

Regulador Conmutado para Procesamiento de Energía Generada por Celdas de Combustible

J. M. López Cruz¹, M. G. Ortiz López², L. H. Díaz Saldierna¹ y J. Leyva Ramos¹
Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica
San Luis Potosí, S.L.P., México, C.P. 78214
[jleyva, ldiaz, manuel.lopez]@ipicyt.edu.mx
Universidad Politécnica de San Luis Potosí
San Luis Potosí, S.L.P., México C.P. 78263
guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx

Resumen— Un módulo de celdas de combustible produce un voltaje de salida en CD de bajo valor y grandes variaciones; por lo tanto para ser utilizado, es necesario aumentarlo y regularlo por medio de un convertidor CD-CD. Este voltaje posteriormente, podrá ser alimentado como entrada a un inversor para obtener un voltaje de corriente alterna. En este trabajo, el modelo eléctrico de un arreglo de celdas de combustible se combina con el modelo de un convertidor elevador en cascada de tres etapas. El modelo resultante, que incorpora la dinámica de la celda de combustible, sirve como base para el diseño de un regulador conmutado que utiliza un controlador en modo-corriente promedio. Para verificar el funcionamiento del regulador propuesto se emplea como fuente de entrada un módulo de celdas de combustible de membrana polimérica que proporciona un voltaje de salida entre 26 V y 41.7 V. Por medio de resultados experimentales se comprueban los bien conocidos beneficios del control modo-corriente.

Palabras clave: Celda de combustible, regulador conmutado, control modo corriente.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, se ha producido un gran esfuerzo de investigación para desarrollar sistemas de generación eléctrica basados en energías renovables (Jensen, Larsen y Morgansen, 2007; Agbossou, Kolhe y Bose, 2004).

Los módulos de celdas de combustible son una alternativa bastante atractiva para la generación de energía eléctrica. Una celda de combustible utiliza el hidrógeno como fuente de energía, pero al igual que en una batería, la energía química se convierte directamente en energía eléctrica, sin una etapa de combustión contaminante e ineficiente (Thounthong, Davat, Rael, y Sethakul, 2009). Existen diversos tipos de celdas de combustible clasificadas según el tipo de electrolito que utilizan. Uno de los más prometedores, debido a sus múltiples usos en aplicaciones estacionarias o en transportes, son las celdas de membrana de intercambio protónico (PEMFC por sus siglas en inglés), debido a su tamaño relativamente pequeño, su diseño simple, su peso ligero y su funcionamiento a baja temperatura.

Los módulos de celdas de combustible PEM constan de dos compartimientos para alojar los electrodos separados por una membrana de electrolito de tipo polimérico. Los dos electrodos conectados a los lados de la membrana forman junto con esta un conjunto membrana-electrodo de

la celda individual. El hidrógeno que llega al ánodo se disocia en electrones y protones, los protones generados por la oxidación de hidrógeno migran hacia el cátodo a través de la membrana pero los electrones son forzados a viajar por un circuito externo hasta llegar al cátodo, ya que la membrana está aislada eléctricamente. Finalmente en el cátodo las moléculas de oxígeno reaccionan con los electrones y protones para formar agua.

Un inconveniente de los módulos de celdas de combustible son las constantes de tiempo dominado por el sistema de suministro de combustible (bombas, válvulas, y, en algunos casos, el reformador de hidrógeno). Como consecuencia, una demanda de carga rápida causará una caída de voltaje en un tiempo corto. Por lo tanto, es necesario diseñar un convertidor electrónico de potencia con el fin de aumentar el voltaje de salida del modulo de celda de combustible (Lee, Choe, Ahn y Baek, 2008).

Para obtener un amplio rango de conversión del voltaje de salida en celdas de combustible, se ha propuesto el uso de convertidores de tipo aislado así como de convertidores basados en inductores acoplados (Kim y Kwon, 2009; Delshad y Farzanehfard, 2011; Todorovic, Palma y Enjeti, 2009; Pan y Lai, 2010). Presentan como inconveniente la aparición de picos en el voltaje y la corriente que pueden causar daños en los componentes de los circuitos debido a la inductancia de acoplamiento y a la capacitancia parásita que se forman en el embobinado secundario del transformador.

Una opción interesante de considerar para utilizarla en combinación con celdas de combustible, ya que ofrece amplios rangos de conversión de voltaje, son los convertidores en cascada (Morales, Carvajal y Leyva, 2002). Esta clase de convertidores presenta un esquema de múltiples etapas formado por dos o más convertidores conectados en cascada.

En este trabajo, se propone un regulador conmutado que utiliza un módulo de celdas de combustible como fuente de entrada. Este regulador conmutado está basado en un convertidor elevador en cascada de tres etapas el cual proporciona un amplio rango de conversión al voltaje de salida. El resto de este artículo está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se presenta el modelo eléctrico para un módulo de celdas de combustible PEM. El modelo de un convertidor elevador en cascada de tres etapas incorporando el efecto dinámico de la celda de combustible se desarrolla en la sección 3. La metodología de diseño del controlador en modo corriente promedio se analiza en la sección 4. En la sección 5 se muestran los resultados experimentales y se concluye en la sección 6 con comentarios finales.

II. MODELO ELÉCTRICO DEL MÓDULO DE CELDA DE COMBUSTIBLE PEM

Las celdas de combustible tipo PEM presentan múltiples aplicaciones prácticas por lo cual se eligen como fuente de entrada al regulador.

Para modelar celdas de combustible tipo PEM, se ha propuesto un modelo eléctrico estático con características de continuidad para una amplia gama de corrientes incluida la condición en circuito abierto. Dicho modelo consta solamente de tres parámetros:

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

donde e_f es la tensión de salida del módulo de células de combustible, E_0 el voltaje de circuito abierto e i_f la corriente del módulo de celdas de combustible. Los parámetros, δ y I_h son coeficientes que dependen de la humedad del gas y de la temperatura de combustible, los deben ser calculados en específico para cada celda de combustible.

Debido a errores de modelado, ruido, instrumentación, etc; la expresión (1) no se sujeta a un valor único de δ , I_h en todos los datos experimentales. Por tanto es necesario reformular el problema utilizando una aproximación en mínimos cuadrados dada por la expresión

$$E^2(I_h, \delta) = \sum_{k=1}^N |e(k) - E_f(i_f(k))|^2 \quad (2)$$

donde (e_f, i_f) es el conjunto de datos experimentales cuando $k=1,2,\dots,n$ y $e_f(i_f(k))$ es la expresión dada en (1), la cual depende de los datos reales del módulo de celdas de combustible. Una aproximación de primer orden esta dada por:

$$E_f(i_f(k)) - e_f(k) = \frac{\partial E_f}{\partial I_h} \Delta I_h + \frac{\partial E_f}{\partial \delta} \Delta \delta \quad (3)$$

Posteriormente se aplica una minimización iterativa de la forma $I_h(j+1) = I_h(j) + \Delta I_h$ y $\delta(j+1) = \delta(j) + \Delta \delta$ hasta que ΔI_h y $\Delta \delta$ son lo suficientemente pequeños. ΔI_h y $\Delta \delta$ representan correcciones entre el modelo y los datos experimentales.

El módulo de Celdas de combustible PEM modelo Nexa de la compañía Heliocentrix, el cual se muestra en la Figura 1, es un conjunto compacto, de bajo mantenimiento y totalmente automatizado que proporciona una potencia máxima de 1.2 kW de CD a una tensión nominal de salida de 26 V. En la Figura 2 se muestran los datos experimentales del mismo. El valor de E_0 es 41.7 V.

Utilizando los resultados experimentales y el procedimiento dado por (3), se obtiene que $I_h = 82.86$ A y $\delta = 0.6403$. En la Figura 2 se muestra una comparación entre los datos experimentales y los que se obtienen numéricamente por medio de la expresión (3), confirmando la precisión del modelo propuesto.

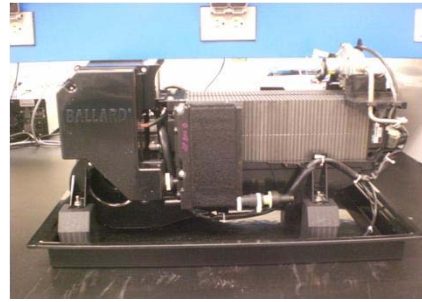


Figura 1. Módulo de celdas de combustible modelo Nexa.

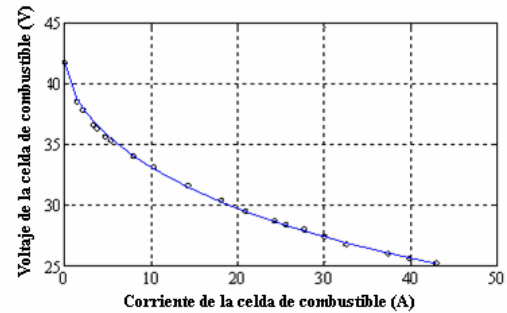


Figura 2. Característica estática del módulo Modelo Nexa

III. MODELO CELDA DE COMBUSTIBLE-CONVERTIDOR ELEVADOR EN CASCADA DE TRES ETAPAS

El voltaje máximo de salida del módulo modelo Nexa es aproximadamente 41.7 V, sin embargo, este valor cae a medida que el sistema entrega mayor corriente a la carga. Por lo tanto, para proporcionar un voltaje de salida con las características deseables es necesario aumentar el voltaje de salida. Para tal fin, en el presente trabajo se propone utilizar un convertidor elevador en cascada de tres etapas (Ortiz, Leyva, Carvajal y Morales, 2008), tal como muestra el diagrama de la Figura 3.

Para este convertidor, el voltaje promedio de salida está dado por $V_o = E_f / (1-U)^3$ donde U es el ciclo de trabajo. La frecuencia de conmutación es f_s que resulta en un periodo de conmutación $T = 1/f_s$. La carga se modela como R . Las corrientes promedio de los inductores están dadas por $I_{L_i} = I_o / (1-U)^{4-i}$ para $i = 1, 2, 3$ e I_o representa la corriente de salida. Adicionalmente, se considera que el convertidor opera en modo de conducción continua.

Un convertidor elevador en cascada de tres etapas puede representarse por medio del modelo lineal promediado (Ortiz, Leyva, Carvajal y Morales, 2008) de la forma dada en la expresión (4) donde $\tilde{x} = [\tilde{i}_{L_1}, \tilde{i}_{L_2}, \tilde{i}_{L_3}, \tilde{v}_{C_1}, \tilde{v}_{C_2}, \tilde{v}_{C_3}]^T \in \mathcal{R}^6$ es el vector de estados, i_{L_i} representa la corriente del inductor i , v_{C_i} el voltaje del capacitor i , con $i=1\dots n$, $\tilde{u} \in \mathcal{R}$ es la señal control y \tilde{e}_f es el voltaje de salida del módulo de celda de combustible.

Como puede observarse este modelo depende del voltaje de salida de la celda de combustible y por lo tanto

es conveniente incorporar en él, una expresión que refleje el comportamiento de la celda de combustible analizado en la sección previa.

Realizando la linealización de la expresión (1), esta queda dada por $\tilde{e}_f = \kappa \tilde{i}_f$, donde

$$\kappa = \frac{E_0 \delta I_n I_f^{\delta-1}}{(I_n^\delta + I_f^\delta)^2}. \quad (5)$$

Como puede observarse en la Figura 4, el valor de κ se mantiene por debajo de 0.5 para una operación típica del módulo de celdas de combustible.

Por lo tanto, la expresión del voltaje de salida del módulo de celda de combustible incluyendo el efecto del capacitor C_f esta dada por:

$$\dot{\tilde{e}}_f = -\frac{\tilde{e}_f}{C_f \kappa} - \frac{\tilde{i}_{L_1}}{C_f}. \quad (6)$$

Combinando esta expresión con la expresión (4) resulta el modelo lineal para el sistema celda de combustible-convertidor elevador de tres etapas, dado por la expresión (7) donde $\tilde{x} = [\tilde{e}_f \tilde{i}_{L_1} \tilde{i}_{L_2} \tilde{i}_{L_3} \tilde{v}_{C_1} \tilde{v}_{C_2} \tilde{v}_{C_3}]^T \in \mathfrak{R}^7$ el nuevo vector de estado y $\tilde{u} \in \mathfrak{R}$ la señal de control.

Este modelo lineal invariante en el tiempo describe aproximadamente la dinámica del módulo de la celda de combustible-convertidor a frecuencia por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación y no puede ser utilizado para predecir oscilaciones subarmónicas debido a inestabilidades en el rizo. Esta expresión se utilizará posteriormente para analizar y diseñar el controlador para dicho sistema.

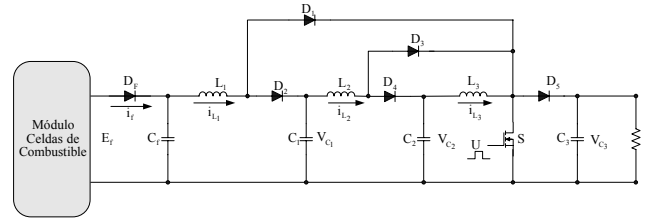


Figura 3. Módulo de celdas de combustible-convertidor elevador de tres etapas.

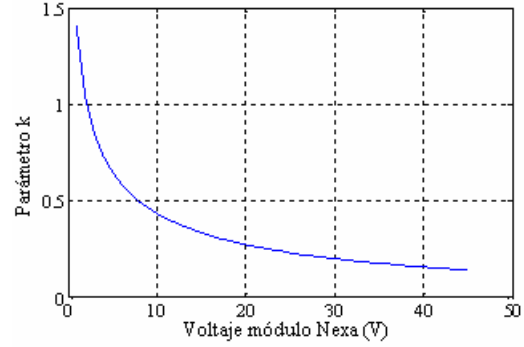


Figura 4. Valores de κ para diferentes voltajes del módulo de celda de combustible.

IV DISEÑO DEL REGULADOR CONMUTADO

Utilizando un convertidor elevador en cascada de tres etapas se construye el regulador conmutado. Para lograr un buen desempeño se propone el uso de un control modo-corriente promedio, el cual consta de dos lazos de retroalimentación. El lazo interno utiliza como señal de retroalimentación la corriente de un inductor o del interruptor, y en el lazo de externo retroalimenta la señal del voltaje de salida.

En un convertidor elevador de tres etapas en cascada las variables de estado naturales para la retroalimentación son las corrientes de los inductores y los voltajes de los capacitores.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_3} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -(1-U)/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -(1-U)/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_3 & -(1-U)/L_3 \\ (1-U)/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-U)/C_2 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-U)/C_3 & 0 & 0 & -1/RC_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{i}_{L_3} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \tilde{v}_{C_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E/(1-U)L_1 & 1/L_1 \\ E/(1-U)^2 L_2 & 0 \\ E/(1-U)^3 L_3 & 0 \\ -E/(1-U)^6 RC_1 & 0 \\ -E/(1-U)^5 RC_2 & 0 \\ -E/(1-U)^4 RC_3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e}_f \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{e}}_f \\ \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_3} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/C_f \kappa & -1/C_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L_1 & 0 & 0 & 0 & -(1-U)/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -(1-U)/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_3 & -(1-U)/L_3 \\ 0 & (1-U)/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-U)/C_2 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (1-U)/C_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e}_f \\ \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{i}_{L_3} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \tilde{v}_{C_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E/(1-U)L_1 \\ E/(1-U)^2 L_2 \\ E/(1-U)^3 L_3 \\ -E/(1-U)^6 RC_1 \\ -E/(1-U)^5 RC_2 \\ -E/(1-U)^4 RC_3 \end{bmatrix} \tilde{u} \quad (7)$$

En este trabajo, para preservar los beneficios del control modo-corriente promedio, se utilizan para fines de retroalimentación la corriente del inductor de la primera etapa, junto con el voltaje del capacitor de la etapa de salida (Leyva, Ortiz, Diaz y Martinez, 2011).

El diagrama de bloques del control modo-corriente propuesto se muestra en la Figura 5, donde \tilde{V}_p es el voltaje de pico a pico de la rampa del oscilador y N es la ganancia de amplificación de la corriente del inductor de la primera etapa. La función de transferencia del compensador de alta ganancia está dada por $G(s) = K_p(1+s/\omega_z)/s$ y la del filtro pasa bajas con un polo a alta frecuencia por $F(s) = 1/(1+s/\omega_p)$.

Estas funciones de transferencia pueden implementarse fácilmente en un solo amplificador operacional tal como muestra la Figura 6. La función de transferencia del controlador PI está dada por $K(s) = K_C(1+1/T_I s)$ y H representa un divisor de voltaje.

a) Diseño del lazo de corriente

El procedimiento para su diseño es el siguiente: El cero del compensador de alta ganancia se coloca al menos una década por abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación del PWM y los valores de los elementos eléctricos del circuito se calculan por medio de $\omega_z = 1/R_F C_{FZ}$. La ganancia K_p está relacionada directamente con el comportamiento dinámico del lazo de corriente y dada por los elementos del circuito eléctrico por medio de $K_p = 1/R_I(C_{FZ} + C_{FP})$. Su valor es generalmente alto para proporcionar una regulación rápida de la corriente del primer inductor con respecto a su referencia, lo cual da como resultado que la corriente promedio siga con alto grado de precisión a la corriente programada.

El polo de alta frecuencia se coloca a una frecuencia por arriba de la mitad de la frecuencia de conmutación calculando los elementos de circuito por medio de $\omega_p = (C_{FZ} + C_{FP})/R_F C_{FZ} C_{FP}$. Cuando el lazo de corriente se cierra, la función de transferencia $\tilde{V}_O(s)/\tilde{V}_{CONTROL}(s)$ es modificada por el compensador y la ganancia N aumentando el amortiguamiento al pico de resonancia localizado a baja frecuencia.

b) Diseño del lazo de voltaje.

El diseño se basa en el criterio de la ganancia de lazo: (a) para la estabilidad relativa, la pendiente en o cercana a la frecuencia de cruce por cero decibels no debe ser mayor de -20dB/dec, (b) para mejorar la respuesta en estado estable, la ganancia a baja frecuencia debe ser alta, y (c) para estabilidad robusta, debe obtenerse una ganancia y margen de fase apropiados.

La ganancia proporcional de la función de transferencia del controlador PI se está dada por los elementos del circuito de acuerdo a $K_C = R_{FC}/R_{IC}$, y el tiempo de integración T_I que indica la frecuencia de corte, por medio de los valores de los elementos de circuito $T_I = R_{FC} C_{FC}$. La ganancia proporcional tiene que ser

diseñado junto con el circuito divisor de voltaje H . Esta red está diseñada para retroalimentar el voltaje de salida a un valor apropiado para el circuito de control. La ganancia de esta red está dada aproximadamente por la relación $H = R_2/(R_1 + R_2)$. El circuito divisor de voltaje y la ganancia proporcional del controlador están diseñados de tal manera que la ganancia del lazo tiene un valor menor a uno en la frecuencia de resonancia del par de ceros complejos.

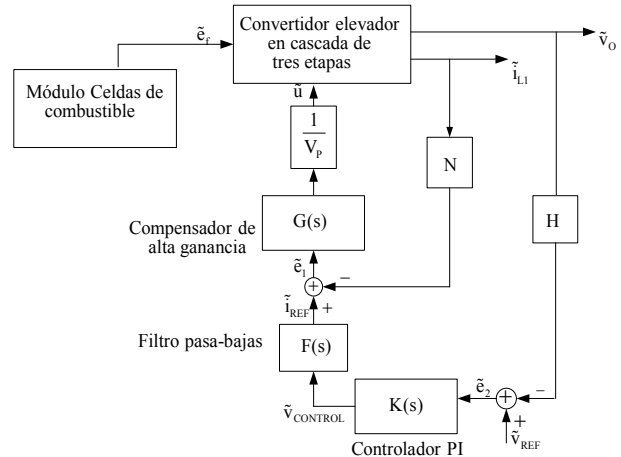


Figura 5. Control en modo corriente promedio para un convertidor elevador en cascada de tres etapas.

V RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Figura 6 se muestra el diagrama del circuito módulo de celdas de combustible-regulador conmutado construido. Los valores del punto de operación para el convertidor elevador de tres etapas utilizado son: voltaje de entrada E que varía de 26 a 41.7 V, y voltaje de salida V_O de 330 V. Este voltaje puede utilizarse posteriormente para alimentar un inversor y obtener un voltaje de 220 V CA. Los valores de corriente en estado estable son para el primer inductor de 20.8 A, para el segundo inductor de 9.3 A y para el tercer inductor de 3.85 A. La carga nominal utilizada tiene un valor de 250Ω , la cual produce una corriente de salida de 1.3 A y una salida de potencia de 435 W. La frecuencia de operación del convertidor es de 100 kHz. Para detectar la corriente del primer inductor se utiliza un transductor de corriente modelo LA50-P fabricado por LEM.

Para el convertidor propuesto la función de transferencia $\tilde{V}_O(s)/\tilde{u}(s)$ es de séptimo orden y de fase no mínima, con ceros localizado en $\{30675, 1169.2 \pm j7750.7, -219.3 \pm j18044, -607\}$ y polos en $\{-18.7 \pm j17277, -159 \pm j9608.9, -437.3 \pm j3179.8, -726\}$. Por lo tanto existen tres picos de resonancia dependientes de los parámetros de construcción del convertidor.

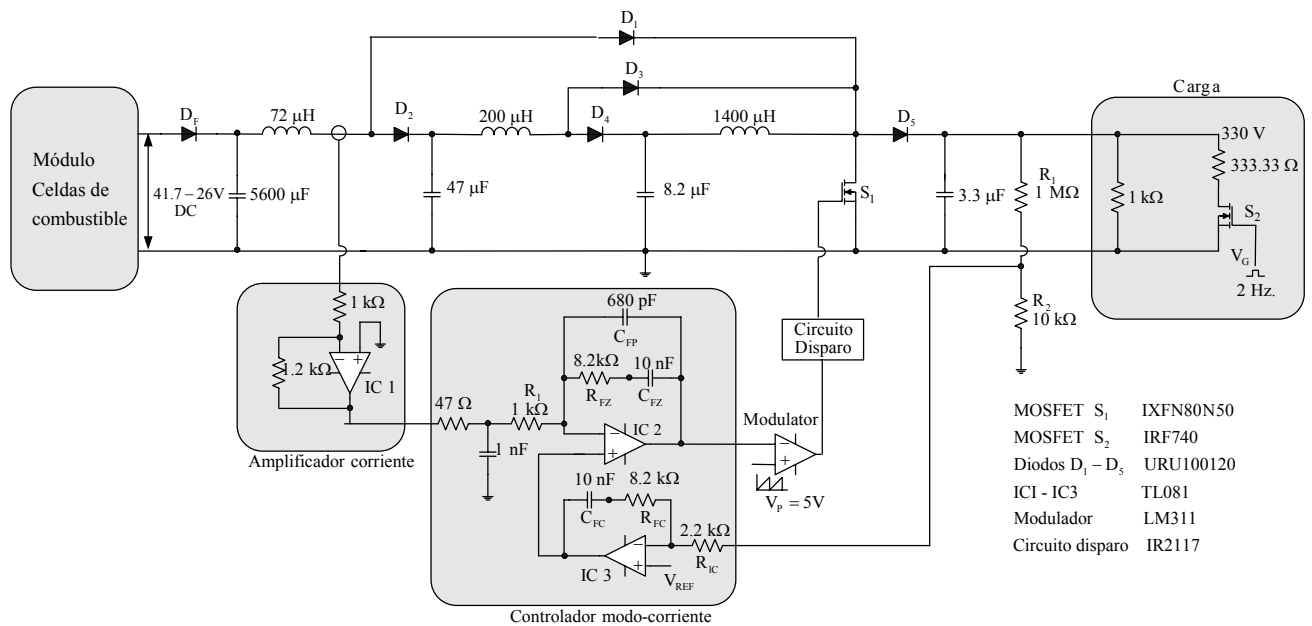


Figura 6. Regulador conmutado utilizando un módulo de celdas de combustible como fuente de alimentación.

Debido a la presencia de los dos pares de ceros localizados en el lado derecho del plano-s es muy difícil alcanzar estabilidad y buen desempeño si se utiliza para la construcción del regulador un control de un solo lazo.

Analizando la función de transferencia $\tilde{i}_{L1}(s)/\tilde{u}(s)$ se encuentra que esta es de fase mínima con los mismos polos que $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$ y ceros localizados en $\{-105.4 \pm j18056, -938 \pm j11114, -1661.6, -744.05\}$, por lo que se propone la construcción de un control en modo corriente promedio, donde se retroalimenta la corriente del primer inductor y el voltaje de salida del convertidor.

Utilizando el procedimiento indicado en la sección IV se diseña el controlador de alta ganancia para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de voltaje. El regulador conmutado implantado presenta una ganancia de lazo con una frecuencia de corte de 360 Hz, un margen de ganancia de 18.7 dB y un margen de fase de 37.5 grados respectivamente.

a). Pruebas en lazo abierto.

Para comprobar el desempeño del regulador conmutado construido se realizan varias pruebas en diferentes condiciones de operación.

Inicialmente el ciclo de trabajo se fija de manera que a la salida del convertidor se obtenga un voltaje de 330 V, por lo que se entrega a la carga una potencia de 435 W. Posteriormente se aplican cambios tipo escalón a la carga de salida modificándola de un valor de 250 Ω a 1 kΩ por medio de un MOSFET que opera a una frecuencia de 2 Hz. En la Figura 7 se muestra el voltaje de salida resultante. Se observa que el voltaje de salida refleja los cambios de la carga variando su valor de 330 V a 460 V.

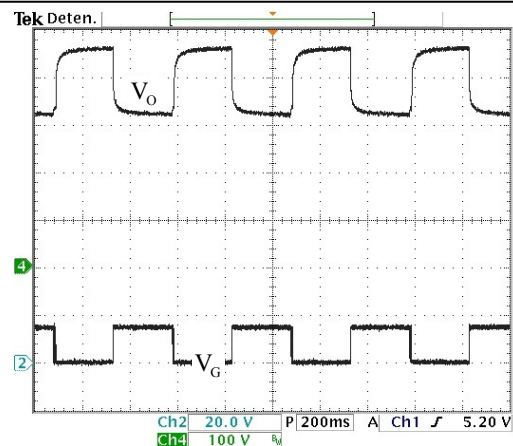


Figura 7. Voltaje de salida V_o en lazo abierto ante cambios tipo escalón en la carga de 250 Ω to 1 kΩ. **(Superior a inferior)** Voltaje de salida V_o (100 V/div) y voltaje en la compuerta del MOSFET V_g (20 V/div) (Tiempo: 200 ms/div).

b). Pruebas en lazo cerrado.

Posteriormente se implanta el control en modo corriente promedio. En la Figura 8 se muestra las condiciones de operación cuando el regulador conmutado entrega a la salida un voltaje de 330 V. En estas condiciones el módulo de celdas del combustible está entregando un voltaje de salida de 32 V. También se observa que la corriente que entrega dicho módulo presenta una forma de onda triangular. El rizo de corriente es aproximadamente de 8 A. Dicho valor puede reducirse si el valor del inductor de la primera etapa del convertidor se incrementa. Se observa claramente que el convertidor opera en modo de conducción continua.

Posteriormente se aplican cambios tipo escalón a la carga de un valor de 250 Ω a 1 kΩ por medio de un

MOSFET que opera a una frecuencia de 2 Hz. El voltaje de salida resultante se muestra en la Figura 9. En este caso el voltaje permanece a un valor constante de 330 V. Esta gráfica muestra claramente que el regulador posee robustez ante cambios en la carga.

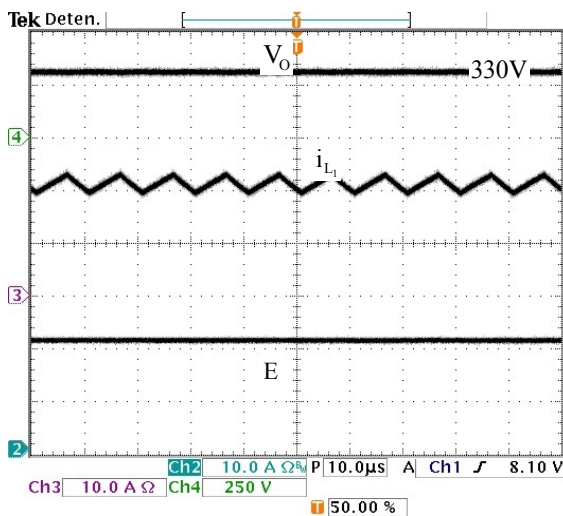


Figura 8 Operación en lazo cerrado para una carga nominal de 250 Ω. (Superior a inferior) Voltaje de salida V_O (250 V/div), corriente del módulo de celdas de combustible I_L (10 A/div), y voltaje del módulo de celdas de combustible E (20 V/div), (Tiempo: 10 μs/div).

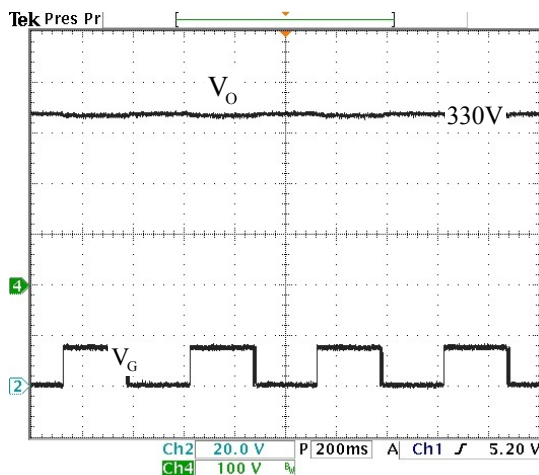


Figura 9. Voltaje de salida V_O en lazo cerrado para cambios tipo escalón en la carga de 1 kΩ to 250 Ω. (Superior a inferior) Voltaje V_O (100 V/div) y voltaje en la compuerta del MOSFET V_G (20 V/div) (Tiempo: 200 ms/div).

VI CONCLUSIONES

Los módulos de celdas de combustible son alternativas de generación eléctrica bastante interesantes ya que a diferencia de las máquinas de combustión no producen contaminantes. Desafortunadamente generan voltajes muy bajos, por lo que es necesario diseñar convertidores CD-CD para incrementar y regular su voltaje de salida. Para

tal fin se propone utilizar un convertidor elevador en cascada.

El modelo eléctrico lineal de la celda de combustible se combina con el modelo promedio lineal del convertidor para encontrar un modelo equivalente. Este modelo se utiliza para el diseño de un regulador conmutado utilizando un control modo-corriente promedio, cuyo propósito es compensar tanto los cambios en el voltaje de salida del módulo de celdas de combustible como los cambios en la carga. La corriente del inductor de entrada se retroalimenta junto con el voltaje del capacitor de salida en el esquema de control modo-corriente promedio. Los resultados experimentales verifican los ya conocidos beneficios del control modo-corriente en donde la respuesta transitoria ante cambios tipo escalón muestra además la robustez del regulador ante cambios el voltaje de salida del módulo de celdas de combustible producidos por cambios tipo escalón en la carga.

REFERENCIAS

- Agbossou K., Kolhe M., Hamelin J., T. K. Bose T.K. (2004) "Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen," *IEEE Trans. Energy Conversion*, (19), pp. 633-640.
- Jensen S. H., Larsen P. H., Mogensen M. (2007). "Hydrogen and synthetic fuel production from renewable energy sources," *International Journal of Hydrogen Energy*, (32), pp. 3253-3257.
- Kim E. H., Kwon B. H., (2009) "High step-up resonant push-pull converter with high efficiency," *IET Power Elect.*, (2) 1, pp. 79-89.
- Lee J. G.; Choe S. Y., Ahn J. W.; Baek S. H. (2008). "Modelling and simulation of a polymer electrolyte membrane fuel cell system with a PWM DC/DC converter for stationary applications," *IET Power Elect.*, (1)3, pp. 305-317.
- Leyva-Ramos J., Ortiz-López M. G., Diaz-Saldierna L. H., Martínez-Cruz M. (2011). "Average current controlled switching regulators with cascade boost converters," *IET Power Elect.*, (4)1, pp. 1-10.
- Morales-Saldaña J. A., Carbajal-Gutierrez E. E., Leyva-Ramos J. (2002). "Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, (38)1, pp. 295-299.
- Ortiz-López M. G., Leyva-Ramos J., Carbajal-Gutierrez E. E., Morales-Saldaña J. A. (2008). "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch," *IET Power Elect.*, (1)4, pp. 478-487.
- Pan C. T., Lai C. M. (2010). "A high-efficiency step-up converter with low switch voltage stress for fuel-cell system applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, (57)6, pp. 1998-2006.
- Thounthong P., Davat B., Rael S., Sethakul P. (2009). "Fuel-cell high-power applications," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, March, (3)1, pp. 32-46.
- Todorovic M. H., Palma L., Enjeti P. N. (2008). "Design of a wide input range DC-DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, (55)3, pp. 1247-1255.
- Yang L.-S., Liang T.-J., Chen J.-F. (2009). "Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, (56)8, pp. 3144-3152.