

## Modelo canónico bidireccional para un convertidor CC/CC Buck-Boost en cascada

### Bidirectional Canonical Model for a Cascaded Buck-Boost DC/DC Converter

María Alejandra Mantilla Villalobos<sup>1</sup> Oscar Olarte Ortiz<sup>1</sup> Fausto Osorio Silva<sup>1</sup>   
Javier Enrique Solano Martínez<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga, Colombia.

## Resumen

**Introducción:** Los convertidores CC/CC bidireccionales facilitan la gestión de la energía en aplicaciones como los vehículos eléctricos con frenado regenerativo. El diseño de controladores para estos sistemas se basa en modelos dinámicos que ofrecen menores exigencias computacionales en comparación con las representaciones conmutadas completas. Este estudio deriva modelos promediados en estado estacionario (CC) y dinámicos de pequeña señal (CA) para el convertidor elevador-reductor bidireccional en cascada que opera en modo de conducción continua a través de sus cuatro estados definidos.

**Objetivo:** El objetivo principal es desarrollar un modelo bidireccional canónico unificado capaz de representar la dinámica del convertidor elevador-reductor en cascada mediante una única estructura estándar para todos los modos de operación.

**Métodos:** Se derivaron ecuaciones dinámicas para los cuatro modos de operación aplicando técnicas de promediado en el espacio de estados, perturbación y linealización, implementando posteriormente el modelo canónico en el entorno MATLAB/Simulink.

**Resultados:** Se desarrolló un modelo de circuito canónico bidireccional unificado para el diseño del controlador. La validación se logró comparando su respuesta dinámica a cambios escalonados en la tensión de entrada con un modelo de circuito conmutado.

**Conclusiones:** El modelo propuesto es una herramienta que representa los cuatro modos de operación del convertidor con una estructura de circuito unificada, evitando el uso de modelos separados para cada flujo de potencia y modo de operación. Esto facilita el análisis dinámico del sistema y el diseño de estrategias de control al proporcionar un modelo linealizado adecuado para controladores clásicos y avanzados. Además, el modelo es particularmente útil en aplicaciones que involucran sistemas de almacenamiento de energía de carga y descarga, como vehículos eléctricos, ya que describe el comportamiento del convertidor bajo flujo de potencia bidireccional.

**Palabras clave:** Convertidor bidireccional elevador-reductor en cascada, modelo canónico, método de promediado en el espacio de estados, modelo de CA de pequeña señal.

## Abstract

**Introduction:** Bidirectional DC/DC converters facilitate energy management in applications like electric vehicles featuring regenerative braking. Controller design for these systems relies on dynamic models offering lower computational demands compared to full switched representations. This study derives steady-state averaged (DC) and small-signal dynamic (AC) models for the cascaded bidirectional buck-boost converter operating in continuous conduction mode across its four defined states.

**Objective:** The primary objective is to develop a unified canonical bidirectional model capable of representing the cascaded buck-boost converter dynamics through a single standard structure for all operating modes.

**Methods:** Dynamic equations for the four operating modes were derived applying state-space averaging, perturbation, and linearization techniques, subsequently implementing the canonical model in the MATLAB/Simulink environment.

**Results:** A unified bidirectional canonical circuit model was developed for controller design. Validation was achieved by comparing its dynamic response to step changes in input voltage with a switched circuit model.

**Conclusions:** The proposed model is a tool that represents all four operating modes of the converter with a unified circuit structure, avoiding the use of separate models for each power flow and operating mode. This facilitates dynamic system analysis and design control strategies by providing a linearized model suitable for classical and advanced controllers. Furthermore, the model is particularly useful in applications involving charging and discharging energy storage systems, such as electric vehicles, because it describes the behavior of the converter under bidirectional power flow.

**Keywords:** Cascaded buck-boost bidirectional converter, canonical model, state-space averaging method, small-signal AC model

### ¿Cómo citar?

Mantilla MA, Olarte O, Osorio F, Solano JE. Modelo canónico bidireccional para un convertidor CC/CC Buck-Boost en cascada. Ingeniería y Competitividad, 2026, 28(2)e-20715590

<https://doi.org/10.25100/iyc.v28i2.15190>

Recibido: 26/01/26

Revisado: 28/04/26

Aceptado: 05/06/26

Online: /05/26

### Correspondencia

marialem@uis.edu.co



### ¿Por qué se realizó este estudio?

La naturaleza inherentemente no lineal y variable en el tiempo de los convertidores CC/CC bidireccionales complica el diseño de controladores mediante modelos conmutados completos, lo que requiere representaciones linealizadas para aplicaciones de movilidad eléctrica con frenado regenerativo. La literatura actual proporciona modelos canónicos para topologías tradicionales, pero carece de una representación unificada para el convertidor reductor-elevador bidireccional en cascada en sus cuatro modos de operación. Este estudio desarrolla y valida un modelo canónico bidireccional unificado para representar la dinámica del convertidor en un formato estándar.

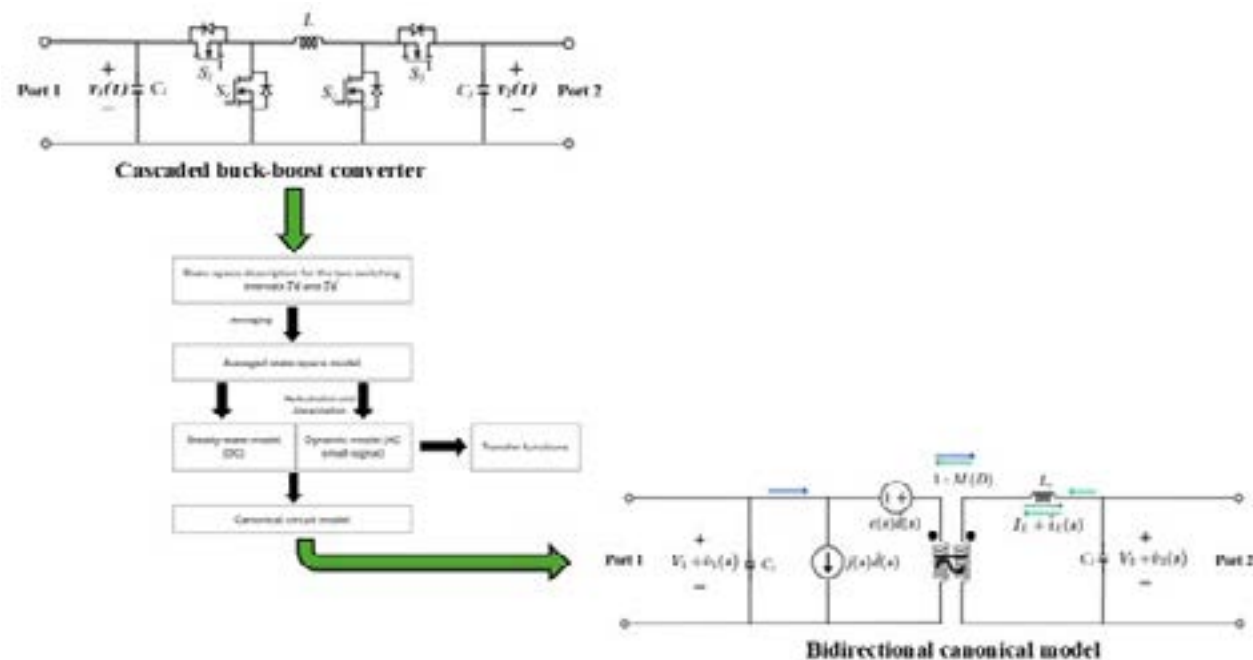
### ¿Cuáles fueron los hallazgos más relevantes?

Mediante el método de promediado en el espacio de estados y la linealización de pequeña señal, el comportamiento dinámico de los cuatro modos de operación del convertidor (Reductor 1-2, Elevador 1-2, Reductor 2-1 y Elevador 2-1) se condensó en un único circuito equivalente estándar. Las simulaciones en MATLAB/Simulink validaron esta representación, demostrando que su respuesta dinámica a perturbaciones, como cambios escalonados en la tensión de entrada, coincide con el modelo conmutado tradicional. El modelo propuesto rastrea los valores promedio de la señal y elimina la ondulación de alta frecuencia, preservando al mismo tiempo la dinámica subyacente del sistema.

### ¿Qué aportan estos hallazgos?

El modelo canónico estandariza el proceso de ingeniería al permitir la aplicación de técnicas clásicas de control lineal para el diseño de controladores de retroalimentación. La unificación de los cuatro modos de operación en una sola representación simplifica el análisis de estabilidad y el desarrollo de sistemas de gestión de energía para aplicaciones de movilidad eléctrica con frenado regenerativo.

## Graphical Abstract





## Introducción

El impacto ambiental del transporte terrestre, responsable de una parte significativa de las emisiones de CO<sub>2</sub> (1–3), ha impulsado la búsqueda de alternativas más respetuosas con el medio ambiente. Los vehículos eléctricos (VE) han surgido como una solución, aunque su huella de carbono depende de la combinación energética (4). En este contexto, las bicicletas eléctricas (EB) están ganando protagonismo porque son ambientalmente superiores a otros medios de transporte motorizados (5,6).

Además, el paradigma de la movilidad eléctrica ha evolucionado más allá del simple transporte. Actualmente, los vehículos eléctricos están integrados en las redes inteligentes bajo conceptos como vehículo-a-red (V2G) y vehículo-hogar (V2H), donde el flujo bidireccional de energía es una capacidad operativa deseada (7,8). Esta funcionalidad permite la tracción y el soporte para la red eléctrica y la gestión de la demanda energética, que requieren etapas de conversión de energía altamente eficientes y versátiles (9).

Una característica que optimiza la eficiencia de estos vehículos es su capacidad de recuperación de energía. El potencial de frenado regenerativo es considerable en topografías pronunciadas. Sin embargo, la mayoría de los sistemas comerciales no permiten el flujo de energía bidireccional. Se requieren convertidores de potencia bidireccionales DC/DC para implementar el frenado regenerativo (10–12).

El convertidor Buck-Boost en cascada, frecuentemente designado como convertidor buck-boost no inversor, mantiene un estatus destacado en la literatura reciente en comparación con topologías como Cuk, SEPIC o Zeta (13). Esta configuración proporciona un rango de conversión de tensión extendido sin invertir la polaridad de salida, mientras que impone un menor estrés de tensión en los interruptores de alimentación (14,15). Investigaciones recientes identifican su idoneidad para sistemas híbridos de almacenamiento que incorporan pilas de combustible, baterías y supercondensadores, donde la estabilidad del bus de CC sigue siendo una limitación principal de diseño (16).

Diseñar controladores robustos para estos sistemas implica gestionar dinámicas inherentemente no lineales y variables en el tiempo. Aunque las estrategias de control avanzadas, como el Control Predictivo de Modelos (MPC) (17) y el Control de Modo Deslizante (SMC) (18), demuestran un rendimiento dinámico superior, su implementación a menudo requiere altos recursos computacionales. En consecuencia, las aplicaciones industriales prefieren las técnicas clásicas de control lineal (PI/PID) por su simplicidad y fiabilidad, siempre que exista un modelo dinámico preciso (19).

Desarrollar modelos lineales equivalentes de pequeña señal cumple con especificaciones estándar de diseño para control lineal (20). El método de promediado en espacio de estados se centra en la dinámica de sistemas al descuidar componentes de alta frecuencia derivados de la conmutación de transistores (21). Aunque los investigadores proponen diversos enfoques de modelado basados en gráficos de flujo de señales (22) y técnicas de inyección de corriente (23), muchas expresiones resultantes poseen una alta complejidad matemática, lo que dificulta la comprensión física necesaria para el diseño del controlador.



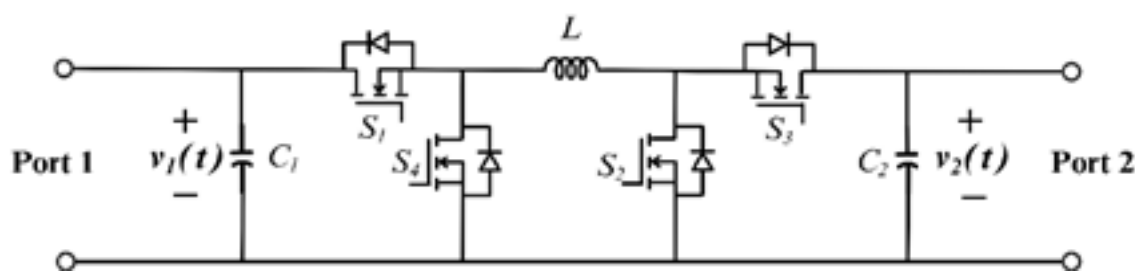
La literatura existente contiene propuestas de modelos canónicos para topologías tradicionales (24,25) y análisis de señal pequeña para convertidores cuadráticos o multinivel (26,27). Sin embargo, la literatura revisada carece de documentación sobre un modelo de circuito canónico específico para el convertidor buck-boost bidireccional DC/DC que cubra sus cuatro modos de funcionamiento bajo una única estructura estándar (28).

Este estudio presenta un modelo bidireccional canónico para un convertidor buck-boost DC/DC en cascada, considerando sus cuatro modos de funcionamiento. El objetivo era desarrollar un modelo lineal unificado que facilitara el diseño de control. El modelo propuesto fue implementado y validado mediante una simulación en MATLAB/Simulink, y su respuesta dinámica se comparó con el modelo tradicional conmutado para verificar su precisión.

## Metodología (Modelado de convertidores)

Para el diseño del sistema de control de convertidores DC/DC, se requiere un modelo matemático de entrada-salida para aproximar la realidad física. Los convertidores son sistemas no lineales y variables en el tiempo, y existe interés en desarrollar un modelo lineal equivalente de pequeña señal, mediante el cual sea posible diseñar un controlador de retroalimentación utilizando técnicas de control lineal (20).

La topología seleccionada para este estudio fue un convertidor buck-boost bidireccional en cascada, como se muestra en la Figura 1. Este convertidor bidireccional cuenta con cuatro modos de funcionamiento. Los comportamientos dinámicos de baja frecuencia pueden representarse usando el modelo de señal pequeña descrito para cada modo. Para definir un modelo general de circuito equivalente que permita describir el funcionamiento de los cuatro modos convertidores, los modelos para cada modo se adaptan a la forma canónica del modelo de circuito, resultando en un modelo bidireccional unificado que permite representar el comportamiento del convertidor en cualquiera de sus cuatro modos.



**Figura 1** . Buck - Convertidor en cascada de boost

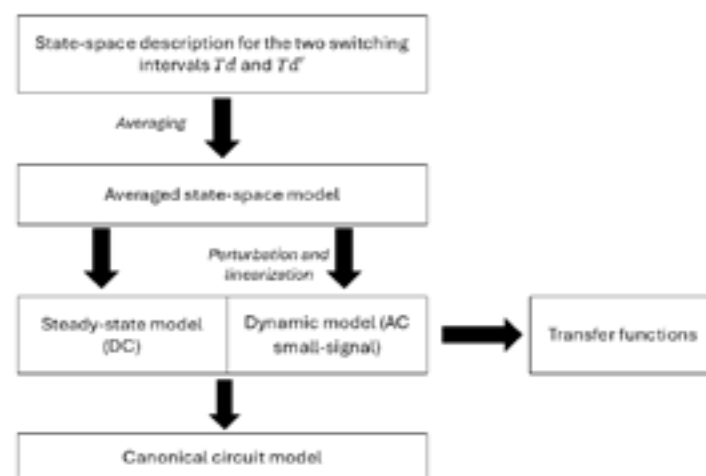
### Método de modelado

El convertidor de potencia se modeló usando el método de promediado en espacio de estados. Este método, descrito en detalle por (21,29), permite derivar el modelo promediado en estado estacionario (DC) y el modelo dinámico de pequeña señal (CA) para convertidores conmutados que operan en modo de conducción continua. El proceso, tal como se muestra en la Figura 2, consta de

los siguientes pasos:

1. Obtén la descripción del espacio de estados para cada intervalo de conmutación del convertidor.
2. Las descripciones se promedian a lo largo de un periodo de conmutación para obtener un modelo de espacio de estados promedio que describe la dinámica de bajas frecuencias.
3. El modelo promediado se perturba y linealiza en un punto de funcionamiento en quiescente.
4. Convierte el modelo al dominio de la frecuencia (dominio  $s$ ) para obtener las funciones de transferencia.
5. El modelo resultante se adapta a la forma canónica.

El proceso descrito anteriormente se realizó para los cuatro modos de funcionamiento del convertidor buck-boost bidireccional en cascada bajo estudio.



**Figura 2.** Pasos para modelar la etapa de potencia - Adaptado de (21,29)

### Modos de funcionamiento y modelado conmutado

El convertidor buck-boost bidireccional en cascada presenta cuatro modos posibles de funcionamiento, definidos en la Tabla 1. Los modos Buck1-2 y Boost1-2 consideran el Puerto 1 como entrada y el Puerto 2 como la salida, realizando funciones de reducción y subida, respectivamente. Los modos Buck2-1 y Boost2-1 funcionan en sentido opuesto (frenado regenerativo), con el puerto 2 como entrada y el puerto 1 como salida, y funcionan en los modos de reducción y subida (relación entrada-salida), respectivamente.

El convertidor contiene cuatro dispositivos electrónicos de potencia controlados (transistores de potencia), denominados S1, S2, S3 y S4. Dependiendo del modo de funcionamiento del convertidor, estos dispositivos están controlados, como se indica en la Tabla 1. Para cada modo, solo uno de los cuatro transistores es controlado o conmutado periódicamente, mientras que los otros tres

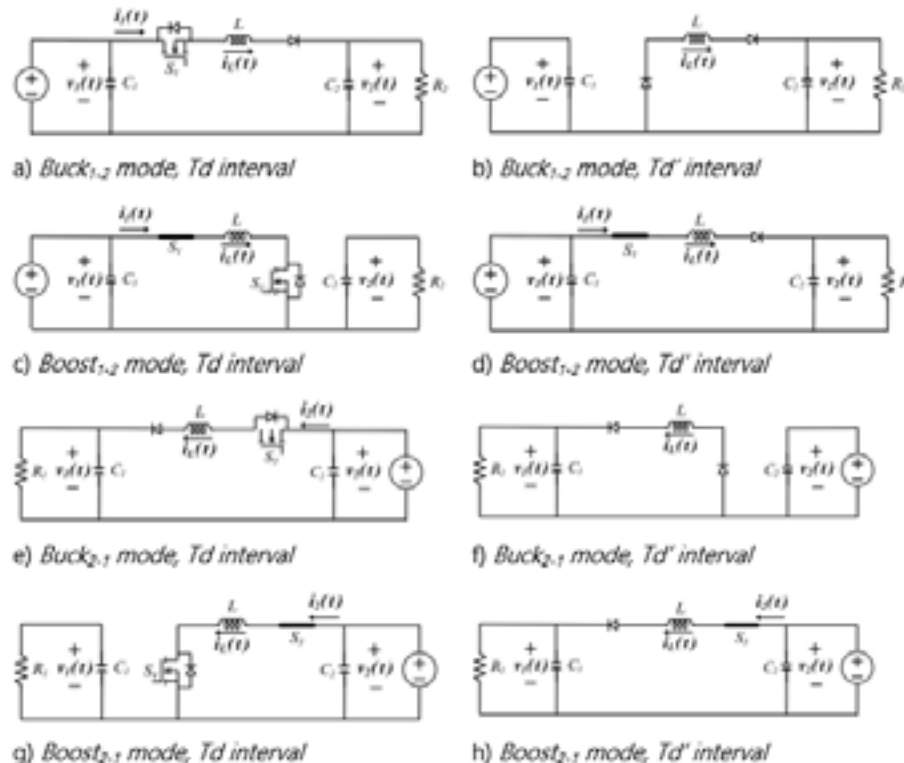


transistores permanecen en sus estados activos (1) o inactivos (0).

**Tabla 1.** Modos de funcionamiento del convertidor buck-boost en cascada

Modo	p	S1	S2	S3	S4
Buck1-2	1	Controlado	0	0	0
Boost1-2	2	1	Controlado	0	0
Buck2-1	3	0	0	Controlado	0
Boost2-1	4	0	0	1	Controlado

Suponiendo un modo de conducción continua, es decir, que la corriente instantánea a través del inductor no cae a cero en ningún punto del ciclo, en cada modo de operación, el convertidor puede modelarse mediante dos circuitos equivalentes para los intervalos de conmutación  $T_d$  (el intervalo en el que el transistor controlado está en estado activo) y  $T_d'$  (el intervalo en el que el transistor controlado está en estado inactivo), donde  $T$  es el periodo de conmutación del convertidor,  $d$  es el ciclo de trabajo y  $d' = (1 - d)$ . Los circuitos resultantes se muestran en la Figura 3. Para los modos Buck1-2 y Boost1-2, se conecta una fuente de tensión independiente  $v_1(t)$  al puerto 1, y una resistencia de carga  $R_2$  al puerto 2. De manera similar, para los modos Buck2-1 y Boost2-1, una fuente de tensión independiente  $v_2(t)$  está conectada al puerto 2 y una resistencia de carga  $R_1$  al puerto 1. Estas suposiciones son consistentes con el flujo de energía y el funcionamiento del convertidor según su modo de funcionamiento.



**Figura 3.** Circuitos equivalentes para cada modo de funcionamiento del convertidor buck-boost en cascada



A partir de estos circuitos, se deriva el modelo dinámico conmutado en espacio de estados para cada subintervalo (TD y Td') y expresado en forma general en ecuaciones (1), (2), (3):

$$K_p \frac{dx_p(t)}{dt} = A_{p,q} x_p(t) + B_{p,q} u_p(t) \quad (1)$$

$$y_p(t) = E_{p,q} x_p(t) + F_{p,q} u_p(t) \quad (2)$$

$$p \in \{1,2,3,4\}; \quad q \in \{0,1\} \quad (3)$$

donde corresponde al vector de estado, al vector de entrada, al vector de salida  $x_p(t) u_p(t) y_p(t)$ , p indica el modo de funcionamiento según la Tabla 1, y q representa la señal de conmutación lógica, con q = 1, el transistor controlado está activo (subintervalo Td), y q = 0, el transistor está inactivo (subintervalo Td'). La Tabla 2 resume los vectores y matrices resultantes para cada circuito equivalente.

**Tabla 2.** Vectores y matrices para los modelos dinámicos en espacio de estados conmutados del convertidor buck-boost en cascada

	Buck1-2 (p=1)	Impulso1-2 (p=2)	Buck2-1 (p=3)	Impulso2-1 (p=4)
$x_p(t)$	$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_1(t) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_1(t) \end{bmatrix}$
$u_p(t)$	$v_1(t)$	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_2(t)$
$y_p(t)$	$i_1(t)$	$i_1(t)$	$i_2(t)$	$i_2(t)$
$K_p$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_1 \end{bmatrix}$
$A_{p,1}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}$
$A_{p,0}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}$
$B_{p,1}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$
$B_{p,0}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$
$E_{p,1}$	$[1 \ 0]$	$[1 \ 0]$	$[1 \ 0]$	$[1 \ 0]$
$E_{p,0}$	$[0 \ 0]$	$[1 \ 0]$	$[0 \ 0]$	$[1 \ 0]$
$F_{p,1}$	$[0]$	$[0]$	$[0]$	$[0]$
$F_{p,0}$	$[0]$	$[0]$	$[0]$	$[0]$

### Modelo promediado en espacio de estados

Siguiendo el método de promediado en espacio de estados, los dos modelos conmutados



se promedian sobre un periodo de conmutación  $T$ , y se asume que la frecuencia natural y las frecuencias de entrada del convertidor son mucho menores que la frecuencia de conmutación.

El vector de estado medio sobre el periodo  $T$  se define como la ecuación (4).

$$\langle \mathbf{x}_p(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} \mathbf{x}_p(\tau) d\tau \quad (4)$$

Esta operación permite modelar los componentes de baja frecuencia del vector de estado. La misma operación se realiza sobre los vectores de entrada y la salida  $\mathbf{u}_p(t) \mathbf{y}_p(t)$ . Promediando las descripciones de los modelos conmutados sobre un periodo de conmutación, el modelo promediado en el espacio de estados se presenta en las ecuaciones (5) y (6).

$$\mathbf{K}_p \frac{d\langle \mathbf{x}_p(t) \rangle_T}{dt} = (d(t)\mathbf{A}_{p,1} + d'(t)\mathbf{A}_{p,0})\langle \mathbf{x}_p(t) \rangle_T + (d(t)\mathbf{B}_{p,1} + d'(t)\mathbf{B}_{p,0})\langle \mathbf{u}_p(t) \rangle_T \quad (5)$$

$$\langle \mathbf{y}_p(t) \rangle_T = (d(t)\mathbf{E}_{p,1} + d'(t)\mathbf{E}_{p,0})\langle \mathbf{x}_p(t) \rangle_T + (d(t)\mathbf{F}_{p,1} + d'(t)\mathbf{F}_{p,0})\langle \mathbf{u}_p(t) \rangle_T \quad (6)$$

#### Solución en estado estacionario

Si el ciclo de trabajo permanece constante de ciclo en ciclo, es decir,  $d(t) = D$  (ciclo de trabajo de CC en estado estacionario), y se aplica una entrada de corriente continua, el convertidor opera en equilibrio cuando las derivadas de todos los elementos del vector son cero. Así, el modelo de estado estacionario (CC) que describe el convertidor en equilibrio está dado por las ecuaciones (7) y (8)

$$\mathbf{u}_p(t) = \mathbf{U}_p \langle \mathbf{x}_p(t) \rangle_T \quad (21)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{B}_p \mathbf{U}_p \quad (7)$$

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{E}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{F}_p \mathbf{U}_p \quad (8)$$

donde las matrices promediadas resultantes para  $D' = 1 - D$ , se dan por las ecuaciones (9) a (12):

$$\mathbf{A}_p = D\mathbf{A}_{p,1} + D'\mathbf{A}_{p,0} \quad (9)$$

$$\mathbf{B}_p = D\mathbf{B}_{p,1} + D'\mathbf{B}_{p,0} \quad (10)$$

$$\mathbf{E}_p = D\mathbf{E}_{p,1} + D'\mathbf{E}_{p,0} \quad (11)$$

$$\mathbf{F}_p = D\mathbf{F}_{p,1} + D'\mathbf{F}_{p,0} \quad (12)$$

Los valores de equilibrio (DC) de los vectores medios pueden obtenerse a partir de las ecuaciones (13) y (14):

$$\mathbf{X}_p = -\mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p \mathbf{U}_p \quad (13)$$

$$\mathbf{Y}_p = (-\mathbf{E}_p \mathbf{A}_p^{-1} \mathbf{B}_p + \mathbf{F}_p) \mathbf{U}_p \quad (14)$$



Realizar el procedimiento anterior para los cuatro modos de funcionamiento del convertidor estudiado da como resultado la solución en estado estacionario (CC), y las matrices medias se presentan en la Tabla 3.

**Tabla 3.** Solución en estado estacionario (CC) y matrices resultantes para los modelos promedios en espacio de estados del convertidor buck–boost en cascada

	Buck1-2 (p=1)	Impulso1-2 (p=2)	Buck2-1 (p=3)	Impulso2-1 (p=4)
$X_p$	$\begin{bmatrix} I_L \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} DV_2 \\ R_2 \\ DV_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_L \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_2^2}{V_1 R_2} \\ \frac{V_1}{D'} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_L \\ V_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} DV_2 \\ R_1 \\ DV_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} I_L \\ V_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_2^2}{V_2 R_1} \\ \frac{V_2}{D'} \end{bmatrix}$
$U_p$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$
$Y_p$	$I_1 = DI_L$	$I_1 = I_L$	$I_2 = DI_L$	$I_2 = I_L$
$K_p$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_1 \end{bmatrix}$
$A_p$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -D' \\ D' & -\frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -D' \\ D' & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}$
$B_p$	$\begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$
$E_p$	$[D \ 0]$	$[1 \ 0]$	$[D \ 0]$	$[1 \ 0]$
$F_p$	$[0]$	$[0]$	$[0]$	$[0]$

### Modelo dinámico de CA de pequeña señal

Se introducen pequeñas variaciones de aire acondicionado,  $\hat{x}_p(t)$ ,  $\hat{u}_p(t)$ ,  $\hat{y}_p(t)$  y  $\hat{d}(t)$  alrededor del punto de funcionamiento de equilibrio para el vector de estado, vector de entrada, vector de salida y ciclo de trabajo, respectivamente, tal y como se define en las ecuaciones (15)–(18) (21):

$$\langle x_p(t) \rangle_T = X_p + \hat{x}_p(t) \quad (15)$$

$$\langle u_p(t) \rangle_T = U_p + \hat{u}_p(t) \quad (16)$$

$$\langle y_p(t) \rangle_T = Y_p + \hat{y}_p(t) \quad (17)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \Rightarrow d'(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (18)$$

El modelo promedio incorpora estas expresiones en las ecuaciones del espacio de estados (5) y (6). Al expandir la expresión resultante, se pueden separar los términos DC (estado estacionario), términos AC lineales de primer orden y términos no lineales de segundo orden. Si las pequeñas variaciones de CA son sustancialmente menores que los valores de equilibrio (CC), se descuidan

los términos no lineales de segundo orden, dando lugar al modelo lineal de CA de pequeña señal, representado por las ecuaciones (19) y (20) (21).

$$K_p \frac{d\hat{x}_p(t)}{dt} = A_p \hat{x}_p(t) + B_p \hat{u}_p(t) + [(A_{p,1} - A_{p,0})X_p + (B_{p,1} - B_{p,0})U_p] \hat{d}(t) \quad (19)$$

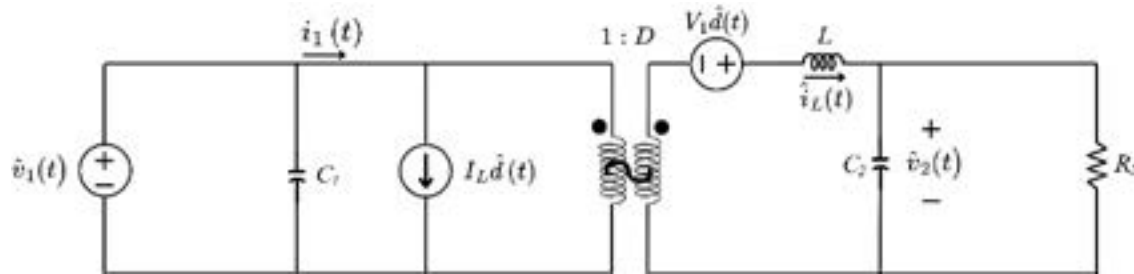
$$\hat{y}_p(t) = E_p \hat{x}_p(t) + F_p \hat{u}_p(t) + [(E_{p,1} - E_{p,0})X_p + (F_{p,1} - F_{p,0})U_p] \hat{d}(t) \quad (20)$$

Insertando los elementos de matriz y vector de las Tablas 2 y 3 se obtienen los modelos de CA de pequeña señal resultantes para los cuatro modos de funcionamiento del convertidor buck–boost en cascada. Los modelos obtenidos tras simplificar las ecuaciones resultantes en el espacio de estados para los cuatro modos de funcionamiento del convertidor se presentan a continuación. Las ecuaciones del modelo de CA de pequeña señal para Buck1-2 se presentan en las ecuaciones (21)–(23), y su representación en circuito se muestra en la Figura 4.

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = D \hat{v}_1(t) + V_1 \hat{d}(t) - \hat{v}_2(t) \quad (21)$$

$$C_2 \frac{d\hat{v}_2(t)}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_2(t)}{R_2} \quad (22)$$

$$\hat{i}_1(t) = D \hat{i}_L(t) + I_L \hat{d}(t) \quad (23)$$



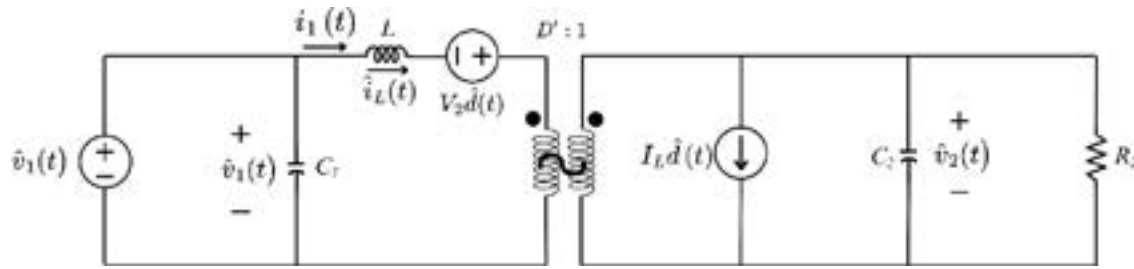
**Figura 4.** Modelo de CA de pequeña señal para modo de funcionamiento Buck1-2

Para el modo de funcionamiento Boost1-2, las ecuaciones resultantes del modelo de CA de pequeña señal se presentan en (24)–(26), y su representación en circuito se muestra en la Figura 5.

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = -D' \hat{v}_2(t) + \hat{v}_1(t) + V_2 \hat{d}(t) \quad (24)$$

$$C_2 \frac{d\hat{v}_2(t)}{dt} = D' \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_2(t)}{R_2} - I_L \hat{d}(t) \quad (25)$$

$$\hat{i}_1(t) = \hat{i}_L(t) \quad (26)$$



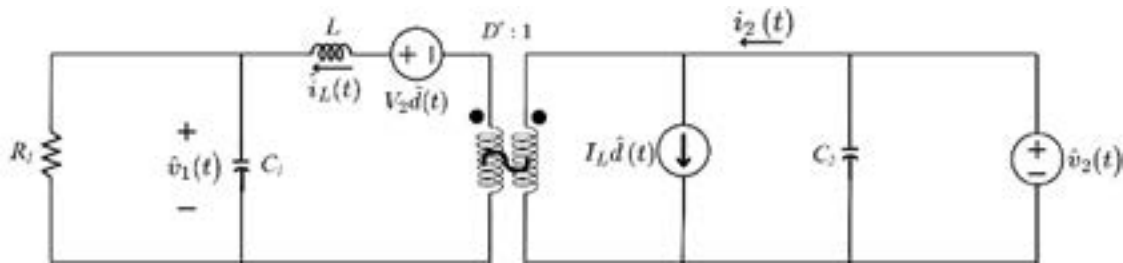
**Figura 5.** Modelo de CA de pequeña señal para el modo de operación Boost1-2

Para la Buck2-1 modo, el modelo de CA de pequeña señal está dado por las ecuaciones (27)–(29) y se muestra en la Figura 6.

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = D\hat{v}_2(t) + V_2\hat{d}(t) - \hat{v}_1(t) \quad (27)$$

$$C_1 \frac{d\hat{v}_1(t)}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_1(t)}{R_1} \quad (28)$$

$$\hat{i}_2(t) = D\hat{i}_L(t) + I_L\hat{d}(t) \quad (29)$$



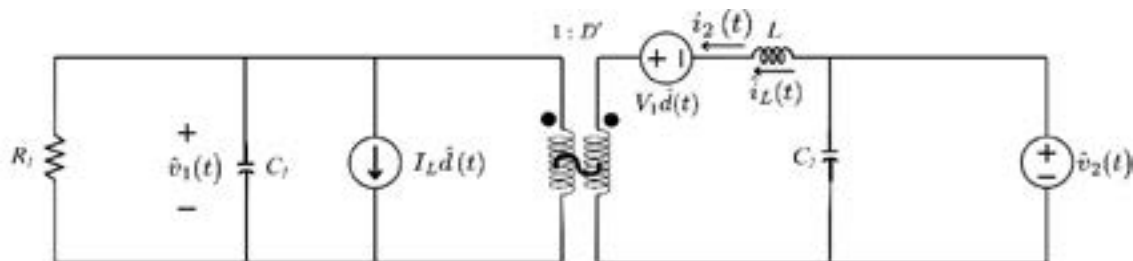
**Figura 6.** Modelo de CA de pequeña señal para el modo de funcionamiento Buck2-1

Finalmente, para la Boost2-1 modo, las ecuaciones del modelo de CA de pequeña señal se presentan en (30)–(32), y el circuito correspondiente se muestra en la Figura 7.

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = -D'\hat{v}_1(t) + \hat{v}_2(t) - V_1\hat{d}(t) \quad (30)$$

$$C_1 \frac{d\hat{v}_1(t)}{dt} = D'\hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_1(t)}{R_1} - I_L\hat{d}(t) \quad (31)$$

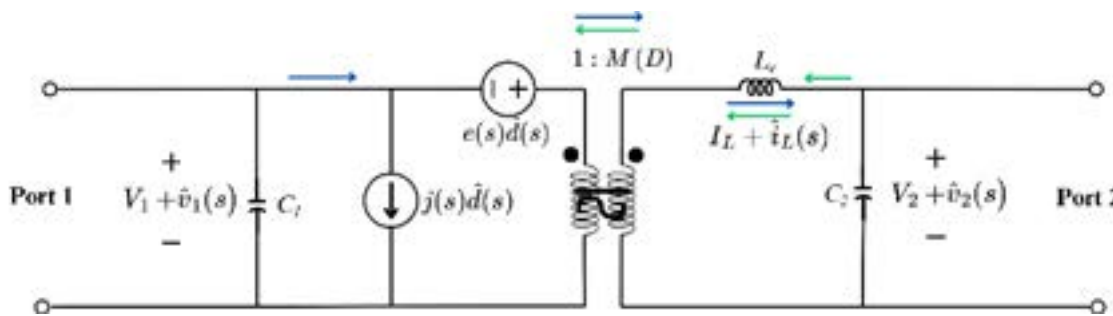
$$\hat{i}_2(t) = \hat{i}_L(t) \quad (32)$$



**Figura 7.** Este conjunto de cuatro modelos lineales de pequeña señal es la base para la generalización en el modelo canónico bidireccional.

### Modelo canónico bidireccional

Los modelos derivados en la sección anterior para los cuatro modos de funcionamiento pueden manipularse matemáticamente y generalizarse en una forma canónica. Un circuito canónico, como el presentado en (21), permite analizar el comportamiento del convertidor en términos generales, sin referencia a una topología específica. Este estudio propone una simplificación y unificación de los cuatro modelos derivados en la sección anterior en un único **Modelo Canónico Bidireccional**, como se muestra en la Figura 8. Los modelos resultantes para cada modo de operación se adaptaron a la estructura del modelo canónico de circuitos cambiando la ubicación de ciertos elementos, lo que resultó en un modelo bidireccional unificado que permite representar el comportamiento del convertidor en cualquiera de sus cuatro modos. Los parámetros del modelo canónico,  $M(D)$ ,  $L_e$ ,  $e(s)$  y  $j(s)$ , resultantes de cada modo, están definidos en la Tabla 4.



**Figura 8.** Modelo canónico bidireccional

En el modelo canónico mostrado en la Figura 8, las flechas azules indican la dirección del flujo de energía y las corrientes para los modos de funcionamiento Buck1-2 y Boost1-2, mientras que las flechas verdes corresponden a los modos de funcionamiento Buck2-1 y Boost2-1. De igual modo, en los modos Buck1-2 y Boost1-2, se asume que la resistencia a la carga  $R_2$  está conectada al puerto 2 del convertidor, mientras que para los modos Buck2-1 y Boost2-1, la resistencia a la carga  $R_1$  se asume en el puerto 1.

**Tabla 4.** Parámetros canónicos del modelo para los cuatro modos de funcionamiento del convertidor buck-boost en cascada

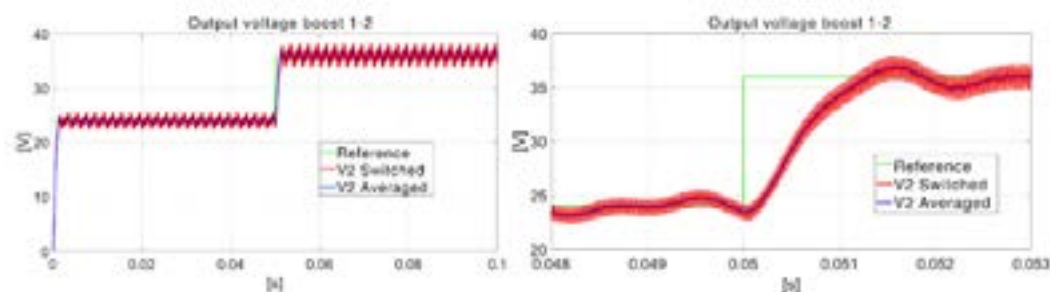
Modo	$M(D)$	$L_e$	$e(s)$	$j(s)$
Buck1-2	$D$	$L$	$\frac{V_2}{D^2}$	$\frac{V_2}{R_2}$
Boost1-2	$\frac{1}{D'}$	$\frac{L}{D'^2}$	$V_2 \left(1 - \frac{sL}{D'^2 R_2}\right)$	$\frac{V_2}{D'^2 R_2}$
Buck2-1	$\frac{1}{D}$	$\frac{L}{D^2}$	$-\frac{V_1}{D} \left(1 + \frac{sL}{R_1}\right)$	$\frac{V_1}{DR_1}$
Boost2-1	$D'$	$L$	$-\frac{V_1}{D'}$	$\frac{V_1}{D' R_1}$



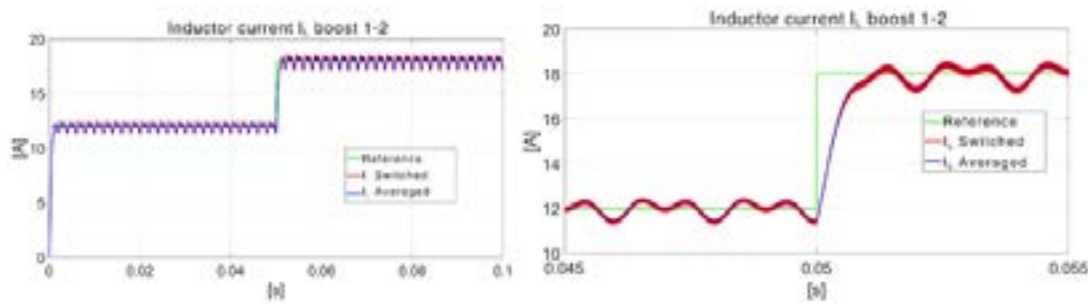
**Tabla 5.** Parámetros de simulación

Parámetro	Boost1-2	Buck2-1
$D$	0.5	0.5
Amplitud $\hat{a}(t)$	0.01	0.01
Frecuencia $\hat{a}(t)$	1 (kHz)	1 (kHz)
Fuente inicial de entrada DC ( $0 \leq t < 50 \text{ ms}$ )	$V_1 = 12 \text{ (V)}$	$V_2 = 36 \text{ (V)}$
Fuente final de entrada DC ( $50 \leq t < 100 \text{ ms}$ )	$V_1 = 18 \text{ (V)}$	$V_2 = 48 \text{ (V)}$
Amplitud de las variaciones de la tensión de entrada en CA	1 (V)	1 (V)
Frecuencia de las variaciones de la tensión de entrada en CA	500 (Hz)	500 (Hz)
$L$	600 ( $\mu\text{H}$ )	600 ( $\mu\text{H}$ )
$C_1$	500 ( $\mu\text{F}$ )	500 ( $\mu\text{F}$ )
$C_2$	500 ( $\mu\text{F}$ )	500 ( $\mu\text{F}$ )
Carga resistiva	$R_2 = 4 \Omega$	$R_1 = 4 \Omega$
Frecuencia de conmutación	20 (kHz)	20 (kHz)

Los resultados para el modo de funcionamiento Boost1-2 se presentan en las Figuras 11 y 12, incluyendo un primer plano del instante en que ocurre el cambio en la amplitud de la fuente de alimentación. La Figura 11 compara las tensiones de salida de los dos modelos estudiados. La respuesta del modelo promediado ("V2 Promediado") sigue el valor medio de la señal conmutada ("V2 Conmutado"), eliminando la ondulación de alta frecuencia. Se observó el mismo comportamiento para la corriente del inductor, como se muestra en la Figura 12.

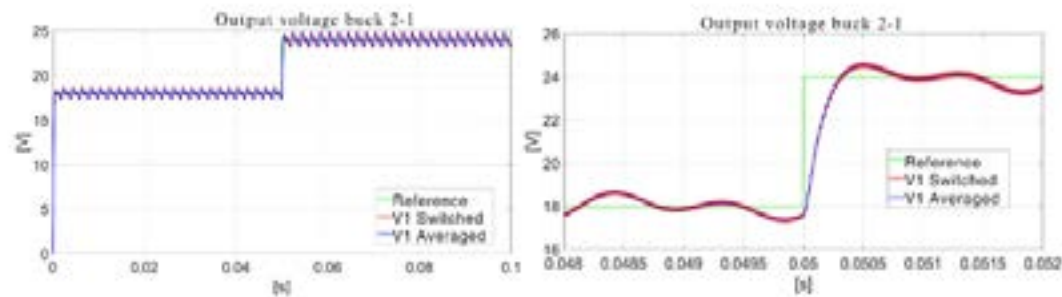


**Figura 11.** Comparación del voltaje de salida para el modo de funcionamiento Boost1-2 (modelo de circuito convertidor conmutado vs. modelo de circuito canónico promediado y linealizado)

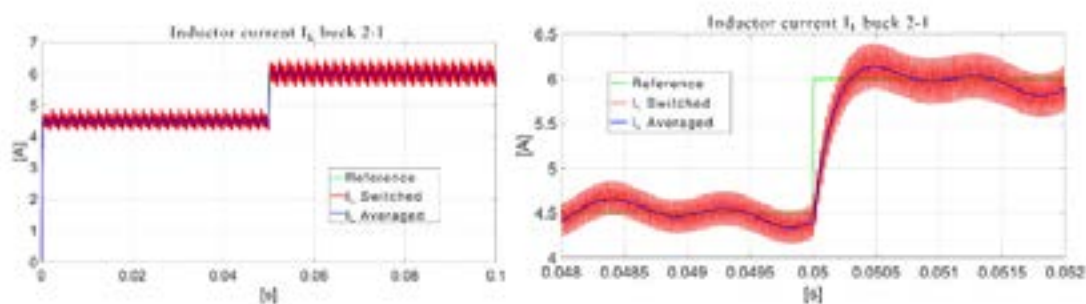


**Figura 12.** Comparación de la corriente del inductor para el modo de funcionamiento Boost1-2 (modelo de circuito convertidor conmutado vs. modelo de circuito canónico promediado y linealizado)

De manera similar, se analizó el modo de funcionamiento Buck2-1 (flujo de potencia inverso). Los resultados se muestran en las Figuras 13 y 14. Las comparaciones de la tensión de salida (Figura 13) y la corriente del inductor (Figura 14) confirmaron la validez del modelo. El comportamiento transitorio exhibía una representación dinámica precisa del modelo canónico bidireccional.



**Figura 13.** Comparación de voltaje de salida para el modo de funcionamiento Buck2-1 (modelo de circuito convertidor conmutado vs. modelo canónico promediado y linealizado)



**Figura 14.** Comparación de la corriente a través del inductor para el modo de funcionamiento Buck2-1 (modelo de circuito convertidor conmutado vs. modelo de circuito canónica promediado y linealizado)



Los resultados de la simulación confirmaron que el modelo bidireccional canónico permite una representación precisa de la dinámica de los convertidores de baja frecuencia en sus modos de operación, convirtiéndolo en una herramienta adecuada para el diseño y análisis de sistemas de control.

## Discusión

Los tiempos de simulación son extensos para modelos de conmutación completos debido a la dinámica no lineal inherente. La aproximación media extrae la dinámica de bajas frecuencias y la respuesta del circuito en estado estacionario. Una única estructura canónica integra los cuatro modos de funcionamiento (Buck1-2, Boost1-2, Buck2-1 y Boost2-1). Esta representación unificada abarca aplicaciones de movilidad eléctrica con frenado regenerativo y sistemas de almacenamiento de energía en batería. Las herramientas clásicas de análisis en el dominio de la frecuencia, como los diagramas de Bode y el método del locus raíz, se aplican directamente al modelo desarrollado para el diseño de controladores de realimentación.

## Conclusiones

Una estructura unificada de circuitos define la dinámica en cascada de convertidores DC/DC bidireccionales buck-boost a través de cuatro modos de funcionamiento, eliminando la necesidad de modelos independientes para cada dirección de flujo de potencia. Las herramientas estándar de teoría de control, incluyendo diagramas de Bode y loci raíz, se aplican directamente a la estructura canónica para el diseño de sistemas de retroalimentación, ya que el modelo promediado captura la dinámica de baja frecuencia requerida mientras omite las ondas de alta frecuencia.

La evaluación directa contra el circuito equivalente conmutado muestra que el modelo canónico representa con precisión la dinámica del sistema en cuanto a corriente, voltaje y respuesta transitoria. El error en estado estacionario entre las señales promediadas y las salidas canónicas permanece por debajo del 1%. Las desviaciones transitorias observadas se relacionan directamente con las suposiciones de linealización y promedia. En consecuencia, estas ecuaciones proporcionan una base para el análisis dinámico y la síntesis de controles en escenarios de carga y descarga para sistemas de almacenamiento de energía y vehículos eléctricos.

### Declaración de contribución de autoría de CreditT

**Conceptualización - Ideas:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Curaciones de datos:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla. **Análisis formal:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla. **Investigación:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Metodología:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Dirección de Proyecto:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Recursos:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Software:** Óscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla. **Supervisión:** María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Validación:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla. **Redacción - borrador original - Elaboración:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez. **Escritura - revisión y edición -Elaboración:** Oscar Olarte Ortiz, María Alejandra Mantilla, Javier Enrique Solano Martínez.





Financiación: sí, Universidad Industrial de Santander.

Conflicto de intereses: no declara. Aspecto ético: no declara.

## Referencias

1. Schiller PL, Kenworthy JR. Introducción al transporte sostenible: Política, planificación e implementación: Segunda edición. Introducción al transporte sostenible: política, planificación e implementación: Segunda Edición (Internet). Taylor y Francis; 2017 (citado 2025 17 de diciembre); 1–420.

<https://doi.org/10.4324/9781315644486>

2. Chapman L. Transporte y cambio climático: una revisión. J Transp Geogr (Internet). Pέργamo; 2007 (citado 17 de diciembre de 2025); 15:354–67.

<https://doi.org/10.1016/J.JTRANGEO.2006.11.008>

3. McBain B, Lenzen M, Albrecht G, Wackernagel M. Reducción de la huella ecológica de los coches urbanos. Int J Sustain Transp (Internet). Taylor and Francis Ltd.; 2018 (citado 17 de diciembre de 2025); 12:117–27.

<https://doi.org/10.1080/15568318.2017.1336264>

4. Ji S, Cherry CR, Bechle MJ, Wu Y, Marshall JD. Vehículos eléctricos en China: emisiones e impactos en la salud. Environ Sci Technol (Internet). Sociedad Química Americana; 2012 (citado 2025 17 de diciembre); 46:2018–24.

<https://doi.org/10.1021/ES202347Q>

5. Behrendt F. Por qué el ciclismo es importante para la movilidad eléctrica: hacia movilidades eléctricas diversas, activas y sostenibles. Movilidades (Internet). Routledge; 2018 (citado 17 de diciembre de 2025); 13:64–80.

<https://doi.org/10.1080/17450101.2017.1335463>

6. Alli G, Formentin S, Savaresi SM. Sobre la idoneidad de los EPAC para el uso urbano. Volúmenes de Actas IFAC (Internet). Elsevier; 2010 (citado 2025 17 de diciembre); 43:277–84.

<https://doi.org/10.3182/20100913-3-US-2015.00096>

7. Saeseiw C, Pongpri K, Kaewchum T, Somkun S, Pachanapan P. Gestión de energía para modos de operación V2G y V2H en sistemas híbridos monofásicos PV/BES/EV. World Electric Vehicle Journal 2025, Vol 16, (Internet). Instituto Multidisciplinar de Publicación Digital; 2025 (citado 2026 22 de enero);16.

<https://doi.org/10.3390/WEVJ16100580>





8. Wang J, Wang B, Zhang L, Wang J, Shchurov NI, Malozyomov B V. Revisión de topologías de convertidores bidireccionales DC–DC para sistemas híbridos de almacenamiento de energía en vehículos de nueva energía. *Energía verde y transporte inteligente*. Elsevier B.V.; 2022;1.

<https://doi.org/10.1016/j.geits.2022.100010>

9. Panchanathan S, Vishnuram P, Rajamanickam N, Bajaj M, Blazek V, Prokop L, et al. Una revisión exhaustiva de las topologías de convertidores bidireccionales para el sistema vehículo-rejilla. *Energías 2023*, Vol 16, (Internet). Instituto Multidisciplinar de Publicación Digital; 2023 (citado 22 de enero de 2026);16.

<https://doi.org/10.3390/EN16052503>

10. Lin CH, Liu HW, Wang CM. Diseño e implementación de un convertidor de potencia bidireccional para bicicleta eléctrica con función de carga. *Actas de la 5ª Conferencia IEEE sobre Electrónica Industrial y Aplicaciones 2010, ICIEA 2010* (Internet). 2010 (citado 2025 17 de diciembre); 538–43.

<https://doi.org/10.1109/ICIEA.2010.5517092>

11. Sousa DM, Costa Branco PJ, Dente JA. Bicicleta eléctrica que usa baterías y supercondensadores. *Conferencia Europea de Electrónica de Potencia y Aplicaciones 2007, EPE* (Internet). 2007 (citado 17 de diciembre de 2025);

<https://doi.org/10.1109/EPE.2007.4417425>

12. Somchaiwong N, Ponglangka W. Control regenerativo de energía para bicicletas eléctricas. *2006 Conferencia Internacional Conjunta SICE-ICASE* (Internet). 2006 (citado 17 de diciembre 2025); 4362–5. <https://doi.org/10.1109/SICE.2006.314654>

13. Weng X, Xiao X, He W, Zhou Y, Shen Y, Zhao W, et al. Comparación y análisis exhaustivo de convertidores buck boost no inversores y convertidores buck boost convencionales. *El Diario de Ingeniería*. Institución de Ingeniería y Tecnología (IET); 2019; 2019:3030–4.

<https://doi.org/10.1049/JOE.2018.8373>

14. Abdel-Rahim O, Chub A, Blinov A, Vinnikov D, Peftitsis D. Un convertidor buck-boost eficiente, no inversor, con mejoras en la capacidad de subir y bajar el paso hacia abajo. *Energías 2022*, Vol 15, (Internet). Instituto Multidisciplinar de Publicación Digital; 2022 (citado 22 de enero de 2026);15.

<https://doi.org/10.3390/EN15134550>

15. Kunstbergs N, Hinz H, Schofield N, Roll D. Mejora de eficiencia de un convertidor buck y boost en cascada para vehículos híbridos de pila de combustible con voltajes de entrada y salida superpuestos. *Inventions 2022*, Vol 7, (Internet). Instituto Multidisciplinar de Publicación Digital; 2022 (citado 22 de enero de 2026);7.

<https://doi.org/10.3390/INVENTIONS7030074>



16. Tong Y, Salhi I, Wang Q, Lu G, Wu S. Topologías bidireccionales de convertidores DC-DC para sistemas híbridos de almacenamiento de energía en vehículos eléctricos: una revisión completa. *Energías* 2025, Vol 18, (Internet). Instituto Multidisciplinar de Publicación Digital; 2025 (citado 22 de enero 2026);18.

<https://doi.org/10.3390/EN18092312>

17. Nisha KS, Gaonkar DN. Control predictivo modelo de convertidor buck/boost de tres niveles para aplicaciones de microrredes bipolares de corriente continua. 2019 IEEE 16ª Conferencia Internacional del Consejo de India, INDICON 2019 - Actas del Simposio (Internet). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos Inc.; 2019 (citado 2026 22 de enero);

<https://doi.org/10.1109/INDICON47234.2019.9029051>

18. Narula S, Corradini L, Maksimovic D. Control unificado en modo deslizante de convertidores buck-boost no inversores. 24º Taller IEEE 2023 sobre Control y Modelado para Electrónica de Potencia, COMPEL 2023 (Internet). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos Inc.; 2023 (citado 2026 22 de enero);

<https://doi.org/10.1109/COMPEL52896.2023.10220975>

19. Andleeb M, Khan KL, Hussain S, Iqbal SJ. Modelado no lineal y control de convertidores buck y boost DC-DC para aplicaciones en vehículos eléctricos. 2022 1ª Conferencia Internacional sobre Tecnología Sostenible para Sistemas Eléctricos y Energéticos, STPES 2022 (Internet). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos Inc.; 2022 (citado 22 de enero de 2026);

<https://doi.org/10.1109/STPES54845.2022.10006486>

20. A. Elbaset A, Hassan MS. Modelo de pequeña señal MATLAB/Simulink del convertidor DC-DC Buck. Diseño y mejora de la calidad energética del sistema fotovoltaico (Internet). Springer International Publishing; 2017 (citado 2025 17 de diciembre); 97–114.

[https://doi.org/10.1007/978-3-319-47464-9\\_5](https://doi.org/10.1007/978-3-319-47464-9_5)

21. Erickson RW, Maksimovic D. Fundamentos de la electrónica de potencia, Tercera edición. Fundamentos de la electrónica de potencia, Tercera edición. Springer International Publishing; 2020; 1–1084.

<https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4/COVER>

22. Da Silva ERC, Fernandes DA, De MacEdo AKP, Marcus N. Lima A. Modelado y control de grafos señal-flujo del convertidor de boost multinivel DC-DC. 2022 14º Seminario sobre Electrónica de Potencia y Control, SEPOC 2022 (Internet). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos Inc.; 2022 (citado 22 de enero de 2026);

<https://doi.org/10.1109/SEPOC54972.2022.9976417>

23. Maksimović D, Zane R. Modelado en tiempo discreto de pequeña señal de convertidores DC-DC controlados digitalmente. Actas del Taller IEEE sobre Ordenadores en Electrónica de Potencia, COMPEL (Internet). 2006 (citado 2026 22 de enero); 231–5.





<https://doi.org/10.1109/COMPEL.2006.305680>

24. Choi B. Conversión de potencia modulada de ancho de continuidad a corriente continua: circuitos, dinámica, control y sistemas de distribución de energía en corriente continua, segunda edición. Conversión de potencia modulada de CC a CC modulada en pulesewidth: Circuitos, dinámica, control y sistemas de distribución de energía DC, Segunda Edición (Internet). Wiley; 2021 (citado 17 de diciembre de 2025); 1–692.

<https://doi.org/10.1002/9781119454489>

25. Mashinchi Mahery H, Babaei E. Modelado matemático del convertidor buck–boost dc–dc e investigación de elementos convertidores en respuestas transitorias y de estado estacionario. Revista Internacional de Sistemas de Energía y Energía Eléctrica (Internet). Elsevier; 2013 (citado 17 de diciembre de 2025); 44:949–63.

<https://doi.org/10.1016/J.IJEPES.2012.08.035>

26. Khuntia MR, Veerachary M. Análisis y control del convertidor Buck-Boost Pseudo Cuadrático. 3ª Conferencia Internacional sobre Energía, Energía y Medio Ambiente: Hacia Tecnologías de Energía Limpia, ICEPE 2020 (Internet). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos Inc.; 2021 (citado 22 de enero de 2026);

<https://doi.org/10.1109/ICEPE50861.2021.9404494>

27. She Q, Jin J, Wang R. Modelado y análisis de la impedancia de CC de un convertidor bidireccional CA/CC con estrategia de control DC-Droop VSM. Actas - Conferencia de Electrónica de Potencia y Sistemas de Potencia 2023, PEPSC 2023 (Internet). Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos Inc.; 2023 (citado 2026 22 de enero); 18–25.

<https://doi.org/10.1109/PEPSC58749.2023.10395418>

28. Tuluhong A, Xu Z, Chang Q, Song T. Desarrollos recientes en topologías bidireccionales de convertidores DC-DC, estrategias de control y aplicaciones en sistemas de generación fotovoltaica: una revisión y análisis comparativo. Electronics 2025, Vol 14, (Internet). Instituto Multidisciplinar de Publicación Digital; 2025 (citado 22 de enero de 2026);14.

<https://doi.org/10.3390/ELECTRONICS14020389>

29. Middlebrook RD, Cuk S. Un enfoque general unificado para modelar etapas de potencia de convertidores conmutados. Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE); 2015; 18–34.

<https://doi.org/10.1109/PESC.1976.7072895>

