

## Análisis y Diseño de un Convertidor Elevador en Cascada Operando en Modo de Conducción Discontinua

M. A. Mendoza-Dávila<sup>1</sup>, E. E. Carbajal-Gutiérrez<sup>1,2</sup> y J. Leyva-Ramos<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Av. Dr. Manuel Nava No. 8, Zona Universitaria, C.P. 78290. San Luis Potosí, México (Tel: +52 (444) 826-2330; e-mail: enrique.carbajal@uaslp.mx, mikeangelo2k@gmail.com).

<sup>2</sup>División de Matemáticas Aplicadas, Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A. C. San Luis Potosí, México (Tel: +52(444) 834-2000; e-mail: jleyva@ipicyt.edu.mx)

**Resumen**—En este trabajo se presenta el análisis de un convertidor elevador en una conexión en cascada de dos etapas operando en Modo de Conducción Discontinua (MCD). En este análisis se muestra el comportamiento de la corriente en el inductor en cada una de las etapas. Se propone una metodología para el diseño de cada uno de los elementos del convertidor que asegura el funcionamiento en MCD en cada etapa. Los resultados computacionales demuestran la validez de las expresiones propuestas.

**Palabras clave:** Modo de Conducción Discontinua, Convertidor Elevador en Cascada, Fuente Conmutada, Comportamiento Dinámico.

### I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años las aplicaciones portables se han incrementado considerablemente y se están convirtiendo en la más importante área de aplicación para los circuitos integrados de semiconductores de potencia [1]. Otra área de aplicación que continúa creciendo es en las fuentes de energía, las celdas de combustible, las baterías y los microgeneradores de energía. Los microgeneradores de energía a los cuales se les ha llamado también generadores infinitos de energía son en realidad cosechadores de energía del medio ambiente, es decir, que pueden generar una pequeña cantidad de energía a través de la radio frecuencia, la vibración, la luz y los efectos termoeléctricos [2, 3]. Aplicaciones prácticas se pueden encontrar en los sensores inalámbricos que se colocan bajo la piel para monitorear ciertas señales del organismo.

El uso de estas nuevas tecnologías presenta un desafío en el diseño de los convertidores y que tiene como objetivo proporcionar una buena regulación en el voltaje de salida. Los retos no son fáciles, las grandes relaciones de conversión con las topologías clásicas conducen a trabajar con ciclos de operación cercanos a 0 ó 1, lo que provoca un gran deterioro en el voltaje de salida así como en la corriente en el inductor y por consecuencia en la señal de control [4]. Por lo anterior, grandes relaciones de transformación ya no pueden ser sostenidas por las topologías de los convertidores básicos y son necesarias nuevas topologías. Una posible solución a los problemas anteriores y que puede satisfacer los requerimientos de altas relaciones de conversión es el uso de convertidores de CD-CD con n-etapas conectadas en cascada

[5], y las topologías con múltiples etapas con un solo interruptor [4]. No obstante, estas propuestas han sido para su operación en Modo de Conducción Continua (MCC). Sin embargo, cuando la aplicación es una carga ligera (como las aplicaciones portables, por ejemplo) la utilización en Modo de Conducción Discontinua (MCD) puede ser conveniente y además se consigue aumentar la eficiencia [6]. En este caso, el convertidor elevador en MCD se puede clasificar en aplicaciones para baja potencia. Asimismo, se puede proponer la interconexión en cascada para cumplir los requerimientos de relaciones de conversión de voltaje y corrientes que demande la carga. En cuanto a las aplicaciones en baja potencia se puede ver en las pantallas AMOLED [7] (Matriz Activa de Diodo Orgánico Emisor de Luz, por sus siglas en inglés) para Televisores así como para equipos móviles como Teléfonos y Tabletas electrónicas [8]. En iluminación con el uso de controladores LED (Diodo Emisor de Luz, por sus siglas en inglés) [9].

El convertidor elevador en MCD no es nuevo, han sido décadas las que se le han dedicado a la investigación, principalmente al análisis, diseño y modelado en una sola etapa. Por lo anterior, a la fecha es difícil encontrar en la literatura abierta una metodología de diseño para el convertidor elevador operando en MCD y en una conexión en cascada de dos etapas o para el circuito equivalente de dos etapas con un solo interruptor, y que garantice que la corriente en los dos inductores trabaje en MCD. Luego entonces, el objetivo de este trabajo es presentar una metodología de diseño para un convertidor elevador conectado en cascada de dos etapas operando en MCD. Dicha metodología está basada principalmente en el análisis del comportamiento de las corrientes que se presentan en cada uno de los inductores. Esta propuesta asegura el funcionamiento en MCD en cada etapa. Para validar los resultados, éstos se comparan con simulaciones computacionales.

### II. CONVERTIDOR ELEVADOR OPERANDO EN MCD

La Figura 1 muestra el esquema básico de un convertidor elevador. Dicho convertidor puede tener dos modos de funcionamiento denominados MCC y MCD. El convertidor contiene un MOSFET (S) al cual se le designa comúnmente como el interruptor activo; asimismo, posee un diodo (d) al cual se le denomina como el interruptor pasivo.

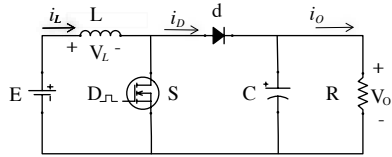


Figura 1. Diagrama básico del convertidor elevador.

En la Figura 2 se pueden ver las formas de onda para este convertidor operando en MCD. La literal D corresponde al ciclo de trabajo del convertidor, y  $D_1$  corresponden al intervalo en el que se enciende el interruptor pasivo.

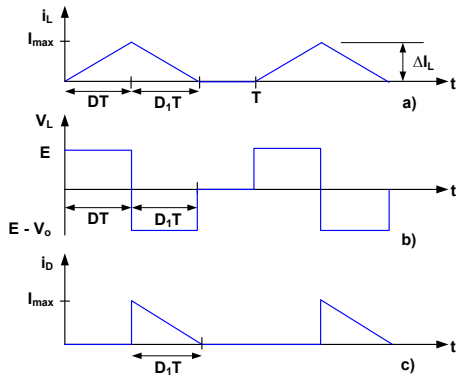


Figura 2. Formas de onda del convertidor elevador operando en MCD: a) corriente en el inductor, b) voltaje en el inductor, c) corriente en el diodo.

Para una etapa del convertidor elevador es válido lo anteriormente expuesto, sin embargo, al hacer una conexión en cascada de dos convertidores elevadores (Figura 3) el comportamiento dinámico del circuito cambia y es necesario analizarlo de una manera diferente.

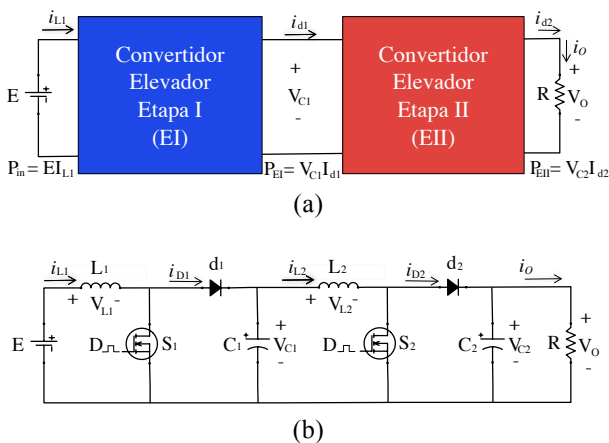


Figura 3. Diagrama del convertidor elevador conectado en cascada (dos etapas).

### III. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR EN CASCADA EN MCD

En el esquema de conexión en cascada del convertidor elevador se pueden presentar 4 diferentes modos de operación, lo anterior se puede ver resumido en Tabla I.

Tabla 1. Modos de operación del convertidor de la Fig. 3(b)

Etapa I (EI)	Etapa II (EII)
MCC	MCC
MCC	MCD
MCD	MCC
MCD	MCD

En este trabajo de investigación se abordará el cuarto caso, es decir, ambas etapas operando en MCD.

Considérese la Figura 4, cuando los interruptores activos están encendidos ( $S_1$  y  $S_2$ , interruptores sincronizados, Fig. 3(b)) las corrientes en los inductores ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) comienzan a incrementarse (primer intervalo, D). Posteriormente, ambos interruptores activos se apagan, los interruptores pasivos se encienden ( $d_1$  y  $d_2$ , Fig. 3(a)) y las corrientes en los inductores comienzan a disminuir hasta hacerse cero (segundo intervalo,  $D_1$  y  $D_2$ ). Finalmente tanto los interruptores activos como los pasivos permanecen apagados y las corrientes en ambos inductores son cero (último intervalo,  $1-D-D_1$  y  $1-D-D_2$ ).

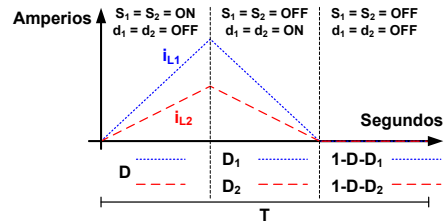


Figura 4. Formas de onda de las corrientes en los inductores.

Sin embargo, la corriente en la segunda etapa puede tener tres diferentes comportamientos (véanse Figuras 5, 6 y 7):

- a) **Primer caso ( $D_1 = D_2$ ).**- Los tiempos en los cuales las corrientes en los inductores ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) se hacen igual a cero son iguales (véase la Figura 5).

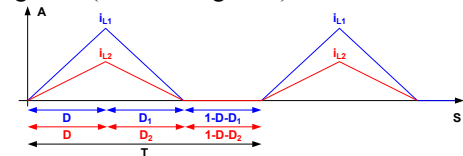


Figura 5. Primer caso del comportamiento de las corrientes en los inductores,  $t_{D1} (i_{L1}=0) = t_{D2} (i_{L2}=0)$ .

- b) **Segundo Caso ( $D_1 > D_2$ ).**- El tiempo en que se hace cero la corriente en el inductor 2 es menor al tiempo en que la corriente en el inductor 1 también se hace igual a cero. Lo anterior se describe en la Figura 6.

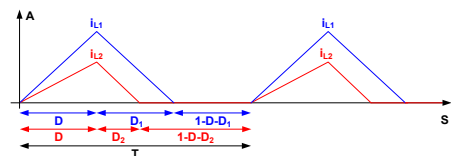
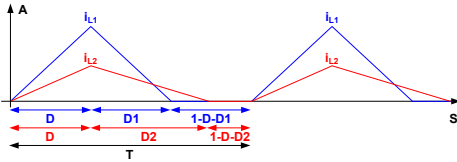


Figura 6. Segundo caso del comportamiento en la corriente del inductor 2,  $t_{D2} (i_{L2}=0) < t_{D1} (i_{L1}=0)$ .

- a) **Tercer caso ( $D_1 < D_2$ ).**- El tiempo en que se hace cero la corriente en el inductor 2 es mayor que el tiempo en la corriente en el inductor 1 (véase la Figura 7).



**Figura 7.** Tercer caso del comportamiento en la corriente del inductor 2,  $t_{D1} (i_{L1}=0) < t_{D2} (i_{L2}=0)$ .

Este análisis expone la complejidad del comportamiento del convertidor, además de presentar dinámicas muy interesantes desde el punto de vista de diseño de la fuente así como del control. De este estudio se estableció analizar el *primer caso* debido a que este comportamiento permite una mayor simplificación de las expresiones por la cuestión de que  $D_1 = D_2$ , lo cual no sucede para los otros dos comportamientos. A partir de este razonamiento se determinarán las expresiones para el diseño de una fuente.

#### IV. EXPRESIONES BÁSICAS DEL CONVERTIDOR ELEVADOR

Las ecuaciones básicas que rigen el comportamiento en MCD en el convertidor elevador (una sola etapa, Fig. 1) están dadas a continuación [10, 11]:

Voltaje de salida:

$$V_o = E \left( \frac{D + D_1}{D_1} \right) \quad (1)$$

Corriente de salida promedio:

$$I_o = \frac{1}{2} I_{\max} D_1 \quad (2)$$

Corriente pico de salida:

$$I_{\max} = \Delta i_L = \frac{EDT}{L} \quad (3)$$

Corriente promedio en el diodo:

$$I_D = \frac{1}{2} \left( \frac{EDT}{L} \right) D_1 = \frac{V_o}{R} \quad (4)$$

Tiempo de conducción del interruptor pasivo:

$$D_1 = \frac{2V_o L}{REDT} \quad (5)$$

Relación de voltaje de salida con respecto a la entrada:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 RT}{L}} \right) \quad (6)$$

#### V. EXPRESIONES PROPUESTAS PARA EL DISEÑO DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR CONECTADO EN CASCADA DE DOS ETAPAS

Para la obtención de las siguientes expresiones se consideró al voltaje del capacitor de la primera etapa como el voltaje de entrada al segundo convertidor y el voltaje en la segunda etapa como el voltaje de salida del convertidor (véase la Fig. 3b). Estas expresiones se presentan de manera resumida, es decir, solamente se muestran las ecuaciones para obtener específicamente los valores de las variables.

La expresión que permite calcular el valor del voltaje en el capacitor 1 de la primera etapa está dado por:

$$V_{C1} = \sqrt{V_{C2} E} \quad (7)$$

La igualdad que permite calcular el intervalo  $D_1$  se muestra en la ecuación (8):

$$D_1 = \frac{DE}{\sqrt{V_{C2} E} - E} \quad (8)$$

La ecuación que permite calcular el valor del inductor para la etapa 2 se puede ver en la expresión (9):

$$L_2 = \frac{D^2 TER}{2(I_{D2} R - \sqrt{I_{D2} RE})} \quad (9)$$

La corriente de salida del convertidor se puede obtener a partir de la ecuación (10) [12]. Este valor corresponde a la corriente promedio del diodo en la segunda etapa:

$$I_{D2} = \frac{E \left( L_2 + \sqrt{L_2^2 + 2L_2 D^2 RT} + D^2 RT \right)}{2L_2 R} \quad (10)$$

La corriente promedio de salida en la primera etapa se obtiene a partir de la ecuación (11). Este valor corresponde a la corriente promedio en el diodo de la primera etapa:

$$I_{D1} = \frac{V_{C2} I_{D2}}{V_{C1}} \quad (11)$$

La expresión que permite calcular el valor del inductor para la primera etapa se muestra en la ecuación (12):

$$L_1 = \frac{REDD_1 TL_2}{V_{C1} \left( L_2 + \sqrt{\frac{L_2 + 2D^2 RT}{L_2} L_2 + D^2 RT} \right)} \quad (12)$$

Expresiones alternativas para calcular el valor de los inductores son:

$$L_1 = \frac{EV_{C1} DD_1 T}{2V_{C2} I_{D2}} \quad (13) \quad L_2 = \frac{V_{C1} DD_1 TR}{2V_{C2}} \quad (14)$$

Las ecuaciones para calcular los capacitores para cada una de las etapas del convertidor en cascada se pueden ver en las expresiones (15) y (16) [13], en donde  $f = 1/T$  es la frecuencia de conmutación:

$$C_2 = \frac{V_{C2} (L_2 V_{C2} f R + 2R^2 (V_{C2} - V_{C1}) - 2R^{3/2} \sqrt{2L_2 f V_{C2} (V_{C2} - V_{C1})})}{2R^3 f \Delta V_{C2} (V_{C2} - V_{C1})} \quad (15)$$

$$C_1 = \frac{I_{D2} T V_{C1}}{E \Delta V_{C1}} \left( 1 - \frac{E}{2V_{C1}} \right)^2 \quad (16)$$

donde:

$\Delta V_{C1}$  = Rizo de voltaje en el capacitor de la primera etapa.

$\Delta V_{C2}$  = Rizo de voltaje en el capacitor de la segunda etapa.

#### VI. EJEMPLO DE DISEÑO

Para comprobar las ecuaciones anteriormente propuestas se plantea como ejemplo el diseño de un convertidor elevador en cascada de dos etapas en MCD. Debe proporcionar un voltaje de salida de 15V a una potencia de 7.5W, con un voltaje de entrada de 3.7V, la frecuencia de conmutación de 50kHz, los rizados de voltaje en los capacitores de la primera y segunda etapa de 2% y 1% respectivamente, y un ciclo de trabajo  $D = 0.4$ .

El diseño del convertidor elevador en cascada puede proponerse de dos maneras diferentes:

- a) Se conoce  $D$  pero no  $D_1$ ,    b) Se conocen  $D$  y  $D_1$ .

Dependiendo de qué parámetros se conozcan se puede optar por seleccionar aquellas expresiones en donde se aplique cualquiera de los dos casos anteriormente mencionados.

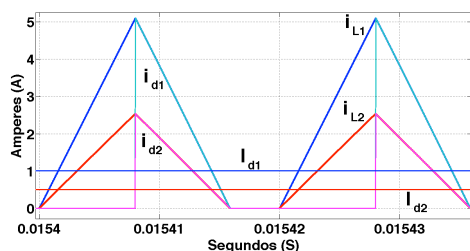
**a) Procedimiento de diseño (se conoce  $D$  pero no  $D_1$ ):**

A partir de las expresiones propuestas se desarrollaron los cálculos para determinar los valores de corrientes, resistencia, inductores, capacitores, etc. Los resultados se muestran en la Tabla 2.

**Tabla 2.** Valor de los elementos para el diseño del convertidor.

SECUENCIA DEL CÁLCULO DE PARÁMETROS	PARÁMETRO	VALOR
1°.	$I_{O2} = I_{D2}$	0.5 A
2°.	R	30 $\Omega$
3°.	$L_2$	23.52 $\mu$ H
4°.	$V_{C1}$	7.4498 V
5°.	$I_{D1}$	1.0067 A
6°.	$D_1$	0.3946
7°.	$L_1$	5.8 $\mu$ H
8°.	$C_2$	42.95 $\mu$ F
9°.	$C_1$	76.35 $\mu$ F

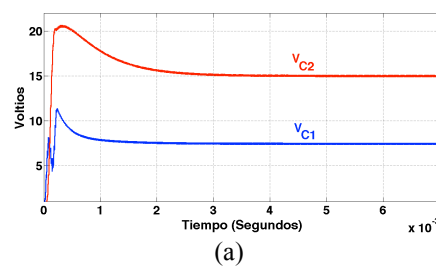
Con este último paso están completos los cálculos para el diseño de un convertidor elevador en cascada en MCD, sólo resta simular el diseño obtenido. Con el fin de validar los resultados de las ecuaciones obtenidas anteriormente se realizaron simulaciones del convertidor con los valores de los parámetros calculados. En la Figura 8 se presentan tanto los valores de las corrientes pico en los inductores así como los valores instantáneos y promedio de las corrientes en los diodos. Las simulaciones fueron realizadas a través de Simulink de Matlab.



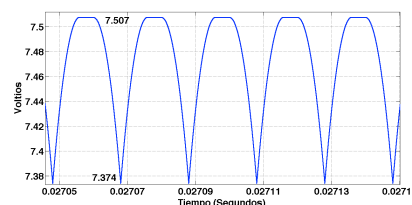
**Figura 8.** Formas de onda de las corrientes en los inductores y en los diodos.

En la Figura 9 se muestran las respuestas de los voltajes en los capacitores de la primera y segunda etapa. En la Figura 9 (a) se puede ver que el voltaje de salida ( $V_{C2}$ ) alcanza el valor de diseño, 15V. En la Figura 9(b) se presenta la forma de onda del rizo del voltaje del capacitor de la primera etapa,  $V_{C1}$ . Dicho rizo es de 133mV. En la Figura 9(c) se expone el rizo resultante en el capacitor de la segunda etapa,  $V_{C2}$ , es decir, el rizo a la salida del convertidor. El valor de este rizo

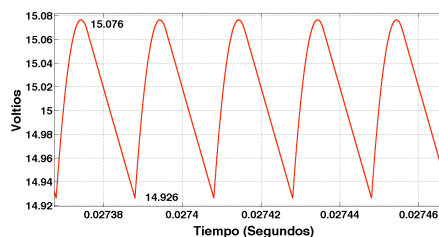
es de aproximadamente 150mV, lo cual cumple con las especificaciones de diseño. Como se puede ver, los valores obtenidos por simulación cumplen con las especificaciones de diseño a partir de las expresiones propuestas.



(a)



(b)



(c)

**Figura 9.** (a) Voltaje en los capacitores de la primera y segunda etapa; (b) rizo en el capacitor de la primera etapa ( $V_{C1}$ ) y; (c) rizo en el capacitor de la segunda etapa ( $V_{C2}$ ).

**b) Procedimiento de diseño (se conocen  $D$  y  $D_1$ ):**

Para este caso los valores de  $D$  y  $D_1$  se proponen igual, ya que se desea que el tiempo que dure encendido el interruptor activo sea el mismo para el interruptor pasivo ( $D = D_1 = 0.4$ ). El diseño es similar al procedimiento anterior, sólo que con unas pequeñas modificaciones. Para calcular  $L_2$  se utiliza la ecuación (14), que depende de  $D$  y  $D_1$ . Se omite el cálculo de la literal  $D_1$  dado que es igual a  $D$ . Estas son las únicas modificaciones que son necesarias para finalizar el cálculo del diseño del convertidor. El cálculo de todos los demás elementos es igual que en el diseño anterior.

$$L_2 = 23.83 \mu\text{H} \quad (17)$$

Como se puede apreciar el valor de  $L_2$  para este procedimiento difiere al del método anterior. Esto se debe a que en el método anterior los valores de  $D$  y  $D_1$  son diferentes, los valores utilizados son 0.4 y 0.3946 respectivamente. En este cálculo ambos valores de  $D$  y  $D_1$  son iguales a 0.4. Si se utilizan los mismos valores de  $D$  y  $D_1$  para este procedimiento se obtendrá el mismo valor del inductor del caso anterior.

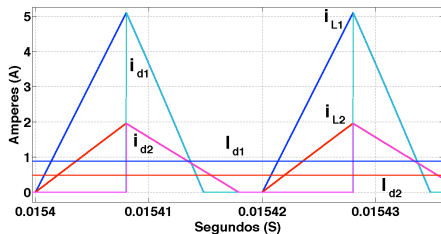
Por otra parte, se desarrollaron los cálculos para encontrar los valores de los inductores y capacitores para las

condiciones restantes diferentes a ( $D_1 = D_2$ ). Los resultados se muestran en la Tabla 3.

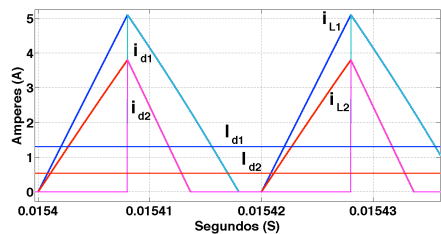
**Tabla 3.** Resultados de los elementos para las condiciones donde las corrientes en los inductores se hacen cero defasadas en tiempo.

Elemento	Condición ( $D_1 < D_2$ )	Condición ( $D_1 > D_2$ )
	$D = 0.4, D_1 = 0.55$	$D = 0.4, D_1 = 0.237$
L1	5.8 $\mu\text{H}$	5.8 $\mu\text{H}$
L2	32.77 $\mu\text{H}$	14.12 $\mu\text{H}$
C1	37.91 $\mu\text{F}$	37.91 $\mu\text{F}$
C2	37.66 $\mu\text{F}$	37.66 $\mu\text{F}$

En la Tabla 3 la segunda columna hace referencia a la condición en que  $D_1 < D_2$  (véase la Figura 10). La tercera columna se presenta la condición en que  $D_1 > D_2$  (véase la Figura 11). En estas figuras se muestran los valores de las corrientes en los inductores y se demuestra la condición para la cual ambas corrientes llegan a cero en tiempos diferentes.



**Figura 10.** Comportamiento de la corriente en los inductores para la condición  $D_1 < D_2$ .



**Figura 11.** Comportamiento de la corriente en los inductores para la condición  $D_1 > D_2$ .

## VII. DISEÑO ALTERNATIVO

En este análisis se pretende establecer un conjunto de expresiones más simplificadas para el cálculo del convertidor en MCD. Primeramente es necesario definir la relación del voltaje de salida entre el voltaje de entrada como se muestra a partir de la expresión (18):

$$M = \frac{V_{C2}}{E} \quad (18)$$

Posteriormente se parte del análisis de las dos etapas (véase Figura 4) en cascada donde se considera que el ciclo de trabajo  $D$  es igual para ambas etapas, de la misma manera los intervalos  $D_1$  y  $D_2$  se consideran iguales para ambas etapas. A continuación se toma la relación de conversión que aparece en la expresión (1) y se reescribe la expresión para la primera y segunda etapa. En estas dos expresiones se resuelve para encontrar  $D$  en cada etapa. Después se igualan ambas expresiones para encontrar finalmente la expresión del voltaje en el capacitor 1 que se puede ver en la expresión (19):

$$V_{C1} = \sqrt{V_{C2} \cdot E} \quad (19)$$

Reescribiendo la expresión (6) en términos de la etapa 2, posteriormente reemplazando el término del voltaje del capacitor de la primera etapa por la expresión (19), a continuación la expresión resultante se deja en términos de la relación de conversión de la expresión (18), con lo cual se obtiene la expresión (20):

$$M = \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 RT}{L_2}} \right) \right]^2 \quad (20)$$

Se resuelve la expresión (20) para obtener el valor del inductor de la segunda etapa que está dado ahora por la expresión (21):

$$L_2 = \frac{1}{2} \frac{D^2 RT}{M - \sqrt{M}} \quad (21)$$

Con la finalidad de reducir aún más las expresiones se propone otra relación entre el inductor, el periodo de la señal y la resistencia de carga, se puede ver en la expresión (22) [14].

$$\tau = \frac{L_2}{R \cdot T} \quad (22)$$

Aplicando la expresión (22) en (21) se resuelve para encontrar el valor de ciclo de trabajo ( $D$ ) del convertidor:

$$D = \sqrt{2\tau(M - \sqrt{M})} \quad (23)$$

A partir de la expresión (23) se resuelve para encontrar el valor de  $\tau$ , el resultado se muestra en la expresión (24):

$$\tau = \frac{1}{2} \frac{D^2}{M - \sqrt{M}} \quad (24)$$

El valor de la corriente promedio en el inductor para la primera etapa está dado por (11), y la expresión para el inductor de la primera etapa está dada por:

$$L_1 = \frac{EL_2}{I_{D2} R} \quad (25)$$

La corriente de salida del convertidor corresponde a la corriente promedio en el diodo de la segunda etapa, dada por:

$$I_{D2} = I_R = \frac{V_{C2}}{R} \quad (26)$$

Con la finalidad de encontrar el límite entre MCC y MCD es necesario primeramente determinar el valor para el tiempo  $D_1$ , el cual se obtiene al reemplazar la expresión (23) en la expresión (5). Como no existe la resistencia para la primera etapa, se escribe  $R$  en términos del voltaje en el capacitor 1 sobre la corriente promedio en el diodo 1. La corriente promedio en el diodo 1 está dada por (11). A continuación se resuelve para encontrar el valor de  $D_1$  y su resultado se puede ver en la expresión (27):

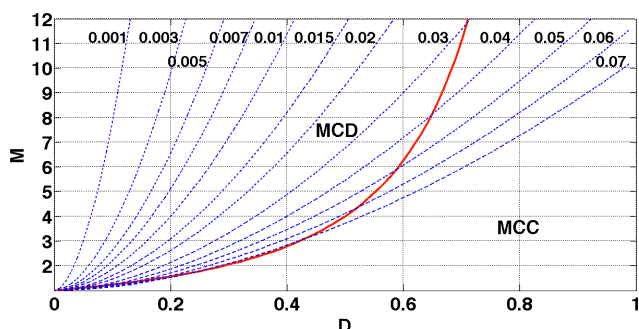
$$D_1 = \sqrt{\frac{2\tau M}{M - \sqrt{M}}} \quad (27)$$

Finalmente el límite entre MCC y MCD se define en función de  $D_1$  y se puede ver en la expresión (28) [10].

$$D_1 = 1 - D \quad (28)$$

Con respecto al cálculo de los capacitores, estas expresiones se mantienen igual a las propuestas en (15) y (16). Las expresiones presentadas anteriormente muestran una reducción significativa de términos que las expresiones

que se presentaron en la metodología anterior. Estos resultados ahora quedan en función de las variables  $M$ ,  $D$  y  $\tau$ , las cuales en la Figura 12 se muestra su relación. Esta gráfica está hecha para una frecuencia de 50 kHz. Como  $\tau$  depende de la frecuencia de conmutación se debe tener presente que este gráfico debe cambiar. La simplificación de las ecuaciones permite notar de manera visual (Figura 12) la relación que existe entre ellas además del límite entre el MCC y el MCD. Es interesante observar que para una misma relación de conversión existen múltiples ciclos de trabajo que puedan satisfacer dicha relación. Por lo anterior, es de esperarse que los valores de los elementos difieran con respecto a las metodologías dadas anteriormente.



**Figura 12.** Relación entre  $D$  (ciclo de operación) y  $M$  (relación del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada).

### VIII. CONCLUSIONES

Se presentaron las expresiones para el diseño de un convertidor elevador conectado en cascada de dos etapas operando en MCD. Dichas expresiones fueron validadas por medio de simulaciones. Estas expresiones no incluyen elementos parásitos de los elementos que almacenan energía con el fin de proporcionar expresiones sencillas. Para esta configuración, dado un ciclo de trabajo  $D$ , se pueden alcanzar relaciones de conversión mayores que aquellas en las cuales el convertidor está operando en MCC. Del mismo modo, dada una relación de conversión  $M$ , ésta se puede alcanzar con varios ciclos de trabajo  $D$ . Hasta el momento, es difícil encontrar en la literatura especializada las expresiones que garanticen el MCD en un convertidor de este tipo así como el análisis del comportamiento de las corrientes en cada etapa.

### REFERENCIAS

- 1.- Chen, S., Zhou, L.-W., Luo, Q.-M., & Zhu, B.-X. (2013). Interleaved non-isolated high step-up DC/DC converter based on the diode-capacitor multiplier. *IET Power Electronics*, 7, pp. 390-397.
- 2.- Carreon-Bautista, S., Eladawy, A., Nadar Mohieldin, A., & Sanchez-Sinencio, E. (2014). Boost Converter with Dynamic Input Impedance Matching for Energy Harvesting with Multi-Array Thermoelectric Generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1-1. doi:10.1109/TIE.2014.2300035.
- 3.- Darmayuda, I. M., Gao, Y., Tan, M. T., Cheng, S.-J., Zheng, Y., Je, M., & Heng, C.-H. (2012). A Self-Powered Power Conditioning IC for Piezoelectric Energy

- Harvesting From Short-Duration Vibrations. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 59, pp. 578-582.
- 4.- Ortiz-Lopez, M.G., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutierrez, E.E., and Morales-Saldana, J.A. (2008). Modelling and Analysis of Switch-Mode Cascade Converters With a Single Active Switch. *IET Power Electronics*, 1, pp. 478-487.
- 5.- J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutiérrez and J. Leyva-Ramos. (2002). Modeling of Switch-Mode DC-DC Cascade Converters. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 38, pp. 295-299.
- 6.- Matteo Agostinelli, Robert Priewasser, Stefano Marsili and Mario Huemer. (2019). Non-linear control for energy efficient DC-DC converters supporting DCM operation. *53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, (MWSCAS 2010)*.
- 7.- Chae, C.-S., Le, H.-P., Lee, K.-C., Cho, G.-H., and Cho, G.-H. (2009). A Single-Inductor Step-Up DC-DC Switching Converter With Bipolar Outputs for Active Matrix OLED Mobile Display Panels. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44, pp. 509-524.
- 8.- Le, H.-P., Chae, C.-S., Lee, K.-C., Wang, S.-W., Cho, G.-H., and Cho, G.-H. (2007). A Single-Inductor Switching DC-DC Converter With Five Outputs and Ordered Power-Distributive Control. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 42, pp. 2706-2714.
- 9.- Jing, X., & Mok, P. K. T. (2013). A Fast Fixed-Frequency Adaptive-On-Time Boost Converter With Light Load Efficiency Enhancement and Predictable Noise Spectrum. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 48, pp. 2442-2456.
- 10.- Krein P. T., "Elements of Power Electronics". Oxford University Press, 1998.
- 11.- Daniel W. Hart, *Power Electronics*. McGraw-Hill, New York, 2011.
- 12.- Alidori, E., Cimini, G., Ippoliti, G., Orlando, G., & Pirro, M. (2013). A passivity-based solution for CCM-DCM boost converter Power Factor Control. *Presented at the Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 7752-7757.
- 13.- Liu, Shu-lin and Liu, Jian and Zhang, Jing (2008). Research on Output Voltage Ripple of Boost DC/DC Converters. *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, Volume:2.
- 14.- Basso P. C., "Switch-Mode Power Supplies, Spice Simulations and Practical Designs". McGraw-Hill, 2008.