

MODELADO Y ANÁLISIS DE CONVERTIDORES CD-CD CUADRÁTICOS

Campos-Delgado D.U., Hernández Briones P.G.*
Morales-Saldaña J.A. y Carbajal Gutierrez E.E.**

* *Facultad de Ciencias, UASLP, Av. Salvador Nava s/n,
Zona Universitaria, C.P. 78290, S.L.P., México.*

** *Facultad de Ingeniería, UASLP, Dr. Manuel Nava No.8,
Zona Universitaria, C.P. 78290, S.L.P., México.*

Resumen

En este artículo se analizan los convertidores cd-cd cuadráticos propuestos por Maksimovic y Cuk (1991). Primeramente, estos convertidores son modelados en término de variables promedio, obteniéndose así modelos bi-lineales para cada uno de ellos. Aproximaciones lineales se presentan al analizar la dinámica en un punto de operación dado para cada unas de las topologías estudiadas. Las características dinámicas de estos modelos lineales son detalladas en el artículo. Simulaciones numéricas corroboran la respuesta de los modelos derivados.

Palabras Clave: Convertidores cd-cd, Modelado Dinámico, Modelo Promedio.

1. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas, un gran número de aplicaciones para convertidores cd-cd han sido reportados (Kassakian *et al.* 1991). Muchas aplicaciones se encuentran en la industria de computadoras, telecomunicaciones, aeronáutica y sistemas de corrección de potencia (PFC). En los últimos años, ha existido la necesidad de obtener grandes relaciones de conversión con la correspondiente reducción de tamaño y peso. Un procedimiento para obtener relaciones de conversión menores es a través del uso de ciclos de trabajo muy pequeños o transformadores. Sin embargo los tiempos finitos requeridos para el encendido y apagado del interruptor activo, son limitantes que reducen el rango de operación del ciclo de trabajo. Otra alternativa que satisface estos requerimientos de gran-

des relaciones de transformación es la implementación de convertidores cd-cd en cascada (Middlebrook 1984),(Matsuo y Harada 1976),(Morales *et al.* 2002). Una de las desventajas más importante de la conexión en cascada es que la eficiencia total es reducida principalmente por los dispositivos de conmutación. Así en el caso de que se requiera una relación cuadrática en la conversión de voltaje, es preferible usar convertidores cuadráticos (Maksimovic y Cuk 1991), los cuales emplean un solo interruptor activo. Middlebrook (1984) sugirió el uso de Convertidores Cuk conectados en cascada y desarrollo el análisis de eficiencia y conversión cd. Matsuo y Harada (1976) propusieron la conexión en cascada de convertidores Buck y Buck-boost para obtener bajos voltajes para fuentes de alimentación. Maksimovic y Cuk (1991) propusieron varias topologías de convertidores cuadráticos, las cuales presentan la característica de emplear un solo interruptor activo. Además, presentaron las condiciones de conversión cd. Sin embargo, no existen modelos para esta clase de convertidores.

¹ Autor Correspondiente: Daniel U. Campos Delgado, Facultad de Ciencias, UASLP, Av. Salvador Nava S/N, Zona Universitaria, C.P. 78290, S.L.P., Tel. (444) 826-2316, Fax (444) 826-2321, ducd@fc.uaslp.mx.

Cuadro 1. Topologías Básicas de Convertidores CD/CD Cuadráticos

	Clase \mathcal{A}	Clase \mathcal{B}	Clase \mathcal{C}
$\frac{V_o}{V_s}$	U^2	$\frac{-U^2}{1-U}$	$\frac{U^2}{(1-U)^2}$

El propósito de este trabajo es presentar los modelos lineales y no lineales de convertidores cuadráticos. Los modelos resultantes pueden ser usados para el análisis y diseño de diferentes estrategias de control. Estos modelos son válidos para el modo de operación en conducción continua y hasta la tercera parte de la frecuencia de conmutación.

La distribución del artículo se detalla a continuación. En la Sección 2 se introducen las características generales de los convertidores cuadráticos. El modelado y análisis de los convertidores reductores se presenta en la Sección 3. La Sección 4 muestra ahora el modelado de los convertidores elevadores/reductores. Simulaciones numéricas se detallan en la Sección 5, y finalmente conclusiones y comentarios finales son introducidos en la Sección 6.

2. CARACTERÍSTICAS GENERALES

Los convertidores cd-cd cuadráticos propuestos por Maksimovic y Cuk (1991) son generalizaciones de dos convertidores cd-cd en cascada, pero con un solo interruptor activo. Estos convertidores además presentan tres topologías básicas las cuales están caracterizadas de acuerdo a la razón de conversión M entre el voltaje de salida V_o en estado estable y la alimentación V_s . En el Cuadro 1 se presentan estas relaciones, donde U representa el ciclo de trabajo en estado estable. El análisis de la dinámica de los convertidores se realiza asumiendo que se trabaja siempre en Modo Continuo de Conducción (MCC) (Mohan *et al.* 1995). Para trabajar siempre en MCC, los elementos del circuito deben seleccionarse de acuerdo con la frecuencia de conmutación f_s , la resistencia de carga R y el ciclo de trabajo U . Estas condiciones se presentan en (Maksimovic y Cuk 1991) y se omiten por brevedad.

En la Fig. 1 se muestra el diagrama del convertidor reductor \mathcal{A}_1 . Para este convertidor y las demás topologías se asumen entonces en MCC. Los modos de operación de este convertidor se establecen como:

- **Q → ENCENDIDO:** el diodo D_1 estará activado y D_2, D_3 estarán apagados.
- **Q → APAGADO:** el diodo D_1 estará apagado y D_2, D_3 estarán activados.

Bajo estas condiciones se derivan los modelos de los convertidores tomando una estrategia de conmutación PWM para el interruptor activo. Así, se puede llegar a modelos promedio asumiendo

que la dinámica de los voltajes en los capacitores y corrientes en las bobinas tienen una variación lenta comparada con la frecuencia de conmutación f_s . Por lo tanto, los valores promedio se aproximan a los valores reales de las variables y la variable de control se convierte en el ciclo de trabajo $u(t)$ del interruptor. En todos los modelos se considera la variable de salida $y(t)$ como el voltaje en la carga $v_o(t)$. La validez de estos modelos depende de la frecuencia de conmutación. Por otro lado, los modelos promedio resultantes son sistemas autónomos bilineales que pueden escribirse en la siguiente forma general:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Fx + G(x) \cdot u \\ y &= Cx\end{aligned}\quad (1)$$

donde $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{L_1} \ i_{L_2} \ v_{C_2} \ v_o]^T$ son los valores promedio de las variables y $u \in [0, 1]$ representa el ciclo de trabajo. Para todas las topologías analizadas $C = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$, en otras palabras $y = v_o$. Se linealiza el modelo (1) en una condición dada (V_o, R, U) para obtener:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ \tilde{v}_o &= C\tilde{x}\end{aligned}\quad (2)$$

Por lo tanto, se asume que $u(t) = U + \tilde{u}(t)$ y $v_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t)$, y \tilde{x} representa la variación de los estados sobre la condición de linealización. Para todas las topologías y configuraciones estudiadas los modelos lineales resultantes presentaron una realización mínima, es decir realizaciones controlables y observables. Ahora, la función de transferencia del sistema lineal $T(s)$ representa la correspondencia entre variaciones del ciclo de trabajo \tilde{u} y su acción en la variable de salida \tilde{v}_o :

$$T(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{u}(s)} = C(sI_4 - A)^{-1}B \quad (3)$$

Debido a la estructura de los convertidores las matrices del sistema lineal tendrán las siguientes dimensiones $A \in \mathcal{R}^{4 \times 4}$, $B \in \mathcal{R}^{4 \times 1}$ y $C \in \mathcal{R}^{1 \times 4}$.

3. CONVERTIDOR CUADRÁTICO REDUCTOR (CLASE \mathcal{A})

A continuación se estudian 2 configuraciones del convertidor cuadrático reductor (Clase \mathcal{A}). Estas configuraciones están etiquetadas como \mathcal{A}_1 (Fig. 1) y \mathcal{A}_2 (Fig. 2). Ambas configuraciones tienen la misma característica de transferencia entre el voltaje de salida y el de alimentación, ver Cuadro 1. Las matrices F y funciones $G(x)$ de los modelos promedio bilineales (1) se presentan en el Cuadro 2. Realizando la linealización de los modelos anteriores y utilizando las relaciones entre los valores cd de los voltajes y corrientes (Cuadros 1 y 4),

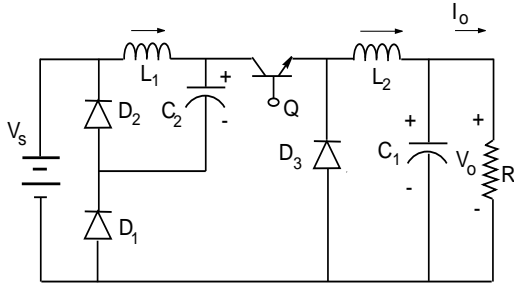


Figura 1. Convertidor Cuadrático CD/CD \mathcal{A}_1

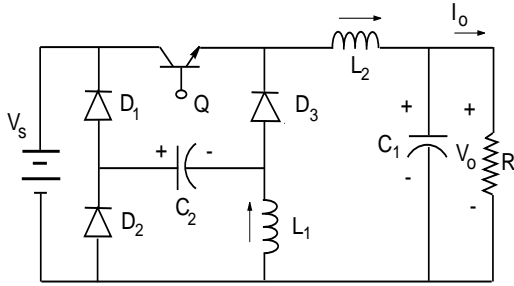


Figura 2. Convertidor Cuadrático CD/CD \mathcal{A}_2

se puede llegar a representaciones en funciones de transferencia para estos convertidores, ver Cuadro 3.

Cuadro 2. Modelos Promedio de los Convertidores Clase \mathcal{A}

\mathcal{A}_1	$F =$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{RC_1} \end{bmatrix}$	$G(x) =$	$\begin{bmatrix} \frac{V_s}{x_3} \\ \frac{L_1}{L_2} \\ \frac{L_2}{C_2} \\ 0 \end{bmatrix}$
\mathcal{A}_2	$F =$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{RC_1} \end{bmatrix}$	$G(x) =$	$\begin{bmatrix} \frac{-V_s}{x_3 + V_s} \\ \frac{L_1}{L_2} \\ \frac{L_2}{C_2} \\ 0 \end{bmatrix}$

Analizando las aproximaciones lineales, se observaron algunas características relevantes para los convertidores \mathcal{A}_1 y \mathcal{A}_2 :

- \mathcal{A}_1 1. El sistema lineal es estable para $\forall U \in (0, 1)$.
- 2. Los ceros siempre son inestables y bajo la condición $C_2 < L_1 U^4 / 8R^2$ los ceros serán complejos.
- \mathcal{A}_2 1. El sistema lineal es estable para $\forall U \in (0, 1)$.
- 2. El sistema es para cualquier condición de linealización de fase mínima.

Por lo tanto, en términos de control existen restricciones de desempeño (Zhou y Doyle 1998) con respecto al convertidor \mathcal{A}_1 debido a los ceros inestables.

4. CONVERTIDORES CUADRÁTICOS ELEVADORES/REDUCTORES

A continuación se muestra el análisis de los convertidores cuadráticos elevadores/reductores. Estos se dividen en 2 topologías de acuerdo a la polaridad del voltaje de salida. Así, en la clase \mathcal{B} existe un cambio de polaridad con respecto al voltaje de alimentación V_s , lo cual no se presenta en la clase \mathcal{C} .

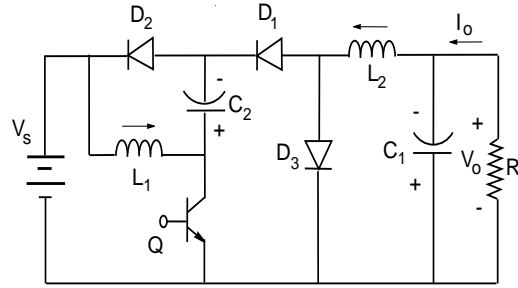


Figura 3. Convertidor Cuadrático CD/CD \mathcal{B}_1

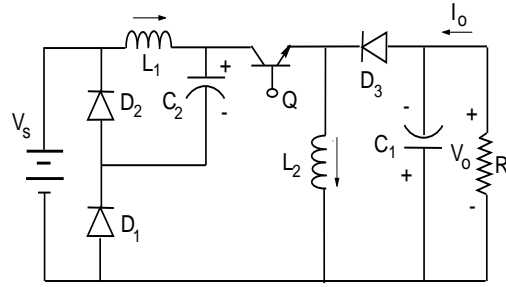


Figura 4. Convertidor Cuadrático CD/CD \mathcal{B}_2

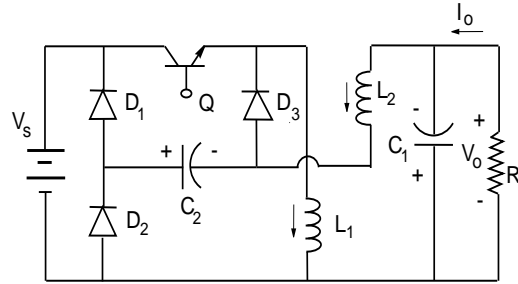


Figura 5. Convertidor Cuadrático CD/CD \mathcal{B}_3

4.1 Clase \mathcal{B}

Se analizan 3 configuraciones de la clase \mathcal{B} las cuales se etiquetan como \mathcal{B}_1 (Fig. 3), \mathcal{B}_2 (Fig. 4), y \mathcal{B}_3 (Fig. 5). Estas 3 configuraciones presentan características dinámicas que los hacen diferentes entre sí. Estas diferencias se presentarán a continuación con respecto a los modelos lineales. Primero, las matrices F y funciones $G(x)$ de los modelos bilineales (1) se presentan en el Cuadro 5. Las funciones de transferencia de las aproximaciones lineales se muestran ahora en el Cuadro 3. A partir del Cuadro 3 se pueden observar las

Cuadro 3. Modelos Lineales de los Convertidores Cuadráticos

\mathcal{A}_1	$\frac{V_o}{U} \cdot \frac{\frac{1}{L_2 C_1} s^2 - \frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R} s + \frac{L_1 L_2 C_1 C_2}{L_2 C_2 + L_2 C_1 + L_1 C_2}}{s^4 + \frac{1}{C_1 R} s^3 + \left[\frac{U^2}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{1}{L_1 C_2} \right] s^2 + \left[\frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R} + \frac{L_1 C_1 C_2 R}{L_1 L_2 C_1 C_2} \right] s + \frac{1}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$
\mathcal{A}_2	$\frac{V_o}{U^2} \cdot \frac{\frac{1+U}{L_2 C_1} s^2 + \frac{U^2(1-U)}{L_1 L_2 C_1 C_2 R} s + \frac{2U}{L_1 L_2 C_1 C_2}}{s^4 + \frac{1}{C_1 R} s^3 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{1}{L_1 C_2} \right] s^2 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_2 C_1 C_2 R} + \frac{L_1 C_1 C_2 R}{L_1 L_2 C_1 C_2} \right] s + \frac{1}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$
\mathcal{B}_1	$\frac{V_o}{U(U-1)} \cdot \frac{\frac{1}{L_2 C_1} s^2 - \frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R(1-U)} s + \frac{(1-U)(2-U)}{L_1 L_2 C_1 C_2}}{s^4 + \frac{1}{C_1 R} s^3 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_1 C_2} + \frac{U^2}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_1} \right] s^2 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R} \right] s + \frac{(1-U)^2}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$
\mathcal{B}_2	$\frac{V_o}{U(U-1)} \cdot \frac{\frac{U}{C_1 R} s^3 - \frac{(1-U)^2}{L_2 C_1} s^2 + \left[\frac{U}{L_2 C_1 C_2 R} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} \right] U s - \frac{(1-U)^2(2-U)}{L_1 L_2 C_1 C_2}}{s^4 + \frac{1}{C_1 R} s^3 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_2 C_1} + \frac{U^2}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_1 C_2} \right] s^2 + \left[\frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R} \right] s + \frac{(1-U)^2}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$
\mathcal{B}_3	$\frac{V_o}{U^2(U-1)} \cdot \frac{\frac{(1-U)^2}{L_2 C_1} s^2 + \frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R} s - \frac{U(1-U)^2(2-U)}{L_1 L_2 C_1 C_2}}{s^4 + \frac{1}{C_1 R} s^3 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_1 C_2} + \frac{1}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_1} \right] s^2 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{1}{L_2 C_1 C_2 R} \right] s + \frac{(1-U)^2}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$
\mathcal{C}_1	$\frac{V_o}{U(U-1)} \cdot \frac{\frac{U}{C_1 R} s^3 - \frac{(1-U)^2}{L_2 C_1} s^2 + \left[\frac{U(1-U)^2}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{U^2(1+U)}{L_2 C_1 C_2 R} \right] s - \frac{2(1-U)^4}{L_1 L_2 C_1 C_2}}{s^4 + \frac{1}{C_1 R} s^3 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_2 C_1} + \frac{(1-U)^2}{L_1 C_2} + \frac{U^2}{L_2 C_2} \right] s^2 + \left[\frac{(1-U)^2}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{U^2}{L_2 C_1 C_2 R} \right] s + \frac{(1-U)^4}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$

Cuadro 4. Valores cd en los Convertidores Cuadráticos

	\mathcal{A}_1	\mathcal{A}_2	\mathcal{B}_1	\mathcal{B}_2	\mathcal{B}_3	\mathcal{C}_1
$\frac{I_{L1}}{I_o}$	U	$1-U$	$\frac{U}{1-U}$	$\frac{U}{1-U}$	$\frac{1}{1-U}$	$\frac{U}{(1-U)^2}$
$\frac{I_{L2}}{I_o}$	1	1	1	$\frac{1}{1-U}$	1	$\frac{1}{1-U}$
$\frac{V_{C2}}{V_o}$	$\frac{1}{U}$	$\frac{1}{U}$	$-U$	$\frac{1-U}{-U}$	$-U$	$\frac{1-U}{U}$

Cuadro 5. Modelos Promedio de los Convertidores Clase \mathcal{B}

\mathcal{B}_1	$F =$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{RC_1} \end{bmatrix}$	$G(x) =$	$\begin{bmatrix} x_3 + V_s \\ \frac{L_1}{x_3} \\ \frac{L_2}{-x_1 - x_2} \\ \frac{C_2}{0} \end{bmatrix}$
\mathcal{B}_2	$F =$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{RC_1} \end{bmatrix}$	$G(x) =$	$\begin{bmatrix} \frac{V_s}{x_3 - x_4} \\ \frac{L_2}{-x_2} \\ \frac{C_2}{x_2} \\ \frac{C_1}{0} \end{bmatrix}$
\mathcal{B}_3	$F =$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{RC_1} \end{bmatrix}$	$G(x) =$	$\begin{bmatrix} x_3 + V_s \\ \frac{L_1}{-V_s} \\ \frac{L_2}{-x_1} \\ \frac{C_2}{0} \end{bmatrix}$

características dinámicas de cada convertidor que se detallan a continuación:

- \mathcal{B}_1
1. El sistema lineal es estable para $\forall U \in (0, 1)$.
 2. Existen dos ceros que tienen siempre parte real positiva (fase no-mínima).
- \mathcal{B}_2
1. El sistema lineal es estable para $\forall U \in (0, 1)$.
 2. Se tienen tres ceros en la función de transferencia. Utilizando el criterio de Routh-Hurwitz se puede observar que si $U/L_2 > (1-U)/L_1$ el sistema tiene los 3 ceros inestables, pero de lo contrario el sistema tendrá solo un cero inestable.

- \mathcal{B}_3
1. El sistema lineal es estable para $\forall U \in (0, 1)$.
 2. Se observan dos ceros reales y diferentes, teniendo uno parte real positiva y otro parte real negativa. Por lo tanto, el sistema es de fase no-mínima.

De manera similar que con los convertidores clase \mathcal{A} , en términos de control existen restricciones de desempeño para los tres convertidores clase \mathcal{B} , y para \mathcal{B}_2 además dependen de la condición de trabajo.

4.2 Clase \mathcal{C}

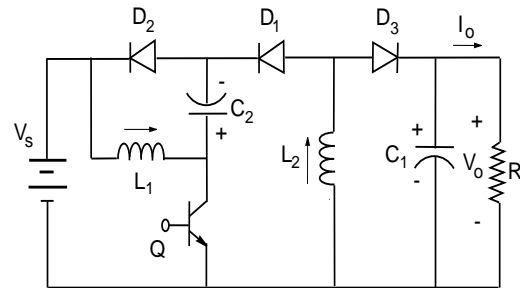


Figura 6. Convertidor Cuadrático CD/CD \mathcal{C}_1

Finalmente se analizará el convertidor clase \mathcal{C} . Este convertidor tiene una característica reductora/elevadora dependiendo del ciclo de trabajo. Sin embargo, no presenta un cambio de polaridad con respecto al voltaje de alimentación V_s como el clase \mathcal{B} . La matriz F y función $G(x)$ del modelo promedio bilineal (1) se muestra a continuación:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{RC_1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$G(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_3 + V_s}{L_1} \\ \frac{x_3 + x_4}{L_2} \\ \frac{-x_1 - x_2}{C_2} \\ \frac{-x_2}{C_1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

La función de transferencia del modelo linealizado es mostrada en el Cuadro 3. Del sistema lineal se pueden hacer ciertas observaciones:

- El sistema linealizado es estable $\forall U \in (0, 1)$.
- Existen 3 ceros en la función de transferencia. Sin embargo, si se cumple $U(1+U)/L_2C_1 < (1-U)^2/L_1C_1$ entonces habrá un solo cero inestable. De lo contrario, los 3 ceros serán inestables.

5. SIMULACIONES

Con el fin de validar los modelos obtenidos se realizó un diseño para los convertidores cuadráticos \mathcal{A}_1 , \mathcal{B}_1 y \mathcal{C}_1 bajo las siguientes especificaciones:

- $V_s = 30V$,
- $|V_o| = 12V$,
- $R = 5\Omega$,
- $f_s = 50kHz$.

Por lo tanto, se obtuvieron los siguientes valores para el ciclo de trabajo de estado estable U :

- $\mathcal{A}_1 \Rightarrow U = 0.63$,
- $\mathcal{B}_1 \Rightarrow U = 0.46$,
- $\mathcal{C}_1 \Rightarrow U = 0.39$.

Se seleccionaron los mismos valores para los capacitores e inductores en todos los convertidores, cuidando que estos valores aseguraran un MCC en cada circuito. Así, se seleccionó: $L_1 = 1mH$, $L_2 = 100\mu H$ y $C_1 = C_2 = 22\mu F$. La respuesta en frecuencia de las aproximaciones lineales se presentan en la Fig. 7. A partir de las repuestas en frecuencias se observan para los tres convertidores dos resonancias en la magnitud, lo cual resulta intuitivo de acuerdo a la razón cuadrática de conversión. Esto también se refleja a través de la ubicación de los polos del sistema lineal, ya que para los tres convertidores los polos de lazo abierto resultaron en dos pares de polos complejos conjugados. Ahora, con objeto de validar los modelos lineales promedio antes obtenidos se simuló su respuesta a un escalón y se comparó con

la simulación actual del convertidor cuadrático, todo esto utilizando MATLAB © y el Toolbox *Power System Blockset*. Se realizó entonces una prueba de desempeño alterando el valor nominal del ciclo de trabajo U en un 5%, es decir

$$u(t) = U + 0.05U \cdot 1(t - t_{on}) \quad (6)$$

donde el valor de U es independiente para cada convertidor y t_{on} representa el tiempo de inicio de la función escalon $1(t)$. Las comparaciones para los convertidores \mathcal{A}_1 , \mathcal{B}_1 y \mathcal{C}_1 se muestran en las Figs. 8, 9 y 10 respectivamente. A partir de estas figuras se puede observar que los modelos lineales capturan la respuesta dinámica de los convertidores cerca del punto de linealización. Sin embargo, existe un error con respecto a los valores de estado estable del voltaje de salida v_o . Esto se puede atribuir a las caídas de voltaje en los elementos de conmutación las cuales no fueron contempladas en el modelo promedio. Además, se puede observar que aunque los tres convertidores tienen la misma razón de conversión y mismos elementos, el convertidor \mathcal{C}_1 tiene el mayor rizo ca en el voltaje de salida v_o .

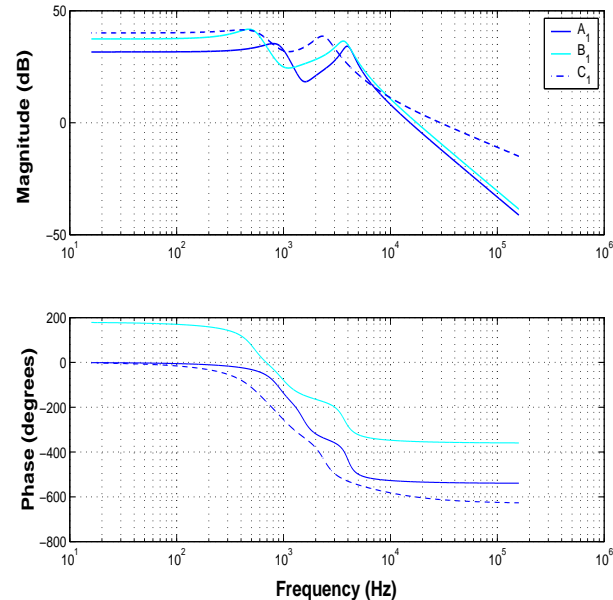


Figura 7. Respuesta en Frecuencia de los Modelos Lineales de los Convertidores

6. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó un análisis detallado de los convertidores cuadráticos cd-cd primariamente propuestos por Maksimovic y Cuk (1991). Modelos promedio fueron obtenidos para cada una de las topologías estudiadas y aproximaciones lineales fueron presentadas de acuerdo a un punto de operación del convertidor. Se mostró las diferencias dinámicas entre las diferentes configuraciones de la misma topología. Así, se puede ver

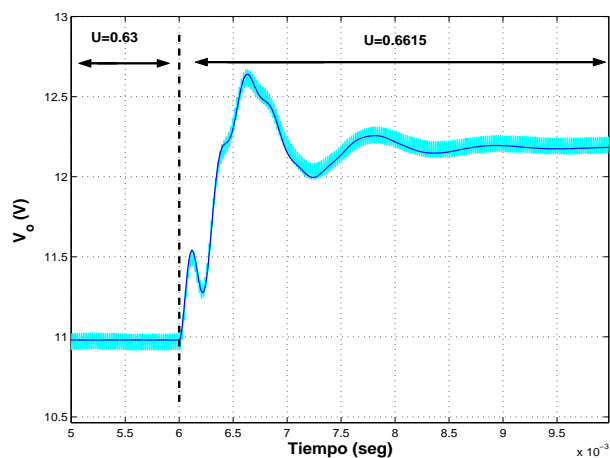


Figura 8. Respuesta a un Cambio en el Ciclo Trabajo del Modelo Lineal (obscura) y Circuito Pulsador Cuadrático (clara) \mathcal{A}_1

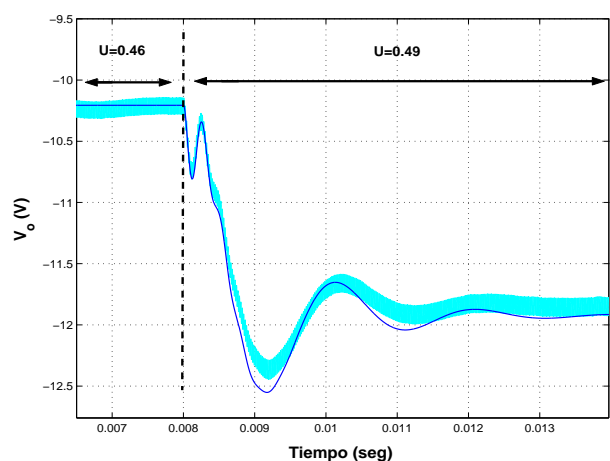


Figura 9. Respuesta a un Cambio en el Ciclo Trabajo del Modelo Lineal (obscura) y Circuito Pulsador Cuadrático (clara) \mathcal{B}_1

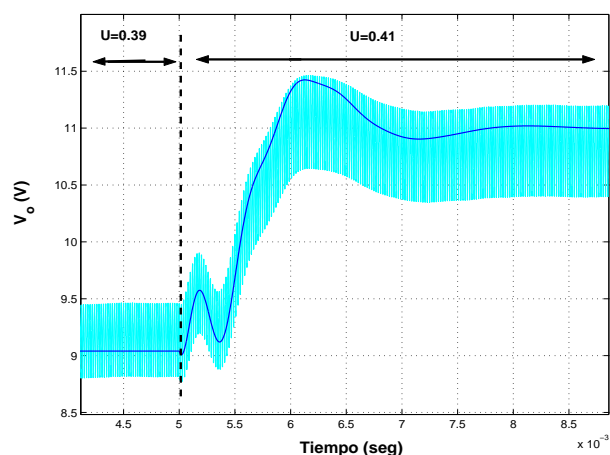


Figura 10. Respuesta a un Cambio en el Ciclo Trabajo del Modelo Lineal (obscura) y Circuito Pulsador Cuadrático (clara) \mathcal{C}_1

que en ocasiones es posible seleccionar una configuración que puede ser más sencilla de estudiar en términos de control teniendo la misma razón

de conversión entrada-salida. Se implementó también una validación de los modelos propuestos a través de simulación. Así se puede ver que los modelos promedio capturan con buena precisión la respuesta dinámica de los convertidores. Sin embargo, existen diferencias entre las respuestas de estado estable que se dan debido a las caídas de voltaje en los elementos de conmutación tanto activos como pasivos. Estos modelos derivados pueden ser aplicados para la síntesis y análisis de diversas estrategias de control, como pueden ser control geométrico o modos deslizantes con los modelos bilineales, o control robusto con las aproximaciones lineales.

AGRADECIMIENTOS

Se agradece al apoyo proveniente de CONACYT (C01-FRC-12.22) y PROMEP para el financiamiento de este trabajo.

REFERENCIAS

- J.G. Kassakian, M.F. Schlecht y G.C. Verghese. *Principles of Power Electronics*. Addison-Wesley Publishing Company, 1991.
- D. Maksimovic y S. Cuk. Switching Converters with Wide DC Conversion Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **6**(1991), 151-157.
- H. Matsuo y K. Harada. The cascade connection of switching regulators. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, **12**(1976), 192-198.
- R.D. Middlebrook. Transformerless dc-to-dc converters with large conversion ratios. *Proc. IEEE/INTELEC Conf.* (1984), 455-460.
- N. Mohan, T.M. Undeland y W.P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2a. Edición, Wiley, 1995.
- J.A. Morales-Saldaña, E.E. Carbajal-Gutierrez y J. Leyva-Ramos. Modeling of Switch-Mode DC-DC Cascade Converters. *IEEE Trans. On Aerospace and Electron. Systems*, **38**(2002), 295-299.
- K. Zhou and J. C. Doyle. *Essentials of Robust Control*, Prentice-Hall Inc., 1998.