

Implementación de un convertidor Buck-Boost bidireccional de ganancia cuadrática

Ivo F. M. Lory, Oriana M. Simonovets, Maximiliano S. Schöninger,

Ricardo A. Korpys, Fernando Botterón

e-mails: ivoflory@gmail.com, simonovetsoriana@gmail.com, maxiseba7@gmail.com,

korpys@fio.unam.edu.ar, botteron@fio.unam.edu.ar

Resumen

Múltiples aplicaciones de la electrónica de potencia, como fuentes conmutadas, sistemas de alimentación ininterrumpida, cargadores de baterías y sistemas fotovoltaicos, requieren convertidores capaces de regular tensiones de corriente continua (CC). En este trabajo se describe el diseño e implementación de un convertidor buck-boost cuadrático bidireccional para la transferencia de energía entre un banco de baterías de 48 V y un bus de CC de 350 V, con una potencia máxima de 500 W. Se han obtenido las ecuaciones y curvas teóricas que describen el comportamiento del convertidor en régimen estacionario, las cuales fueron validadas mediante simulación. Asimismo, los resultados de simulación corroboran el funcionamiento adecuado de la topología propuesta, tanto en el modo de carga como en el de descarga de las baterías.

Palabras Claves: Convertidores, Control PWM, Electrónica de potencia.

1 Introducción

Los convertidores CC-CC son dispositivos que permiten transferir energía eléctrica de un nivel de tensión continua a otro con alta eficiencia. Entre las topologías fundamentales se encuentran el convertidor reductor (*buck*), el elevador (*boost*) y el reductor-elevador (*buck-boost*). Este último puede entregar, en su terminal de salida, una tensión mayor o menor a la de entrada, dependiendo del ciclo de trabajo D . De esta forma, se distinguen tres modos de operación: *elevador*, *reductor* y *paso directo*, correspondientes a ciclos de trabajo superiores, inferiores e iguales al 50 %, respectivamente.

Sin embargo, en ciertas aplicaciones, ninguna de estas topologías básicas resulta adecuada, lo que motiva el análisis de configuraciones alternativas. La necesidad de estas topologías alternativas surge de la relación de conversión entre la tensión de salida y la de entrada (VTR), la cual depende directamente del ciclo de trabajo. En algunos casos, las topologías convencionales no permiten alcanzar el valor deseado de VTR .

Una forma de obtener valores alternativos de VTR es mediante la conexión en cascada de convertidores básicos [1]. A la configuración de dos convertidores en cascada se la denomina comúnmente convertidor cuadrático, debido a que la VTR depende del cuadrado de D . Un convertidor buck-boost

cuadrático conformado por convertidores zeta es descrito en [2]. Esta topología requiere dos llaves y cinco inductores para alcanzar la relación de transformación cuadrática. En contraparte, en [3] propone una topología de dos llaves y tres inductores, asegurando una menor tensión de conmutación que otras topologías estudiadas [4] [5].

Las propuestas previamente mencionadas corresponden a convertidores cuadráticos unidireccionales, es decir, no reversibles. En este contexto, el presente trabajo tiene como objetivo presentar y describir en detalle el funcionamiento de un convertidor buck-boost cuadrático bidireccional.

En primer lugar, se presenta el funcionamiento del convertidor buck-boost elemental, para luego abordar el estudio del convertidor cuadrático y poner en evidencia sus diferencias. A continuación, se derivan las ecuaciones y se obtienen las curvas teóricas que describen el comportamiento del convertidor propuesto en régimen estacionario, considerando los casos de conducción continua (CCM) y conducción crítica, tanto en la descarga como en la carga del sistema de almacenamiento de energía. Finalmente, se realiza el dimensionamiento de los componentes necesarios para alcanzar la relación de tensiones deseada y se valida el correcto funcionamiento del convertidor mediante simulación.

2 Convertidor buck-boost elemental

El convertidor buck-boost se utiliza para controlar el flujo de energía entre dos fuentes de tensión. En este sentido, permite la transferencia de energía entre una fuente de tensión y una carga con características de fuente de tensión, comportándose como una fuente de corriente [6] [7].

El circuito del convertidor buck-boost se presenta en la figura 1. Está compuesto por una llave, un inductor, un diodo, un capacitor y una resistencia de carga. La llave conmuta con un periodo T dado por:

$$T = t_{ON} + t_{OFF} = \frac{1}{f} \quad (1)$$

donde t_{ON} es el tiempo durante el cual la llave permanece cerrada, t_{OFF} el tiempo durante el cual la llave permanece abierta y f es la frecuencia de conmutación.

Así, se define el ciclo útil de conmutación como:

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (2)$$

En régimen permanente, el flujo magnético en el inductor, durante un periodo de conmutación, se mantiene constante. Por lo tanto, la integral de la tensión en el inductor, v_L , es igual en ambos intervalos de conmutación.

$$\int_0^{t_{ON}} v_L dt = \int_{t_{ON}}^T v_L dt \quad (3)$$

De esta manera,

$$V_{ST} t_{ON} = V_{BUS} t_{OFF} \quad (4)$$

donde:

$$t_{OFF} = T - t_{ON}, t_{ON} = DT \quad (5)$$

Entonces:

$$\frac{V_{BUS}}{V_{ST}} = \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T - t_{OFF}} = \frac{D}{1 - D} \quad (6)$$

De la relación anterior podemos definir los tres casos posibles para la tensión V_{BUS} en función del ciclo útil:

1. $D < 0,5 \longrightarrow V_{BUS} < V_{ST}$
2. $D = 0,5 \longrightarrow V_{BUS} = V_{ST}$
3. $D > 0,5 \longrightarrow V_{BUS} > V_{ST}$

3 Convertidor buck-boost cuadrático

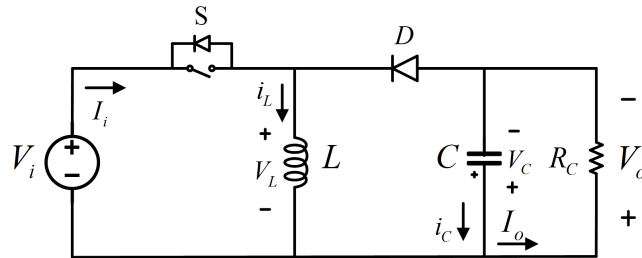


Fig. 1: Convertidor buck-boost elemental

Considerando que el convertidor buck-boost cuadrático se conforma por dos convertidores buck-boost elementales en cascada, podemos obtener de manera rápida su relación de conversión,

$$VTR = \frac{V_{BUS}}{V_{ST}} = \frac{D^2}{(1 - D)^2} \quad (7)$$

se observa que, en este caso, la VTR depende del cuadrado de D . Esto genera algunas ventajas a la hora de diseñar el convertidor para ciertas aplicaciones. A continuación se describen algunas de las propiedades de los convertidores cuadráticos en relación a los convencionales.

(i) *Rango de conversión:* Un convertidor convencional puede no ofrecer el rango necesario de VTR adecuado para ciertas aplicaciones. Por ejemplo, aplicación que nos compete requiere de un sistema bidireccional en el que se debe transferir energía desde una batería de 48 V hacia un bus de CC de 350 V, y viceversa.

Si se utiliza un convertidor buck-boost convencional, los ciclos útiles de trabajo serían del 88 % y 12 % para el caso elevador y reductor, respectivamente. Alcanzar una relación de elevación tan alta (o, en la dirección inversa, una reducción considerable) requiere que el convertidor opere con ciclos de trabajo extremos. Si bien un convertidor buck-boost convencional puede lograr esta conversión en teoría, en la práctica se vuelve ineficiente e inviable debido a las elevadas pérdidas por conmutación, el estrés sobre los componentes y las limitaciones en el control.

Si se utiliza un convertidor buck-boost cuadrático, en cambio, esta relación se reduce al 73 % y 27 % del ciclo de trabajo, respectivamente.

(ii) *Sensibilidad a la variación:* Si se requiere que un convertidor opere bajo un amplio rango de condiciones de funcionamiento, su diseño puede volverse complejo, ya que se requiere un comportamiento estable y eficiente en todo ese rango.

Como ejemplo podemos suponer que estamos operando con una tensión de salida de 48 V. Con un buck-boost cuadrático, si $V_{ST} = 350 \text{ V}$, $D = 0,27$. Si V_{ST} varía a 150 V, $D = 0,36$. En cambio, con un buck-boost convencional, los ciclos de trabajo serían $D = 0,12$ y $D = 24$. Se puede observar que la variación en D para el convertidor cuadrático es considerablemente menor que la del convertidor buck convencional para la misma variación en la tensión de entrada.

(iii) *Eficiencia:* Un convertidor cuadrático es, en esencia, un convertidor de dos etapas. Esto significa que la potencia, en un convertidor cuadrático, debe ser procesada dos veces, a diferencia de un convertidor básico, donde la energía se procesa solo una vez. En consecuencia, un convertidor cuadrático nunca podrá ser tan eficiente como uno basado en las topologías básicas, y por lo tanto, solo debe ser usado en aplicaciones donde estas últimas no resulten adecuadas.

4 Convertidor buck-boost cuadrático bidireccional

Para poder transmitir energía de la batería al bus de CC y del bus de CC a la batería, es necesario que el convertidor sea bidireccional. En [8] se propone una topología para un convertidor buck-boost cuadrático bidireccional. Dicha topología se muestra en la figura 2.

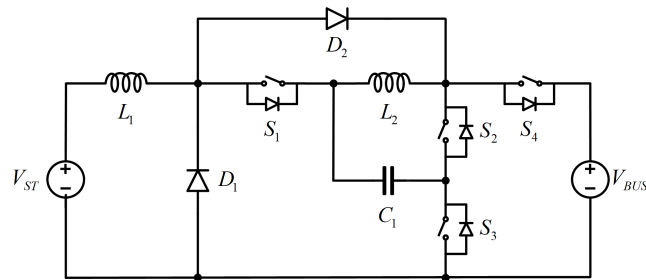


Fig. 2: Convertidor buck-boost cuadrático bidireccional

El convertidor propuesto se comporta, en un sentido, como un boost, descargando el sistema de almacenamiento hacia el bus de CC. En el sentido contrario, se comporta como un buck, cargando el sistema de almacenamiento.

En convertidores CC-CC, la corriente del inductor puede operar en diferentes modos: Conducción Continua (CCM), Conducción Discontinua (DCM) y Conducción Crítica. En CCM, la corriente nunca llega a cero durante un ciclo de conmutación. En DCM, la corriente se reduce a cero antes de que comience el siguiente ciclo. El modo crítico es el punto de transición entre CCM y DCM, donde la corriente del inductor alcanza cero justo al final de un ciclo.

A continuación, se aborda el análisis del funcionamiento del convertidor considerando los distintos modos de operación en estado estacionario, con componentes ideales.

4.1 Descarga (Boost) CCM

En este modo, el convertidor transfiere energía de la batería a la carga, comportándose como un convertidor boost. Las llaves S_1 y S_4 permanecen abiertas (OFF) durante este modo de funcionamiento, y la llave S_3 permanece cerrada (ON). La llave S_2 conmuta con un período de conmutación T , para el cual se tienen dos circuitos equivalentes (uno para t_{ON} y otro para t_{OFF}).

En la figura 3a se muestra el circuito equivalente cuando S_2 está cerrada, esto es, para $0 < t \leq t_{ON}$. En este estado de operación, los inductores L_1 y L_2 se cargan, aumentando linealmente su corriente. El capacitor C_1 se descarga, entregando energía al inductor L_2 .

El segundo circuito equivalente se muestra en la figura 3b, esto es, para $t_{ON} < t \leq t_{OFF}$. En esta condición, los inductores L_1 y L_2 se descargan, liberando su energía hacia el capacitor y hacia la carga. Por lo tanto, las corrientes en los inductores decrecen linealmente.

En la figura 4 se presentan las formas de onda de las tensiones y corrientes teóricas para el modo Boost CCM.

4.1.1. Análisis de las tensiones

La tensión promedio en los inductores es la misma para las dos etapas de operación,

$$V_{L1} = t_{ON} V_{ST} = -t_{OFF} (V_{ST} - V_c)$$

$$V_{L2} = t_{ON} V_c = -t_{OFF} (V_c - V_{BUS})$$

donde V_c es la tensión en el capacitor, V_{ST} es la tensión de entrada y V_{BUS} es la tensión de salida.

En función del ciclo de trabajo y reordenando,

$$D V_{ST} + (1 - D) (V_{ST} - V_c) = 0 \quad (8)$$

$$D V_c + (1 - D) (V_c - V_{BUS}) = 0 \quad (9)$$

simplificando,

$$V_{ST} = (1 - D) V_c \quad (10)$$

$$V_c = (1 - D) V_{BUS} \quad (11)$$

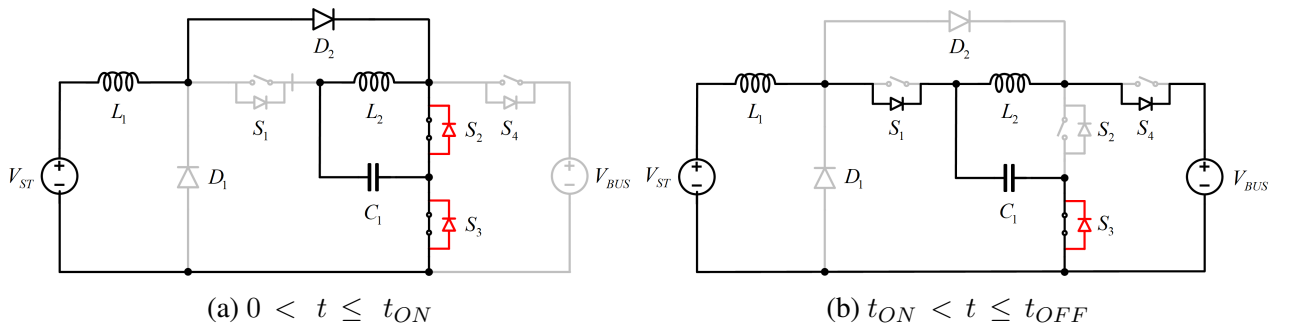


Fig. 3: Circuito equivalente para el modo de descarga

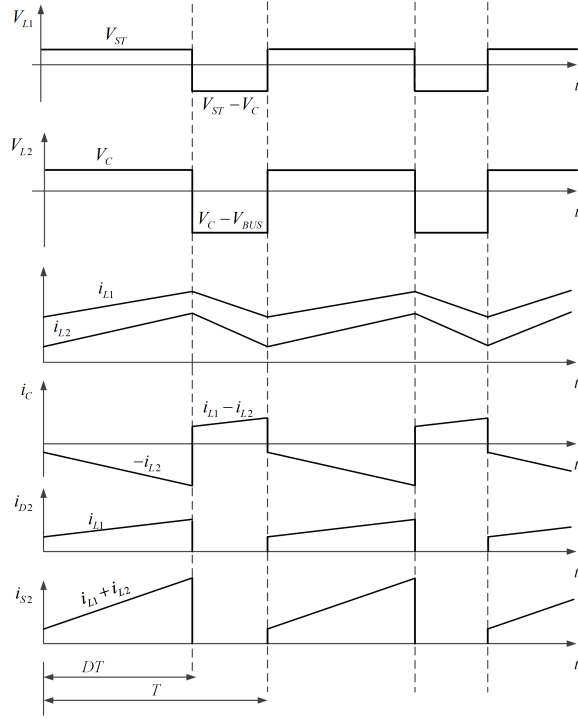


Fig. 4: Formas de ondas teóricas del convertidor en modo Boost CCM

despejando V_c de (10) e igualando,

$$V_c = (1 - D) V_{BUS} = \frac{V_{ST}}{1 - D}$$

De las ecuaciones anteriores se obtiene la ganancia de tensión para el modo de descarga:

$$\frac{V_{BUS}}{V_{ST}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (12)$$

4.1.2. Análisis de las corrientes

Las corrientes promedio de entrada y salida están dadas por:

$$I_{ST} = I_{L1} \quad (13)$$

$$I_{BUS} = I_{L2} (1 - D) \quad (14)$$

Planteando el balance de potencias,

$$P_{bus} = P_{st}$$

$$V_{BUS} I_{BUS} = V_{ST} I_{ST}$$

reemplazando con (12) y (20) se obtiene la siguiente relación,

$$I_{BUS} = (1 - D)^2 I_{L1} \quad (15)$$

Por lo tanto, se define la corriente de salida en función de la corriente en los inductores:

$$I_{BUS} = (1 - D)^2 I_{L1} = (1 - D) I_{L2} \quad (16)$$

4.2 Carga (Buck) CCM

El funcionamiento del convertidor en modo buck se caracteriza por la transferencia de energía de la carga al dispositivo de almacenamiento. Al igual que en el modo de funcionamiento anterior, una sola llave está en conmutación, S_1 . Las llaves S_2 y S_3 permanecen abiertas (OFF). Mientras S_4 permanece cerrada (ON).

De manera similar al modo anterior, se tienen dos circuitos equivalentes. La figura 5a muestra el circuito equivalente cuando S_1 está cerrada (ON), durante el intervalo $0 < t \leq t_{ON}$. Durante este modo, las corrientes en los inductores se incrementan en valor absoluto, mientras que la energía del capacitor se transfiere al inductor L_1 .

El segundo circuito equivalente, mostrado en la figura 5b, corresponde al intervalo $t_{ON} < t \leq t_{OFF}$, cuando S_1 está abierta (OFF). Las corrientes en los inductores decrecen en valor absoluto en este modo, debido a que los inductores transfieren su energía hacia el capacitor y hacia la batería.

En la figura 6 se presentan las formas de onda de las tensiones y corrientes teóricas para el modo Buck CCM.

4.2.1. Análisis de las tensiones

La tensión promedio en los inductores es igual en ambos intervalos, por lo tanto,

$$V_{L1} = D(V_c - V_{ST}) = (1 - D)V_{ST} \quad (17)$$

$$V_{L2} = D(V_c - V_{BUS}) = -(1 - D)V_c \quad (18)$$

reordenando,

$$DV_c = DV_{ST} + (1 - D)V_{ST} \implies V_c = \frac{V_{ST}}{D}$$

$$DV_c - DV_{BUS} = DV_c - V_c \implies V_c = DV_{BUS}$$

Igualando para V_c ,

$$V_c = \frac{V_{ST}}{D} = DV_{BUS}$$

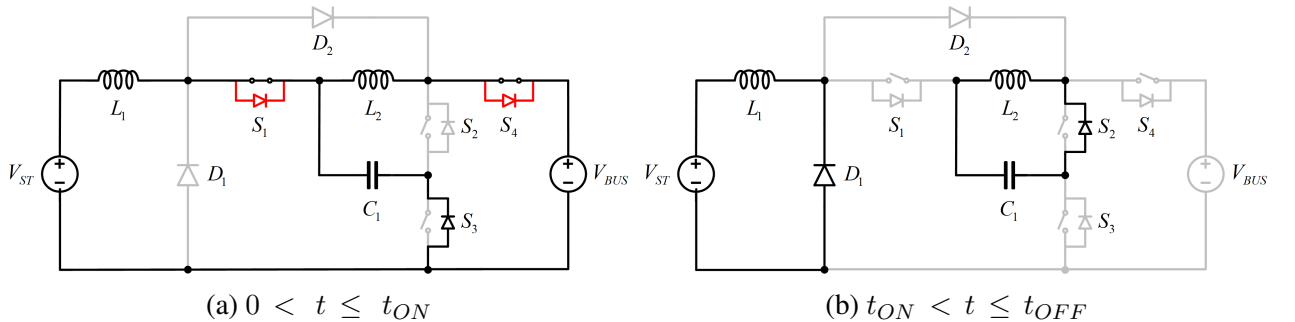


Fig. 5: Circuito equivalente para el modo de carga

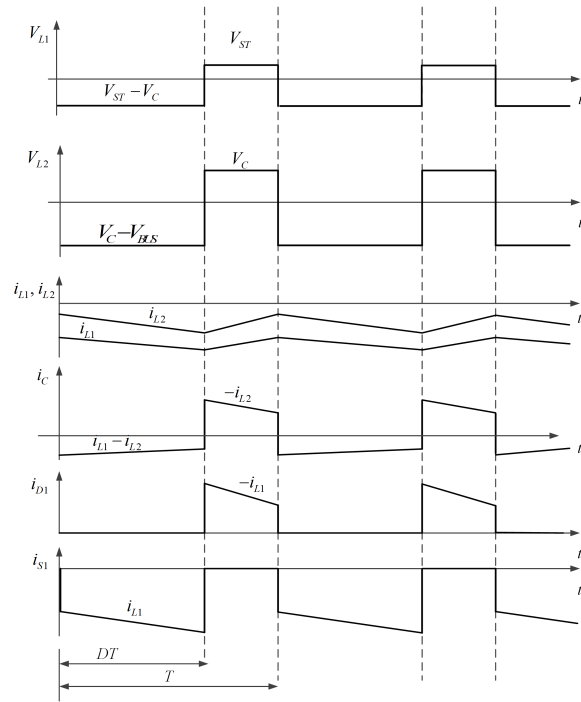


Fig. 6: Formas de ondas teóricas del convertidor en modo Buck CCM

Por lo tanto, se obtiene la relación entre la tensión de entrada y salida para el modo de carga:

$$\frac{V_{ST}}{V_{BUS}} = D^2 \quad (19)$$

4.2.2. Análisis de las corrientes

Las corrientes promedio de entrada y salida están dadas por:

$$I_{ST} = I_{L1} \quad (20)$$

$$I_{BUS} = I_{L2} D \quad (21)$$

Planteando el balance de potencias,

$$V_{BUS} I_{BUS} = V_{ST} I_{ST}$$

reemplazando con (19) y (20) se obtiene la siguiente relación,

$$I_{BUS} = D^2 I_{L1} \quad (22)$$

Por lo tanto, se define la corriente de salida en función de la corriente en los inductores:

$$I_{BUS} = D^2 I_{L1} = D I_{L2} \quad (23)$$

4.3 Descarga (Boost) Conducción Crítica

El modo de conducción crítica corresponde a la etapa de transición entre CCM y DCM. A diferencia del caso de CCM, en este modo, el valor mínimo de la corriente en el inductor L_2 es igual a cero. Interesa analizar esta etapa para determinar los valores críticos de los componentes pasivos del convertidor, con el fin de asegurar que el convertidor opere en modo continuo. Además, el diseño del capacitor y de los inductores se realiza en base al rizado de tensión y corriente deseados.

En la figura 7 se muestran las formas de onda para el convertidor en modo Boost en conducción crítica.

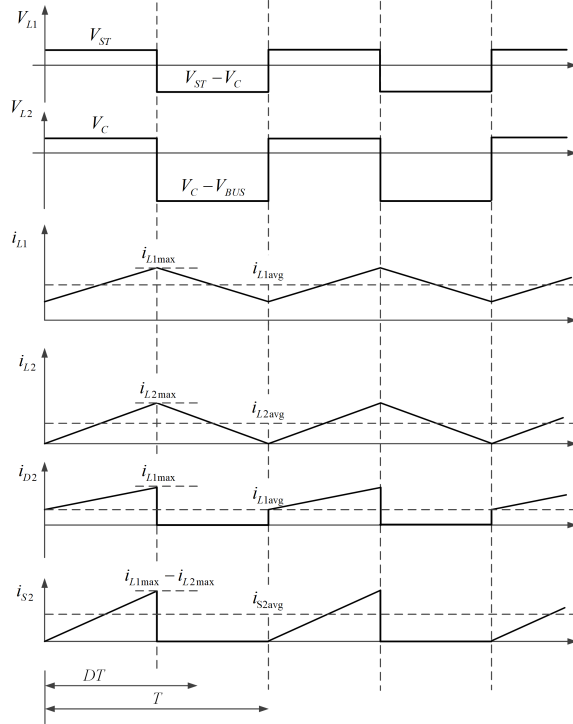


Fig. 7: Formas de ondas teóricas del convertidor en modo Boost en Conducción Crítica

La corriente en el inductor L_2 se describe como:

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{L2}}{L_2} \quad (24)$$

Considerando una variación lineal,

$$\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{V_{L2}}{L_2} \quad (25)$$

Mientras la llave S_2 está encendida, $\Delta t = t_{ON} = DT$ y $V_{L2} = V_C$. El rizado de corriente puede escribirse como:

$$\Delta i_{L2} = i_{L2max} - i_{L2min} = \frac{V_C}{L_2 f} D \quad (26)$$

Reemplazando (11) en la ecuación anterior y despejando para L_2 :

$$L_2 = \frac{V_{BUS}}{\Delta i_{L2} f} (1 - D) D \quad (27)$$

En conducción crítica, $i_{L2min} = 0$. Por lo tanto, se puede definir el valor crítico de i_{L2max} ,

$$i_{L2max-C} = \frac{V_{BUS}}{L_2 f} (1 - D) D \quad (28)$$

además, el pico de corriente es igual al doble de la corriente media. Para evitar la conducción discontinua, debe cumplirse:

$$i_{L2min} \geq 0 \implies i_{L2max} \leq i_{L2max-C} = 2 I_{L2} \quad (29)$$

Reemplazando en (28),

$$2 I_{L2} \geq \frac{V_{BUS}}{L_2 f} (1 - D) D \quad (30)$$

Con lo cual, el valor crítico de L_2 , para evitar la operación en DCM resulta:

$$L_2 \geq \frac{V_{BUS}}{2 I_{L2} f} (1 - D) D \quad (31)$$

La corriente en el inductor L_1 se calcula como:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{L1} \implies \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{V_{L1}}{L_1} \quad (32)$$

Nuevamente, para $\Delta t = t_{ON} = DT$, $V_{L1} = V_{ST}$. El valor L_1 en función del rizado de corriente resulta:

$$L_1 = \frac{V_{ST} D}{\Delta i_{L1} f} = \frac{V_{BUS} (1 - D)^2 D}{\Delta i_{L1} f} \quad (33)$$

Realizando un procedimiento similar al descrito anteriormente para L_2 , se obtiene el valor crítico para L_1 :

$$L_1 \geq \frac{V_{BUS}}{2 I_{L1} f} (1 - D)^2 D \quad (34)$$

Asumiendo una variación lineal, el capacitor puede calcularse a partir de la corriente promedio de salida I_{BUS} ,

$$I_{BUS} = C \frac{\Delta V_{BUS}}{\Delta t} \quad (35)$$

El valor del capacitor en función del rizado de tensión de salida resulta:

$$C = \frac{I_{BUS}}{\Delta V_{BUS} f} D = \frac{I_{L1}}{\Delta V_{BUS} f} (1 - D)^2 D \quad (36)$$

5 Dimensionamiento de los componentes

En base al marco teórico desarrollado, en esta sección se dimensionan los componentes pasivos del convertidor buck-boost cuadrático propuesto. El objetivo es obtener el comportamiento deseado en ambos modos de operación.

5.1 Criterios de diseño

Variable	Parámetro	Valor
P_{BUS}	Potencia del bus de continua	500 W
V_{ST}	Tensión del sistema de almacenamiento (ST)	48 V
V_{BUS}	Tensión del bus de continua	350 V
D_{boost}	Ciclo de trabajo del boost	63 %
D_{buck}	Ciclo de trabajo del buck	37 %
f	Frecuencia de conmutación	50 kHz
ΔV_{BUS}	Ripple de tensión del bus	7 V (2 % V_{BUS})
ΔV_{ST}	Ripple de tensión del sistema de almacenamiento	0,96 V (2 % V_{ST})
Δi_{L1}	Ripple de corriente en el inductor L1	10 % I_{L1}
Δi_{L2}	Ripple de corriente en el inductor L2	10 % I_{L2}

Tabla 1: Requerimientos de diseño del convertidor Buck-Boost

Donde el ciclo de trabajo para cada modo, D_{boost} y D_{buck} , se calculó a partir de las ecuaciones (20) y (27), respectivamente.

5.2 Cálculo de las inductancias

A plena carga, la corriente en el bus de CC es de 1,428 A. A partir de la ecuación (16), se obtiene la corriente media en los inductores, resultando $I_{L1} = 10,43 A$ e $I_{L2} = 3,86 A$. Considerando un rizado del 10 %, se tiene $\Delta i_{L1} = 1,043 A$ y $\Delta i_{L2} = 0,386 A$.

Teniendo en cuenta los valores dados en la tabla 1 y, reemplazando en las ecuaciones (33) y (27) respectivamente, se obtienen los valores de los inductores.

$$L_1 = \frac{V_{BUS}}{\Delta i_{L1} f} (1 - D_{boost})^2 D_{boost} = \frac{350 V \cdot (1 - 0,63)^2 \cdot 0,63}{1,043 A \cdot 50 kHz} = 0,578 mH \quad (37)$$

$$L_2 = \frac{V_{BUS}}{\Delta i_{L2} f} (1 - D_{boost}) D_{boost} = \frac{350 V \cdot (1 - 0,63) \cdot 0,63}{0,386 A \cdot 50 kHz} = 4,23 mH \quad (38)$$

Se puede comprobar, mediante las ecuaciones (34) y (31), que los inductores calculados teniendo en cuenta las especificaciones de diseño superan los valores críticos para la conducción continua.

5.3 Cálculo del capacitor

Reemplazando D_{boost} , I_{BUS} , ΔV_{BUS} y f en (36), resulta:

$$C = \frac{I_{BUS}}{\Delta V_{BUS} f} D_{boost} = \frac{1,428 A}{7 V \cdot 50 kHz} 0,63 = 2,57 \mu F \quad (39)$$

Tanto el capacitor como los inductores fueron calculados a partir del análisis del convertidor en modo boost ($D_{boost} = 0,63$). Sin embargo, su validez para el modo buck se confirmará mediante simulación.

6 Resultados de simulación

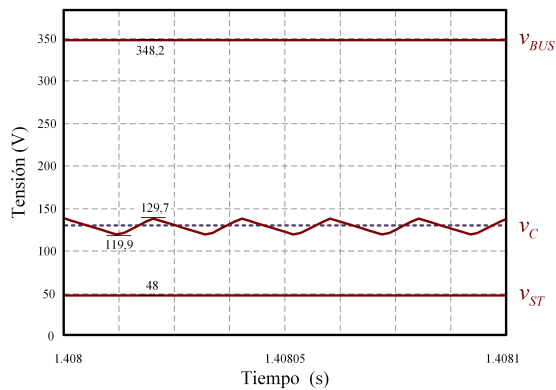
En esta sección se verifica el comportamiento del convertidor propuesto mediante simulaciones realizadas en el software PSIM. Se simuló para $V_{ST} = 48\text{ V}$, $V_{BUS} = 350\text{ V}$, $L_1 = 1\text{ mH}$, $L_2 = 4,3\text{ mH}$, $C = 2,5\text{ }\mu\text{F}$, con llaves y diodos ideales. Además, se incorporaron dos capacitores, $C_{ST} = 220\text{ }\mu\text{F}$ y $C_{BUS} = 470\text{ }\mu\text{F}$, en paralelo a la batería y al bus de CC, respectivamente. Estos capacitores son necesarios para la estabilidad y el filtrado de baja frecuencia, se adoptaron valores comerciales. A continuación, se presentan las curvas obtenidas para ambos modos de funcionamiento en el estado estacionario.

6.1 Modo boost

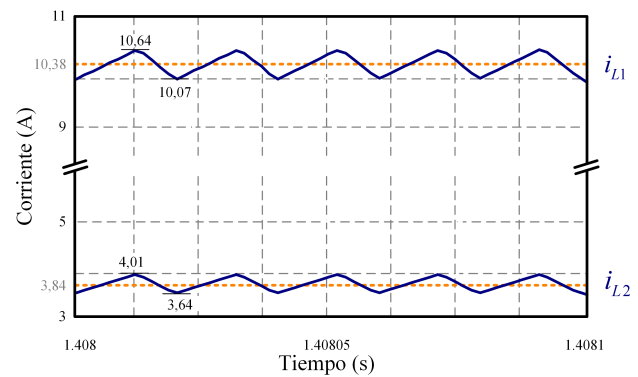
La figura 8 presenta los resultados de simulación del convertidor en modo de descarga.

La figura 8 (a) muestra las tensiones v_{ST} , v_{BUS} y v_C . Se observa que el valor medio de la tensión en el bus es de 348,2 V, con un rizado menor al 2 %.

En la figura 8 (b) se presentan las corrientes, i_{L1} e i_{L2} . Se puede comprobar la operación en CCM y que los valores medios de las corrientes corresponden a los calculados en la sección anterior, con un rizado menor al 10 % para ambos inductores.



(a) Tensiones de entrada, salida y en el capacitor



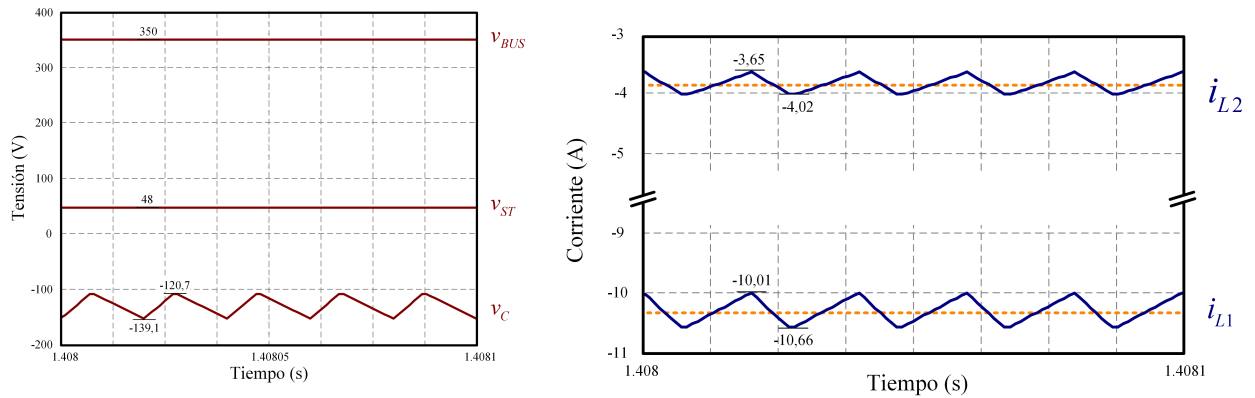
(b) Corriente en los inductores

Fig. 8: Resultados de simulación - Modo boost

6.2 Modo buck

De la misma manera que para el caso anterior, la operación en el modo buck se verifica mediante las simulaciones, como se puede ver en la figura 9.

Nuevamente, con la figura 9 (a) se comprueban los valores de las tensiones. Mientras que con la figura (b) la operación en CCM y el rizado menor al 10 % para ambos inductores.



(a) Tensiones de entrada, salida y en el capacitor

(b) Corriente en los inductores

Fig. 9: Resultados de simulación - Modo buck

7 Conclusiones

Este trabajo presentó el diseño de un convertidor buck-boost bidireccional con ganancia cuadrática. Se presentaron las ventajas que supone la topología implementada frente a un convertidor elemental, las ecuaciones que rigen su comportamiento, las curvas y los diagramas circuitales de cada modo de funcionamiento. Asimismo, se calcularon los valores de los elementos para lograr las prestaciones deseadas y la corriente que circularía por los mismos durante la operación.

Finalmente, mediante simulaciones en el software PSIM se validaron las curvas que caracterizan el funcionamiento del convertidor. Los resultados demostraron que, a partir de una tensión de 48 V en la entrada, se obtienen 350 V en el bus de salida, y viceversa, verificando el correcto desempeño de la topología en régimen estacionario.

Referencias

- [1] S. Bassan and G. Moschopoulos, "Properties and applications of quadratic converters," in *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*, 2007, pp. 123–127.
- [2] F. Lima de Sa, C. Dal Agnol, W. Raphael, D. R. Caballero, and S. A. Mussa, "A new dc-dc double zeta quadratic converter," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 426–431.
- [3] H. Gholizadeh, M. Salehi, Z. Rafiee, E. Afjei, and M. Hamzeh, "A transformer less quadratic buck-boost converter with wide range of output voltage and low switch stresses," in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2020, pp. 1–6.
- [4] S. Miao, F. Wang, and X. Ma, "A new transformerless buck–boost converter with positive output voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2965–2975, 2016. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:40730876>
- [5] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide dc conversion range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 151–157, 1991.

- [6] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters*, 2nd ed. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley Sons, Ltd, 2016.
- [7] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 3rd ed. Cham, Switzerland: Springer Nature Switzerland AG, 2020.
- [8] B. Baby and T. M. Abraham, “Bidirectional buck-boost quadratic converter using fuzzy controller for distributed generation systems,” in *2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT)*, 2018, pp. 1–5.