_P < 10(1-D)/HV_{C_0}$  (11)
- El tiempo de integración es calculado tal que  $1/T_i$  es colocado al menos una década por debajo de  $f_s$ .

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Figura 4 se muestra el regulador conmutado de 400 W construido en el laboratorio, donde la frecuencia de conmutación es  $f_s = 100 \text{ kHz}$ , el voltaje de salida es  $V_{C_0} = 220 \text{ V}$ . Los parámetros del controlador son:  $N = 0,24$ ,  $G_p = 1.1$ ,  $\omega_P = 338 \text{ krad/s}$ ,  $\omega_Z = 4.99 \text{ krad/s}$ ,  $K_C = 12.2$ ,  $H = 0.086$ ,  $T_i = 1.1 \text{ ms}$ . Cabe mencionar que los valores de los elementos del controlador fueron obtenidos a través del procedimiento mostrado en Leyva-Ramos et al. (2013). Se realizan pruebas a lazo abierto y cerrado al aplicar variaciones de carga a través del interruptor  $M_1$ . Estas variaciones van de  $120 \Omega$  a  $600 \Omega$  a una frecuencia de  $10 \text{ Hz}$ .

##### 4.1 Lazo abierto

La Figura 5 a) muestra la respuesta en frecuencia experimental de la función de transferencia (6), mientras

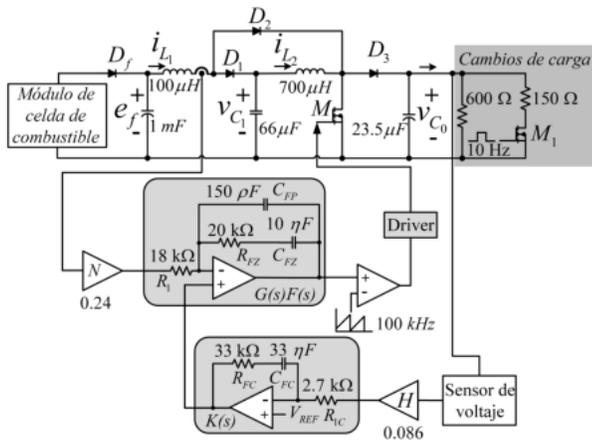


Fig. 4. Prototipo construido en el laboratorio.

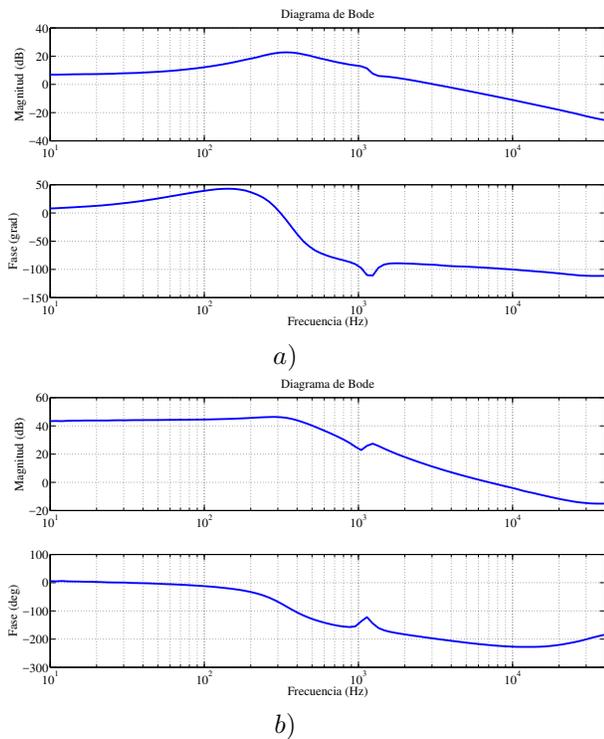


Fig. 5. Funciones de transferencia experimentales. a) Función de transferencia de  $\dot{i}_{L_1}(s)/u(s)$ , y b) función de transferencia de  $\dot{v}_{C_0}(s)/u(s)$ .

que la Figura 5 b) muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia (7). Ambas funciones de transferencia fueron obtenidas a carga nominal y en lazo abierto, utilizando el Analizador de Respuesta en Frecuencia modelo 300, de AP Instruments.

Como siguiente resultado, en la Figura 6 se muestra la respuesta en lazo abierto al aplicar cambios de carga. La carga varía desde el valor nominal ( $120 \Omega$ ) hasta el 15 % del valor nominal ( $600 \Omega$ ), a una frecuencia de  $10 \text{ Hz}$ . Se observa que el voltaje de salida cambia de  $220 \text{ V}$  a  $280 \text{ V}$ .

#### 4.2 Lazo cerrado

Al implementar el controlador diseñado, se realizan las pruebas a lazo cerrado. En la Figura 7 se presenta la salida

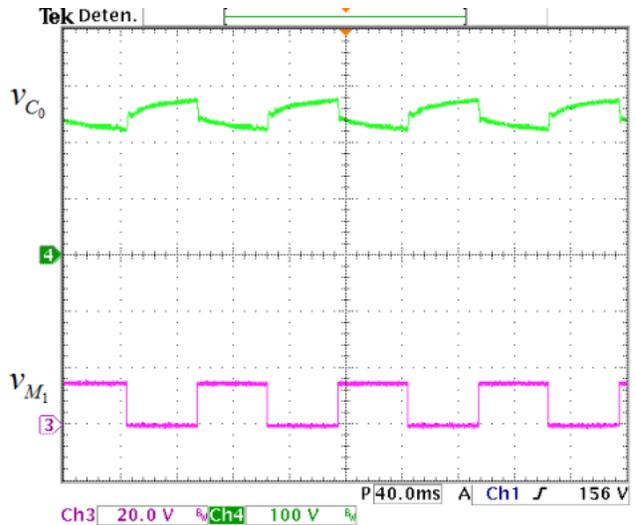


Fig. 6. Respuesta en lazo abierto del convertidor ante cambios de carga. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida  $v_{C_0}$  ( $100 \text{ V/div}$ ), y voltaje de compuerta  $v_{M_1}$  ( $10 \text{ V/div}$ ) (Tiempo:  $40 \text{ ms/div}$ ).

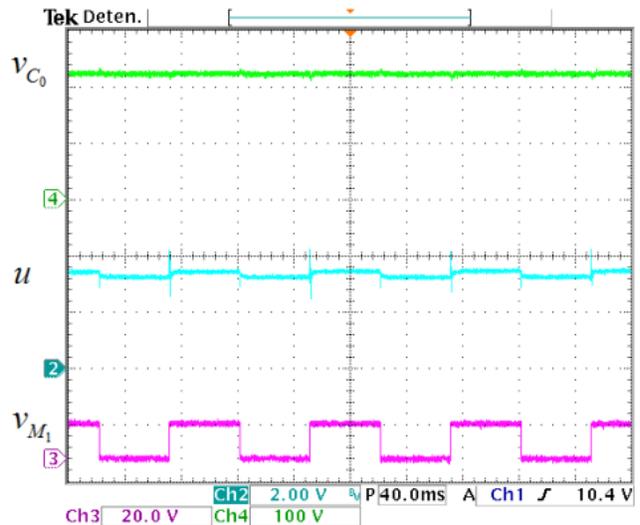


Fig. 7. Respuesta en lazo cerrado del convertidor ante cambios de carga. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida  $v_{C_0}$  ( $100 \text{ V/div}$ ), señal de control  $u$  ( $2 \text{ V/div}$ ), y voltaje de compuerta  $v_{M_1}$  ( $10 \text{ V/div}$ ) (Tiempo:  $40 \text{ ms/div}$ ).

de voltaje ante variaciones de carga. La carga varía desde el valor nominal ( $120 \Omega$ ) hasta el 15 % del valor nominal ( $600 \Omega$ ). Como se observa, al agregar el controlador se logra la regulación del voltaje de salida ante grandes cambios de carga. En esta Figura se presenta también la variación de la señal de control  $u$  para compensar los cambios de carga.

En la Figura 8 se presenta el voltaje de salida y corriente demandada al módulo de celda de combustible, cuando se aplican los cambios de carga. Como se observa, el voltaje de salida del módulo varía de  $28 \text{ V}$  a  $32 \text{ V}$ , mientras que la corriente demandada va desde  $17 \text{ A}$  hasta  $3 \text{ A}$ .

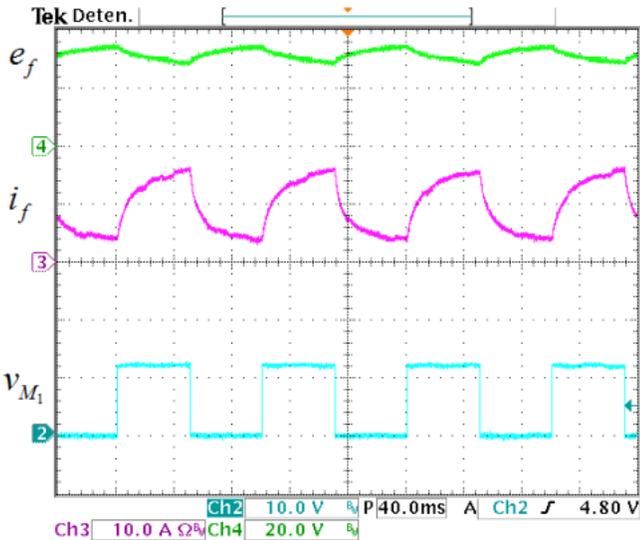


Fig. 8. Voltaje y corriente del módulo de celda de combustible ante cambios de carga. (De arriba hacia abajo) Voltaje de salida  $e_f$  (10 V/div), corriente demandada  $i_f$  (10 A/div), y voltaje de compuerta  $v_{M_1}$  (10 V/div) (Tiempo: 40 ms/div).

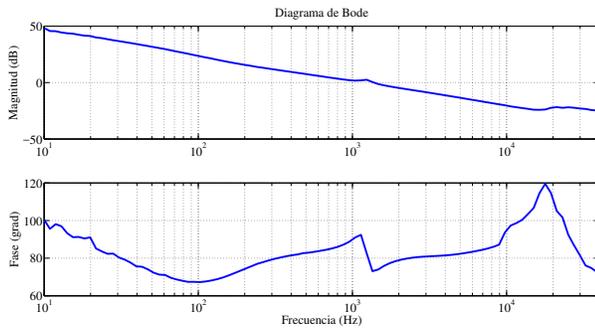


Fig. 9. Ganancia de lazo experimental obtenida con el medidor de respuesta en frecuencia 300, de AP Instruments.

La respuesta en frecuencia experimental para la ganancia de lazo se muestra en la Figura 9. La ganancia de lazo está dominada por el controlador PI, en 0 dB se tiene una pendiente de  $-20\text{dB/dec}$  y un margen de fase de 79 grados. Además, la ganancia de lazo presenta una alta ganancia en bajas frecuencias (53 dB) y un ancho de banda de 2 kHz, lo cual garantiza la estabilidad del sistema.

## 5. COMENTARIOS FINALES

Este trabajo se enfoca en la regulación del voltaje de salida para una configuración no aislada de un convertidor elevador con alta ganancia de conversión. El esquema de control se basa en un controlador modo-corriente promedio. El esquema de control propuesto consta de dos lazos (interno y externo). En el lazo interno la corriente del primer inductor es retroalimentada y se utiliza un compensador de alta ganancia y un filtro pasa-bajas para proporcionar una corriente promedio. Posteriormente, se diseña un lazo externo con retroalimentación del voltaje de salida. Este lazo consta de un controlador PI para la

corrección de errores de estado estable. Por otra parte, se establece un procedimiento de selección de los parámetros del controlador para garantizar la estabilidad del sistema y la regulación del voltaje de salida. Dado que el controlador propuesto es lineal, su implementación se realiza utilizando amplificadores operacionales de bajo costo, adecuados para aplicaciones comerciales. Finalmente, los resultados experimentales se obtienen con un sistema módulo de celda de combustible / convertidor cuadrático elevador, donde el convertidor se diseña para una potencia de salida de 400 W. Los resultados obtenidos muestran que el controlador diseñado actúa de manera correcta para compensar las variaciones de la carga, las incertidumbres de los parámetros y las dinámicas no lineales inherentes a los elementos que conforman el convertidor y el módulo de celda de combustible.

## REFERENCES

- Axelrod, B., Berkovich, Y., and Ioinovici, A. (2008). Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc-dc pwm converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(2), 687–696.
- Choi, B., Lim, W., Choi, S., and Sun, J. (2008). Comparative performance evaluation of current-mode control schemes adapted to asymmetrically driven bridge-type pulsewidth modulated dc-to-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5), 2033–2042.
- Leyva-Ramos, J., Lopez-cruz, J.M., Ortiz-lopez, M.G., and Diaz-saldierna, L.H. (2013). Switching regulator using a high step-up voltage converter for fuel-cell modules. *IET Power Electronics*, 6(8), 1626–1633.
- Leyva-Ramos, J., Ortiz-Lopez, M.G., Diaz-Saldierna, L.H., and Martinez-Cruz, M. (2011). Average current controlled switching regulators with cascade boost converters. *IET Power Electronics*, 4(1), 1–10.
- Matsuo, H. and Harada, K. (1976). The cascade connection of switching regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-12(2), 192–198.
- Ortiz-Lopez, M.G., Leyva-Ramos, J., Diaz-Saldierna, L.H., and Carbajal-Gutierrez, E.E. (2007). Multiloop controller for n-stage cascade boost converter. In *2007 IEEE International Conference on Control Applications*, 587–592.
- Shahin, A., Hinaje, M., Martin, J.P., Pierfederici, S., Rael, S., and Davat, B. (2010). High voltage ratio dc-dc converter for fuel-cell applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12), 3944–3955.
- Smithson, S.C. and Williamson, S.S. (2015). A unified state-space model of constant-frequency current-mode-controlled power converters in continuous conduction mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(7), 4514–4524.
- Thounthong, P., Davat, B., Rael, S., and Sethakul, P. (2009). Fuel cell high-power applications. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(1), 32–46.
- Yang, P., Xu, J., Zhou, G., and Zhang, S. (2012). A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress. In *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, volume 2, 1164–1168.