

Análisis dinámico de convertidores cuadráticos elevadores

Rodrigo Loera-Palomo¹ Jorge Alberto Morales-Saldaña¹ Eric Campos Cantón²

¹Faculta de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
Av. Dr. Manuel Nava No. 8, San Luis Potosí, S.L.P., 78290 México
e-mail: ro.loera@alumnos.uaslp.edu.mx, jmorales@uaslp.mx

²Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica,
Camino a la Presa San José No. 2055, San Luis Potosí, S.L.P., 78216, México

Resumen—En la literatura técnica la interconexión de convertidores conmutados para incrementar la capacidad de manejo de potencia en aplicaciones de CD ha sido reportado. En este escenario, los convertidores cuadráticos representan una opción para la obtención de altas relaciones de conversión de voltaje. Sin embargo, existe una brecha que describa los aspectos entre la equivalencia que presentan los convertidores conectados en cascada con respecto a sus versiones equivalentes con un interruptor activo. En este trabajo se analiza la dinámica del convertidor boost cuadrático con dos interruptores activos y su equivalente con un interruptor activo. Los modelos son obtenidos para esta clase de convertidores, además sus características estáticas y dinámicas se comparan a través de simulaciones computacionales.

Palabras clave: Convertidores conmutados, fuentes de alimentación, convertidores cuadráticos

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, se ha reportado un gran número de aplicaciones para convertidores de CD-CD, tales como: aplicaciones industriales, industria automotriz, sistemas computacionales, entre otros (Kassakian *et al.*, 1991; Erickson y Maksimovic, 2001; Luo y Ye, 2004). Además, requerimientos como mayores niveles de voltaje, alta densidad de potencia y mayor eficiencia en sistemas de alimentación con energías renovables han impulsado el desarrollo de nuevos circuitos de electrónica de potencia.

En aplicaciones de CD, una solución práctica para obtener altas relaciones de conversión de voltaje es la conexión en cascada de convertidores (Matsuo y Harada, 1976; Maksimovic y Cuk, 1991), en este último se muestra que algunos convertidores en cascada pueden ser implementados con un interruptor activo, manteniendo altas relaciones de conversión. Cuando este tipo de convertidores presentan una relación de conversión de voltaje en función del cuadrado del ciclo de trabajo se les denomina convertidores cuadráticos.

Una topología que provee una alta relación de conversión es el convertidor boost cuadrático, el cual consiste de dos convertidores básicos tipo boost conectados en cascada. En (Morales y Leyva, 2002) se presenta una generalización de convertidores conectados en cascada para n -etapas, donde

cada etapa o convertidor básico tiene un interruptor activo para su control. En éste trabajo se considera que los interruptores activos operan de forma sincronizada para maximizar la relación de conversión, además son presentados modelos no-lineales y lineales en espacio de estados promediados. En (Morales *et al.*, 2007) se realiza el diseño de un controlador para un convertidor boost cuadrático con un interruptor activo, donde el modelo del convertidor es obtenido. En (Ortiz *et al.*, 2008) se estudian convertidores cuadráticos de n -etapas con un interruptor activo. Para esta clase de sistemas se obtienen modelos no-lineales y lineales a través de técnicas de modelado promedio. En estos trabajos, el análisis y modelado considera una operación ideal de los dispositivos semiconductores, lo cual permite un tratamiento más simple del convertidor. Por lo tanto, los modelos obtenidos no reflejan la dinámica completa de estos convertidores. Finalmente, en (Leyva *et al.*, 2008) se presenta el modelado para un convertidor boost cuadrático con un interruptor activo, en éste se analiza el efecto de la resistencia equivalente en serie (ESR) de los capacitores sobre la dinámica del convertidor.

En la literatura técnica se han reportado modelos para el convertidor boost cuadrático, donde la mayoría presenta un análisis, considerando la operación ideal de los dispositivos semiconductores que lo forman. Aunado a esto, no ha sido tratada la relación entre el convertidor cuadrático con dos interruptores activos y su equivalente con un interruptor activo, esto al considerar elementos parásitos en los dispositivos semiconductores. En este trabajo se estudia el comportamiento dinámico del convertidor boost cuadrático con dos interruptores activos y su equivalente con un interruptor activo. Esto considerando elementos parásitos en los elementos semiconductores e inductancias. Modelos no-lineales y lineales, así como simulaciones computacionales son presentadas.

II. CONVERTIDOR CUADRÁTICO ELEVADOR

El convertidor boost cuadrático con dos interruptores activos es mostrado en la Fig. 1 (a), donde E es el voltaje de alimentación, L_j son inductores, C_j capacitores, S_{1a} y S_{3a} son interruptores activos, S_{2a} y S_{4a} son interruptores

pasivos y la carga es modelada por R . Este convertidor se forma por dos convertidores básicos tipo boost, donde los interruptores activos se operan de forma sincronizada para obtener una relación de conversión cuadrática (ideal) dada por $V_{C2}/E = 1/(1 - D)^2$. Siendo D el ciclo de trabajo nominal.

El convertidor boost cuadrático con un interruptor activo se muestra en la Fig. 1 (b). Este convertidor es un equivalente del convertidor con dos interruptores, el cual presenta la misma relación de conversión cuadrática (ideal).

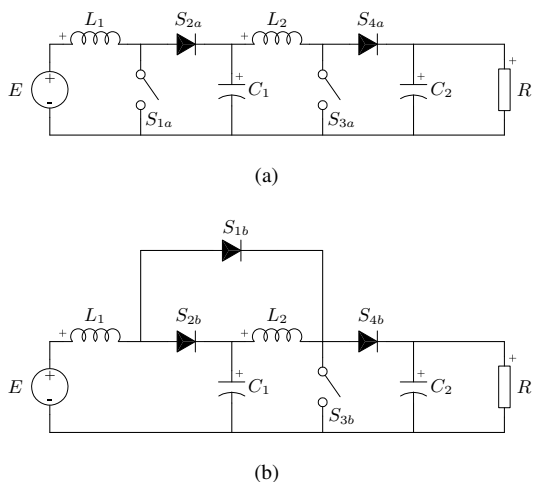


Figura 1. Convertidor cuadrático elevador. (a) Con dos interruptores activos. (b) Con un interruptor activo.

Operando al convertidor en modo de conducción continua (CCM), la corriente de los inductores nunca llega a un valor de cero. Esto permite que sólo dos redes eléctricas se formen a través del proceso de conmutación de los interruptores. En la Fig. 2 se muestran las redes obtenidas al operar de forma sincronizada los interruptores activos, esto para el convertidor con dos interruptores. En un estado de encendido de los interruptores (ver Fig. 2 (a)), se inicia un proceso de carga en los inductores y de descarga en los elementos capacitivos. Cuando los interruptores activos están en un estado de apagado (ver Fig. 2 (b)), el proceso se invierte.

En la Fig. 3 se muestra la operación del convertidor cuadrático con un interruptor activo. En ésta, si los dispositivos semiconductores se consideran ideales, se observa que se forman las mismas redes eléctricas en el proceso de conmutación del interruptor. Aquí el diodo S_{1b} y el interruptor S_{1a} realizan la misma función, así como los interruptores S_{3b} y S_{3a} respectivamente.

Los esfuerzos de voltaje y corriente en los dispositivos semiconductores se listan en la Tabla I. En ésta se observa que el diodo S_{1b} presenta un esfuerzo de voltaje diferente a su equivalente S_{1a} , así mismo, el interruptor S_{3b} presenta un esfuerzo de corriente mayor a su equivalente S_{3a} . En este escenario, si se consideran elementos parásitos en los dispositivos semiconductores S_{1b} y S_{3b} (y sus equivalentes S_{1a} y S_{3a}), la redes eléctricas derivadas del proceso de

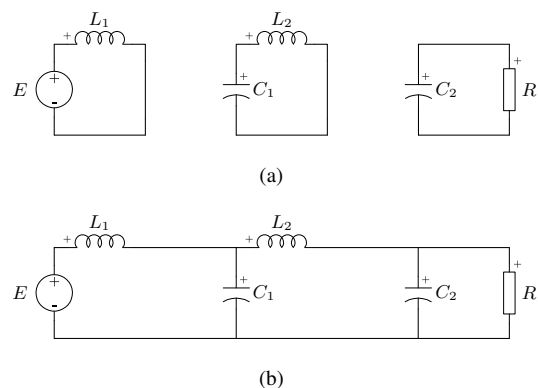


Figura 2. Convertidor cuadrático elevador con dos interruptores activos. (a) Interruptores activos cerrados. (b) Interruptores activos abiertos.

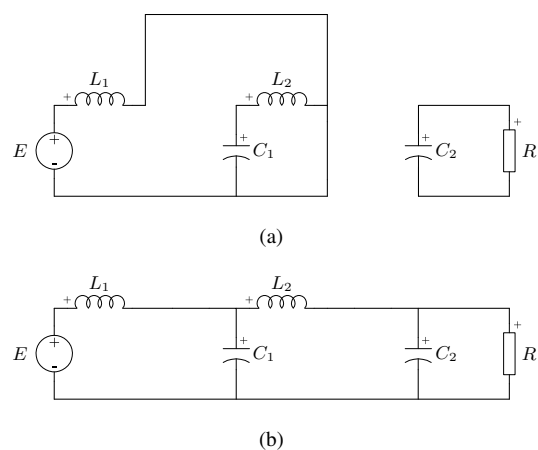


Figura 3. Convertidor cuadrático elevador con un interruptor activo. (a) Interruptor activo cerrado. (b) Interruptor activo abierto.

conmutación serán diferentes. Así como sus características estáticas y dinámicas.

TABLA I

Esfuerzo de voltaje y corriente en dispositivos semiconductores para el convertidor cuadrático elevador.

		2 interruptores activos			
		S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}
Voltaje		V_{C1}	$-V_{C1}$	V_{C2}	$-V_{C2}$
Corriente		I_{L1}	I_{L1}	I_{L2}	I_{L2}
		1 interruptor activo			
		S_{1b}	S_{2b}	S_{3b}	S_{4b}
Voltaje		$V_{C1} - V_{C2}$	$-V_{C1}$	V_{C2}	$-V_{C2}$
Corriente		I_{L1}	I_{L1}	$I_{L1} + I_{L2}$	I_{L2}

III. MODELADO

Un aspecto de gran interés en el control de sistemas electrónicos de potencia se refiere al aspecto de la interacción de las variables físicas y/o el modelado del convertidor. Modelos promedio para este tipo de sistemas se

pueden desarrollar a través de técnicas ampliamente conocidas (Kassakian *et al.*, 1991; Erickson y Maksimovic, 2001; Luo y Ye, 2004). En el desarrollo de modelos se consideran resistencias en serie como elementos parásitos, ver Fig. 4. Estos únicamente se consideran para los inductores y los dispositivos semiconductores S_{1a} , S_{3a} y su contraparte S_{1b} y S_{3b} .

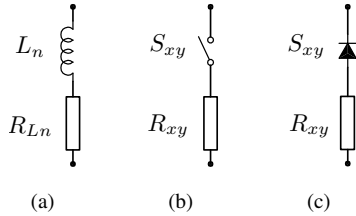


Figura 4. Resistencia parásita en serie. (a) Inductor. (b) Interruptor activo. (c) Interruptor pasivo.

Los modelos resultantes se presentan en una descripción de variable de estado. Esta representación se obtiene bajo las siguientes consideraciones: el convertidor opera en CCM y los parámetros del convertidor se consideran constantes. Además, para el convertidor con dos interruptores activos se considera una operación sincronizada de los mismos, es decir, $d_{1a}(t) = d_{3a}(t) = d(t)$. La representación en espacio de estados promediados es dada por

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(x(t), d(t)) \quad (1)$$

donde $x(t) = [i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2}]^T$, $d(t)$ es un valor escalar que representa el ciclo de trabajo promedio y $d'(t)$ corresponde al complemento del ciclo de trabajo $(1 - d(t))$. Los modelos resultantes para los convertidores cuadráticos de dos y un interruptor activo son dados en (2) y (3), respectivamente.

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= E - v_{C1}d' - (R_{L1} + R_{1a}d)i_{L1} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_{C1} - v_{C2}d' - (R_{L2} + R_{3a}d)i_{L2} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{L1}d' - i_{L2} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= i_{L2}d' - \frac{v_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= E - v_{C1}d' - [R_{L1} + (R_{1b} + R_{3b})d]i_{L1} \\ &\quad - R_{3b}di_{L2} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= v_{C1} - v_{C2}d' - (R_{L2} + R_{3a}d)i_{L2} \\ &\quad - R_{3b}di_{L1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{L1}d' - i_{L2} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= i_{L2}d' - \frac{v_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (3)$$

El punto nominal de operación de estos convertidores puede derivarse de la descripción anterior. Las expresiones para las corrientes de inductor y voltajes de capacitores para el convertidor con dos interruptores son dadas en (4)-(7). Para el convertidor con un interruptor activo estas expresiones son dadas por (8)-(11).

$$V_{C2} = \frac{D'^2 ER}{D'^2[D'^2 R + R_{L2} + R_{3a}D] + (R_{L1} + R_{1a}D)} \quad (4)$$

$$V_{C1} = \frac{[D'^2 R + R_{L2} + R_{3a}D]V_{C2}}{D'R} \quad (5)$$

$$I_{L1} = \frac{V_{C2}}{D'^2 R} \quad (6)$$

$$I_{L2} = \frac{V_{C2}}{D'R} \quad (7)$$

$$V_{C2} = \frac{D'^2 ER}{\alpha + D'^2[D'^2 R + R_{L2} + R_{3b}D] + \beta} \quad (8)$$

$$V_{C1} = \frac{[D'^3 R + R_{3b}D + D'(R_{L2} + R_{3b}D)]V_{C2}}{D'^2 R} \quad (9)$$

$$I_{L1} = \frac{V_{C2}}{D'^2 R} \quad (10)$$

$$I_{L2} = \frac{V_{C2}}{D'R} \quad (11)$$

donde

$$\alpha = 2DD'R_{3b}$$

$$\beta = R_{L1} + (R_{1b} + R_{3b})D$$

La relación de pequeña señal entre las variables de estado y variables de entrada se deriva al aplicar perturbaciones en las variables de interés. Esto es

$$x(t) = X + \tilde{x}(t) \quad d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (12)$$

donde X es el punto nominal de operación del convertidor. Al sustituir (12) en la descripción de espacio de estados, y asumiendo que las perturbaciones son suficientemente pequeñas tal que los términos no lineales pueden ser omitidos, el modelo lineal resultante presenta la forma

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{d}(t) \quad (13)$$

Para el convertidor cuadrático con dos interruptores las matrices A_a y B_a están dadas por (14) y (15). Para el convertidor con un interruptor activo éstas son dadas por (16) y (17).

$$B_a = \begin{bmatrix} \frac{V_{C1} - R_{1a}I_{L1}}{L_1} \\ \frac{V_{C2} - R_{3a}I_{L2}}{L_2} \\ -\frac{I_{L1}}{C_1} \\ -\frac{I_{L2}}{C_2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$A_a = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{L1}+R_{1a}D)}{L_1} & 0 & -\frac{D'}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_{L2}+R_{3a}D)}{L_2} & \frac{1}{L_2} & -\frac{D'}{L_2} \\ \frac{D'}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D'}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$A_b = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{L1}+R_{1b}D)}{L_1} - \frac{R_{3b}D}{L_1} & -\frac{R_{3b}D}{L_1} & -\frac{D'}{L_1} & 0 \\ -\frac{R_{3b}D}{L_2} & -\frac{(R_{L2}+R_{3b}D)}{L_2} & \frac{1}{L_2} & -\frac{D'}{L_2} \\ \frac{D'}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D'}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$B_b = \begin{bmatrix} \frac{V_{C1} - (R_{1b} + R_{3b})I_{L1} - R_{3b}I_{L2}}{L_1} \\ \frac{V_{C2} - R_{3b}(I_{L1} + I_{L2})}{L_2} \\ -\frac{I_{L1}}{C_1} \\ -\frac{I_{L2}}{C_2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Como se observa, la diferencia entre los modelos y punto de operación para el convertidor de dos interruptores y el de un interruptor radica en la resistencia parásita R_{3b} . En la descripción de espacio de estados, así como en el modelo lineal, se aprecia un término adicional dado por $R_{3b}d$ y $R_{3b}D$ respectivamente. La aparición de este término se debe a que el interruptor S_{3b} , en el convertidor con un interruptor activo, soporta la corriente de ambos inductores cuando S_{3b} está cerrado; lo cual no sucede en el convertidor de dos interruptores activos. En las expresiones para V_{C2} (punto de operación) el término $\alpha = 2DD'R_{3b}$ degrada la relación de conversión de voltaje con respecto a la obtenida por el convertidor de dos interruptores.

IV. SIMULACIONES

Con el fin de verificar el comportamiento dinámico del convertidor boost cuadrático con dos interruptores activos y su equivalente con un interruptor se realizan simulaciones computacionales. Las especificaciones nominales de operación de los convertidores son: un voltaje de entrada de $12 V_{CD}$, un voltaje de salida de $48 V_{CD}$, una potencia de $24 W$ y una frecuencia de conmutación de $50 kHz$. Los parámetros para el convertidor boost cuadrático se listan en la Tabla II. La resistencia en serie para los inductores puede medirse directamente de éstos. En el caso de los interruptores activos, las hojas de datos proporcionan un valor estimado de este valor. Por último, en los diodos ésta se estima de la curva i_F-v_F .

La relación del voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo de los convertidores cuadráticos se muestra en la Fig. 5. Esta se obtiene a partir de las expresiones (4) y (8). En el gráfico se observa que el voltaje de salida es igual en ambos convertidores para un ciclo de trabajo menor a $D \approx 0.5$; sin embargo, después de este valor el voltaje de salida es menor para el convertidor con un interruptor activo. Esto se debe a la resistencia parásita R_{3b} , como se observa en la expresión (8).

TABLA II
Parámetros del convertidor cuadrático.

Inductor de la primera etapa, L_1	196 μH
Resistencia parásita, R_{L1}	0.18 Ω
Inductor de la segunda etapa, L_2	767 μH
Resistencia parásita, R_{L2}	0.1 Ω
Elemento de almacenamiento, C_1	100 μF
Capacitor de salida, C_2	100 μF
Resistencia de carga, R	96 Ω
Elementos parásitos	
Interruptores activos, R_{1a} , R_{3a} y R_{3b}	0.05 Ω
Interruptores pasivos, R_{1b}	0.07 Ω

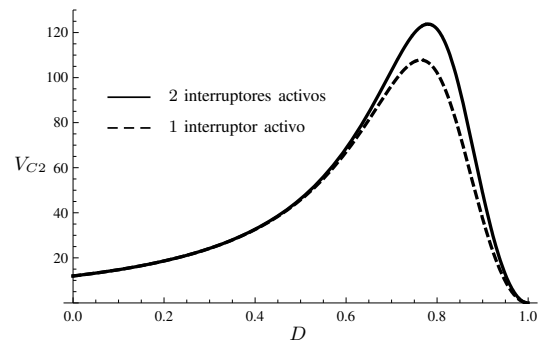


Figura 5. Relación de conversión de voltaje.

En la Fig. 6 se muestra la respuesta transitoria del voltaje de salida en una condición de arranque. Para el convertidor con dos interruptores es usado un ciclo de trabajo de 0.5103, mientras que para el convertidor con un interruptor activo se usa una $D = 0.5132$. En este caso, para alcanzar un voltaje de salida de $48 V$ el ciclo de trabajo para ambos convertidores es similar, como se muestra en el gráfico de la Fig. 5. En la Fig. 6 se observa que el voltaje de salida para el convertidor de un interruptor activo presenta un comportamiento dinámico en donde el sobretiro es menor y el tiempo de asentamiento se reduce. Los parámetros de desempeño se muestran en la Tabla III.

En la Fig. 7 se muestra la respuesta transitoria del voltaje de salida ante un escalón del ciclo de trabajo. En esta prueba el voltaje de salida cambia desde $48 V$ hasta un voltaje

TABLA III

Parámetros de desempeño de convertidores cuadráticos.

Parámetro	2 interruptores	1 interruptor
Tiempo de asentamiento	11.7 ms	9 ms
Sobretiro	138.54 %	129.17 %
Tiempo máximo	2.56 ms	2.56 ms
Tiempo de levantamiento	1.654 ms	1.82 ms

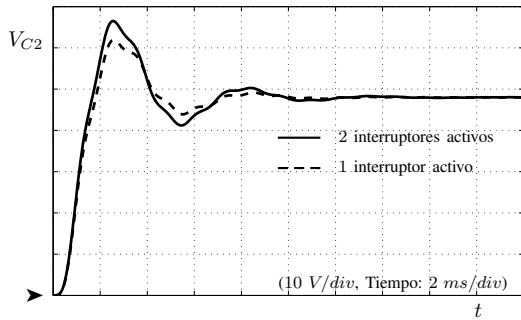


Figura 6. Respuesta transitoria del voltaje de salida.

de 60 V. Para el convertidor con dos interruptores activos el escalón de ciclo de trabajo es de 0.5103 hasta 0.5675, para el convertidor con un interruptor éste es de 0.5132 hasta 0.5721. En la Fig. 7 se observa que la respuesta del convertidor con un interruptor activo presenta un sobretiro y tiempo de asentamiento menores que el convertidor con dos interruptores activos (115.25%–7.89 ms contra 125%–8.24 ms, respectivamente).

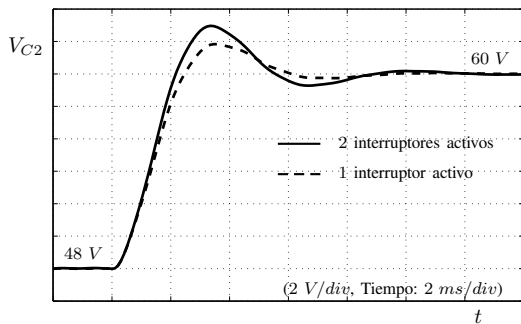
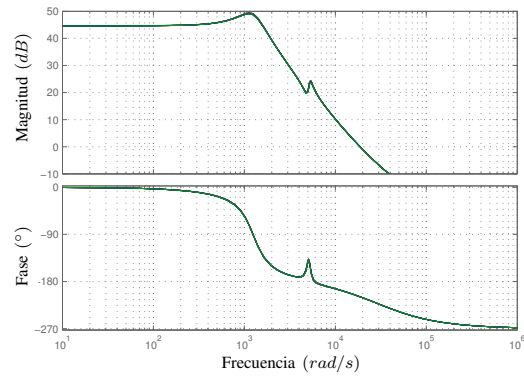


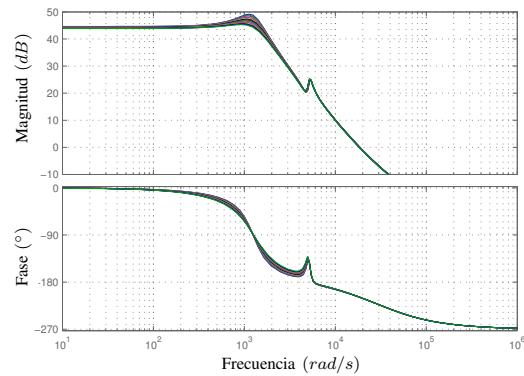
Figura 7. Respuesta transitoria del voltaje de salida a un escalón en el ciclo de trabajo.

En la Fig. 8 se muestran los gráficos de respuesta en frecuencia del voltaje de salida-señal de control $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{d}(s)$, en estos el valor de R_{3a} y R_{3b} se varia desde 0 Ω hasta 0.15 Ω . En la Fig. 8 (a) se muestra la respuesta en frecuencia para el convertidor con dos interruptores activos. La variación de la resistencia R_{3a} prácticamente no modifica la respuesta del convertidor, la ganancia a bajas frecuencias cambia de 44.7 dB a 44.6 dB, mientras que el pico de resonancia cambia de 49.5 dB a 49 dB, el cual está a una frecuencia de 1130 rad/s. En la Fig. 8 (b) se muestra la respuesta

en frecuencia del convertidor cuadrático con un interruptor activo, esto al variar la resistencia R_{3b} . La variación de esta resistencia parásita amortigua el pico de resonancia, pero también afecta la ganancia a bajas frecuencias. Esto último afecta el valor estático del voltaje de salida, como se mostró en resultados previos. Al variar R_{3b} la ganancia cambia de 44.6 dB a 43.9 dB, y el pico de resonancia se reduce de 49.2 dB (1130 rad/s) hasta 45.3 dB (928 rad/s).



(a)



(b)

Figura 8. Respuesta en frecuencia del convertidor cuadrático al variar la resistencia parásita del interruptor activo de la segunda etapa. (a) Dos interruptores activos. (b) Un interruptor activo.

Finalmente, la localización de raíces para la función de transferencia $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{d}(s)$ es obtenida, esto al variar el valor de R_{3a} y R_{3b} desde 0 Ω hasta 0.15 Ω , ver Fig. 9. En ambos casos se tienen dos pares de polos complejos y un par de ceros complejos en el lado izquierdo del plano-s, además de un cero en el lado derecho del plano complejo. El efecto de modificar el valor de la resistencia parásita en los interruptores S_{3a} y S_{3b} es mover hacia la izquierda los polos y ceros en el plano complejo. Para el convertidor con dos interruptores activos, la respuesta en frecuencia de $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{d}(s)$ no se modifica ya que los polos y ceros se mueven poco de su posición original. En cambio, en el convertidor con un interruptor activo, los polos complejos de baja frecuencia cambian su posición desde $-391 \pm 1200i$ hasta $-622 \pm 1120i$; esto permite una respuesta más suave del voltaje de salida del convertidor.

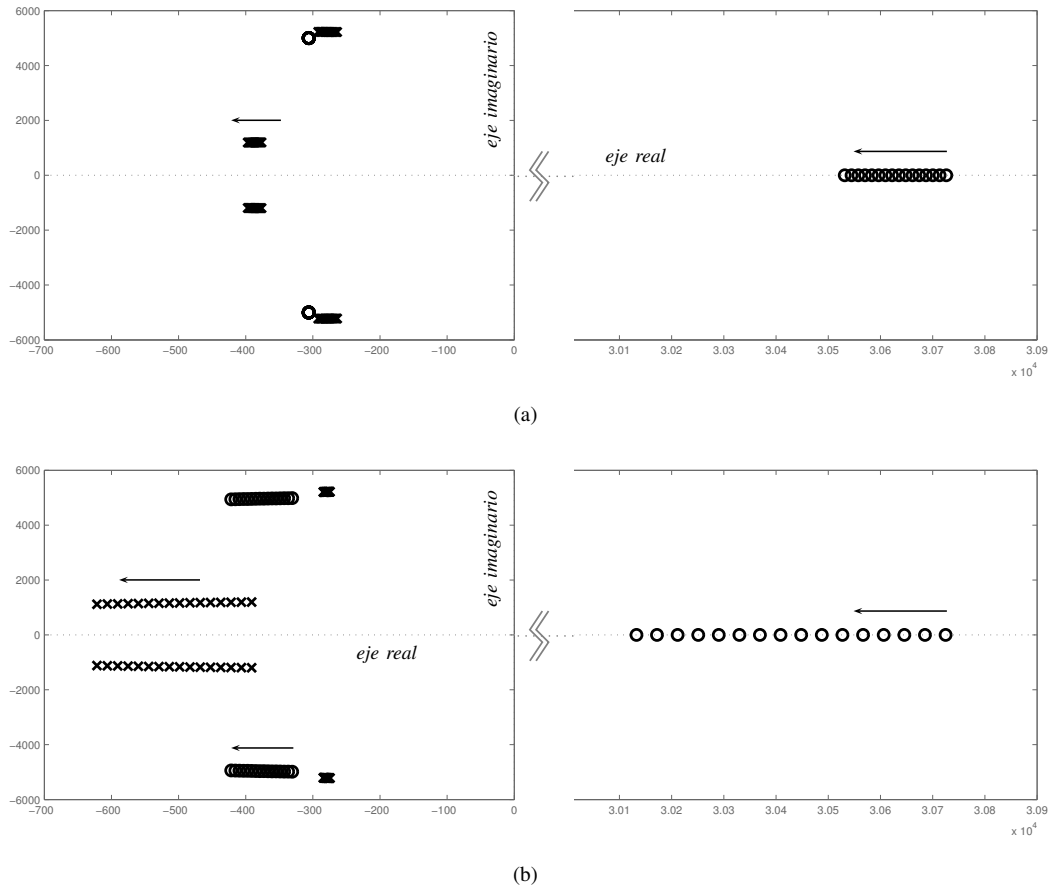


Figura 9. Localización de raíces del convertidor cuadrático al variar la resistencia parásita del interruptor activo de la segunda etapa. (a) Dos interruptores activos. (b) Un interruptor activo.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo, se realiza un análisis dinámico del convertidor boost cuadrático con dos interruptores activos y su equivalente con un interruptor activo. Desde un punto de vista ideal, estos convertidores ofrecen las mismas características estáticas y dinámicas; sin embargo, al considerar elementos parásitos en los dispositivos semiconductores, las características de estos convertidores cambia debido a la disposición de estos dispositivos en cada convertidor. Para el convertidor boost cuadrático con un interruptor, su dinámica se ve afectada principalmente por la resistencia parásita modelada en el interruptor activo.

El convertidor cuadrático con dos interruptores activos presenta mejores características estáticas, donde puede ser alcanzado un voltaje de salida importante. Sin embargo, se requiere de un sistema complejo para la operación del convertidor. En el caso de convertidor cuadrático con un interruptor activo se penaliza la relación de conversión de voltaje, la cual se reduce por el efecto de la resistencia parásita modelada en el interruptor activo. A pesar de ello, este convertidor presenta mejores características dinámicas: sobretiro y tiempo de asentamiento menores en la respuesta transitoria del voltaje de salida. Además de un sistemas más

sencillo para la operación del convertidor.

REFERENCIAS

- Kassakian, J.G., M.F. Schlecht and G.C. Verghese (1991). *Principles of Power Electronics*. Addison-Wesley Publishing Company.
- Erickson, R.W. and D. Maksimovic (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers.
- Luo, F.L. and H. Ye (2004). *Advanced DC/DC Converters*. CRC Press.
- Matsuo, H. and K. Harada (1976). The cascade connection of switching regulators. *IEEE Transactions on Industrial Applications* **IA-12**, 192–198.
- Maksimovic, D. and S. Cuk (1991). Switching converters with wide DC conversion range. *IEEE Transactions on Power Electronics* **6**, 151–157.
- Morales-Saldaña, J.A. and J. Leyva-Ramos (2002). Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* **38**, 295–299.
- Morales-Saldaña, J.A., R. Galarza-Quirino, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutierrez and M.G. Ortiz-Lopez (2007). Multiloop controller design for a quadratic boost converter. *IET Electric Power Applications* **1**, 362–367.
- Ortiz-Lopez, M.G., J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutierrez and J.A. Morales-Saldaña (2008). Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch. *IET Power Electronics* **1**, 478–487.
- Leyva-Ramos, J., M.G. Ortiz-Lopez and L.H. Diaz-Saldierna (2008). The effect of ESR of the capacitors on modeling of a quadratic boost converter. *IEEE Control and Modeling for Power Electronics Conference (COMPEL)*, 1–5.