

Análisis, Modelado y Simulación de Convertidores DC/DC Bidireccionales de Capacitores
Conmutados: Estudio Comparativo de las Topologías Dickson, Serie-Paralelo y Ladder

Luis Eduardo Cardenas Lamus

Trabajo de Grado para Optar el Título de Ingeniero Electrónico

Director

Jaime Guillermo Barrero Pérez

Magíster en Potencia Eléctrica

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2025

Tabla de Contenido

	Pág.
Introducción	9
1. Objetivos	12
1.1 Objetivo General	12
1.2 Objetivos Específicos.....	12
2. Marco Teórico	13
2.1 Fundamentos de los convertidores DC/DC	13
2.2 Convertidores DC/DC de capacitores conmutados	15
2.3 Análisis del flujo de carga.....	17
2.3.1 Impedancia del límite de conmutación lenta	22
2.3.2 Impedancia del límite de conmutación rápida	23
2.4 Modelo de impedancia de salida.....	24
2.5 Modelo SCC de 2 fases y 50% de ciclo de trabajo	25
3. Desarrollo de la solución	26
3.1 Bidireccionalidad en SCC.....	26
3.2 Optimización componentes para un SCC	28
3.2.1 Optimización de condensadores	29
3.2.2 Optimización de interruptores.....	30
3.3 Parámetros de rendimiento de un SCC	31
3.3.1 Tensión de salida (<i>V_{out}</i>).....	32

3.3.2 Regulación de línea.....	32
3.3.3 Regulación de carga.....	33
3.3.4 Pérdidas de potencia (Ploss)	33
3.3.5 Eficiencia (η)	33
3.3.6 Figuras de mérito para los límites de conmutación lenta y rápida.....	34
3.4 Proceso usado en la herramienta de comparación	34
3.5 Herramienta de comparación: interfaz de usuario y ejemplo de uso	38
3.6 Comparación entre resultados teóricos y de simulación.....	42
4. Conclusiones.....	46
5. Recomendaciones	47
Referencias Bibliográficas	49
Apéndices	51

Lista de Tablas

	Pág.
Tabla 1 Parámetros de diseño ingresados en la interfaz de usuario.....	35
Tabla 2 Parámetros de entrada caso de estudio.....	42
Tabla 3 Parámetros de rendimiento caso de estudio.....	43
Tabla 4 Topología con mejor desempeño según cada parámetro de rendimiento.	44

Lista de Figuras

	Pág.
Figura 1 Modelo equivalente de un convertor de capacitores conmutados	16
Figura 2 Convertor de capacitores conmutados, topología de Dickson 3:1	18
Figura 3 Flujo de carga en los capacitores, SCC Dickson: (a) fase 1, (b) fase 2.....	19
Figura 4 Diagrama de bloques herramienta de comparación.	37
Figura 5 Interfaz de usuario de la herramienta de simulación (ventana principal).....	39
Figura 6 Interfaz de usuario con datos de entrada cargados y resultados de la simulación.....	40
Figura 7 Interfaz de usuario gráfica de eficiencia en función de la frecuencia de conmutación.	41
Figura 8 Interfaz de usuario con tablas de parámetros de rendimiento.	42

Lista de Apéndices

	Pág.
Apéndice A. Análisis flujo de carga.....	51
Apéndice B. Voltajes de trabajo en condensadores e interruptores.	51
Apéndice C. Código Netlist base listado conexiones SCC.....	51
Apéndice D. Código fuente herramienta de comparación SCC.....	51
Apéndice E. Video explicativo herramienta de comparación SCC.	51
Apéndice F. Carpeta con la aplicación herramienta de comparación SCC.	51

Resumen

Título: Análisis, modelado y simulación de convertidores DC/DC bidireccionales de capacitores conmutados: Estudio Comparativo de las topologías Dickson, Serie-Paralelo y Ladder*

Autor: Luis Eduardo Cardenas Lamus**

Palabras Clave: Condensadores conmutados, Bidireccionalidad, Convertidores DC/DC, MATLAB, LTspice

Descripción:

Este proyecto aborda el problema de seleccionar la topología más adecuada de convertidores DC/DC bidireccionales de condensadores conmutados (SCC), en un contexto donde la transferencia de energía en ambos sentidos es fundamental, como la gestión energética en vehículos eléctricos, sistemas fotovoltaicos y microrredes. La relevancia de este problema reside en que los convertidores bidireccionales tradicionales están basados en inductores que presentan limitaciones de eficiencia, integración, densidad de potencia, alta interferencia electromagnética, mientras que los SCC ofrecen ventajas significativas en esos aspectos.

Como una posible solución a este problema se desarrolló una herramienta de simulación en MATLAB que compara las topologías de Dickson, Ladder y Serie-Paralelo, en una relación de conversión de 3:1 bidireccional, evaluando parámetros de rendimiento como tensión de salida, regulación de carga y de línea, pérdidas de potencia, eficiencia y figuras de mérito para los límites de conmutación lenta y rápida. Los resultados obtenidos en la herramienta de comparación demuestran una alta correspondencia entre el modelado teórico y los resultados de las simulaciones importadas de LTspice validando la metodología empleada.

El impacto potencial de esta herramienta es servir como una referencia en el diseño de sistemas de conversión y gestión de energía más eficientes, aportando criterios de selección de topología para potenciales aplicaciones. Asimismo, este trabajo busca establecer una motivación para profundizar en la investigación y desarrollo de SCC bidireccionales, incentivando futuras investigaciones que permitan una implementación práctica de los mismos.

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez, Magíster en Potencia Eléctrica.

Abstract

Title: Analysis, Modeling, and Simulation of Bidirectional Switched-Capacitor DC/DC Converters: Comparative Study of Dickson, Series-Parallel, and Ladder Topologies*

Author: Luis Eduardo Cardenas Lamus**

Key Words: Switched capacitors, Bidirectionality, DC/DC converters, MATLAB, LTspice

Description:

This project addresses the problem of selecting the most suitable topology for bidirectional switched-capacitor DC/DC converters (SCC) in contexts where bidirectional energy transfer is essential, such as energy management in electric vehicles, photovoltaic systems, and microgrids. The relevance of this problem lies in the fact that traditional bidirectional converters are based on inductors, which present limitations in efficiency, integration, power density, and high electromagnetic interference, while SCCs offer significant advantages in these aspects.

As a possible solution, a simulation tool was developed in MATLAB to compare the Dickson, Ladder, and Series-Parallel topologies under a bidirectional 3:1 conversion ratio, evaluating performance parameters such as output voltage, load and line regulation, power losses, efficiency, and figures of merit for both slow and fast switching limits. The results obtained from the comparison tool show a strong correspondence between the theoretical modeling and the simulation results imported from LTspice, validating the proposed methodology.

The potential impact of this tool is to serve as a reference for designing more efficient energy conversion and management systems, providing clear criteria for topology selection in potential applications. Furthermore, this work aims to establish a motivation to further explore the research and development of bidirectional SCCs, encouraging future investigations that may enable their practical implementation.

* Degree Work

**Faculty of Physical-Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronic, and Telecommunications Engineering. Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez, Master's in Electrical Power

Introducción

En la actualidad, la demanda energética cada día es más grande por lo que el campo de las energías renovables está creciendo cada vez más, los sistemas de almacenamiento en redes eléctricas, vehículos eléctricos, sistemas fotovoltaicos, electrónica portátil y dispositivos de respaldo energético, luego es necesario sistemas de recuperación energía en los cuales es necesario el cargar y descargar baterías, lo que se puede lograr con conversores DC/DC bidireccionales (Gokul y otros, 2017). En estos escenarios, la energía debe fluir de manera controlada tanto desde la fuente hacia la carga como en sentido inverso. Este requerimiento plantea el desafío de diseñar conversores DC/DC bidireccionales que sean eficientes, versátiles y capaces de operar en una amplia variedad de condiciones.

Los conversores DC/DC tradicionales suelen incorporar elementos inductivos discretos en su diseño. Si bien estas configuraciones son ampliamente utilizadas, presentan desventajas como el ruido electromagnético asociado a los inductores, la dificultad de integrar componentes magnéticos en aplicaciones compactas y las limitaciones de eficiencia a frecuencias altas. Estas características impulsaron el desarrollo de conversores DC/DC de capacitores conmutados (SCC), los cuales utilizan únicamente condensadores e interruptores electrónicos para realizar la transferencia de energía. Al eliminar los elementos magnéticos, los SCC permiten operar a altas frecuencias, presentan una respuesta transitoria más rápida y pueden alcanzar elevadas densidades de potencia, tanto en implementaciones discretas como integradas (Van Breussegem y Steyaert, 2013).

En general los SCC se han utilizado en aplicaciones como reguladores on-chip, dispositivos electrónicos portátiles y vestibles. Estos conversores han venido ganando espacio entre los conversores DC/DC bidireccionales debido a su simplicidad ya que están compuestos únicamente

por condensadores e interruptores y principalmente a causa de que la misma configuración de estos componentes puede funcionar como reductor o elevador simplemente intercambiando los puertos de entrada y salida, lo que los hace atractivos para aplicaciones como la carga y descarga de baterías en vehículos eléctricos, el acoplamiento de sistemas fotovoltaicos o el intercambio energético en microrredes. Sin embargo, para los SCC existen múltiples topologías (por ejemplo, Dickson, Ladder, Serie-Paralelo, Fibonacci, entre otras), lo que genera un amplio espectro de posibles soluciones con significativas diferencias de rendimiento, dificultando la selección de la topología más adecuada para cada aplicación.

Múltiples estudios han modelado y caracterizado el comportamiento de SCC unidireccionales como Seeman (2009); asimismo, Seeman y otros (2010) han comparado su rendimiento frente a convertidores inductivos tradicionales. Otros autores han abordado directamente el caso bidireccional, como el de S y otros (2022), quienes analizaron un SCC para un sistema de almacenamiento de energía fotovoltaica o Licht Nachau y otros (2023), quienes presentaron resultados experimentales en un prototipo de SCC bidireccional. A pesar de estos avances, persiste la necesidad de una herramienta que permita comparar el rendimiento de algunas de las más reconocidas topologías de SCC pero en condiciones bidireccionales.

En respuesta a esta necesidad, el presente trabajo desarrolla una herramienta de simulación que permite comparar de forma objetiva las topologías Dickson, Ladder y Serie-Paralelo, operando en configuración bidireccional con una relación de conversión de 3:1. La herramienta calcula parámetros de rendimiento tales como tensión de salida, regulación de línea y de carga, pérdidas de potencia y eficiencia, considerando el efecto de la resistencia de los interruptores y la frecuencia de conmutación. Este enfoque facilita la identificación de la topología más adecuada para

aplicaciones en las que se requiera conversión de energía en ambos sentidos sin modificar la configuración del circuito.

Para la implementación de la herramienta de comparación se desarrolló una aplicación en MATLAB como interfaz de usuario, integrando en una sola ventana el desarrollo del modelo matemático, el procesamiento de resultados y su representación gráfica. Por su parte, LTspice fue usado como núcleo de simulación para ejecutar las simulaciones de las diferentes topologías a partir de Netlist parametrizadas. Esta integración proporciona un marco práctico que conecta directamente el análisis teórico con la simulación.

Los principales resultados y el impacto de este trabajo se presentan en las secciones finales, donde se discute el desempeño de cada topología y se establecen criterios de selección que pueden servir como referencia en el diseño de sistemas de gestión energética basados en SCC bidireccionales.

1. Objetivos

1.1 Objetivo General

Desarrollar una herramienta que, a través de simulaciones, permita evaluar el rendimiento de convertidores DC/DC bidireccionales de capacitores conmutados, utilizando las topologías Dickson, Serie-Paralelo y Ladder, con una relación de conversión de 3:1, en función de la resistencia de los interruptores y la frecuencia de operación.

1.2 Objetivos Específicos

Desarrollar los modelos matemáticos que permitan obtener teóricamente los parámetros de rendimiento de las topologías de Dickson, Serie-Paralelo y Ladder utilizadas en convertidores DC/DC bidireccionales de capacitores conmutados.

Implementar simulaciones computacionales en software especializado como MATLAB/Simulink o LTspice, de las topologías de Dickson, Serie-Paralelo y Ladder para obtener parámetros de rendimiento como tensión de salida, regulación de línea y de carga, potencia de pérdidas y eficiencia en función de la resistencia de los interruptores y la frecuencia de operación.

Comparar los resultados teóricos con los obtenidos en simulación y determinar, cual topología presenta el mejor comportamiento, teniendo en cuenta los parámetros de rendimiento y el número de condensadores e interruptores.

2. Marco Teórico

En el desarrollo de este capítulo se pretende establecer los fundamentos conceptuales y técnicos indispensables para el análisis, diseño y simulación de convertidores DC/DC de capacitores conmutados. Para empezar, se introducen los principios básicos de los convertidores DC/DC; se profundiza en el funcionamiento y las ventajas de los convertidores de capacitores conmutados. Posteriormente, se introduce el modelo equivalente en estado estacionario y los modos de operación de conmutación lenta y rápida, los cuales permiten comprender el funcionamiento de estas topologías bajo diferentes condiciones de operación.

2.1 Fundamentos de los convertidores DC/DC

Un convertidor DC/DC según Van Breusegem y Steyaert (2013) es un circuito que tiene como característica principal transformar una tensión continua presente en su terminal de entrada en otra tensión continua en su terminal de salida. Esta función es imprescindible en los sistemas electrónicos modernos, donde existen diferencias entre la tensión suministrada por la fuente de alimentación principal del circuito y los niveles de tensión requeridos por los distintos componentes presentes en una tarjeta electrónica. Los convertidores DC/DC permiten adaptar estos niveles de manera eficiente, asegurando de este modo un óptimo uso de la energía en el sistema.

Los convertidores DC/DC más comunes en la literatura son conocidos como Buck, Boost, Buck-Boost y algunas derivaciones de estos. Estos circuitos están compuestos principalmente por un transistor que actúa como conmutador, un diodo (o dependiendo de la aplicación, otro transistor), al menos un condensador, que se encarga de estabilizar y filtrar la señal de salida, y un inductor. En este tipo de convertidores, la relación de conversión es controlada mediante una señal de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) de acuerdo con lo planteado por (Rashid, 2014). Para su implementación en tarjetas electrónicas, existen diferentes enfoques:

las más comunes incluyen los sistemas en un encapsulado, conocidos como SiP (System in a Package), los sistemas en un chip (System on Chip, SoC) o la implementación con componentes discretos, comúnmente utilizados en aplicaciones que requieren una mayor capacidad de potencia.

Estos convertidores que basan su funcionamiento en componentes inductivos presentan algunas desventajas cuando se quieren implementar en aplicaciones de electrónica miniaturizada. Esto se debe a que, en general, los inductores discretos suelen tener un peso y una ocupación volumétrica considerablemente mayor en comparación con el resto de componentes que integran el convertidor. Si bien existen versiones de inductores que se pueden integrar en sistemas SoC o SiP, su eficiencia energética es limitada (Van Breussegem y Steyaert, 2013). En consecuencia, para atender las necesidades actuales de eficiencia y miniaturización de los dispositivos, los convertidores de capacitores conmutados (Switched Capacitor Converter, SCC) se posicionan como solución viable, debido a que están compuestos únicamente por condensadores y transistores que actúan como interruptores.

Además de las ventajas mencionadas que ofrecen los SCC, al no usar directamente elementos inductivos se reduce la interferencia electromagnética generada por la conmutación de los mismos. Esta reducción representa un beneficio en el diseño de sistemas electrónicos miniaturizados y sensibles, como los utilizados en aplicaciones biomédicas. En contraste, los convertidores tradicionales, por sus componentes inductivos tienen mayores niveles de interferencia electromagnética, que pueden llegar a interferir con el funcionamiento de componentes cercanos, lo que obliga a implementar blindajes electromagnéticos o filtros adicionales, que, aunque efectivos mitigando estos efectos, incrementan la complejidad, el espacio requerido y el coste del sistema.

2.2 Conversores DC/DC de capacitores conmutados

Un conversor de capacitores conmutados, según Seeman (2009), es un convertidor de potencia compuesto únicamente por condensadores e interruptores, y que puede tener un número variable de puertos a los que se puede conectar fuentes de tensión, voltaje, cargas resistivas u otros circuitos. La configuración específica de estos componentes determina la relación de conversión, esta debe ser de la forma M/N , donde M y N son enteros positivos. Existen arreglos predefinidos de condensadores e interruptores, denominados topologías. Este trabajo se enfoca en el análisis y comparación de las topologías de Dickson, Serie-Paralelo Y Ladder.

Los interruptores alternan su estado entre encendido y apagado durante una o más fases. Cada período de conmutación se divide en n subintervalos que no se superponen, denominados fases, que se designan como φ_1 hasta φ_n . En cada fase, los interruptores modifican la configuración del circuito, alterando la conexión de los condensadores. Es la transición entre fases donde ocurre la transferencia de potencia entre los puertos del convertidor. En este trabajo se analizarán conversores de dos fases con un ciclo útil del 50%.

Para que un arreglo de condensadores e interruptores pueda considerarse como un SCC válido, debe cumplir con ciertas reglas que, si bien han sido ampliamente descritas en la literatura, Karadi (2015) presenta de manera particularmente clara:

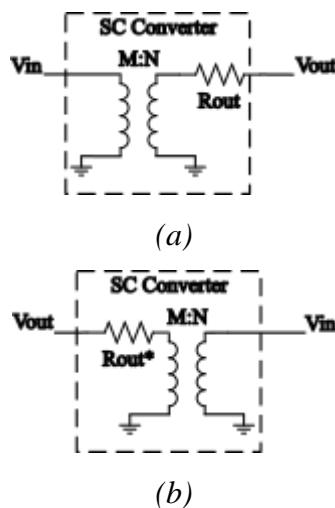
- En cada fase el convertidor debe satisfacer las leyes de corriente y tensión de Kirchhoff, por sus siglas en inglés KCL y KVL respectivamente.
- La carga neta transferida por cada condensador a lo largo de un ciclo completo de conmutación debe ser cero en estado estacionario.
- Los voltajes desconocidos del sistema son las tensiones en los i condensadores y la tensión de salida. Por tanto, el número total de incógnitas es $i + 1$, por lo que se

requieren el mismo número de ecuaciones lineales independientes para resolver completamente una topología dada.

Los principales métodos de análisis descritos en la literatura para este tipo de circuito son el propuesto por Makowski y Maksimovic (1995), el cual se enfoca principalmente en el estudio mediante el sistema de matrices que modela el convertidor, y el método propuesto por Seeman (2006), enfocado en el análisis del flujo de carga. Ambos enfoques permiten obtener un modelo que representa el comportamiento de un SCC en estado estacionario. Dicho modelo está compuesto por un transformador ideal de corriente continua con una relación de conversión de M/N , en serie con una resistencia de salida (R_{out}) conectada al terminal de salida, tal como se ilustra en la Figura 1, circuito superior.

Figura 1

Modelo equivalente de un conversor de capacitores conmutados



Al intercambiar los terminales de entrada y salida, y siempre que la topología interna del SCC permita el flujo de corriente en ambos sentidos a través de los interruptores, el conversor puede comportarse de forma bidireccional. Bajo estas condiciones, invierte su relación de conversión, lo que permite que, dependiendo de la configuración empleada, el mismo circuito

actuó como reductor o como elevador de tensión. En la representación equivalente, la resistencia R_{out} se refleja sobre la nueva terminal de salida, modificando el comportamiento del sistema. La Figura 1 muestra este principio: la parte superior corresponde a la configuración original, mientras que la parte inferior representa el mismo circuito con los terminales intercambiados. Este fenómeno fue explicado por MIT OpenCourseWare (2024). Este modelo permite simplificar el estudio de las distintas topologías al enfocarse en la relación de conversión y la resistencia de salida, que representa las pérdidas asociadas a los componentes del sistema. En el desarrollo del presente trabajo, el análisis se llevará a cabo empleando el método del flujo de carga, por su capacidad de describir de manera precisa la transferencia de energía entre los capacitores, así como las pérdidas asociadas a los interruptores que actúan en cada ciclo de conmutación.

2.3 Análisis del flujo de carga

Este análisis parte de la suposición de que los circuitos están compuestos de interruptores con resistencia de encendido finita, condensadores ideales y un capacitor de salida lo suficientemente grande como para comportarse como una fuente de tensión ideal, al igual que la fuente de entrada. En la Figura 1, R_{out} depende del flujo de carga a través de los condensadores y los interruptores, de acuerdo con lo planteado por Seeman (2006). Para convertidores con una única entrada y una única salida, como los estudiados en este trabajo, el flujo de carga en cada condensador e interruptor puede ser representado como el producto entre el flujo de carga de salida, definido como el flujo de carga total hacia la fuente de tensión de salida durante un periodo completo de conmutación en estado estacionario, y un vector constante. Este vector se denota a_c para condensadores y a_r para interruptores. La carga a través de cada condensador, q_c^j , y de cada

interruptor, q_r^j , durante la fase j , puede expresarse en términos de la corriente de salida I_{out} de la siguiente manera:

$$q_c^j = a_c^j q_{out} = a_c^j \frac{I_{out}}{f_{sw}} \quad (1)$$

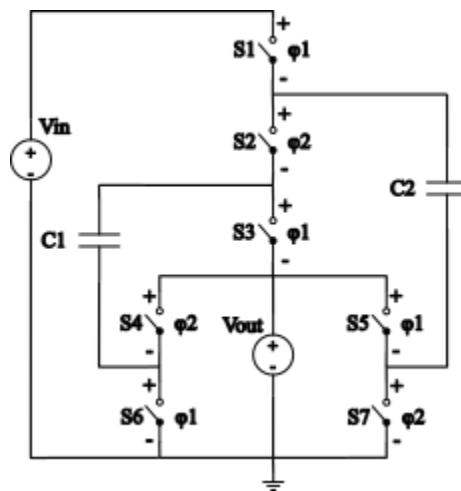
$$q_r^j = a_r^j q_{out} = a_r^j \frac{I_{out}}{f_{sw}} \quad (2)$$

donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación y q_{out} representa el flujo total de carga hacia la salida (Seeman, 2006).

Para ilustrar como funciona el método de análisis de flujo de carga se estudiará la topología de Dickson, véase la Figura 2, para hallar el vector multiplicador de carga correspondiente a los capacitores Seeman (2006), establece que los interruptores para esta parte del análisis en estado activo se comportaran como corto circuito y en estado inactivo como circuitos abiertos.

Figura 2

Conversor de capacitores conmutados, topología de Dickson 3:1



El mismo autor, en un análisis posterior al mencionado anteriormente, Seeman (2009), introduce un complemento al vector multiplicador de carga asociado a los capacitores y lo denota como a^j y se define a continuación:

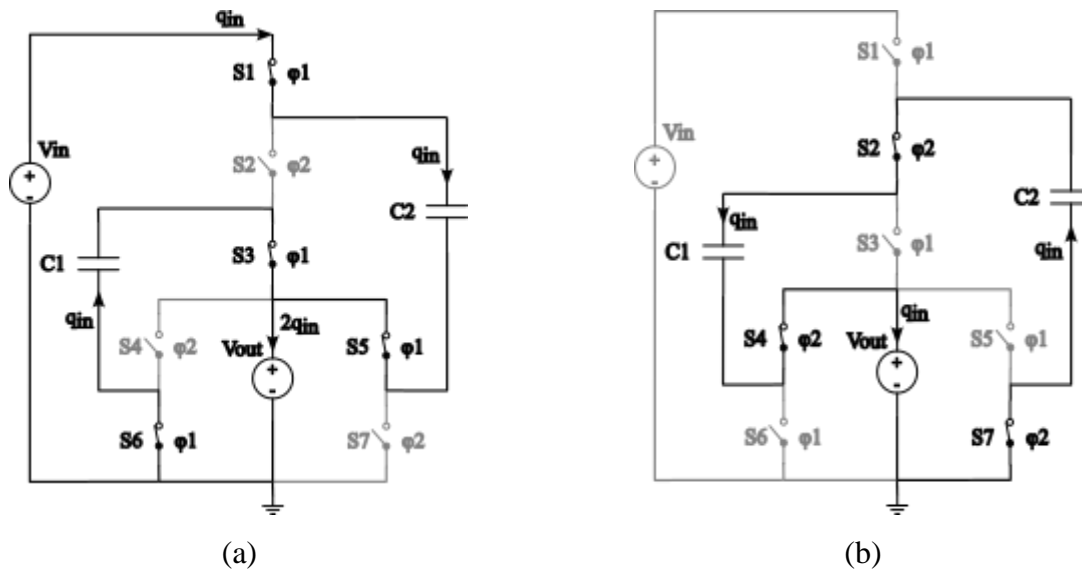
$$a^j = [q_{out}^j \quad q_c^j \quad q_{in}^j]^T / q_{out} \quad (3)$$

donde a diferencia de la Ecuación 1 introduce los términos q_{out}^j y q_{in}^j que son la carga asociada a la salida y la entrada respectivamente y q_c^j asociado a las cargas de los n condensadores que componen el circuito.

La Figura 3, es la representación de la topología de Dickson con una relación de conversión 3:1 en cada una de sus dos fases de operación. Para circuitos reductores como el ilustrado, la fuente de entrada V_{in} solo se conecta al circuito durante una de las fases, por lo que el análisis puede iniciarse considerando el flujo de carga proveniente de dicha fuente, definido como q_{in} . De forma análoga, en el caso de un circuito elevador, resulta conveniente iniciar el análisis desde la fuente de salida, que igualmente se conecta únicamente durante una fase (Seeman, 2006).

Figura 3

Flujo de carga en los capacitores, SCC Dickson: (a) fase 1, (b) fase 2



Si siguiendo el flujo de carga definido para la fuente de entrada, q_{in} , en la figura anterior, se observa que la carga que atraviesa C_2 durante la fase 1 es igual en magnitud y sentido a la proveniente de la fuente de entrada. Según lo mencionado previamente, en régimen estacionario

la carga neta transferida a un capacitor durante un ciclo completo debe ser nula; por lo tanto, en la fase 2 la carga en $C2$ será $-q_{in}$, es decir, igual en magnitud, pero en sentido opuesto.

Aplicando el mismo razonamiento a $C1$, durante la fase 2 este conduce una carga q_{in} en el sentido original del flujo, coincidiendo con la carga entregada a V_{out} . Durante la fase 1, $C1$ es atravesado por una carga de $-q_{in}$, mientras que hacía V_{out} se transfiere una carga de $2q_{in}$. A simple vista al inspeccionar los nodos en ambas fases se confirma que el circuito satisface la ley de corrientes de Kirchhoff.

Con base en el análisis anterior, es posible construir los vectores a^j . Para ello, primero se determina la carga neta que fluye hacia la salida, $q_{out} = q_{out}^1 + q_{out}^2 = 3q_{in}$, sustituyendo este resultado en la Ecuación 3, se obtiene:

$$a^1 = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 & 1 \\ 3 & 3 & 3 & 3 \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

$$a^2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 0 \\ 3 & 3 & 3 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

Para este ejemplo y de manera general para convertidores que operan con dos fases de conmutación, se cumple que

$$a_c = a_c^1 = -a_c^2 \quad (6)$$

Con base en lo planteado por Seeman (2006), puede deducirse que el flujo de carga de entrada está vinculado con la relación de conversión del circuito, lo que permite verificar la conservación de la carga en el convertidor. Para este ejemplo un convertidor 3:1, el flujo de carga de entrada corresponde a $q_{out}/3$.

De manera análoga es posible determinar el vector multiplicador de carga asociado a los interruptores, en la Figura 3, se puede observar el estado y el flujo de carga en los interruptores en

cada una de las fases del convertidor que se está usando de ejemplo y así establecer los elementos que componen el vector correspondiente a la Ecuación 2:

$$a_r^1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 & \frac{1}{3} & 0 & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$a_r^2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{3} & 0 & -\frac{1}{3} & 0 & 0 & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Para el ejemplo en cuestión, a partir de los vectores a_r^j , que representan el flujo de carga en el estado activo de cada interruptor durante las fases de operación, se construye el vector a_r , independiente de la fase. Este se obtiene combinando los valores correspondientes de cada elemento en los vectores mencionados, de la siguiente manera:

$$a_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (9)$$

De acuerdo con el método de análisis propuesto por Seeman (2009), el signo en los componentes del vector a_r^j indica la dirección del flujo de corriente en relación con el voltaje de bloqueo de un interruptor durante la fase j .

- Un valor positivo implica que el interruptor, cuando este encendido, conduce corriente positiva y, cuando está apagado, bloquea voltaje positivo. En estas condiciones, debe implementarse con un transistor activo.
- Un valor negativo implica que el interruptor, cuando este encendido, conduce corriente negativa y, cuando está apagado, bloquea voltaje positivo. En este caso, puede implementarse con un diodo, siempre que este valor sea negativo o cero en todas las fases y la caída de tensión directa sea aceptable.

En el modelo equivalente para un SCC, mostrado en la Figura 1, se puede deducir que, si el sistema no cuenta con una carga conectada a salida, la relación de conversión de tensión es ideal,

ya que no existe caída de voltaje en R_{out} . Es precisamente esta impedancia de salida la que limita la máxima eficiencia que puede alcanzar el conversor.

Dicha impedancia presenta dos límites asintóticos: el límite de conmutación lenta (Slow Switching Limit, SSL), calculado bajo las mismas condiciones que el vector multiplicador de carga a_c^j ; y el límite de conmutación rápida (Fast Switching Limit, FSL), determinado bajo las mismas condiciones correspondientes al vector multiplicador de carga a_r^j (Seeman, 2009).

Los vectores multiplicadores de carga obtenidos para cada topología, tanto en la relación de conversión 3:1 como en la relación 1:3, se presentan íntegramente en el Apéndice A, mientras que el procedimiento de cálculo ya ha sido descrito en el cuerpo del documento.

2.3.1 Impedancia del límite de conmutación lenta

Los SCC, al ser un arreglo de capacitores e interruptores, satisfacen las leyes de Kirchhoff, como se estableció previamente. En el análisis del límite de conmutación lenta, en este tipo de conversores también cumplen el teorema de Tellegen, el cual indica que, durante cual quiera de sus fases n , todo vector de tensiones es ortogonal a cualquier vector de corrientes o en este caso flujo de carga, de modo que se cumple $a^j \cdot v^j = 0$. Para determinar la impedancia de salida se asume que el conversor opera en estado estable periódico, se cortocircuita la fuente de entrada y se conecta en la salida una fuente de tensión independiente. Aplicando de forma aditiva el teorema de Tellegen para las n fases, se obtiene, de acuerdo con Seeman (2006), la siguiente expresión:

$$v_{out} \sum_{j=1}^n a_{out}^j + \sum_{i \in caps} \sum_{j=1}^n (a_{c,i}^j v_{c,i}^j) = 0 \quad (10)$$

Dado que el vector de carga está linealizado con respecto a q_{out} , es válido afirmar que $a_{out}^1 + \dots + a_{out}^j = 1$. Con esta condición, y tras realizar las transformaciones algebraicas

correspondientes presentadas en Seeman (2006), se obtiene la expresión que determina la impedancia en el límite asintótico de conmutación lenta:

$$R_{SSL} = -\frac{v_{out}}{i_{out}} = \sum_{i \in caps} \sum_{j=1}^n \frac{(a_{c,i}^j)^2}{2C_i f_{sw}} \quad (11)$$

2.3.2 Impedancia del límite de conmutación rápida

El ciclo de trabajo de cada fase D_j determina la fracción de tiempo durante la cual circula corriente en la fase de conmutación j , mientras que el vector multiplicador de carga a_r^j detalla el flujo de carga a través de i -ésimo interruptor en dicha fase. Para este análisis, únicamente se consideran las resistencias en conducción de los interruptores, aunque otras resistencias parásitas, como la ESR de los capacitores, pueden ser incorporadas al modelo de manera analógica.

En el FSL, la corriente que atraviesa los interruptores en conducción se asume constante, de modo que Seeman (2006) expresa la corriente durante cada fase como:

$$i_{r,i}^j = \frac{1}{D_j} q_{r,i}^j f_{sw} \quad (12)$$

A partir de la Ecuación 2, se puede reorganizar la ecuación anterior de manera que se obtiene:

$$i_{r,i}^j = \frac{a_{r,i}^j}{D_j} i_{out} \quad (13)$$

El mismo autor establece que la pérdida de potencia media debido a cada interruptor corresponde a la pérdida de potencia instantánea en estado de conducción multiplicada por su ciclo de trabajo. Dado que la relación entre el flujo de carga de entrada y salida está limitada por la relación de conversión, las pérdidas totales del convertidor pueden modelarse como una caída de tensión a la salida, asociada a la impedancia equivalente en el FSL. Considerando que dicha

pérdida de potencia es proporcional al cuadrado de la corriente de salida, es decir, $P_{FSL} = i_{out}^2 R_{FSL}$, según lo planteado anteriormente, la impedancia del FSL puede expresarse como:

$$R_{FSL} = \sum_{i \in switches} \sum_{j=1}^n \frac{R_i}{D_j} (a_{r,i}^j)^2 \quad (14)$$

2.4 Modelo de impedancia de salida

Un SCC también puede representarse como una fuente de tensión ideal en serie con una impedancia de salida no nula. Tanto este modelo como el representado en la Figura 1 coinciden en esta característica. Un análisis circuital simple revela que la relación de conversión solo es ideal en condición de circuito abierto, ya que, al conectar una carga, la corriente que circula provoca una caída de tensión en la impedancia de salida R_{out} . Esta caída de tensión, que determina el voltaje de salida, es un factor crítico que limita la eficiencia del convertidor (Van Breussegem y Steyaert, 2011).

Seeman (2006) señala que dicha impedancia de salida tiene una naturaleza dual con dos límites asintóticos. En el SSL, la impedancia R_{SSL} es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación f_{sw} (véase Ecuación 11). En el FSL, la impedancia R_{FSL} es proporcional a las resistencias en conducción de los interruptores e inversamente proporcional al ciclo de trabajo y no depende de f_{sw} .

Una formulación para la impedancia de salida de un SCC puede resultar muy compleja, especialmente en topologías con múltiples elementos, lo que hace inviable obtener una expresión general aplicable a todos los casos. Por esta razón, con fines prácticos de diseño, suele recurrirse a aproximaciones que simplifican el análisis (Seeman, 2006). Autores como el anterior y otros como Van Breussegem y Steyaert (2011) han llegado a la conclusión de que una muy buena aproximación para la impedancia de salida de los convertidores de capacitores conmutados es:

$$R_{out} = \sqrt{R_{SSL}^2 + R_{FSL}^2} \quad (15)$$

2.5 Modelo SCC de 2 fases y 50% de ciclo de trabajo

En general, la mayoría de topologías de SCC operan como convertidores de dos fases (Seeman, 2009). En este trabajo, el análisis comparativo de las topologías se realizará considerando convertidores de dos fases con un ciclo útil del 50%. De esta manera, las expresiones generales presentadas en la sección 2.3 pueden particularizarse para esta configuración específica.

En este caso, los vectores a_c^j y a_r^j pueden expresarse de manera independiente de la fase de operación. Debido a la conservación de la carga, los vectores multiplicadores de carga de los capacitores son iguales en magnitud y opuestos en signo, lo que permite redefinir el vector multiplicador de carga como (Seeman, 2009):

$$a_c = a_c^1 = -a_c^2 \quad (16)$$

De igual modo, dado que cada interruptor conduce únicamente durante una fase, es posible construir el vector a_r a partir de la combinación de los componentes no nulos de a_r^j .

Seeman (2006) señala que, considerando esta configuración, la Ecuación 11 para la impedancia de SSL y la Ecuación 14 para la impedancia del FSL pueden expresarse de forma simplificada como:

$$R_{SSL} = \sum_{i \in caps}^n \frac{(a_{c,i})^2}{C_i f_{sw}} \quad (17)$$

$$R_{FSL} = 2 \sum_{i \in switches}^n R_i (a_{r,i})^2 \quad (18)$$

3. Desarrollo de la solución

Este capítulo abarca los fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo de la herramienta de comparación de convertidores DC/DC de capacitores conmutados bidireccionales con relación de conversión 3:1. Primero se profundiza en la bidireccionalidad en los SCC, destacando su capacidad para operar como reductor o elevador con una misma configuración de componentes. Seguidamente se presenta el modelo de optimización de componentes basado en una restricción de costo que está estrechamente ligado con el tamaño del convertidor. Luego se definen los parámetros de rendimiento empleados en la herramienta de comparación desarrollada, que permiten comparar objetivamente las distintas topologías.

Posteriormente se describe el proceso de cálculo implementado en el aplicativo y se representa mediante un diagrama de bloques. Finalmente, se presenta la interfaz de usuario desarrollada en MATLAB App Designer, junto con un ejemplo de uso y el respectivo análisis de los resultados obtenidos.

3.1 Bidireccionalidad en SCC

Una de las características más interesante en los SCC es su capacidad para operar como un convertidor DC/DC bidireccional. La importancia de esta característica radica en que la misma configuración de condensadores e interruptores puede transferir energía tanto de la entrada hacia la salida como en sentido contrario (S y otros, 2022). Para garantizar la bidireccionalidad, la implementación de los interruptores debe permitir el flujo de carga en ambos sentidos. En términos prácticos, se intercambian los puertos de entrada y salida del convertidor para que este tenga un comportamiento bidireccional, con lo cual la relación de conversión se invierte: un convertidor reductor como el de la Figura 2 con una relación 3:1, puede comportarse como un elevador con

relación 1:3 al intercambiar las posiciones de la entrada y la salida, como se observa en la Figura A.1.

La importancia de la bidireccionalidad en convertidores DC/DC se encuentra en aplicaciones que requieren una gestión flexible de la energía. Por ejemplo, algunos los principales usos de este tipo de convertidores son en sistemas fotovoltaicos para el almacenamiento de energía y en vehículos eléctricos (S y otros, 2022), así como en la industria automotriz, en servicios de internet o en sistemas de comunicaciones, según lo propuesto por Amjadi y Williamson (2009).

Desde el punto de vista teórico, la bidireccionalidad implica que el modelo equivalente del convertidor debe ser válido en ambos sentidos del flujo de carga. En el modelo de la Figura 1(a), al intercambiar la posición de la entrada y la salida como en la Figura 1(b), la relación de conversión se invierte y R_{out}^* representa la impedancia de salida reflejada, que se transfiere al nuevo puerto de salida al modificar la conexión de los terminales. Esto implica evaluar las pérdidas y el comportamiento de la impedancia de salida equivalente tanto en conversión directa como inversa. En el presente trabajo se parte de esta condición de bidireccionalidad para analizar comparativamente las topologías de Dickson, Serie-Paralelo y Ladder bajo una relación de conversión de 3:1, asumiendo interruptores capaces de conducir en ambos sentidos.

Asimismo, a partir de los modelos matemáticos obtenidos para cada una de las topologías con relaciones de conversión 3:1 y 1:3, como se presenta en este documento y en los Apéndices A y B, se comprobó que los voltajes de operación en los condensadores y las tensiones de bloqueo de los interruptores permanecen inalterados al invertir el sentido de conversión. La diferencia radica en los vectores multiplicadores de carga a_c y a_r , que al pasar de 3:1 a 1:3 modifican sus magnitudes y cambian de signo, de modo que las componentes positivas en un sentido se vuelven negativas en el otro y viceversa. Además, las magnitudes se escalan de acuerdo con la nueva

relación de conversión, lo que refleja matemáticamente la simetría del flujo de carga en ambas direcciones. Estas conclusiones permiten confirmar que la bidireccionalidad no solo se sustenta en lo teórico, sino que se verifica matemáticamente mediante el análisis del flujo de carga y las tensiones de trabajo de los componentes, lo que demuestra que un mismo arreglo de condensadores e interruptores puede operar de manera simétrica en ambos sentidos sin modificar sus exigencias eléctricas.

3.2 Optimización componentes para un SCC

Como se ha descrito en las secciones anteriores, los SCC están conformados por condensadores e interruptores. Estos componentes determinan la impedancia de salida del convertidor y, por ende, influyen directamente en su rendimiento. La adecuada selección y dimensionamiento de ellos resulta esencial, dado que la resistencia equivalente de salida (R_{out}) es el parámetro que, en última instancia, condiciona la eficiencia del sistema.

La optimización propuesta por Seeman (2006) se fundamenta en una restricción asociada al coste, la cual impacta de manera directa en el tamaño del sistema. En el caso de los condensadores, se mantiene constante la capacidad total de almacenamiento de energía, ya que esta magnitud está directamente vinculada con el tamaño físico y el coste del dispositivo. Para los interruptores, la restricción se establece sobre la suma de los productos $V \cdot A$ de todos ellos, dado que este parámetro también representa una medida del coste del dispositivo.

El procedimiento de optimización requiere conocer los voltajes de trabajo de los condensadores e interruptores, además de las expresiones obtenidas en el análisis de impedancia de las secciones previas. En el caso de los condensadores, el voltaje de trabajo corresponde al valor máximo que experimentan durante la operación en estado estable del convertidor. Para los interruptores, implementados usualmente con transistores, dicho voltaje equivale a la tensión de

bloqueo bajo condiciones de operación en estado estable. Estos voltajes pueden determinarse empleando la KVL, y se denotan como v_c y v_r correspondientes a las tensiones de trabajo de condensadores e interruptores, respectivamente (Seeman, 2009).

Los voltajes de trabajo v_c y v_r para cada topología y para ambas relaciones de conversión se presentan en el Apéndice B. En dicho apéndice se muestra, a modo de ejemplo, el procedimiento de cálculo detallado para una de las topologías, mientras que para las restantes se incluyen directamente las matrices de resultados correspondientes.

3.2.1 Optimización de condensadores

Previamente se había introdujo el concepto de la impedancia total de salida del conversor, derivada de los límites de conmutación lenta (SSL) y rápida (FSL), y que se expresa matemáticamente en la Ecuación 15. Para reducir el aporte del SSL a la impedancia total de salida, basta con inspeccionar la Ecuación 17, donde se observa que un adecuado dimensionamiento de los capacitores del conversor (C_i) permite disminuir el valor R_{SSL} , siempre que frecuencia de conmutación se considere un parámetro de diseño fijo.

En el caso de los condensadores, su área o volumen esta típicamente asociado con la capacidad máxima de almacenamiento de energía. Por esta razón, la optimización se formula imponiendo como restricción que la energía total almacenada en los condensadores permanezca constante (Seeman, 2009):

$$E_{tot} = \sum_{i \in caps} \frac{1}{2} C_i (v_{c,i(rated)})^2 \quad (19)$$

en donde, $v_{c,i(rated)}$ es la tensión nominal del i-esimo capacitor, es decir, la máxima tensión a la que puede operar dicho componente, y que difiere de la tensión de trabajo (v_c) definida previamente.

A partir de la restricción de la energía total en la Ecuación 19, se minimiza la impedancia de salida del límite de conmutación lenta (Ecuación 11) empleando el método de los multiplicadores de Lagrange. A partir de este procedimiento, Seeman (2009) obtiene expresiones generales tanto para los valores optimizados de los condensadores como para la impedancia de salida R_{SSL} de un convertidor. En el caso particular de convertidores de dos fases, como los analizados en este trabajo, dichas expresiones pueden simplificarse a las siguientes:

$$C_i = \left| \frac{a_{c,i}}{v_{c,i(rated)}} \right| \frac{2E_{tot}}{\sum_k |a_{c,k} v_{c,k(rated)}|} \quad (20)$$

$$R_{SSL}^* = \frac{1}{2E_{tot}f_{sw}} \left(\sum_{i \in caps} |a_{c,i} v_{c,i(rated)}| \right)^2 \quad (21)$$

3.2.2 Optimización de interruptores

De forma análoga a la optimización de los capacitores, también es posible ajustar el tamaño de los interruptores con el fin de reducir el aporte del FSL a la impedancia total de salida. Al inspeccionar la Ecuación 17, se observa que la resistencia de conducción impacta de manera directa en el valor de R_{FSL} , dado que el tamaño de los transistores está estrechamente ligado a dicha resistencia o, de manera equivalente, a su conductancia, la cual depende directamente de la relacionada con la relación W/L entre el ancho y el largo del dispositivo.

En este caso, la restricción para la optimización del diseño se define por el producto entre la conductancia de un interruptor y el cuadrado de su tensión de bloqueo ($G \cdot V^2$), tal como lo establece Seeman (2009):

$$X_{tot} = \sum_{i \in switches} G_i (v_{r,i(rated)})^2 \quad (22)$$

en donde, $v_{r,i(rated)}$ corresponde a la tensión nominal del i -ésimo interruptor, es decir, la máxima tensión de bloqueo soportada por el componente. Este valor difiere de la tensión de trabajo (v_r) definida previamente.

A partir de la restricción presentada en la Ecuación 22, y mediante el método de multiplicadores de Lagrange, se minimiza la impedancia de salida del límite de conmutación rápida (Ecuación 14). El mismo autor obtiene expresiones generales optimizadas para la conductancia de cada interruptor, magnitud directamente ligada al tamaño del dispositivo, y para la impedancia de salida R_{FSL} , así como formulaciones particulares para convertidores de dos fases:

$$G_i^* = \frac{1}{R_i^*} = \left| \frac{a_{r,i}}{v_{r,i(rated)}} \right| \frac{X_{tot}}{\sum_k |a_{r,k} v_{r,k(rated)}|} \quad (23)$$

$$R_{FSL}^* = \frac{2}{X_{tot}} \left(\sum_i |a_{r,i} v_{r,i(rated)}| \right)^2 \quad (24)$$

Cabe resaltar que, aunque en las secciones anteriores se distinguió entre tensiones nominales y de trabajo de los componentes, a partir de este punto del documento y para el desarrollo de la herramienta de comparación se asumirá que ambos valores son iguales. Esta aproximación se hace con el fin de simplificar los cálculos, y no afecta el objetivo principal del estudio, dado que el análisis se centra en la comparación relativa del rendimiento entre topologías bajo condiciones de diseño equivalentes.

3.3 Parámetros de rendimiento de un SCC

Los parámetros de rendimiento que se definen a continuación se emplean como criterios cuantitativos en la herramienta de comparación para evaluar el desempeño de cada topología. Estas métricas permiten medir y contrastar, de manera objetiva, el comportamiento y la eficiencia de las distintas configuraciones analizadas.

3.3.1 Tensión de salida (V_{out})

La tensión de salida teórica del convertidor se define como la tensión resultante del divisor resistivo formado por la resistencia de salida, que modela las pérdidas del convertidor, y la resistencia de carga. De acuerdo con el modelo equivalente de transformador DC/DC ideal (Figura 1) este valor se expresa como:

$$V_{out} = \frac{N}{M} V_{in} \left(\frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right) \quad (25)$$

Donde N/M representa la relación de conversión ideal determinada por la topología, R_{out} la resistencia de salida del convertidor y R_L la resistencia de carga. En la tensión de salida otra característica importante es la tensión de rizado V_R la cual para en este trabajo se establecerá como el 1% del voltaje de salida, como este valor está directamente relacionado con la frecuencia de conmutación, la corriente de la carga y el condensador de salida C_{out} se despeja para hallar el valor de capacitancia de salida (Seeman, 2009).

$$C_{out} = \frac{I_{out}}{f_{sw} V_R} \quad (26)$$

3.3.2 Regulación de línea

De acuerdo con Van Breussegem y Steyaert (2013), la regulación de línea cuantifica la variación de la tensión de salida de un convertidor DC/DC ante cambios en la tensión de entrada. En el caso del presente trabajo, el convertidor opera en enlace abierto, por lo que esta métrica no representa una acción de regulación activa, sino únicamente la sensibilidad de V_{out} frente a variaciones de V_{in} . En consecuencia, el valor calculado tiende a reflejar la relación de conversión ideal de la topología. La regulación de línea se determina mediante

$$R_{line} = \frac{V_{out,in2} - V_{out,in1}}{V_{in2} - V_{in1}} \quad (27)$$

3.3.3 Regulación de carga

Según Van Breussegem y Steyaert (2013), la regulación de carga mide la variación de la tensión de salida de un convertor DC/DC cuando cambia la corriente de carga. Este parámetro se determina comparando el valor de V_{out} en dos condiciones de carga extremas y normalizando la diferencia respecto a la variación de corriente, según

$$R_{load} = \frac{V_{out,I2} - V_{out,I1}}{I_2 - I_1} \quad (28)$$

3.3.4 Pérdidas de potencia (P_{loss})

En el modelo de transformador DC/DC ideal (Figura 1) utilizado para representar el comportamiento de un SCC, las pérdidas asociadas a los límites de conmutación lenta y rápida se agrupan en la resistencia de salida R_{out} .

De este modo, dichas pérdidas se reflejan como una caída de tensión en R_{out} , y la potencia pueden expresarse como:

$$P_{loss} = I_{out}^2 R_{out} = P_{in} - P_{out} \quad (29)$$

3.3.5 Eficiencia (η)

La eficiencia en un convertor DC/DC de acuerdo con Van Breussegem y Steyaert (2013), constituye una de las métricas más relevantes, pues representa la relación entre la potencia entregada a la carga P_{out} y la potencia absorbida desde la fuente de entrada P_{in} . Para el modelo equivalente que describe el comportamiento del convertor en la Figura 1, dicha eficiencia se expresa como:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in} I_{in}} = \frac{\frac{N}{M} V_{in} \left(\frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right) * \frac{M}{N} I_{in}}{V_{in} I_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{out}}{R_L}} \quad (30)$$

3.3.6 Figuras de mérito para los límites de conmutación lenta y rápida

Para comprar el rendimiento de las topologías estudiadas, Seeman (2009) propone dos figuras de merito: una para el SSL y otra para FSL. Estas métricas se basan en las restricciones utilizadas para optimizar los condensadores e interruptores, tal como se describe en la sección 3.2.

Cada una de estas figuras de mérito relaciona la potencia manejada por el convertidor, definida como el cuadrado de la tensión de salida dividido entre la impedancia correspondiente al límite de conmutación, con la energía total almacenada en los condensadores y la sumatoria del producto $G \cdot V^2$, que está directamente asociada con el tamaño de los transistores empleados como interruptores. Y expresan como:

$$M_{SSL} = \frac{V_{out}^2 / R_{SSL}}{f_{sw} \sum_{i \in caps} C_i v_{c,i}^2 / 2} \quad (31)$$

$$M_{FSL} = \frac{V_{out}^2 / R_{FSL}}{\sum_{i \in switches} G_i v_{r,i}^2} \quad (32)$$

Para el caso particular de convertidores bifásicos, las ecuaciones se simplifican a:

$$M_{SSL} = \frac{2V_{out}^2}{(\sum_{i \in caps} |a_{c,i} v_{c,i}(rated)|)^2} \quad (33)$$

$$M_{FSL} = \frac{V_{out}^2}{2(\sum_{i \in switches} |a_{r,i} v_{r,i}(rated)|)^2} \quad (34)$$

Un valor mayor de M_{SSL} indica un mejor desempeño en el límite de conmutación lenta, mientras que un mayor M_{FSL} refleja mejor desempeño en el límite de conmutación rápida.

3.4 Proceso usado en la herramienta de comparación

El aplicativo en el cual se implementa la herramienta de comparación propuesta en este documento está compuesto por una interfaz de usuario, desarrollada en App Designer de MATLAB, que recibe como entrada el conjunto de parámetros de diseño mostrado en la Tabla 1.

Con base en los parámetros de entrada, el aplicativo determina en primer lugar la resistencia de carga mínima ($R_{L,min}$) correspondiente a la condición de máxima potencia para la relación de conversión 3:1. Dado que el sistema es bidireccional, la potencia máxima considerada (P_{max}) es la misma en ambos sentidos de conversión.

Tabla 1

Parámetros de diseño ingresados en la interfaz de usuario.

Parámetros de Entrada	Descripción
Voltage Input	Voltaje de entrada al convertor para la relación de conversión 3:1.
Maximun Power	Máxima potencia en la carga.
Efficiency	Porcentaje de eficiencia para el convertor.
Frequency	Frecuencia de conmutación de los interruptores.
Simulation Time	Tiempo de simulación para todas las topologías.

El usuario solo debe ingresar el valor de V_{in} para el caso 3:1; a partir de este dato, el aplicativo calcula internamente el valor del voltaje de entrada para la conversión inversa (1:3) aplicando la relación de conversión correspondiente.

Con esta información, el programa determina de manera automática dos valores de $R_{L,min}$ uno para la operación 3:1 y otro para la operación 1:3, de modo que en ambos sentidos se cumpla la condición de máxima potencia. La condición de cálculo se describe mediante la Ecuación 35, y el despeje de $R_{L,min}$ se presenta en la Ecuación 36:

$$P_{max} = \frac{(\eta V_{out})^2}{R_{L,min}} = \left(\eta \left(\frac{N}{M} V_{in} \right) \right)^2 \frac{1}{R_{L,min}} \quad (35)$$

$$R_{L,min} = \left(\eta \left(\frac{1}{3} V_{in} \right) \right)^2 \frac{1}{P_{max}} \quad (36)$$

Una vez determinada la resistencia de carga mínima para cada relación de conversión el programa determina la resistencia de salida R_{out} del modelo equivalente para un SCC previamente presentado despejándola de la Ecuación 30.

$$R_{out} = R_{L,min} \left(\frac{1 - \eta}{\eta} \right) \quad (37)$$

Asumiendo que los aportes de los límites de conmutación lenta y rápida al valor de R_{out} son iguales, decir, $R_{SSL} = R_{FSL}$ y aplicando la Ecuación 15, se obtiene la relación mostrada en la Ecuación 38.

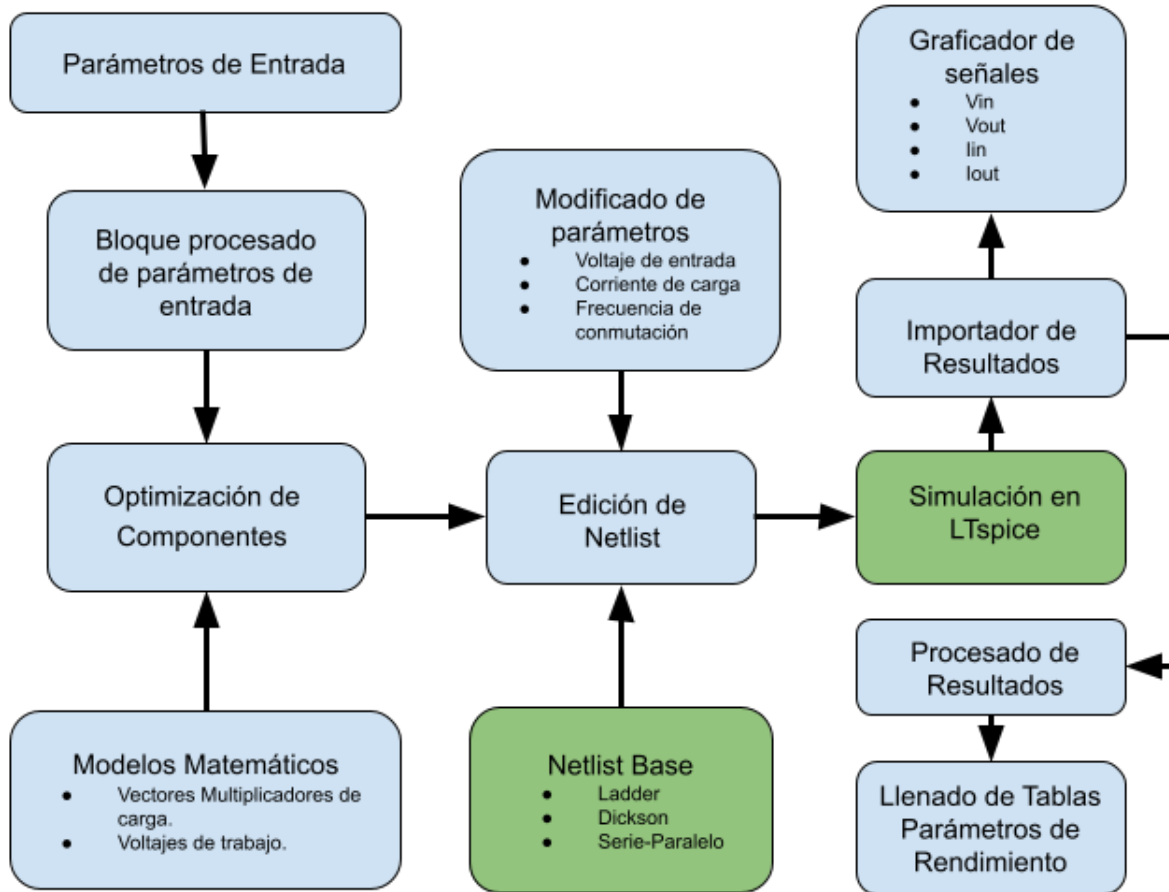
Esta relación es usada por el aplicativo para determinar E_{tot} (sustituyendo en la Ecuación 21 el valor de f_{sw} , que es uno de los parámetros de entrada) y X_{tot} , a partir de las ecuaciones de la sección 3.2, y calcular así los valores optimizados de los condensadores e interruptores de componen cada topología.

$$R_{FSL} = R_{SSL} = \frac{R_{out}}{\sqrt{2}} \quad (38)$$

Los procesos previamente descritos corresponden a los bloques de parámetros de entrada, procesamiento de parámetros de entrada y optimización de componentes mostrados en la Figura 4.

Figura 4

Diagrama de bloques herramienta de comparación.



Nota. Los bloques en color azul representan los procesos que se ejecutan en la aplicación desarrollada en MATLAB, mientras que los bloques en color verde corresponden a los procesos realizados en LTspice.

En el bloque de modelos matemáticos se almacenan, dentro de estructuras de datos, los vectores multiplicadores de carga a_c y a_r , junto con el conjunto de matrices necesarias para calcular las tensiones de trabajo v_c y v_r . Los modelos correspondientes se presentan en los Apéndices A y B respectivamente.

Posteriormente el aplicativo carga una Netlist base, incluida en el apéndice C, la cual describe las conexiones de los componentes que conforman cada una de las topologías. Esta Netlist se encuentra parametrizada para permitir la modificación automática de diversos parámetros, tales como tensiones de entrada, resistencia de carga, la frecuencia de conmutación, los valores de los componentes y ciertas conexiones internas, según corresponda a la relación de conversión 3:1 o 1:3.

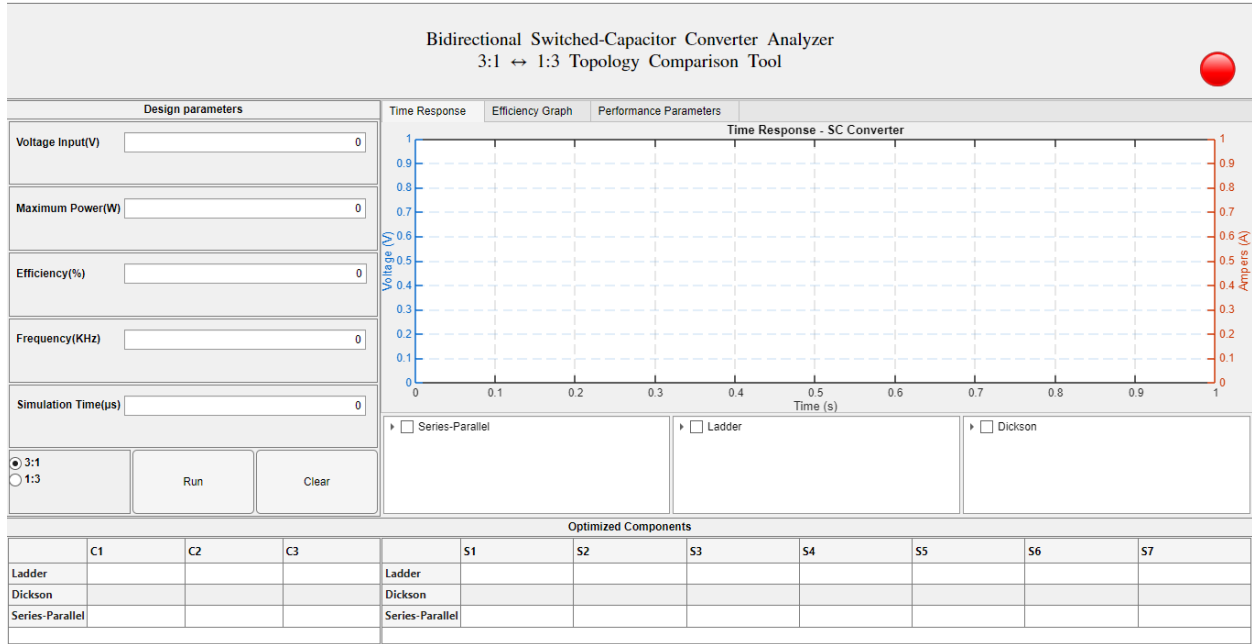
El aplicativo toma las Netlist modificadas y ejecuta las simulaciones en LTspice. Posteriormente, mediante de la función LTspice2Matlab importa un archivo .RAW generado por la simulación, el cual contiene los resultados del análisis transitorio, y lo convierte en una estructura de datos de MATLAB (Wagner, 2025). Algunos de los datos obtenidos se almacenan y se representan gráficamente, mientras que otros se procesan para calcular su valor promedio empleando la función trapz, que integra la señal respecto al tiempo y divide el resultado entre la duración del intervalo seleccionado. Estos resultados se usan para determinar diversos parámetros de rendimiento del convertidor.

3.5 Herramienta de comparación: interfaz de usuario y ejemplo de uso

Una vez descrito el proceso interno, la Figura 5 presenta la interfaz de usuario desarrollada en App Designer de MATLAB para la herramienta de comparación. En esta ventana es posible introducir los parámetros de entrada, iniciar los cálculos y visualizar los resultados tanto en forma de gráficos como en términos de los parámetros de rendimiento. El código fuente de la aplicación se incluye en el Apéndice D. El Apéndice E incluye un video donde se explica el procedimiento de uso de la herramienta de comparación. El Apéndice F incluye una carpeta con el aplicativo e instrucciones para usarla.

Figura 5

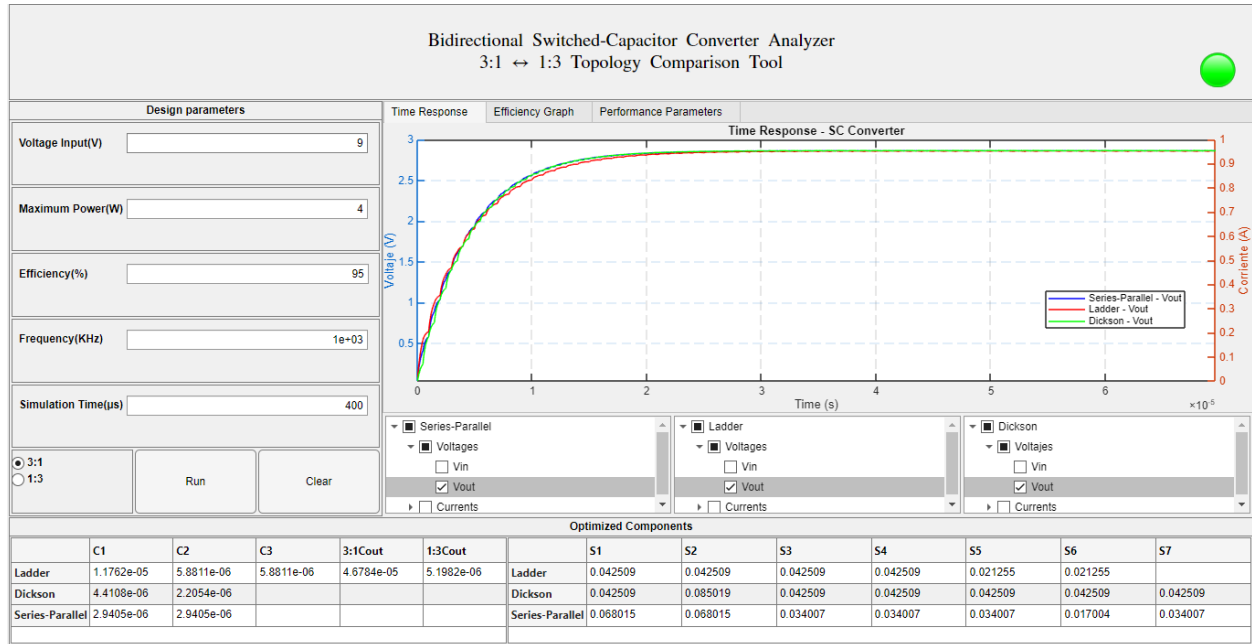
Interfaz de usuario de la herramienta de simulación (ventana principal).



En las Figuras 6, 7 y 8 presentan los resultados generados por la herramienta de comparación para el caso de estudio descrito en el video del Apéndice E. Dichos resultados corresponden a cada una de las subventanas disponibles en la aplicación y se obtuvieron bajo los parámetros de entrada listados en la Tabla 2.

Figura 6

Interfaz de usuario con datos de entrada cargados y resultados de la simulación.



Los componentes optimizados presentados en la Figura 6 son los valores de los condensadores C_i (en F) y a las resistencias de encendido de los interruptores S_i (en Ω), calculados automáticamente por la herramienta de comparación para cada una de las topologías estudiadas. De acuerdo con el modelo analizado en este trabajo, estos valores determinan el parámetro R_{out} , el cual limita directamente la eficiencia del convertidor.

Para los resultados mostrados en la Figura 7, se presentan curvas obtenidas a partir de un barrido en frecuencia para cada topología, en concordancia con la gráfica de impedancia de salida frente a la frecuencia de conmutación reportada por Seeman (2006, p. 19). A partir de la cual se puede inferir que, para frecuencias menores a la frecuencia de diseño, la impedancia de salida está dominada por la contribución del SSL, lo que incrementa las pérdidas y reduce la eficiencia. A frecuencias superiores a la de diseño, la impedancia de salida está gobernada por el FSL, directamente relacionado con las resistencias de encendido de los interruptores. En este rango la

eficiencia mejora ligeramente; sin embargo, dicho incremento no es proporcional al aumento de frecuencia, por lo que no resulta conveniente elevar la frecuencia de conmutación más allá de la establecida en el diseño. Finalmente, para frecuencias muy altas la eficiencia converge a un valor límite, determinado por la impedancia de salida asociada al FSL.

Figura 7

Interfaz de usuario gráfica de eficiencia en función de la frecuencia de conmutación.

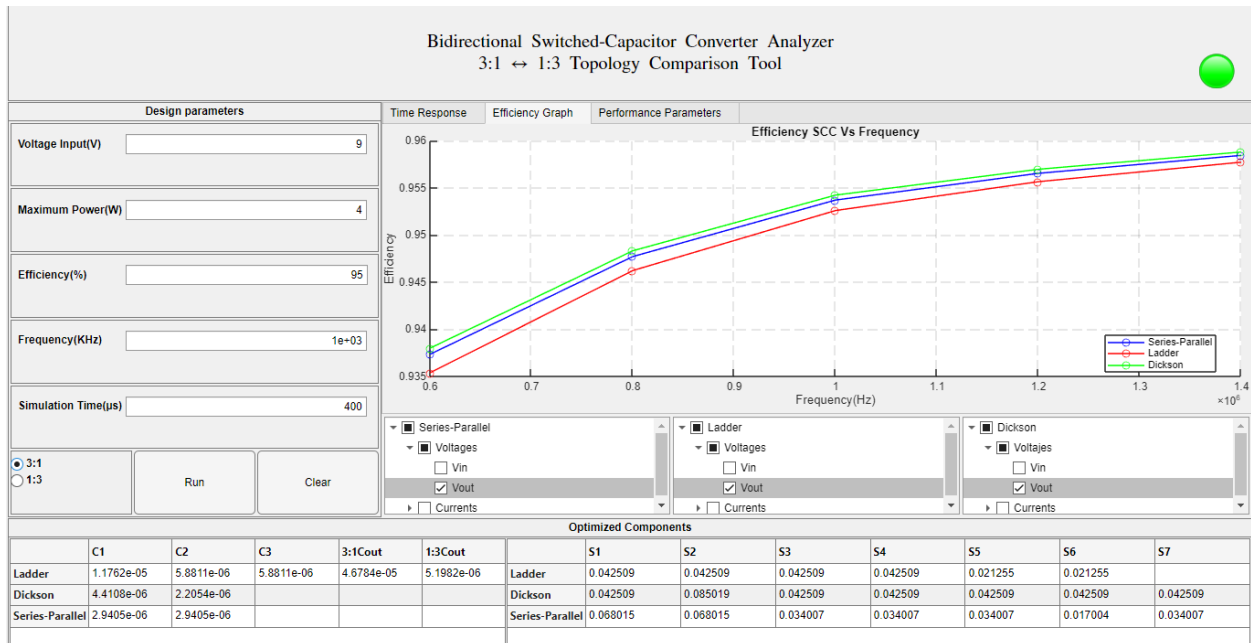


Figura 8

Interfaz de usuario con tablas de parámetros de rendimiento.

Time Response		Efficiency Graph		Performance Parameters			
3:1							
	Vout(V)	R_line($\Delta V_{out}/\Delta V_{in}$)	R_load($\Delta V_{out}/\Delta I_{load}$)	P_loos(W)	Efficiency	Mssl	Mfsl
Ladder	2.8576	0.3175	-0.1012	0.2002	0.9526	1.0153	0.0635
Dickson	2.8620	0.3180	-0.0979	0.1936	0.9542	1.8050	0.0635
Series-Parallel	2.8607	0.3179	-0.0989	0.1957	0.9537	4.0613	0.0406

1:3							
	Vout(V)	R_line($\Delta V_{out}/\Delta V_{in}$)	R_load($\Delta V_{out}/\Delta I_{load}$)	P_loos(W)	Efficiency	Mssl	Mfsl
Ladder	8.5609	2.8536	-0.9373	0.2046	0.9515	1.0153	0.0635
Dickson	8.5724	2.8575	-0.9115	0.1999	0.9526	1.8050	0.0635
Series-Parallel	8.5687	2.8562	-0.9198	0.2015	0.9522	4.0613	0.0406

Los resultados obtenidos en la Figura numero 8 serán discutidos en la siguiente sección.

3.6 Comparación entre resultados teóricos y de simulación

Con el fin de comparar los resultados teóricos con los obtenidos en simulación, la Tabla 2 muestra los parámetros y valores seleccionados para el caso de estudio.

Tabla 2

Parámetros de entrada caso de estudio.

Parámetros de Entrada	Magnitud
Voltage Input	9 V
Maximun Power	4 W
Efficiency	95 %
Frequency	1000 KHz
Simulation Time	400 μ s

Los valores teóricos para los parámetros de rendimiento, calculados a partir de los parámetros de entrada de la Tabla 2, se presentan en la Tabla 3 para servir como referencia frente a los resultados de simulación.

Con el fin de evaluar la sensibilidad del convertidor ante variaciones en la fuente de entrada, la regulación de línea se calculó considerando una variación de $\pm 10\%$ alrededor del voltaje de entrada. Así para un valor nominal de V_{in} , los valores de prueba se definieron como $V_{in1} = 0.9V_{in}$ y $V_{in2} = 1.1V_{in}$.

Para evaluar el comportamiento de la tensión de salida del convertidor frente a variaciones en la corriente de carga, se definieron dos condiciones extremas de operación una en la que $R_{L2} = R_{L,min}$ y otra en la que $R_{L1} = 5R_{L,min}$ que generan dos corrientes en la carga I_2 y I_1 .

Tabla 3

Parámetros de rendimiento caso de estudio

Parámetros de rendimiento	Conversión 3:1	Conversión 1:3
Tensión de salida	2.85	8.55
Regulación de línea	0.3167	2.85
Regulación de carga	-0.107	-0.962
Perdidas de potencia	0.211	0.211
Eficiencia	0.95	0.95

Comparando los resultados de la Tabla3 contra los obtenidos en la herramienta de comparación mostrados en la Figura 8, se observa que, en general los valores de simulación no difieren significativamente al compararlos con los valores teóricos. Esto permite validar el modelado para un SCC desarrollado por Seeman (2009) y utilizado en este trabajo, especialmente al analizar los resultados de la tensión de salida, las pérdidas de potencia y la eficiencia.

Dado que el convertidor se encuentra en lazo abierto, es de esperar que la regulación de línea sea un valor muy cercano a la relación de conversión, únicamente afectado por las pérdidas asociadas a los límites de conmutación lenta y rápida. Asimismo, la regulación de línea evidencia

que, al incrementar la corriente de carga, la tensión de salida disminuye, lo que explica el signo negativo en esta métrica.

Tabla 4

Topología con mejor desempeño según cada parámetro de rendimiento.

Parámetros de rendimiento	Topología con mejor resultado	Observaciones
Tensión de salida	Dickson	Presenta el valor más alto de la tensión de salida, tanto para la relación 3:1 como para 1:3.
Regulación de línea	Ladder	Menor variación de la tensión de salida frente a cambios en la tensión de entrada, en ambas relaciones de conversión
Regulación de carga	Dickson	Menor variación de la tensión de salida ante cambios en la corriente de carga, tanto en 3:1 como en 1:3.
Perdidas de potencia	Dickson	Presenta las menores pérdidas de potencia en ambos sentidos de operación.
Eficiencia	Dickson	Registra la mayor eficiencia en las dos direcciones de conversión.
M_{SSL}	Serie-Paralelo	Mayor relación entre potencia manejada y energía almacenada en condensadores.
M_{FSL}	Ladder y Dickson	Mejor aprovechamiento de potencia respecto al tamaño de los interruptores.

Nota. Los resultados presentados corresponden al caso de estudio definido por los parámetros de entrada de la Tabla 2 y a los valores obtenidos mediante la herramienta de comparación, mostrados en la Figura 8.

Por otro lado, al comparar las figuras de mérito para cada una de las topologías bajo estas condiciones de operación, se observan mayores diferencias. En particular, en la métrica M_{SSL} ,

destacan las topologías de Dickson y Serie-Paralelo, con un valor que en el caso de la topología Serie-Paralelo duplica al de la topología Dickson. En cuanto a M_{FSL} , las topologías de Ladder y Dickson muestran un mejor desempeño que la Serie-Paralelo, aunque las diferencias no son tan marcadas. Por lo tanto, se concluye que, para el caso de estudio planteado, la topología con el mejor rendimiento es Dickson, pues como se observa en la Tabla 4 es la topología con los mejores resultados al comparar los parámetros de rendimiento.

4. Conclusiones

Finalizado este trabajo, que implicó superar múltiples retos en el desarrollo de modelos matemáticos, la creación de la interfaz de usuario y la programación del código fuente, se logró diseñar una herramienta que facilita la comparación objetiva de topologías de convertidores DC/DC bidireccionales de capacitores conmutados. Desde el inicio, los objetivos se enfocaron en evaluar, mediante parámetros de rendimiento, las topologías Dickson, Serie-Paralelo y Ladder bajo una relación de conversión bidireccional de 3:1. Los resultados obtenidos corresponden a este propósito y validan el modelo teórico planteado en el proyecto.

Uno de los principales retos fue la escasa documentación técnica relacionada con la comparación de SCC bidireccionales, dado que algunos estudios se concentran en topologías propuestas por los autores o en su gran mayoría aplicaciones híbridas que incluyen elementos inductivos. Las referencias más relevantes para fundamentar el marco teórico de la bidireccionalidad fueron los estudios de S y otros (2022) y Licht Nachau y otros (2023). Para el análisis comparativo, la formulación matemática y el proceso de optimización, el proyecto se basó en los modelos propuestos por Seeman (2009) para SCC unidireccionales.

Un hallazgo relevante fue la manera en que la bidireccionalidad se refleja en los vectores multiplicadores de carga a_c y a_r . Al cambiar la relación de 3:1 a 1:3, las magnitudes se modifican y cambian de signo, de modo que las componentes positivas en un sentido se vuelven negativas en el otro y viceversa. Además, dichas magnitudes se escalan de acuerdo con la nueva relación de conversión, lo que demuestra matemáticamente la simetría del flujo de carga en ambas direcciones.

Para el desarrollo del aplicativo que actúa como herramienta de comparación se decidió emplear conjuntamente MATLAB y LTspice debido a la complementariedad de sus funcionalidades. MATLAB se usó como una interfaz principal, ya que permite recibir de manera

flexible los parámetros de diseño ingresados por el usuario, automatizar los cálculos asociados al modelo matemático del convertidor y presentar los resultados tanto en forma numérica como gráfica, facilitando el análisis comparativo entre topologías. Por su parte, LTspice se empleó como entorno de simulación de circuitos, puesto que el uso de las Netlist parametrizadas permite modificar de manera automática las conexiones y los valores de los componentes de acuerdo con los parámetros de diseño o con las variables a estudiar. Esta integración entre ambos entornos hizo posible el enlazar el modelado matemático con las simulaciones, garantizando así resultados consistentes y una óptima comparación entre las topologías estudiadas.

Otro reto estuvo relacionado con la importación de datos desde LTspice a MATLAB mediante la función `LTspice2Matlab`. Esta presentó dificultades al intentar usar listas de parámetros que permitieran obtener en una sola simulación todos los datos necesarios. Como consecuencia, fue indispensable implementar bloques iterativos para realizar simulaciones independientes de cada parámetro, como en el caso de las regulaciones de línea o de carga, que exigen modificar las tensiones de entrada o las resistencias de carga.

Finalmente, este proyecto constituye una nueva alternativa metodológica para el análisis comparativo de SCC en régimen bidireccional, complementando estudios previos centrados en la operación unidireccional. Esto con el fin de promover futuras investigaciones orientadas al diseño e implementación de este tipo de convertidores, con miras a su integración en sistemas de energía renovable y en aplicaciones de la electrónica de potencia moderna.

5. Recomendaciones

El presente proyecto presenta un análisis comparativo de convertidores DC/DC bidireccionales de capacitores conmutados bajo condiciones específicas de operación. Serie

interesante el desarrollo de una nueva herramienta de comparación cuyo alcance incluya la capacidad de analizar y comparar diferentes topologías bidireccionales para cualquier relación de conversión elegida por el usuario. Además, dicha herramienta podría incorporar en el modelo matemático el efecto de la resistencia en serie equivalente de los condensadores y sus efectos en la eficiencia.

Una propuesta más es promover el desarrollo de una versión más actualizada de la función LTspice2Matlab la cual presento limitaciones al importar datos cuando se utilizaron listas de parámetros, lo que obligó a realizar simulaciones independientes para cada variación. Este aporte no solo facilitaría investigaciones futuras en el campo de los SCC, sino que también tendría un impacto positivo en otras áreas de la ingeniería electrónica que dependen de simulaciones iterativas.

Referencias Bibliográficas

- Amjadi, Z., & Williamson, S. S. (2009). Dynamic Analysis of a Bi-directional Switched Capacitor DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicle Energy Storage Applications. *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 1-7. <https://doi.org/10.1109/VPPC.2009.5453287>
- Gokul, K. K., Emmanuel, B. P., Ashok, S., & Kumaravel, S. (2017). Design and control of non-isolated bidirectional DC-DC converter for energy storage application. *2017 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)* (págs. 289-293). IEEE. <https://doi.org/10.1109/RTEICT.2017.8256603>
- Karadi, R. (2015). Synthesis of switched-capacitor power converters: An iterative algorithm. *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1-4. <https://doi.org/https://doi.org/10.1109/COMPEL.2015.7236477>
- Licht Nachau, W. A., Spencer Andrade, A. M., Vargas, D. R., & Koch, G. G. (2023). Bidirectional Switched Capacitor DC-DC Converter. *2023 15th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)*, 1-5. <https://doi.org/10.1109/SEPOC58810.2023.10322593>
- Makowski, M., & Maksimovic, D. (1995). Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters. *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, 2, 1215-1221 vol.2. <https://doi.org/https://doi.org/10.1109/PESC.1995.474969>
- MIT OpenCourseWare. (17 de 06 de 2024). Lecture 32: Switched-Capacitor Convertors, Part 2. YouTube. <https://www.youtube.com/watch?v=jcE-Ue83P7U&t=2058s>
- Rashid, M. H. (2014). *Power Electronics: Devices, Circuits and Applications* (4 ed.). Pearson Education Limited.

- S, S., Manjarekar, N. S., & Barik, S. (2022). Switched Capacitor Based Bidirectional DC-DC Converter for Photovoltaic Energy Storage System in Indian Electricity Demand Scenario Utilizing Secondary Life of Electric Vehicle Battery. *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/PEDES56012.2022.10080229>
- Seeman, M. D. (2006). *Analytical and Practical Analysis of Switched-Capacitor*. (Tesis de maestría). University of California, Berkeley.
- Seeman, M. D. (2009). *A Design Methodology for Switched-Capacitor DC-DC Converters*. Berkeley: (Tesis doctoral) University of California.
- Seeman, M. D., Ng, V. W., Le, H.-P., John, M., Alon, E., & Sanders, S. R. (2010). A comparative analysis of Switched-Capacitor and inductor-based DC-DC conversion technologies. *2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1-7. <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2010.5562407>
- Van Breussegem, T. M., & Steyaert, M. S. (2011). Monolithic Capacitive DC-DC Converter With Single Boundary–Multiphase Control and Voltage Domain Stacking in 90 nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(7), 1715-1727. <https://doi.org/10.1109/JSSC.2011.2144350>
- Van Breussegem, T., & Steyaert, M. (2013). *CMOS Integrated Capacitive DC-DC Converters*. Springer New York, NY. <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-4280-6>
- Wagner, P. (30 de septiembre de 2025). *Fast Import of Compressed Binary .RAW Files Created with LTspice Circuit Simulator*. MATLAB Central File Exchange : <https://la.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/23394-fast-import-of-compressed-binary-raw-files-created-with-ltspice-circuit-simulator>

Apéndices

Apéndice A. [Análisis flujo de carga.](#)

Apéndice B. [Voltajes de trabajo en condensadores e interruptores.](#)

Apéndice C. [Código Netlist base listado conexiones SCC.](#)

Apéndice D. [Código fuente herramienta de comparación SCC.](#)

Apéndice E. [Video explicativo herramienta de comparación SCC.](#)

Apéndice F. [Carpeta con la aplicación herramienta de comparación SCC.](#)

“Los apéndices correspondientes a este trabajo se encuentran adjuntos en el Repositorio Institucional. Adicionalmente, están disponibles en los enlaces correspondientes del repositorio de GitHub”