

Modelado Promedio y Análisis de un Convertidor Elevador Híbrido

R. Mota-Varona*, J. Leyva-Ramos*
M.G. Ortiz-Lopez**, D. Langarica-Córdoba*

*Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, San Luis Potosí, S.L.P. 78216
México (Tel: +52 (444) 834 20 00; E-mail: [ricardo.mota, jleyva, diego.langarica]@ipicyt.edu.mx)

**Universidad Politécnica de San Luis Potosí, San Luis Potosí, S.L.P. 78363
México (Tel: +52(444)812 63 67; E-mail: guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx)

Resumen: En este trabajo se presenta el análisis de un convertidor elevador híbrido. Se le conoce con este nombre ya que combina la estructura de un convertidor elevador convencional con un multiplicador de voltaje basado en una estructura de capacitor conmutado. En comparación con un convertidor elevador tradicional, el convertidor híbrido provee una mayor relación de conversión, además las corrientes tanto de entrada como de salida son no pulsantes. El presente análisis considera una operación en modo de conducción continuo. Finalmente, se incluyen resultados experimentales que permiten validar el análisis teórico y verificar el funcionamiento del convertidor en un prototipo de 150 W.

Palabras clave: Modelado promedio, convertidor elevador, multiplicador de voltaje, respuesta en frecuencia.

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, debido al acceso masivo de la tecnología y la creciente expansión de la industria de todo tipo, se ha incrementado la demanda energética; en consecuencia surgen los problemas relacionados con la combustión de productos derivados del petróleo para la generación de energía, como la contaminación y altos costos de extracción, entre otros. Por estas razones existen nuevos retos en cuanto a la generación, distribución y eficiencia de la conversión de la energía. En el caso particular de la energía eléctrica, la electrónica de potencia tiene como objetivo principal el procesamiento eficiente de la energía.

Los convertidores CD-CD representan una excelente alternativa para procesar de forma eficiente la energía eléctrica generada por fuentes de energía renovables, como los paneles solares y las celdas de combustible de hidrógeno, ya que en la actualidad alcanzan eficiencias mayores al 90%. Estos dispositivos tienen como característica común un valor de voltaje de CD de salida bajo y requieren ser conectados a la salida convertidores elevadores de alta ganancia para que la energía generada sea aprovechada. Las topologías que han sido ampliamente estudiadas son: el convertidor elevador, el convertidor reductor y combinaciones de ellas como el convertidor reductor-elevador, o convertidores en cascada de dos o más etapas analizados en (Ortiz-Lopez et al., 2008; Leyva-Ramos et al., 2011). El uso de un convertidor elevador con una amplia relación de conversión para procesar energía proveniente de

una celda de combustible de hidrógeno se estudia en (Leyva-Ramos et al., 2013).

Otras estructuras que son bastante interesantes para su estudio son las denominadas híbridas propuestas por (Axelrod et al., 2008), donde se combinan convertidores CD-CD tradicionales con estructuras de diodo-capacitor y diodo-inductor, denominadas capacitor conmutado e inductor conmutado (C-Switching, L-Switching en inglés).

Este tipo de topologías han sido analizadas en diversos trabajos. En (Peter et al., 2010) se utiliza como base para diseñar un convertidor elevador que permite el óptimo aprovechamiento de la energía generada por los paneles solares de un nano satélite. Un trabajo en el que se proponen nuevos tipos de convertidores elevadores para su uso en celdas de combustibles es (Shih-Kuen et al., 2010), en el cual se combinan topologías de multibobinas con multiplicadores de voltaje, al igual que en (Vazquez et al., 2013) en el que se hace el estudio de tres diferentes tipos de convertidores elevadores, entre ellos un híbrido con estructura de capacitor conmutado. En (Ranjana et al., 2014) se presenta el modelado matemático y la simulación de tres convertidores elevadores, basados en la estructura de inductor conmutado para el aprovechamiento de la energía generada por paneles solares. Por su parte (Axelrod et al., 2015) analiza una combinación de dos estructuras: el convertidor elevador con inductores acoplados y el multiplicador de voltaje para lograr altas ganancias de voltaje con relativamente pocos elementos.

En el presente trabajo, se realiza el estudio de un convertidor elevador que incluye una estructura de capacitor conmutado, la cual permite que la carga y descarga de los capacitores en combinación con el dispositivo de conmutación y los diodos se logre por diferentes trayectorias. Como resultado, el estrés eléctrico en los dispositivos de conmutación se reduce y las corrientes en los inductores cambian de forma suave. Además, este convertidor híbrido tiene una mejor relación de conversión comparado con otros convertidores elevadores.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente forma. En la sección 2 se presenta el análisis del funcionamiento del convertidor. La sección 3 muestra los modelos no lineal promediado y de pequeña señal, así como las funciones de transferencia correspondientes a la corriente del primer inductor/ciclo de trabajo y el voltaje de salida/ciclo de trabajo. En la sección 4 se exponen resultados experimentales y finalmente, la sección 5 detalla las conclusiones de la investigación.

2. FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR HÍBRIDO

El diagrama esquemático del convertidor híbrido se muestra en la Fig. 1 en donde V_{in} es el voltaje de entrada, V_o el voltaje de salida, L_1 y L_2 son los inductores de la primera y segunda etapas, C_s son los capacitores conmutados y C_o el capacitor de salida. El interruptor activo (MOSFET) se representa por SW_1 , los interruptores pasivos (diodos) se representan por D_1 y D_2 mientras que la carga se modela como una resistencia pura R .

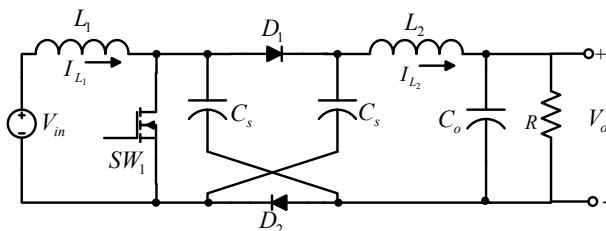


Fig. 1. Convertidor elevador híbrido.

Su principio de funcionamiento es el siguiente: al cerrarse el interruptor activo SW_1 , los capacitores intermedios quedan conectados en paralelo y al abrirse dicho interruptor, quedan en serie, produciéndose un efecto similar al de un multiplicador (duplicador) de voltaje. Esta multiplicación de voltaje proporciona una mejor relación de V_o / V_i .

Para obtener el modelo promediado del convertidor, se analizan los subcircuitos eléctricos que se forman cuando el MOSFET funciona como interruptor abierto o como interruptor cerrado. Se asumen condiciones de modo de conducción continua (MCC) (Vorperian et al., 1990) es decir que las corrientes de los dos inductores nunca llegan a cero. La Fig. 2 muestran los dos subcircuitos que se obtienen.

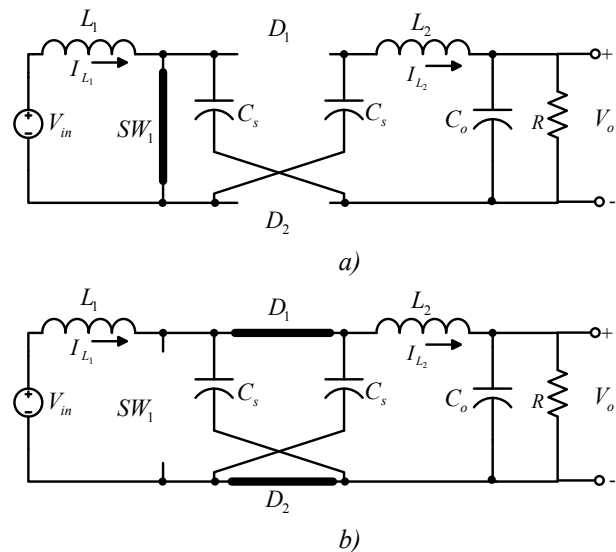


Fig. 2. Subcircuitos del convertidor elevador híbrido para: a) SW_1 =CERRADO. b) SW_1 =ABIERTO

Su funcionamiento es el siguiente: cuando el interruptor activo SW_1 se encuentra CERRADO (Fig. 2a), el inductor L_1 almacena energía en forma de campo magnético y los diodos D_1 y D_2 se polarizan de manera inversa y no conducen, lo cual provoca que los capacitores intermedios C_s queden conectados en serie y se duplique el voltaje que se suministra a la salida. Cuando el SW_1 se encuentra ABIERTO (Fig. 2b), la energía almacenada por el inductor L_1 sirve de fuente para cargar los capacitores intermedios C_s . A su vez los diodos D_1 y D_2 se polarizan en manera directa lo cual provoca que los capacitores intermedios queden conectados en paralelo durante su carga. A la salida del convertidor se coloca un filtro pasa bajo similar al utilizado en un convertidor reductor tradicional. La conexión serie-paralelo de los capacitores intermedios tiene como resultado una mejora en la capacidad de elevación de voltaje en este tipo de convertidor comparado con un convertidor elevador tradicional.

3. MODELADO DEL CONVERTIDOR

Para obtener las ecuaciones dinámicas de cada subcircuito, por simplicidad, se supone que los capacitores intermedios C_s son del mismo valor. En la descripción de los modelos del convertidor se utilizan letras minúsculas para las variables, mayúsculas para definir los puntos de operación nominal, el símbolo “-” para valores promedio de las variables y el símbolo “~” para las variables del modelo a pequeña señal. Las ecuaciones dinámicas para cada subcircuito son:

Para SW_1 = CERRADO se obtiene:

$$\begin{aligned}\frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_{in}}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{2v_{c_s} - v_o}{L_2} \\ \frac{dv_{c_s}}{dt} &= -\frac{i_{L2}}{C_s} \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{i_{L2}}{C_o} - \frac{v_o}{RC_o}\end{aligned}\quad (1)$$

Para $SW_I = \text{ABIERTO}$ se obtiene:

$$\begin{aligned}\frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{v_{c_s}}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{v_{c_s}}{L_2} - \frac{v_o}{L_2} \\ \frac{dv_{c_s}}{dt} &= \frac{i_{L1}}{2C_s} - \frac{i_{L2}}{2C_s} \\ \frac{dv_o}{dt} &= \frac{i_{L2}}{C_o} - \frac{v_o}{RC_o}\end{aligned}\quad (2)$$

donde:

i_{L1} = corriente en el inductor L_1

i_{L2} = corriente en el inductor L_2

v_{c_s} = voltaje en un capacitor intermedio C_s

v_o = voltaje de salida del convertidor

Combinando (1) y (2) por medio de una función de conmutación y tomando en cuenta valores promedio de voltajes, corrientes y ciclo de trabajo (d) se obtiene el modelo promediado (Krein et al., 1990; Dijk et al., 1995) que se muestra a continuación:

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} &= \frac{\bar{v}_{in}}{L_1} - \frac{\bar{v}_{c_s}}{L_1(1-\bar{d})} \\ \frac{d\bar{i}_{L2}}{dt} &= \frac{\bar{v}_{c_s}}{L_2(1+\bar{d})} - \frac{\bar{v}_o}{L_2} \\ \frac{d\bar{v}_{c_s}}{dt} &= \frac{\bar{i}_{L1}}{(2C_s)(1-\bar{d})} - \frac{\bar{i}_{L2}}{(2C_s)(1+\bar{d})} \\ \frac{d\bar{v}_o}{dt} &= \frac{\bar{i}_{L2}}{C_o} - \frac{\bar{v}_o}{RC_o}\end{aligned}\quad (3)$$

Como puede observarse el modelo obtenido en (3) presenta productos entre variables de estado y el ciclo de trabajo, por lo que se considera un modelo no lineal o bilineal. El modelo promediado solo es válido para valores de frecuencia de hasta la mitad de la frecuencia de conmutación y no es apropiado para predecir oscilaciones subarmónicas asociadas a las inestabilidades de los rizados.

A partir de (3) se obtiene el modelo a pequeña señal del convertidor elevador híbrido:

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} &= -\frac{1-D}{L_1}\bar{v}_{c_s} + \frac{V_{c_s}}{L_1}\bar{d} \\ \frac{d\bar{i}_{L2}}{dt} &= \frac{1+D}{L_2}\bar{v}_{c_s} - \frac{\bar{v}_o}{L_2} + \frac{V_{c_s}}{L_2}\bar{d} \\ \frac{d\bar{v}_{c_s}}{dt} &= \frac{1-D}{2C_s}\bar{i}_{L1} - \frac{1+D}{2C_s}\bar{i}_{L2} - \frac{I_{L1}+I_{L2}}{2C_s}\bar{d} \\ \frac{d\bar{v}_o}{dt} &= \frac{\bar{i}_{L2}}{C_o} - \frac{\bar{v}_o}{RC_o}\end{aligned}\quad (4)$$

donde D es el ciclo de trabajo nominal.

Al considerar (4) se obtienen las funciones de transferencia del voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo $\bar{v}_o(s)/\bar{d}(s)$ y la corriente en el inductor L_1 respecto al ciclo de trabajo $\bar{i}_{L1}(s)/\bar{d}(s)$, que están dadas por:

$$\frac{\bar{v}_o(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}\quad (5)$$

donde:

$$\begin{aligned}a_3 &= \frac{1}{RC_o}; \quad a_2 = \frac{1}{C_oL_2} + \frac{(1+D)^2}{2C_sL_2} + \frac{(1-D)^2}{2C_sL_1}; \\ a_1 &= \frac{(1+D)^2}{2C_sC_oL_2R} + \frac{(1-D)^2}{2C_sC_oL_1R}; \quad a_0 = \frac{(1-D)^2}{2L_1L_2C_sC_o}; \\ b_0 &= \frac{V_{c_s}(1-D)}{L_1L_2C_sC_o}; \quad b_1 = -\frac{(1+D)(I_{L1}+I_{L2})}{2L_2C_sC_o}; \\ b_2 &= \frac{V_{c_s}}{L_2C_o}\end{aligned}$$

$$\frac{\bar{i}_{L1}(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}\quad (6)$$

donde:

$$\begin{aligned}b_3 &= \frac{V_{c_s}}{L_1}; \quad b_2 = \frac{(I_{L1}+I_{L2})(1-D)}{2C_sL_1R} + \frac{V_{c_s}}{C_oL_1R}; \\ b_1 &= \frac{(I_{L1}+I_{L2})(1-D)}{2C_sC_oL_1R} + \frac{V_{c_s}(1+D)}{C_sL_1L_2}; \\ b_0 &= \frac{V_{c_s}(1+D)}{C_sC_oL_1L_2R} + \frac{(1-D)(I_{L1}+I_{L2})}{2C_sC_oL_1L_2}\end{aligned}$$

Se puede observar que la función de transferencia $\bar{v}_o(s)/\bar{d}(s)$ es de fase no-mínima ya que presenta un cero del lado derecho del plano complejo y la función de transferencia $\bar{i}_{L1}(s)/\bar{d}(s)$ es de fase mínima.

Para obtener los puntos de equilibrio de (3) basta con igualar las derivadas a cero y reemplazar los valores promedio por valores nominales. Esto nos da el comportamiento del sistema en estado estable.

$$V_{c_s} = \frac{v_{in}}{1-D}\quad (7)$$

$$V_{c_s} = \frac{V_o}{1+D} \quad (8)$$

$$I_{L_1} = I_{L_2} \frac{(1+D)}{(1-D)} \quad (9)$$

$$I_{L_2} = \frac{V_o}{R} \quad (10)$$

Combinando (7) y (8) se obtiene una expresión para conocer la relación del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada. De igual forma, al combinar (9) y (10) se obtiene una relación de la corriente en L_2 respecto a la corriente en L_1 :

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+D}{1-D} \quad (11)$$

$$\frac{I_{L_2}}{I_{L_1}} = \frac{1-D}{1+D}$$

Los rizados de corriente en los inductores y el rizo de voltaje en el capacitor de salida está dado por:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_{in} D}{f_s L_1} \quad (12)$$

$$\Delta I_{L_2} = \frac{V_{in} D}{f_s L_2} \quad (13)$$

$$\Delta V_{c_o} = \frac{V_{in} D}{8 f_s^2 L_2 C_o} \quad (14)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación.

Finalmente para obtener una expresión que permita calcular los valores de los inductores y el capacitor de salida se tiene:

$$L_1 = \frac{R \cdot D}{f_s \% \Delta I_{L_1}} D_0^2$$

$$L_2 = \frac{R \cdot D}{f_s \% \Delta I_{L_2}} D_0$$

$$C_o = \frac{D}{8 f_s^2 L_2 \% \Delta V_c} D_0$$

donde $D_0 = (1 - D)/(1 + D)$

En el diseño de este convertidor se definieron los siguientes valores: $V_{in} = 12 \text{ V}$, $V_o = 48 \text{ V}$, $P = 150 \text{ W}$, $f_s = 75 \text{ kHz}$. Los rizados propuestos son: $\% \Delta V_o = 2\%$, $\% \Delta I_{L_1} = 20\%$, y $\% \Delta I_{L_2} = 20\%$.

En base a estos requerimientos de diseño, se obtiene lo siguiente: $v_o/v_{in} = 4$, $D = 0.6$ y $R = 15.4 \Omega$. Sustituyendo estos valores en (15) se obtiene: $L_1 = 38.40 \mu\text{H}$, $L_2 = 153.60 \mu\text{H}$, y $C_o = 1.09 \mu\text{F}$. Estos valores encontrados son mayores a los críticos, por lo que garantizan el modo de conducción continua. Sustituyendo estos valores de inductancias y capacitancia en (9), (10) y (8) se tiene: $I_{L_1} = 12.46 \text{ A}$, $I_{L_2} = 3.12 \text{ A}$, y $V_{c_s} = 30 \text{ V}$.

4. RESULTADOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES

A continuación, se muestran los resultados de las simulaciones realizadas en MATLAB/SIMULINK del convertidor propuesto. En la Fig. 3. Se observa que los rizados de corriente en L_1 y L_2 presentan un bajo valor, tal como se mencionó inicialmente.

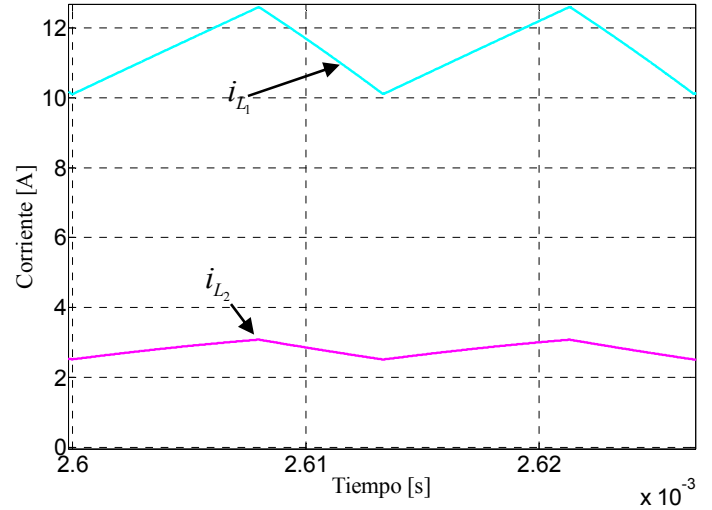


Fig. 3. Corriente en los inductores en simulación.

Se muestran los resultados obtenidos a través de un osciloscopio usando puntas para medición de corriente. La sensibilidad de las puntas es de 100 mV/A. En la figura 4 se observa que para el inductor L_1 la corriente nominal es de 12 A con variaciones de 2.8 A y para el inductor L_2 el valor nominal de corriente es 2.58 A con variaciones de 560 mA.

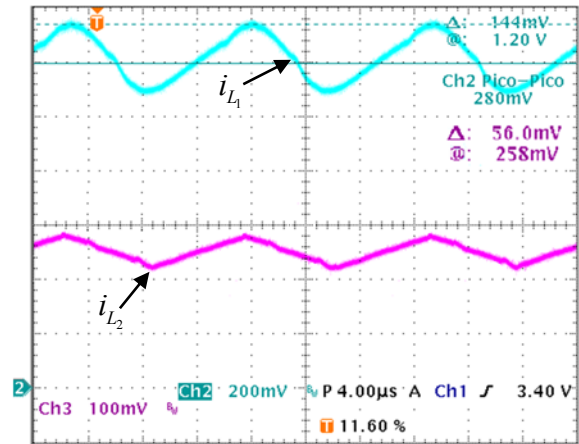


Fig. 4. Respuesta experimental de la corriente en los inductores (Tiempo: 4 $\mu\text{s}/\text{div}$): corriente del inductor L_1 (2 A/div), corriente del inductor L_2 (1 A/div).

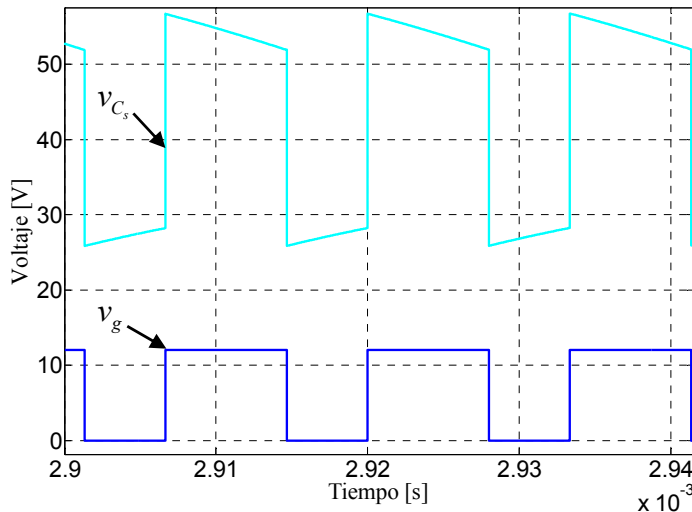


Fig. 5. Voltaje en los capacitores conmutados obtenidos por simulación.

Los valores de los voltajes resultado de la conexión en serie y paralelo de los capacitores C_s se muestran en la Fig. 5, donde v_g es la señal de conmutación aplicada a la compuerta del MOSFET. Se observa que cuando SW_1 =ABIERTO los capacitores C_s quedan conectados en serie y se cargan a un valor de 30 V y cuando SW_1 =CERRADO los mismos quedan conectados en paralelo, sumando 60 V para alimentar el filtro de salida.

Las mediciones del voltaje resultado de la conexión en serie y en paralelo de los capacitores C_s obtenidos con un osciloscopio se muestran en la Fig. 6.

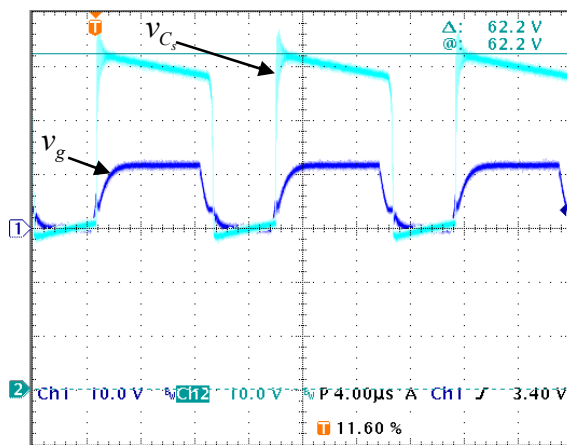


Fig. 6. Respuesta experimental del voltaje en los capacitores conmutados (Tiempo: 4 μ s/div, Amplitud 10v/div).

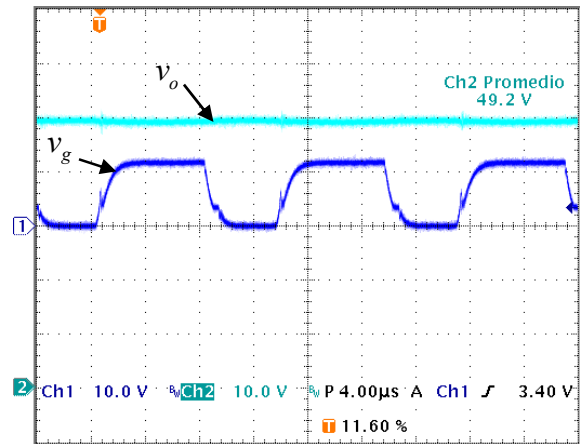
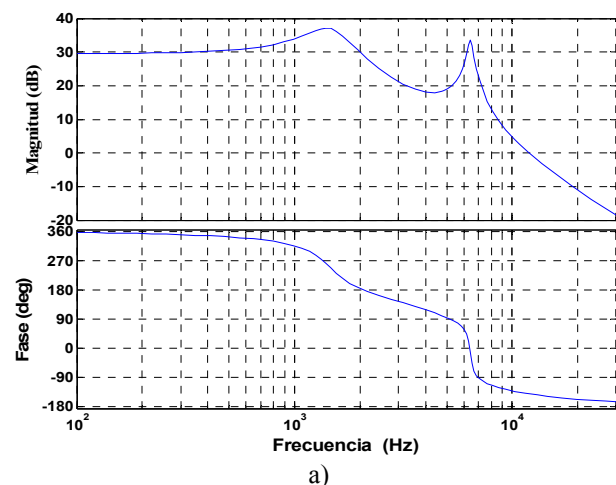


Fig. 7. Respuesta experimental del voltaje de salida (Tiempo: 4 μ s/div, Amplitud 10v/div)

El voltaje de salida del convertidor se muestra en la Fig. 7. Se puede observar que el valor de salida es prácticamente constante, lo cual es debido al buen diseño del filtro de salida. Por último, en la Fig. 8 se muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ tanto de forma teórica (Fig. 8a) como experimental (Fig. 8b). Para las mediciones de respuesta en frecuencia se utilizó un analizador de respuesta en frecuencia modelo 300 de AP Instruments Inc.

Analizando la función de transferencia (5) se observa que el polinomio característico es de cuarto orden. En la respuesta en frecuencia se puede notar la presencia de dos picos de resonancia. Se observa que los picos de resonancia en la respuesta experimental son menores debido a los efectos de la resistencia serie equivalente de los capacitores conocida como ESR (Leyva-Ramos et al. 2008). También se puede observar que la ganancia experimental tiene un valor menor a bajas frecuencias esto se debe a que se utilizó un circuito especial para realizar la medición de respuesta en frecuencia.



a)

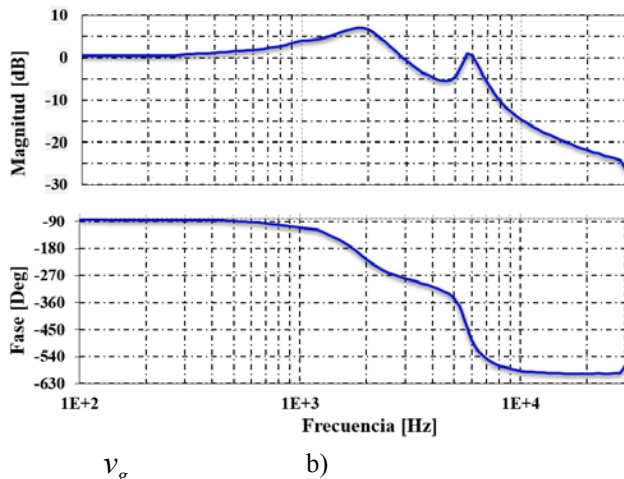


Fig. 8. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$: (a) Teórica, (b) experimental.

5. CONCLUSIONES

El convertidor elevador híbrido analizado y construido en este trabajo presenta una relación de conversión mucho mayor que la de convertidor elevador tradicional, la cual queda dada en función del ciclo de trabajo por la expresión $(1+D)/(1-D)$.

Debido a que la estructura capacitor conmutado funciona como duplicador de voltaje se reduce el estrés eléctrico en el dispositivo de conmutación y por lo tanto se reducen las pérdidas en el mismo. Además este convertidor no utiliza un transformador para elevar el voltaje, lo que aumenta la eficiencia en la conversión de energía.

Otra característica importante de esta configuración es que las variaciones en las corrientes tanto del inductor de entrada como de salida son suaves; esto es importante ya que algunos equipos utilizados como fuente de entrada del convertidor no permiten cambios abruptos de la corriente demandada. Tal es el caso de las celdas de combustible de hidrógeno.

Al compararse los resultados experimentales de las corrientes en los inductores, el voltaje de salida del convertidor y la función de transferencia con los resultados de la simulación del modelo a pequeña señal se demuestra la validez del mismo.

Finalmente, a partir estos modelos propuestos y su estudio de respuesta en frecuencia es posible diseñar diversas estrategias de control para la implementación de reguladores, trabajo que será desarrollado y presentado en manuscritos futuros.

REFERENCIAS

Axelrod B., Berkovich Y., Ioinovici A., (2008), Switched-Capacitor/Switch Inductor Structures For Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters, *IEEE Transaction on Circuits and Systems I*, 55(2), 687-696.

- Axelrod B., Beck Y., Berkovich Y., (2015) High step-up DC-DC converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier: steady state and dynamics, *IET Power Electronics*, 8(8), 1420-1428.
- Dijk, E. V., Spruijt, J. N., O'Sullivan, D.M., Klassens, J. B., (1995), PWM-Switch modeling of DC-DC converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 10 (6), 659-665.
- Krein, P. T., Bentsman, J., Bass, R., Leisietre, B. (1990), On the use of the averaging for the analysis of the electronic systems', *IEEE Trans. on Power Electron.*, 5 (2), 182-189.
- Leyva-Ramos, J., Ortiz-Lopez, M. G. and Díaz-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.
- 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.
- 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.
- Ortiz-Lopez M. G., Leyva-Ramos J., Carbajal-Gutierrez E. E. and Morales-Saldaña J. A., (2008), Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch, *IET Power Electronics*, 1 (4), pp. 478-487.
- Peter, P.K.; Agarwal, V., "Switched Capacitor dc-dc converter based maximum power point tracking of a PV source for nano satellite application," in *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2010 35th IEEE*, vol., no., pp.002604-002609, 20-25 June 2010
- Ranjana, M.S.B.; Sreeramula Reddy, N.; Kumar, R.K.P., "A novel non-isolated high step-up DC-DC converters for photovoltaic applications," in *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2014 International Conference on*, vol., no., pp.970-977, 20-21 March 2014
- Shih-Kuen Changchien; Tsorng-Juu Liang; Jiann-Fuh Chen; Lung-Sheng Yang, "Novel High Step-Up DC-DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System," in *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.6, pp.2007-2017, June 2010
- Vazquez N., Leyva-Ramos J., Cervantes I., Diaz-Saldierna L. H., Hernández C., (2013), Analysis and Study of High DC/DC Boost Converters", *IECON 2013 - The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*
- Vorperian. V., (1990), Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I: Continuous Conduction Mode, *IEEE Trans. on Aerosp.Electron. Syst.*, 26 (3), 490-496.