

# Modeling of an Interleaved Quadratic Buck Converter

I. A. Reyes-Portillo\* J. A. Morales-Saldaña\*\*  
 S. R. Méndez-Elizondo\* E. R. Palacios-Hernández\*\*\*  
 C. A. Rivera-Romero\*\*\*\*

\* Centro Investigación y Estudios de Posgrado, UASLP, San Luis Potosí, S. L. P., México, (e-mail: A318057@alumnos.uaslp.mx; e-mail: A213994@alumnos.uaslp.mx).

\*\* Área Mecánica-Eléctrica, Facultad de Ingeniería, UASLP, San Luis Potosí, S. L. P., México, (e-mail: jmorales@uaslp.mx).

\*\*\* Facultad de Ciencias, UASLP, San Luis Potosí, S.P.L., México, (e-mail: epalacios@fciencias.uaslp.mx).

\*\*\*\* Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica Campus Jalpa, Universidad Autónoma de Zacatecas, Jalpa, Zacatecas, México, (e-mail: c.a.riveraromero@uaz.edu.mx).

**Resumen** This paper presents the modeling of a Quadratic Buck Converter with interleaved function, operating in continuous conduction mode. The structure of the proposed converter presents better functional aspects with respect to other Quadratic Buck converters reported in the literature. This work establishes the general structure of the proposed converter, as well as its operation. In addition, the switching model and the average model are developed in order to obtain the dynamic characteristics of the system, which are used for the design of the controllers.

*Keywords: DC/DC, R<sup>2</sup>P<sup>2</sup>, Quadratic Buck, Interleaved, Modeling, Power Converter.*

## 1. INTRODUCCIÓN

Las actuales aplicaciones de fuentes conmutadas requieren amplios rangos de conversión de voltaje y/o corriente. Algunos ejemplos de éstas aplicaciones son las fuentes de energías renovables, los sistemas de generación distribuida, las nano-redes y las micro-redes de CD, Fuentes et al. (2021). Las estructuras interleaved son ampliamente usadas en las aplicaciones antes mencionadas. Estas estructuras consisten en la conexión de dos convertidores básicos CD/CD en paralelo como se muestra en la Figura 1. Los beneficios obtenidos con estas estructuras son: la distribución de la corriente en la salida del convertidor en dos puertos, la reducción del rizo de corriente en la salida del convertidor y la reducción de la demanda de corriente discontinua en la fuente de entrada Reyes et al. (2018). Estas estructuras tienen cierta simplicidad en su diseño con convertidores básicos. Sin embargo presentan una baja relación de transformación en corriente y/o voltaje, García-Vite et al. (2019), Reyes-Portillo et al. (2022). Una solución a esta problemática son las estructuras en cascada, la cual consiste en dos convertidores CD/CD conectadas en serie, consiguiendo altas relaciones de transformación, sin embargo, estas estructuras tienen el inconveniente

de procesar la potencia de entrada en dos etapas antes de alcanzar la carga, lo cual afecta directamente en la eficiencia de ese convertidor Morales-Saldana et al. (2014).

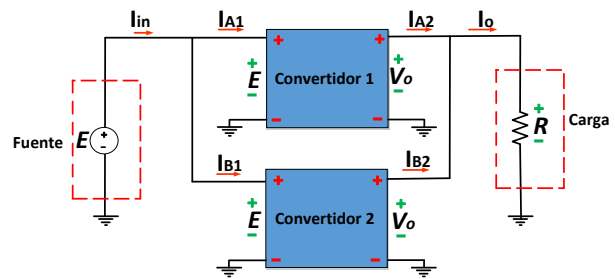


Figura 1. Esquema general de un convertidor Interleaved.

La eficiencia de un convertidor en cascada está dada por:

$$\eta_T = \eta_1 \eta_2 \quad (1)$$

Donde  $\eta_1$  y  $\eta_2$  corresponden a la eficiencia individual de cada convertidor. Existe un creciente interés en desarrollar convertidores que provean altas relaciones de transformación y mayor eficiencia. Siendo los convertidores basados en el procesamiento de potencia

redundante reducida ( $R^2P^2$ ) una propuesta para mejorar la eficiencia de los convertidores con alta relación de transformación.

## 2. PRINCIPIO $R^2P^2$

Las configuraciones de convertidores que utilizan el principio ( $R^2P^2$ ) usan la interconexión de dos convertidores de CD/CD básicos en una configuración no-cascada. Esto permite que la energía que fluye entre ambos convertidores sea procesada por un elemento de almacenamiento. Además, se pueden lograr relaciones de transformación similares a las obtenidas con las configuraciones en cascada, Morales-Saldana et al. (2014). Este tipo de convertidores fueron propuestos inicialmente para rectificadores controlados con altos factores de potencia, Tse et al. (2001). Sin embargo, algunas configuraciones pueden ser transferidas a aplicaciones de conversión de CD/CD. El objetivo principal es la reducción del procesamiento de potencia en los circuitos conmutados, transfiriendo la energía desde el puerto de entrada al puerto de carga con un elemento que almacena energía (búfer) donde se procesa el flujo de energía entre los tres puertos de un convertidor  $R^2P^2$ . Las configuraciones utilizadas son descritas a continuación:

Tipo I: la energía se transfiere de un puerto a otro puerto.  
Tipo II: la energía se transfiere de dos puertos a un puerto.  
Tipo III: la energía se transfiere de un puerto a dos puertos.

En base a las anteriores configuraciones existen cuatro estructuras posibles, cada una de las cuales comprende dos subgrupos. Por facilidad de referencia, se denota el gráfico de flujo de potencia completo por Tipo I-I que consiste de dos gráficos de Tipo I, el cual está relacionado con las estructuras en cascada. Para un gráfico de flujo de potencia que involucra un gráfico Tipo I y un gráfico Tipo II, se refiere a él como Tipo I-II del mismo modo, también se tiene gráficos de flujo de potencia Tipo I-III y Tipo II-III, Tse y Chow (2000), Tse et al. (2001), Zogogianni et al. (2018). La ventaja de los convertidores  $R^2P^2$  con respecto a las configuraciones en cascada está en términos de la eficiencia teórica, ya que la eficiencia puede ser afectada por otros parámetros tales como la selección adecuada de componentes y efectos de elementos parásitos, por mencionar algunos Reyes-Portillo et al. (2020). Considerando los retos antes mencionados, como la reducción del rizo de corriente, altas relaciones de conversión y mejoras en la eficiencia, es lo que motiva la propuesta de estudio de un convertidor Buck cuadrático con función interleaved basado en procesamiento de potencia redundante reducida. La Figura 2 presenta la estructura general del convertidor propuesto.

## 3. CONVERTIDOR BCI- $R^2P^2$

Este trabajo presenta el análisis de operación y modelado un convertidor Buck Cuadrático Interleaved- $R^2P^2$  (BCI- $R^2P^2$ ) (Figura 3), con potenciales prestaciones para aplicaciones de energías renovables. El convertidor

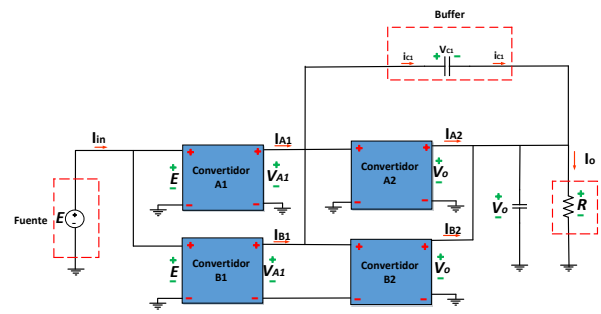


Figura 2. Estructuras general de un convertidor interleaved, con procesamiento de potencia redundante reducida.

presenta dos modos de conducción, Modo Conducción Continua (MCC) donde las corrientes en los inductores nunca llegan cero y Modo de Operación Discontinua (MCD) donde la corriente en los inductores es cero en un intervalo del periodo de conmutación, en este trabajo solo se presenta el análisis de MCC.

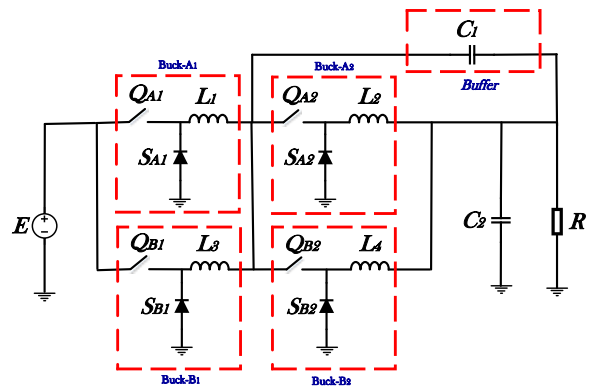


Figura 3. Buck Cuadrático Interleaved- $R^2P^2$  con estructura I-III.

El convertidor BIC- $R^2P^2$  en MCC presenta cuatro estados de operación, el "Estado ON-A" consiste en el encendido de los interruptores  $Q_{A1}$  y  $Q_{A2}$ , mientras que los diodos  $S_{A1}$  y  $S_{A2}$  están apagados y los diodos  $S_{B1}$  y  $S_{B2}$  están encendidos. El "Estado ON-B" consiste en el encendido de los interruptores  $Q_{B1}$  y  $Q_{B2}$ , mientras que los diodos  $S_{B1}$  y  $S_{B2}$  están apagados y los diodos  $S_{A1}$  y  $S_{A2}$  están encendidos. El "Estado OFF" consiste en el encendido de los cuatro diodos (S), mientras que los cuatro interruptores (Q) están apagados, este estado se repite dos veces en un periodo de conmutación. Los estados anteriores son válidos solo para la operación del convertidor con ciclos de trabajo ( $d$ ) menores al 50% del periodo de conmutación. Si se supera el 50%, se traslapan las señales de control lo que origina nuevos estados de operación y dinámicas interesantes que serán tratadas en trabajos futuros. Este trabajo solo analiza la operación del convertidor sin traslape de señales de control. En la Figura 4 se presenta los circuitos equivalentes para cada

estado de operación del convertidor BCI- $R^2P^2$ . En base a los estados de operación es posible determinar las formas de ondas durante el periodo de conmutación. Para realizar el análisis en estado estacionario, se considera que todos los dispositivos son ideales (Figura 5).

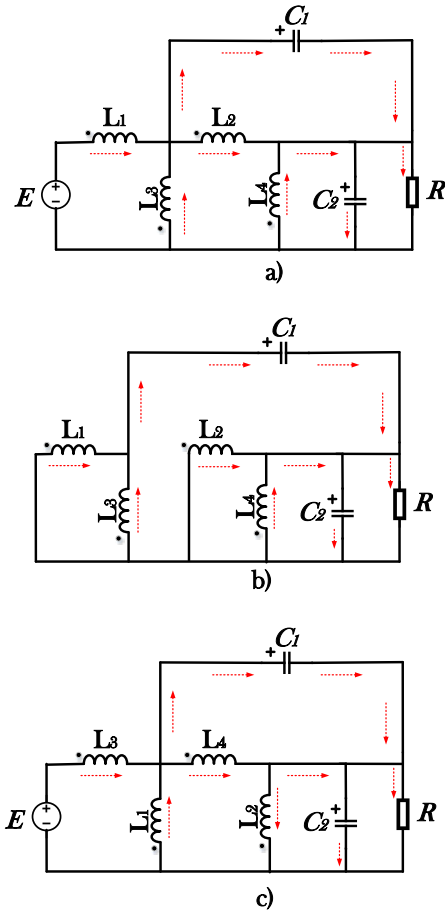


Figura 4. Estados de operación del convertidor BCI- $R^2P^2$   
a)Estado ON-A, b)Estado OFF y c) Estado ON-B.

Es importante mencionar que las señales de control se encuentran desfasadas  $180^\circ$  entre cada convertidor. El desfase de las señales beneficia las características de operación del convertidor, aumentando la frecuencia del voltaje y corriente en la salida, Foley et al. (2010). La frecuencia de salida ( $f_{s_o}$ ) de corriente y voltaje en el convertidor esta dada por:

$$f_{s_o} = 2fs \quad (2)$$

donde  $fs$  es la frecuencia de conmutación de los interruptores. A través del análisis de estado estacionario es posible determinar los puntos de operación del convertidor. Este análisis solo es válido para el MCC. Las expresiones obtenidas que describen los valores de las corrientes de los inductores y voltajes de los capacitores son las siguientes:

$$I_{L_1} = \frac{Ed_1^3}{2R} \quad (3)$$

$$I_{L_2} = \frac{Ed_1^2}{2R} \quad (4)$$

$$I_{L_3} = \frac{Ed_2^3}{2R} \quad (5)$$

$$I_{L_4} = \frac{Ed_2^2}{2R} \quad (6)$$

$$V_{C_2} = Ed_1(1 - d_1) \quad (7)$$

$$V_{C_3} = Ed_1^2 \quad (8)$$

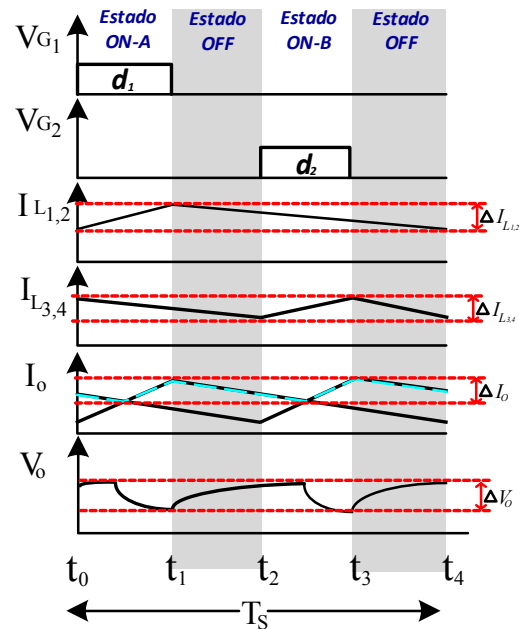


Figura 5. Análisis de señales en estado estacionario.

#### 4. MODELADO DEL CONVERTIDOR

El modelado del convertidor se realizó a través de la técnica espacio de estados, analizando los diferentes modos de operación presentados en la Figura 4. Las variables de estado se eligen como:  $x_1 = I_{L_1}$ ,  $x_2 = I_{L_2}$ ,  $x_3 = I_{L_3}$ ,  $x_4 = I_{L_4}$ ,  $x_5 = V_{C_1}$ ,  $x_6 = V_{C_2}$ . Los estados corresponden a las corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores. Las ecuaciones (9-14) describen el comportamiento del convertidor en el "Estado ON-A".

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L_1} - \frac{x_5}{L_1} - \frac{x_6}{L_1} \quad (9)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_5}{L_2} \quad (10)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{x_5}{L_3} - \frac{x_6}{L_3} \quad (11)$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{x_6}{L_4} \quad (12)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{x_1}{C_1} - \frac{x_2}{C_1} + \frac{x_3}{C_1} \quad (13)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{x_1}{C_2} + \frac{x_3}{C_2} + \frac{x_4}{C_2} - \frac{x_6}{C_2 R} \quad (14)$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} E \quad (15)$$

Las ecuaciones (16-21) representan el “Estado ON-B” del convertidor.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_5}{L_1} - \frac{x_6}{L_1} \quad (16)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_6}{L_2} \quad (17)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{E}{L_3} - \frac{x_5}{L_3} - \frac{x_6}{L_3} \quad (18)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{x_5}{L_4} \quad (19)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{x_1}{C_1} + \frac{x_3}{C_1} - \frac{x_4}{C_1} \quad (20)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{x_1}{C_2} + \frac{x_2}{C_2} + \frac{x_3}{C_2} - \frac{x_6}{C_2 R} \quad (21)$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_4} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} E \quad (22)$$

Las ecuaciones (23-28) representan el “Estado OFF” del convertidor. Este estado de operación se presenta dos veces en un período de conmutación.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_5}{L_1} - \frac{x_6}{L_1} \quad (23)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_6}{L_2} \quad (24)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{x_5}{L_3} - \frac{x_6}{L_3} \quad (25)$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{x_6}{L_4} \quad (26)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{x_1}{C_1} + \frac{x_3}{C_1} \quad (27)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{x_1}{C_2} + \frac{x_2}{C_2} + \frac{x_3}{C_2} + \frac{x_4}{C_2} - \frac{x_6}{C_2 R} \quad (28)$$

$$A_3 = A_4 = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} \quad (29)$$

Usando las expresiones anteriores, es posible obtener un modelo promedio durante un período de conmutación, empleando la técnica promediado de estados dado por:

$$\dot{x} = A_1 d_1 + A_2 d_2 + A_3 (1 - d_1 - d_2) \quad (30)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1-d_1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d_2}{L_4} & -\frac{1-d_2}{L_4} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{d_1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{d_2}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1-d_1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1-d_2}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d_1}{L_1} \\ 0 \\ \frac{d_2}{L_3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} E \quad (31)$$

El convertidor es un sistema de sexto orden, con dos entradas de control. El modelo presenta restricción de operación, dado que si las señales  $d_1$  y  $d_2$  superan el 50% del ciclo de trabajo aparecen nuevos estados de operación, así como dinámicas complejas.

## 5. RESULTADOS

Se diseñó un convertidor BCI- $R^2P^2$  considerando un voltaje de entrada de 120V y un voltaje de salida de 20V. La Tabla 1 lista los parámetros de diseño y de los dispositivos empleado para realizar la validación entre el modelo conmutado y un modelo promediado.

Tabla 1. Parámetros de diseño.

<i>Símbolo</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
$E$	Voltaje de entrada	120V
$I_o$	Corriente de salida	17.5 A
$P_o$	Potencia de salida	350W
$V_o$	Voltaje de salida	20V
$f_s$	Frecuencia de conmutación	100kHz
$L_1, L_3$	Inductores	120u
$L_2, L_4$	Inductores	180u
$C_1, C_2$	Capacitores	10uF
$d_1, d_2$	Ciclos de trabajo	40.83%

En la Figura 6 muestra las formas de onda de las corrientes de los inductores y el voltaje de salida en  $V_{C2}$ , donde se observa que las corrientes se intercalan a la frecuencia de conmutación. Esto resulta en un aumento

de la frecuencia de salida ( $f_{s_o}$ ) al doble de la frecuencia de conmutación.

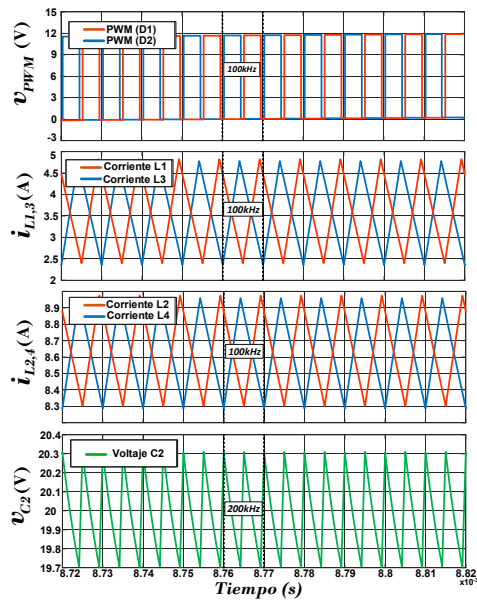


Figura 6. Formas de onda de corriente y voltaje presentes en el convertidor.

La Figura 7 se presenta una comparación entre el convertidor propuesto y un convertidor Buck Cuadrático reportado en Reyes-Portillo et al. (2020), considerando las mismas condiciones descritas en la Tabla 1.

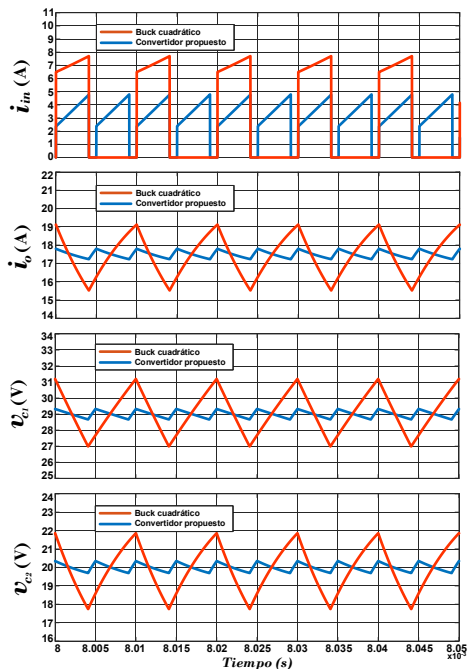


Figura 7. Formas de onda de corriente de un convertidor propuesto y el convertidor Buck Cuadrático.

Algunas de las ventajas del convertidor propuesto se presentan en la Figura 7, las cuales son: un menor valor en los pulsos en la corriente de entrada ( $i_{in}$ ) que se le demanda a la fuente. El convertidor BCI- $R^2P^2$  demanda una corriente máxima en la entrada de 4.8 A, mientras que el convertidor Buck cuadrático demanda una corriente máxima de 7.8 A. Otra ventaja que presenta el convertidor propuesto es la disminución del valor del rizo de corriente en la salida ( $i_o$ ) y el valor del rizo de voltaje en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ . El aumento de frecuencia en las formas de onda de voltaje en el buffer y en el voltaje de salida. La disminución del rizo del voltaje disminuyen el valor del tamaño de los capacitores. Es importante recalcar que el voltaje de  $C_2$  representa el voltaje de salida ( $V_o$ ) del convertidor debido a su posición en paralelo con la carga resistiva. La validación del modelo promedio se realizó en Matlab, comparando el modelo promedio con el modelo conmutado. En la Figura 8 se presenta las formas de onda de corriente en los inductores del modelo conmutado y el modelo promedio.

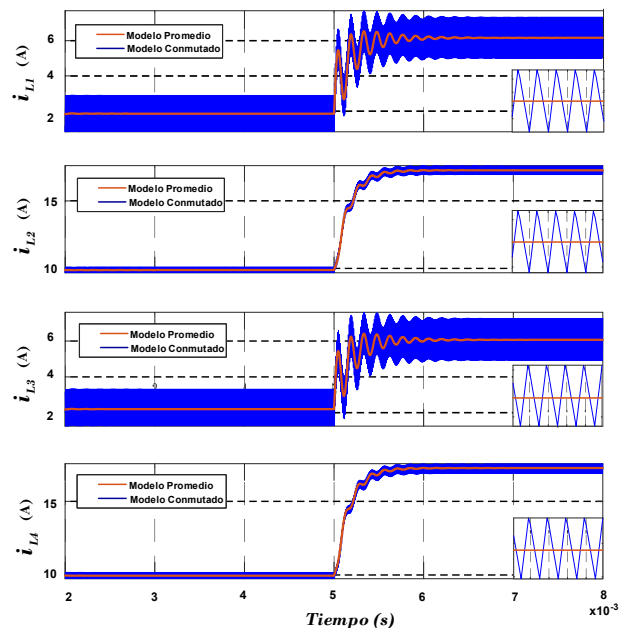


Figura 8. Formas de onda de la corriente en condición transitoria. Usando los modelos obtenidos.

En la Figura 8 se perturbó el ciclo de trabajo de 0.31 hasta 0.4083, lo que corresponde a un variación del 25 % del punto de operación para el cual se diseñó el convertidor, esto con el fin de observar las respuestas dinámicas de ambos modelos, corroborando que los modelos presentan respuestas similares en los transitorios observados entre 5ms a 6ms. Las corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_3$  presentan los mismos valores dado que se planteó el escenario donde las corrientes se encuentran balanceadas en cada fase. El mismo caso se presenta en los inductores  $L_2$  y  $L_4$ , sin embargo, en la implementación pueden existir diferentes causas por las cuales las corrientes no estén

balanceadas, como variaciones en el ciclo de trabajo y las incertidumbres paramétricas de los componentes en el convertidor. En la Figura 9 se presenta las formas de onda de voltaje en los capacitores del modelo conmutado y el modelo promedio.

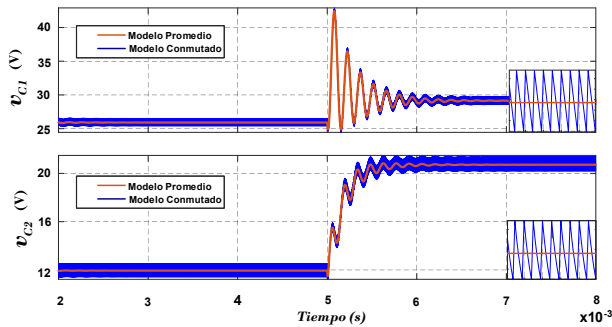


Figura 9. Formas de onda del voltaje en condición transitoria. Usando los modelos obtenidos.

En la Figura 9 se presenta de igual manera una perturbación del ciclo en el trabajo correspondiente al 25%, corroborando que las respuestas dinámicas son similares en el modelo conmutado y el modelo promedio. Estas variables son de suma importancia en la operación del convertidor, dado que el voltaje de  $C_1$  cumple la función de buffer entre los convertidores  $A_1$  y  $B_1$  hacia la carga. Mientras que el voltaje en  $C_2$ , representa de forma indirecta el voltaje en la salida del convertidor, esta variable es comúnmente empleada para el diseño de controladores de voltaje a la salida. Estas dos variables son las beneficiadas debido al aumento de la frecuencia en los rizados de voltaje disminuyendo su valor de capacitancia.

## 6. CONCLUSIÓN

Este artículo presentó el modelado un convertidor Buck Cuadrático con función interleaved, cuyas ventajas como su alta relación de transformación, su menor estrés de corriente en los interruptores y su alta eficiencia teórica, lo convierte en una opción interesante para aplicaciones de energías renovables. Se presentaron sus estados de operación y las ecuaciones que las representa. Se presentó el modelo promedio y se comparó con el modelo conmutado, validando los resultados en simulación. El modelo propuesto tiene restricciones dadas por la operación del convertidor, es decir, el modelo sólo es válido para ciclos de trabajo menores al 0.5, dado que si opera con ciclos superiores a este valor se presentan estados de operación con diferentes dinámicas funcionales del convertidor. En trabajos futuros se abordará el diseño de controladores, el análisis del convertidor con ciclos de trabajo superiores al 0.5, la comparación funcional con estructuras similares y el estudio de los beneficios del convertidor aplicado en energías renovables.

## REFERENCIAS

- Foley, R.F., Kavanagh, R.C., y Egan, M.G. (2010). Sensorless current estimation and sharing in multiphase buck converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(6), 2936–2946.
- Fuentes, R., Rojas, D., Rivera, M., Riveros, J., Munoz, J., y Wheeler, P. (2021). Control strategies of photovoltaic systems. 1–6.
- García-Vite, P.M., Rosas-Caro, J.C., Martínez-Salazar, A.L., de Jesus Chavez, J., Valderrábano-González, A., y Sánchez-Huerta, V.M. (2019). Quadratic buck–boost converter with reduced input current ripple and wide conversion range. *IET Power Electronics*, 12(15), 3977–3986.
- Morales-Saldana, J.A., Loera-Palomo, R., Palacios-Hernández, E., y Gonzalez-Martinez, J.L. (2014). Modelling and control of a dc-dc quadratic boost converter with r 2 p 2. *IET Power Electronics*, 7(1), 11–22.
- Reyes, I., Claudio, A., Flores, E., y Lopez, M. (2018). Analysis of kinetic energy recovery system based on inertial flywheel. In *2018 14th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, 130–136. IEEE.
- Reyes-Portillo, I., Morales-Saldaña, J., Netzahuatl-Huerta, E., Palacios-Hernández, E., y Méndez-Elizondo, S. (2020). Modeling of a quadratic buck converter based on the r2p2 concept for pv applications. In *2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, volume 4, 1–6. IEEE.
- Reyes-Portillo, I.A., Claudio-Sánchez, A., Morales-Saldaña, J.A., Mina-Antonio, J.D., Netzahuatl-Huerta, E.M., Claudio-Pachecano, L., Ponce-Silva, M., y Reyes-Sánchez, E. (2022). Study of the effects of current imbalance in a multiphase buck converter for electric vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, 13(5), 88.
- Tse, C.K. y Chow, M.H. (2000). Theoretical study of switching power converters with power factor correction and output regulation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(7), 1047–1055.
- Tse, C.K., Chow, M.H., y Cheung, M.K. (2001). A family of pfc voltage regulator configurations with reduced redundant power processing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(6), 794–802.
- Zogogianni, C.G., Tatakis, E.C., y Porobic, V. (2018). Investigation of a non-isolated reduced redundant power processing dc/dc converter for high-power high step-up applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(6), 5229–5242.