

SIMULACIÓN DE UNA NUEVA TOPOLOGÍA DE CONVERTIDOR CD-CD ELEVADOR

SIMULATION OF A NEW TOPOLOGY OF A STEP-UP DC-DC CONVERTER

Montserrat Pérez Martínez

Universidad Tecnológica de la Mixteca, México
perezmartinezmonserrat@gmail.com

Marco Antonio Contreras Ordaz

Universidad Tecnológica de la Mixteca, México
marco.contreras@mixteco.utm.mx

Richard Jacinto Márquez Contreras

ECON Tech S. A. de C. V., México
richard.marquez@econ-tech.com

Recepción: 7/enero/2026

Aceptación: 26/abril/2026

Resumen

En este trabajo se simula una nueva propuesta de convertidor basada en el convertidor D, originalmente propuesto por Maksimovic. El objetivo fue ajustar el convertidor D para convertirlo en un convertidor elevador, manteniendo su capacidad de ofrecer potencia continua tanto en la entrada como en la salida. Al convertidor D solo se le agrega un interruptor y capacitor entre la bobina L_o y el transistor. A través de las ecuaciones diferenciales obtenidas mediante las leyes de Kirchhoff, así como una simulación realizada en el software PSIM, se muestran las características estáticas y dinámicas de este nuevo convertidor.

Palabras Clave: Circuitos eléctricos, convertidor, corriente, electrónica de potencia, voltaje.

Abstract

This paper simulates a new converter proposal based on the D converter, originally proposed by Maksimovic. The objective was to adjust the D converter to convert it into a step-up converter, maintaining its ability to deliver continuous power

at both the input and output. Only a switch and capacitor are added to the D converter between the L_o coil and the transistor. The static and dynamic characteristics of this new converter are shown through the differential equations obtained using Kirchhoff's laws, as well as a simulation performed in PSIM software.

Keywords: Converter, current, electronic circuits, power electronics, voltage.

1. Introducción

El uso de energías verdes ha impulsado el desarrollo de estrategias de diseño de convertidores de potencia. Normalmente, las energías renovables no emiten el voltaje necesario para mantener la carga de algún dispositivo eléctrico [Hosseinpour, 2024; Khan, 2021]. Para aumentar este voltaje recuperado de las fuentes de energías verdes se hace uso de los convertidores de corriente directa a corriente directa (CD-CD). Los convertidores de CD-CD pueden generar un voltaje menor, igual o mayor a la salida [Mata, 2013; Garriga, 2020]. Esto es útil principalmente porque permiten adaptar y optimizar el suministro de energía según los requerimientos de cada dispositivo. Un convertidor eficiente reduce las pérdidas de energía, lo que es fundamental en sistemas de energía donde la eficiencia es sustancial. Nuevas topologías pueden favorecer la integración y aumentar la capacidad y distribución de la energía [Hosseinpour, 2024; Khan, 2021].

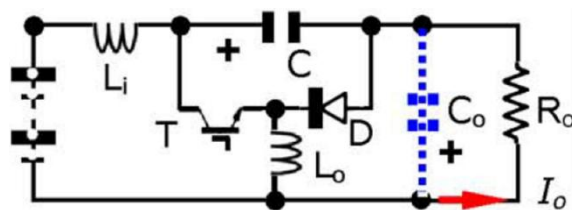
Los convertidores CD-CD han experimentado un aumento notable en la regulación de motores de corriente continua, sistemas fotovoltaicos, entre otros. Dentro de estas configuraciones se encuentran las topologías tradicionales, como lo son el convertidor reductor (Buck) y convertidor elevador (Boost). También se han presentado variantes que son una combinación de los tradicionales, como el Buck-Boost y el Ćuk [Elkhateb, 2014], los cuales han sido objeto de un amplio análisis y aplicación [Ibarra, 2023].

En Williams [2012], se presentan tres clases de convertidores CD-CD, que ofrecen un flujo continuo de energía de entrada y salida, aplicable y obligatorio para fuentes de energía renovables. La primera clase de tres topologías emplea inductancia de entrada y de salida en serie; las otras dos clases sólo emplean inductancia de entrada en serie o de salida en serie.

La técnica de elevación de voltaje (VL, por sus siglas en inglés) [Luo, 2003; Li, 2016; Luo, 2016], aborda con éxito los efectos producidos por los elementos parásitos. Además, se obtiene un incremento en el voltaje de salida, una mayor densidad de potencia, menores fluctuaciones y un mejor rendimiento [Prasanna, 2015; Vallejo, 2020; Khan, 2021; Núñez, 2022]. Por tal motivo, los convertidores presentados por Luo [2016], en comparación con los tradicionales, tienen un aumento en el voltaje de salida, etapa por etapa, a lo largo de una progresión geométrica.

2. Métodos

El convertidor propuesto deriva del convertidor D [Williams, 2012], originalmente presentado por Maksimovic. En esta propuesta, se modifica la topología del convertidor D procurando conservar su característica principal, la capacidad de mantener potencia continua tanto en la entrada como en la salida. La modificación consiste en incorporar un interruptor y un capacitor adicionales entre el diodo y el nodo formado por el interruptor T y la bobina L_o . Esta alteración transforma la relación de conversión, que en el convertidor D de la Figura 1 era similar a la de un convertidor Buck-Boost, hacia una relación tipo Boost.



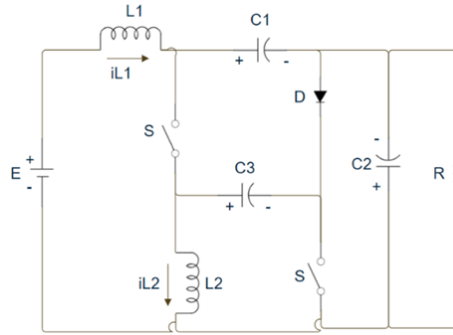
Fuente: [Williams, 2012].

Figura 1 Convertidor D.

Para obtener las ecuaciones que rigen el comportamiento dinámico del convertidor propuesto en la Figura 2, se utilizaron las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff para analizar el convertidor. Este análisis se basó en los trabajos de elevación de voltaje de Luo [2016] y Li [2016], quienes mencionan que en estado estacionario los voltajes de los capacitores son estables y, por tanto, permanecen cargados.

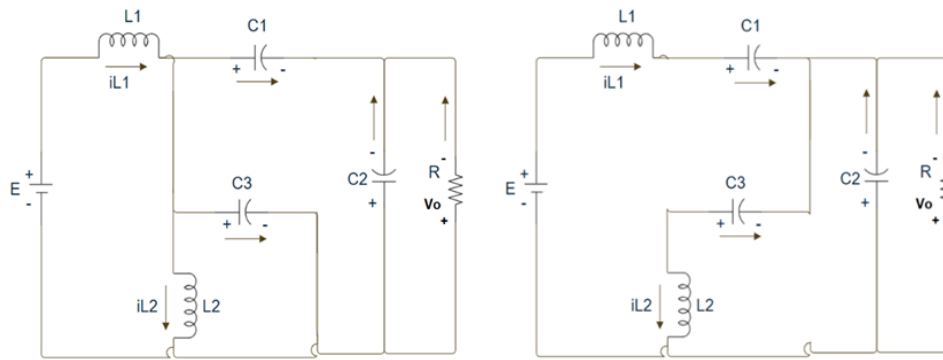
El convertidor opera en dos modos: encendido y apagado, como se muestra en la Figura 3. Las ecuaciones que describen cada modo se obtienen aplicando las Leyes

de Kirchhoff al accionar simultáneamente los transistores S . Durante el encendido, la malla dos del circuito está formado por $L2$ y $C3$; durante el apagado, se componen de $L2$, $C2$ y $C3$.



Fuente: elaboración propia.

Figura 2 Convertidor propuesto.



a) Encendido.

b) Apagado.

Fuente: elaboración propia.

Figura 3 Circuitos equivalentes.

En el primer modo de operación (encendido), los interruptores S se cierran y el diodo se polariza inversamente, comportándose como un circuito abierto. Durante este modo, las bobinas $L1$ y $L2$ toman corriente de la fuente de voltaje. El sistema de ecuaciones que describe este comportamiento está dado por las ecuaciones 1 a 5, que corresponden al voltaje en la bobina L , (Ecuación 1), el voltaje en la bobina $L2$ (Ecuación 2), voltaje en el capacitor $C3$ (Ecuación 3), y las corrientes en $C1$ y $C2$ (Ecuaciones 4 y 5) respectivamente.

$$v_{L1on} = E - v_{L2on} \quad (1)$$

$$v_{L2on} = v_{C3} \quad (2)$$

$$v_{C3} = v_{C1} - v_{C2} \quad (3)$$

$$i_{C1on} = i_{L1} - i_{L2} - i_{C3} \quad (4)$$

$$i_{C2on} = -i_{C1} - i_R \quad (5)$$

En el modo de encendido, cuando el interruptor está cerrado, ambos inductores se conectan en serie a través de la fuente. Esta configuración permite que el rizo de corriente de entrada esté controlado por los dos inductores.

Al abrirse el transistor S , comienza el segundo modo de operación. En este estado, el diodo se polariza directamente y se produce la descarga de la energía almacenada en el inductor $L1$ hacia la carga. El comportamiento del sistema en este modo está descrito por las Ecuaciones 6-10, que corresponden al voltaje en la bobina $L1$ (Ecuación 6), el voltaje en la bobina $L2$ (Ecuación 7), y las corrientes en $C1$, $C2$ y $C3$ (Ecuaciones 8, 9 y 10), respectivamente.

$$v_{L1off} = E - v_{C1} + v_{C3} - v_{L2} \quad (6)$$

$$v_{L2off} = v_{C3} - v_{C2} \quad (7)$$

$$i_{C1off} = i_{L1} \quad (8)$$

$$i_{C1off} = -i_{L1} + i_{L2} - i_R \quad (9)$$

$$i_{C3off} = -i_{L2} \quad (10)$$

Como se puede observar, cada modo de operación de los interruptores genera cinco ecuaciones. No obstante, durante el encendido, una de ellas corresponde a una ecuación lineal asociada para el capacitor $C3$. Al promediar los modos de operación, se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones diferenciales descartando dicha ecuación. Este procedimiento se fundamenta en lo señalado por Luo [2016], donde se establece que, en estado estacionario la carga eléctrica promedio en un capacitor permanece constante. Por consiguiente, las ecuaciones se promedian y se combinan en un único conjunto de ecuaciones diferenciales. En particular, las Ecuaciones 11, 12, 13 y 14 describen respectivamente, el voltaje en la bobina de entrada ($L1$), el voltaje en la bobina $L2$, la corriente a través del capacitor $C1$ y la corriente en el capacitor de salida ($C2$), donde u es el ciclo de trabajo.

$$L1 \frac{di_{L1}}{dt} = E - v_{C1} + v_{C2} \quad (11)$$

$$L2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} - (2 - u)v_{C2} \quad (12)$$

$$C1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \quad (13)$$

$$C2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1} + (2 - u)i_{L2} - \frac{v_{C2}}{R} \quad (14)$$

Se obtiene un modelo manipulable para el estudio de estabilidad y diseño de controladores, que permite prever el comportamiento del convertidor bajo diferentes condiciones de carga. Los inductores y capacitores, junto con los demás componentes del convertidor, determinan su comportamiento dinámico. Los inductores almacenan energía y suavizan la corriente, mientras que los capacitores filtran el voltaje. No obstante, estos componentes también contribuyen a las pérdidas del convertidor, reduciendo la eficiencia del sistema.

Para determinar los valores utilizados en la simulación, se consideran los rizados de voltaje y corriente en capacitores e inductores. Las Ecuaciones 11 a 14 se igualan a cero para obtener condiciones en estado estable. A partir de este análisis, la Ecuación 15 expresa el voltaje en el capacitor $C1$ como una función del ciclo de trabajo y del voltaje de alimentación, válida para cualquier punto de operación. La Ecuación 16 determina el voltaje de salida en función del voltaje de entrada y del ciclo de trabajo. Por su parte, la Ecuación 17 establece la igualdad entre las corrientes en las bobinas $L1$ y $L2$, mientras que la Ecuación 18 describe la corriente en $L2$ en términos del ciclo de trabajo, el voltaje de entrada (E) y la resistencia de carga (R). Las ecuaciones en estado estacionario describen el comportamiento final y constante del sistema, facilitando la simplificación de cálculos y proporcionando expresiones útiles para el diseño y el análisis del convertidor.

$$v_{C1} = \frac{(2 - u)E}{(1 - u)} \quad (15)$$

$$v_{C2} = \frac{E}{(1 - u)} \quad (16)$$

$$i_{L1} = i_{L2} \quad (17)$$

$$i_{L2} = \frac{E}{R(1 - u)^2} \quad (18)$$

A partir de estas ecuaciones, se sustituyen las Ecuaciones 1 a 10 y se despejan los parámetros L y C , obteniéndose así los valores de los componentes. La Ecuación 19 determina el valor de la bobina $L2$, en función del voltaje de entrada, el ciclo de trabajo, el rizo de corriente (Δi_{L2}) y la frecuencia de conmutación (f). La Ecuación 20 define la capacitancia de $C1$ en términos de E , R , u , f y el rizo de voltaje (Δv_{C1}). De manera similar, la Ecuación 21 calcula el valor de $C2$, dependiendo de E , R , f y su rizo de voltaje (Δv_{C2}). Por último, la Ecuación 22 establece el valor de $C3$, cuyas dependencias son equivalentes a las de $C1$.

$$L2 = \frac{Eu}{f\Delta i_{L2}} \quad (19)$$

$$C1 = \frac{E}{R(1-u)f\Delta v_{C1}} \quad (20)$$

$$C2 = \frac{E}{Rf\Delta v_{C2}} \quad (21)$$

$$C3 = \frac{E}{R(1-u)f\Delta v_{C3}} \quad (22)$$

Los valores de L y C en un convertidor garantizan una salida estable, con bajo rizado, operación en el modo deseado, y que el sistema sea eficiente y controlable. En el convertidor propuesto, la ondulación de corriente de entrada Δi_{L1} es cero. Esto es consistente con la ley de voltaje de Kirchhoff de la Ecuación 11, que indica que las variaciones de voltaje en $L1$ son pequeñas, lo que resulta en variaciones de corriente igualmente pequeñas, gracias al filtrado proporcionado por los capacitores $C1$ y $C2$. Sin embargo, se tomará el mismo valor de la bobina $L2$ para la simulación del convertidor. Para la simulación, se utilizan los datos presentados en la Tabla 1.

Tabla 1 Parámetros de simulación.

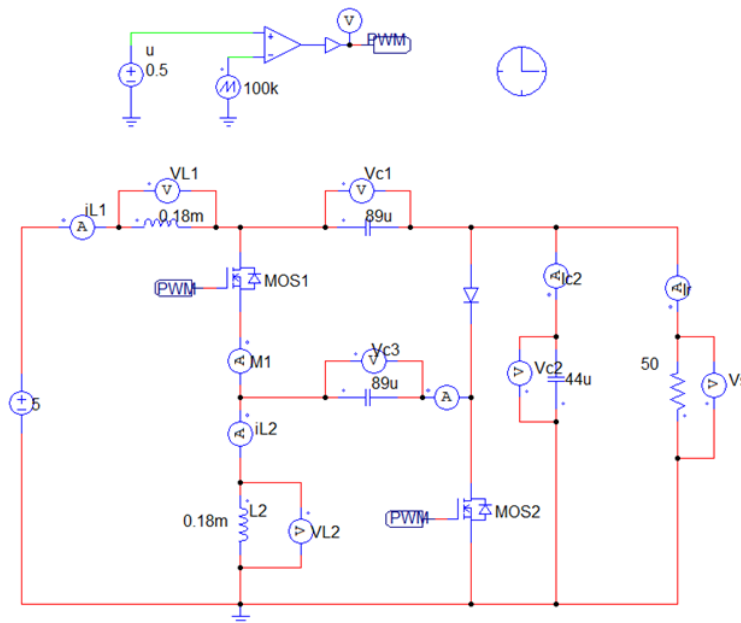
Nombre del parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje de entrada	E	5 V
Inductores	$L1, L2$	0.18 mH
Capacitores	$C1, C3$	89 μ F
Capacitor	$C2$	44 μ F
Frecuencia de conmutación (PWM)	f	100 kHz
Resistencia de carga	R	50 Ω
Ciclo de trabajo	u	0.5

Fuente: elaboración propia.

Los rizados de voltaje Δv_{C1} , Δv_{C2} y Δv_{C3} se fijan en 0.0224 V , mientras que para el rizo de corriente Δi_{L2} se establece en 0.1317 A , estos valores se toman de Tekade [2016]. La Ecuación 16 confirma que el sistema corresponde a un convertidor elevador, por lo que se espera un voltaje de salida superior al de entrada.

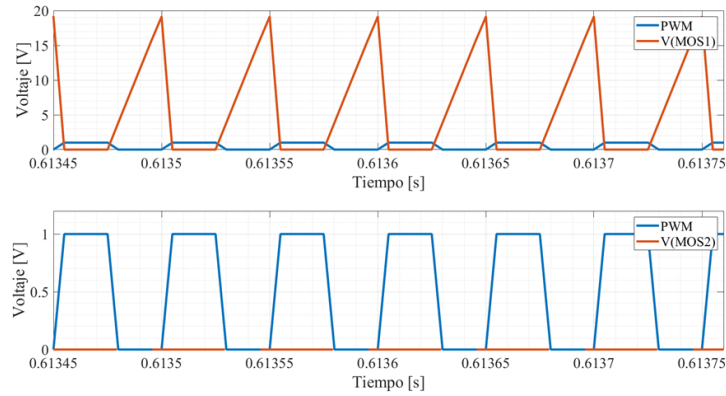
En una configuración típica del tipo N , el drenaje de un MOSFET se conecta al voltaje positivo y la fuente a tierra, como se muestra en la Figura 4. No obstante, en la Figura 5 se observa que el segundo interruptor no conduce, manteniéndose en estado de corte debido a la polarización inversa de su diodo intrínseco. Posteriormente se explicará la configuración adecuada del interruptor para el correcto funcionamiento del circuito.

Cuando la señal PWM está en nivel alto para ambos interruptores, solo el primero conduce efectivamente, mientras que el segundo permanece en corte. Esto provoca que los voltajes en los capacitores no se mantengan constantes, sino que presenten variaciones significativas respecto a los valores esperados. Específicamente, el capacitor $C2$ alcanza 10 V y cae abruptamente a 0 V cuando el PWM cambia a nivel bajo, como se muestra en la Figura 6. Además, las corrientes en las bobinas resultan excesivamente altas para el voltaje de entrada, según se aprecia en la Figura 7.



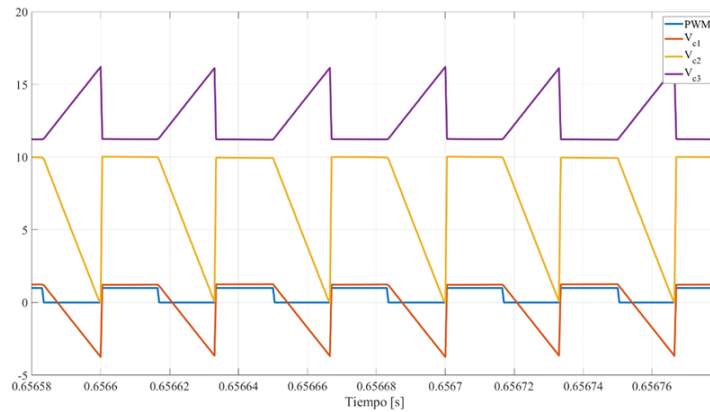
Fuente: elaboración propia.

Figura 4 Circuito en PSIM, MOSFET conexión común.



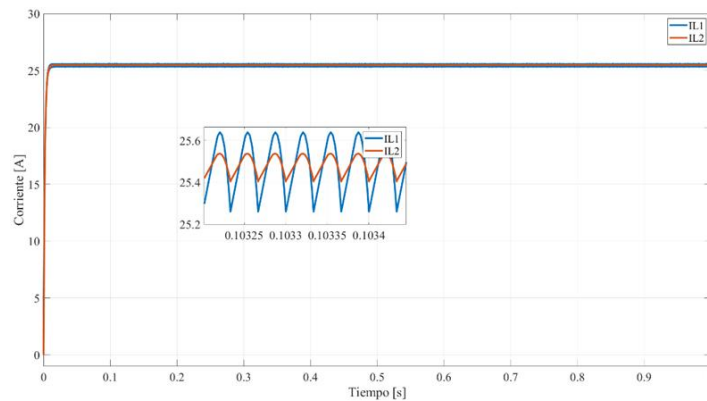
Fuente: elaboración propia.

Figura 5 Activación de los MOSFET.



Fuente: elaboración propia.

Figura 6 Formas de onda de los voltajes en los capacitores.

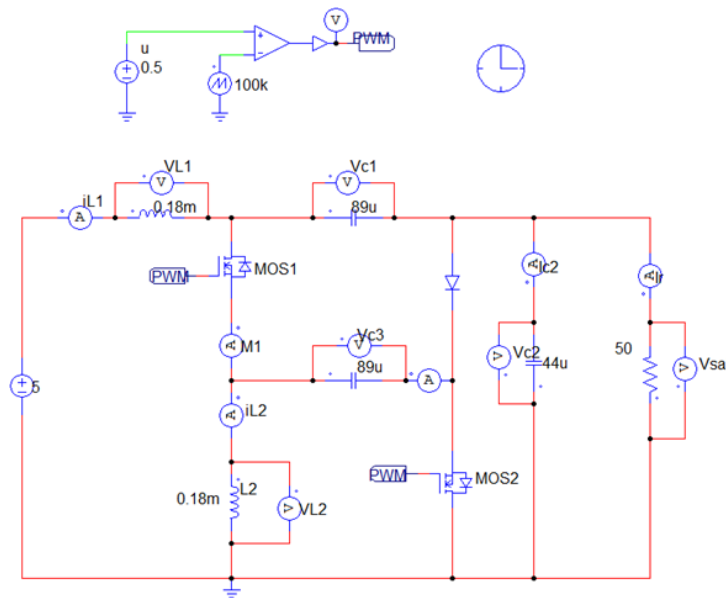


Fuente: elaboración propia.

Figura 7 Formas de onda de las corrientes en las bobinas.

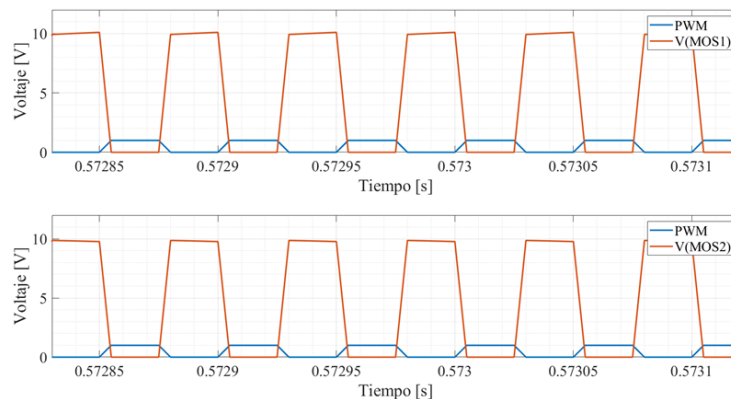
Como puede observarse, ninguno de los valores simulados coincide con los establecidos por las ecuaciones de estado estacionario de las Ecuaciones 15 a 18.

La Figura 8 muestra el circuito simulado con una configuración no convencional de los MOSFETs. La principal diferencia con la Figura 4 radica en que el drenaje del segundo MOSFET se conecta a tierra y su fuente a un voltaje. En un MOSFET de canal N , esta disposición permite la conducción del diodo intrínseco del dispositivo. Cuando el PWM está en alto, el MOSFET conduce, presentando un voltaje aproximadamente de 0 V . Al cambiar el PWM a nivel bajo, el MOSFET entra en corte, lo que provoca que el voltaje aumente a un valor diferente de 0 V . La Figura 9 muestra la secuencia correcta de activación de los interruptores.



Fuente: elaboración propia.

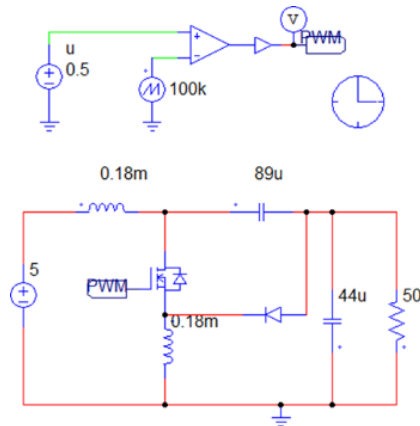
Figura 8 MOSFET activación correcta.



Fuente: elaboración propia.

Figura 9 Activación de los MOSFET de forma adecuada.

Para comparar el comportamiento, se simulará el convertidor D de la Figura 10 junto con el convertidor propuesto de la Figura 2, analizando sus voltajes y corrientes. Los parámetros de simulación y valores de componentes serán idénticos a los especificados en la Tabla 1.



Fuente: elaboración propia.

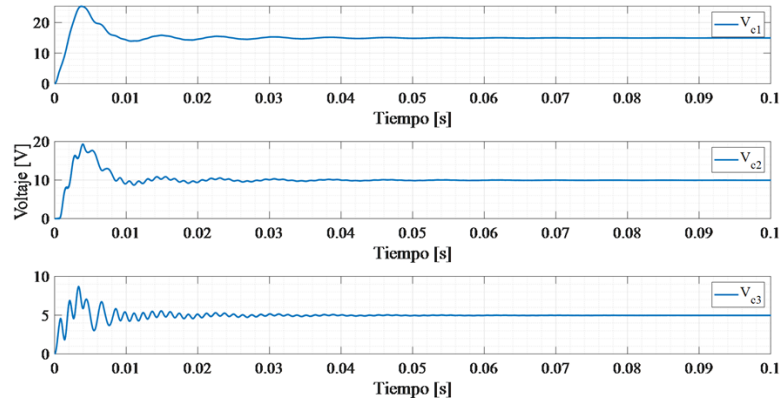
Figura 10 Convertidor D.

3. Resultados

La Figura 11 muestra los voltajes de los tres capacitores. Inicialmente, como se aprecia en la gráfica, estos voltajes presentan un transitorio, indicando la aplicación del voltaje de entrada y la activación de la señal PWM. Durante esta fase, el sistema distribuye la energía entre inductores y capacitores. Este comportamiento no solo se produce durante el encendido inicial, sino también ante variaciones en la carga o en el ciclo de trabajo.

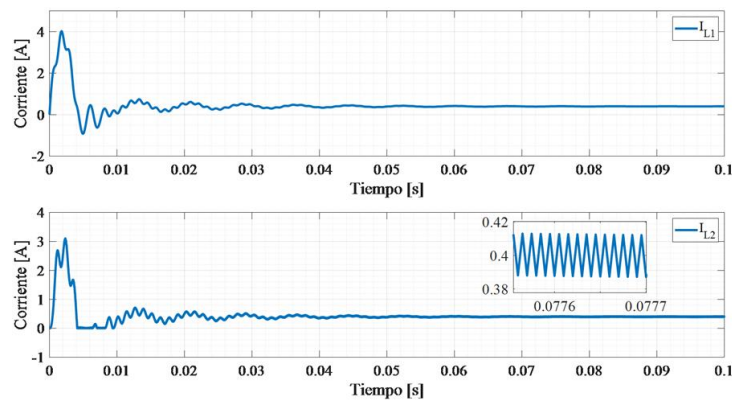
Como se observa en la Figura 12, las corrientes en los inductores también exhiben un transitorio antes de alcanzar la estabilidad. Tanto el voltaje de salida como la corriente del inductor no llegan inmediatamente a sus valores de régimen permanente, sino que experimentan un período de ajuste durante el cual se cargan los inductores y capacitores. En este proceso aparecen oscilaciones, notablemente en la corriente de la bobina $L2$, que presenta un rizado mayor que el de la bobina $L1$. El sistema finalmente converge al estado estable. En el convertidor D, los voltajes de los capacitores $C1$ y $C2$ se presentan en la Figura 13. Como puede observarse, inicialmente cada voltaje capacitor presenta un transitorio, lo que indica

la aplicación del voltaje de entrada y la activación del PWM. Un comportamiento similar se aprecia para las corrientes en las bobinas, mostradas en la Figura 14.



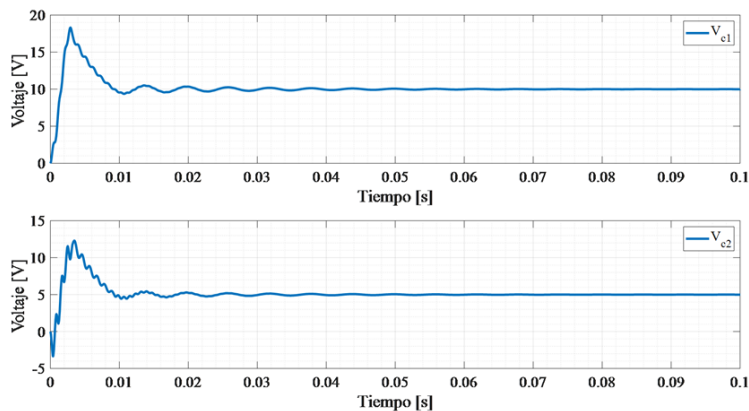
Fuente: elaboración propia.

Figura 11 Voltaje de los capacitores.



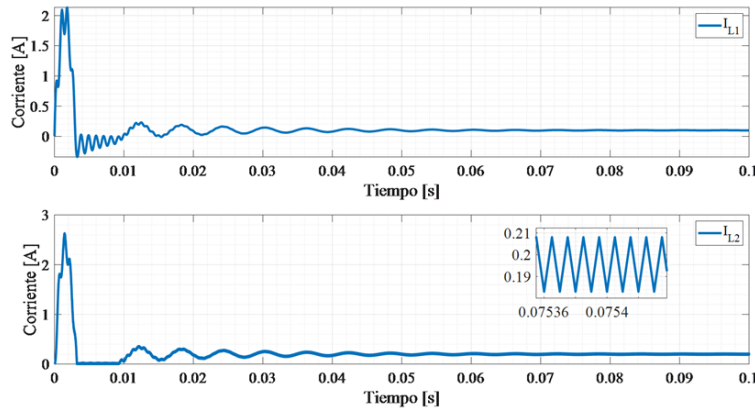
Fuente: elaboración propia.

Figura 12 Corriente de las bobinas.



Fuente: elaboración propia.

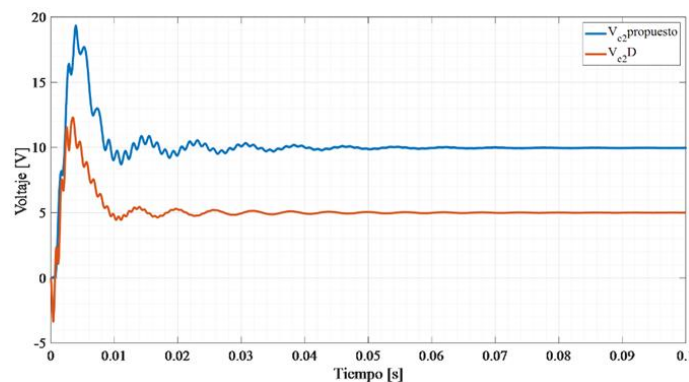
Figura 13 Voltaje en los capacitores del convertidor D.



Fuente: elaboración propia.

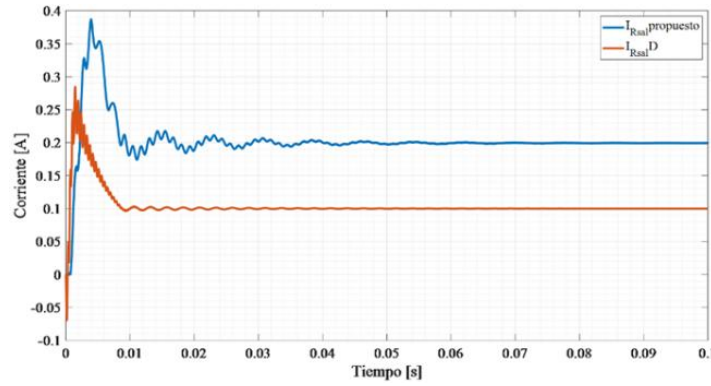
Figura 14 Corriente en las bobinas del convertidor D.

La Figura 15 compara los voltajes de salida del convertidor tipo D y el propuesto. La diferencia en los niveles de voltaje es coherente con la naturaleza de cada topología: mientras el convertidor D tiene una relación de conversión característica de un Buck-Boost, el propuesto exhibe una relación similar a la de un convertidor Boost. Por esta razón, el voltaje de salida del convertidor propuesto es superior al del convertidor D. La Figura 16 compara las señales de corriente de salida de ambos convertidores. Ambas exhiben un sobre pico inicial, aunque la corriente del convertidor D estabiliza su valor más rápidamente que la del convertidor propuesto. Según los datos de la Tabla 2, el circuito simulado alcanza el punto de operación esperado. Los voltajes y las corrientes llegan al estado estable, comprobando que las ecuaciones obtenidas son válidas. Se demuestra que el programa de simulación está interpretando y resolviendo correctamente el modelo matemático.



Fuente: elaboración propia.

Figura 15 Voltaje de salida de cada convertidor.



Fuente: elaboración propia.

Figura 16 Corriente de salida de cada convertidor.

Tabla 2 Comparación de los datos obtenidos, convertidor propuesto.

Parámetro	Estado estable	Simulación
v_{C1}	15 V	15 V
v_{C2}	10 V	10 V
v_{C3}	5 V	5 V
i_{L1}	0.4 A	0.4 A
i_{L2}	0.4 A	0.4 A
i_R	0.2 A	0.2 A

Fuente: elaboración propia.

4. Discusión

El convertidor propuesto se analizó aplicando las Leyes de Kirchhoff y los principios de la técnica VL, que facilita la elevación de voltaje mediante la interconexión controlada de capacitores e inductores. El diseño se basa en el convertidor estudiado por Williams [2012] y Elkhateb [2014], incorporando como principal modificación un interruptor y un capacitor adicionales respecto a la topología de la Figura 1.

La operación del convertidor comienza con la activación del interruptor en un tiempo t igual a 0, momento en el que la corriente en $L1$ aumenta y el capacitor polariza inversamente al diodo. Al desactivarse el interruptor en un tiempo t igual a t_x , el capacitor $C1$ descarga su energía al circuito, completando así el ciclo. La relación voltaje de salida/entrada expresada en la Ecuación 16, confirmó que el convertidor debería proporcionar un voltaje de salida mayor.

Ambos interruptores se controlan con la misma señal PWM (Figura 8). Cabe destacar que el segundo MOSFET presenta una configuración inusual, con la fuente

conectada al nodo de alimentación y el drenaje a tierra, bajo la cual el convertidor opera correctamente.

5. Conclusiones

Se derivaron las ecuaciones dinámicas del convertidor, confirmando su operación en modo elevador. A partir de estas, se calcularon los valores de inductancia y capacitancia. Para la inductancia primaria (L_1), el análisis mediante la Ley de Voltaje de Kirchhoff indica que el rizado de su corriente es insignificante, lo que teóricamente se traduce en un rizado nulo para la corriente de entrada.

Posteriormente, se contrastaron los valores teóricos de estado estacionario con los resultados de simulación. Esta comparación validó las ecuaciones obtenidas, que describen con precisión el comportamiento en régimen permanente de corrientes y voltajes en los componentes. Adicionalmente, se simuló el convertidor D como referencia para comparar su desempeño contra la topología propuesta.

Los resultados demostraron que la incorporación de un interruptor y un capacitor adicionales permite lograr una relación salida/entrada característica de un convertidor elevador. La Ecuación 3 confirma, además, que el voltaje en el capacitor C_3 coincide con el voltaje de alimentación.

6. Referencias y Bibliografía

- [1] Elkhateb, A., Abd Rahim, N., Selvaraj, J., Williams, B.W., Dc-to-DC Converter with Low Input Current Ripple for Maximum Photovoltaic Power Extraction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, No. 4, Vol. 62, pp. 2246-2256, December 2014.
- [2] Garriga, J. A., Procesado de Potencia y Arquitecturas Eléctricas Adaptadas para Aplicaciones de Harvesting en Baja Tensión. Ph. D. thesis, Universidad Rovira i Virgili, España, Julio 2020.
- [3] Hosseinpour, M., Seifi, E., Seifi, A., Shahparasti, M., Design and Analysis of an Interleaved Step-up DC-DC Converter with Enhanced Characteristics. *Scientific Reports*, No. 1, Vol. 14, pp. 14413, June 2024.

- [4] Ibarra-Patlán, M., López-Núñez A. R., Juárez M. A., Sosa J. M., Características Generales de los Convertidores Tipo Luo. Seminario de Ingenierías Entre Cuerpos Académicos, Vol. 2, pp.31, Guadalajara, México, 2023.
- [5] Khan, S., Mahmood, A., Zaid, M., Tariq, M., Lin, C. H., Ahmad, J., Alamri, B., Alahmadi, A., A High Step-Up Dc-Dc Converter Based on The Voltage Lift Technique for Renewable Energy Applications. *Sustainability*, No. 19, Vol. 13, pp. 11059, October 2021.
- [6] Li, J., Liu, J., Modeling and Analysis of Elementary Positive Output Super-Lift Converter Feeding Constant Power Load. In 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), pp.1-5, IEEE, December 2016.
- [7] Luo, F. L., Ye, H., Positive Output Super-Lift Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, No. 1, Vol. 18, pp. 105-113, January 2003.
- [8] Luo, F. L., Ye, H., *Advanced DC/DC Converters*, December 2016.
- [9] Mata, J. L. R., Tapia, H. J. C. L., Nava, N. V., Gutiérrez, C. V. H., Comparación de Convertidores CD/CD para Celdas de Combustible. *Pistas Educativas*, No. 103, Vol. 33, Instituto Tecnológico de Celaya, México, 2013.
- [10] Núñez, A. R. L., Patlán, M. P. I., Balderas, M. A. J., Rodríguez, J. J. A., Carmen, F. J. T., Diseño y Simulación de un Convertidor Tipo Luo para el Accionamiento de un Motor de Imanes Permanentes. *Pistas Educativas*, No. 143, Vol. 44, Guanajuato, México, Julio 2022.
- [11] Prasanna, K., Kirubakaran, D., Rahulkumar, J., Rudhran, J., Implementation of Positive Output Super Lift Luo Converter for Photo Voltaic System. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, No. 03, Vol. 2, pp. 447-452, June 2015.
- [12] Tekade, A. S., Juneja R., Kurwale M., Debre P., Design of Positive Output Super-Lift Luo Boost Converter for Solar Inverter. *International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, pp. 153-156, 2016.

- [13] Vallejo, J., Benavides, V., Pozo, M., Modelo de circuito Combinado Para Operación en Cuatro Cuadrantes, Convertidor de Luo. *Revista Politécnica*, No. 2, Vol. 44, pp. 51-54, enero 2020.
- [14] Williams, B.W., DC-to-DC Converters with Continuous Input and Output Power. *IEEE Transactions on Power Electronics*, No. 5, Vol. 28, pp. 2307-2316, August 2012.