

Universidad Tecnológica de la Mixteca
Instituto de Electrónica y Mecatrónica

Comparación de dos convertidores CD/CD tipo Buck cuadrático para una aplicación con LEDs de potencia

**Tesis para obtener el título de
Ingeniero en Electrónica**

Presenta

C. Marco Antonio Ceballos Juárez

Director de tesis

Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz

Co-Director de tesis

Dr. Richard Jacinto Márquez Contreras

Huajuapán de León, Oaxaca. Septiembre 2025

*A mi familia,
por su amor, apoyo y confianza en mí.*

Agradecimientos

Quiero expresar mis más sinceros agradecimientos al Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz, director de esta tesis, y al Dr. Richard Jacinto Márquez Contreras, codirector, por su invaluable guía, dedicación y paciencia durante este proceso. Sus conocimientos y consejos fueron fundamentales para el desarrollo de este trabajo, y su constante disposición para aclarar mis dudas y brindarme orientación fue clave en los momentos más desafiantes.

Extiendo mi gratitud al Dr. Edgardo Yescas Mendoza y al Dr. Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez, revisores de esta tesis, por sus valiosos comentarios y observaciones, los cuales contribuyeron significativamente a mejorar la calidad de esta investigación.

Agradezco de manera especial al Dr. David Bedolla Martínez por sus valiosos consejos y su ayuda en el diseño del control.

Asimismo, agradezco a la Universidad Tecnológica de la Mixteca por proporcionarme las herramientas y el conocimiento necesarios para llevar a cabo esta investigación.

e

v

Resumen

Esta investigación compara el rendimiento de dos convertidores buck cuadráticos utilizados como drivers para LEDs de potencia: el convertidor 1, desarrollado en la Universidad Tecnológica de la Mixteca (véase Figura 1.1), y el convertidor 2, correspondiente a una topología propuesta por Panigrahi et al. [1] (véase Figura 1.2), ambos diseñados para un voltaje de entrada de 180 V, un voltaje de salida de 14 V y una frecuencia de conmutación de 50 kHz.

Se desarrollaron modelos matemáticos mediante teoría de grafos (Cap. 3) y se implementó un control por modos deslizantes (SMC), optimizando sus parámetros mediante algoritmos genéticos (Cap. 4.4). Las simulaciones, realizadas en PSIM y MATLAB/Simulink (Cap. 5), consideraron efectos parásitos de los componentes (diodo MUR820, MOSFET IRF640, ESR en inductores y capacitores).

El convertidor 2 presentó una mayor eficiencia energética (90.44 % frente a 87.66 % en lazo cerrado, Tabla 5.6), mientras que el convertidor 1 ofrece ventajas prácticas, como menor complejidad (1 transistor en comparación con 2) y menor costo. La implementación del control SMC redujo el sobreimpulso del voltaje de salida de más del 111 % (lazo abierto, Tabla 5.1) a menos del 0.37 % (lazo cerrado, Tabla 5.4).

Aunque el convertidor 2 es más eficiente, el convertidor 1 resulta más viable para aplicaciones industriales debido a su simplicidad y robustez. Este trabajo proporciona criterios de selección basados en eficiencia, estabilidad y costo para sistemas de iluminación LED.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Antecedentes	3
1.3. Estado del arte	4
1.4. Planteamiento del problema	6
1.5. Objetivos	7
1.5.1. Objetivo general	7
1.5.2. Objetivos específicos	7
1.6. Metas	7
1.7. Hipótesis	8
1.8. Justificación	8
1.9. Pertinencia	9
1.10. Relevancia	9
1.11. Limitaciones y delimitaciones	10
1.11.1. Limitaciones	10
1.11.2. Delimitaciones	10
1.12. Metodología	11
2. Marco teórico	13
2.1. Convertidores de energía eléctrica	13
2.2. Convertidores CD/CD	13
2.2.1. Convertidor buck	14
2.2.2. Convertidor buck cuadrático	15
2.3. LED	15
2.3.1. Modelo del LED	16
2.4. Grafos	17
2.4.1. Aplicaciones de la teoría de grafos	17
2.5. Teoría de control	19
2.5.1. Control aplicado a convertidores	19
2.5.2. Control por modos deslizantes	19
3. Modelo matemático	23
3.1. Modelo matemático del convertidor propuesto	23
3.1.1. Obtención del modelo por el método de grafos	24
3.1.2. Ecuaciones de equilibrio	26

3.1.3.	Ecuaciones para el modo de conducción continuo (MCC)	28
3.1.4.	Ecuación para el MCC de L_1	29
3.1.5.	Ecuación para el MCC de L_2	30
3.1.6.	Ecuación para el MCC de C_1	30
3.1.7.	Ecuación para el MCC de C_2	30
3.2.	Modelo matemático del convertidor 2	32
3.3.	Ecuaciones de equilibrio	33
3.4.	Ecuaciones para el modo de conducción continuo	34
4.	Diseño de los convertidores	35
4.1.	Especificaciones de diseño del sistema	35
4.2.	Diseño del convertidor 1	36
4.3.	Diseño del convertidor 2	37
4.4.	Diseño del control para ambos convertidores	38
4.4.1.	Definición del error	38
4.4.2.	Superficie de deslizamiento y ley de llegada	39
4.4.3.	Análisis de estabilidad mediante Lyapunov	39
4.4.4.	Selección de parámetros	40
5.	Simulaciones	41
5.1.	Parámetros parásitos de los dispositivos de conmutación para las simulaciones	41
5.1.1.	Diodo MUR820	41
5.1.2.	Transistor MOSFET IRF640	42
5.2.	Valores de las resistencias parásitas de los componentes pasivos	42
5.2.1.	Inductores	42
5.2.2.	Capacitores	43
5.3.	Simulaciones en lazo abierto	44
5.4.	Simulación en lazo cerrado	52
5.4.1.	Simulación de lazo cerrado con MATLAB	52
5.5.	Simulaciones de lazo cerrado con PSIM	56
6.	Análisis de resultados	63
6.1.	Comparación entre lazo abierto y lazo cerrado	63
6.2.	Evaluación del controlador	64
6.3.	Eficiencia de los convertidores	64
7.	Conclusiones	67
	Bibliografía	69
A.	Método para el modelado de convertidores CD-CD utilizando el método de grafos	73
B.	Código utilizado para las simulaciones en MATLAB	77
B.1.	Código para la simulación del modelo	77
B.2.	Código para el modelo en Simulink	79

B.3. Código para el algoritmo genético 79

Índice de figuras

1.1.	Convertidor buck cuadrático propuesto.	2
1.2.	Convertidor propuesto por Panigrahi en [1].	3
1.3.	Convertidor cuadrático experimental propuesto por Maksimovic.	4
1.4.	Convertidor buck-boost.	5
1.5.	Diagrama a bloques del sistema propuesto en [13]	5
1.6.	Convertidor buck cuadrático propuesto en [14].	6
1.7.	Fases de la metodología de Arnold S. Berger.	11
2.1.	Estructura básica de un convertidor.	13
2.2.	Diagrama del convertidor buck.	14
2.3.	Diodos emisores de luz.	15
2.4.	Modelo del LED como una resistencia equivalente.	17
2.5.	Problema de los puentes de Königsberg.	18
2.6.	Circuito eléctrico modelado con grafos [27].	18
2.7.	Superficie de deslizamiento para un sistema de segundo orden.	20
3.1.	Convertidor buck cuadrático propuesto.	23
3.2.	Convertidor 1 en estado de encendido ($u = 1$).	24
3.3.	Convertidor 1 en estado de apagado ($u = 0$).	24
3.4.	Forma de onda de la corriente en los inductores.	29
3.5.	Forma de onda de la corriente en el capacitor 2.	31
3.6.	Convertidor propuesto por Panigrahi [1].	32
3.7.	Convertidor 2 en estado de encendido ($u = 1$).	32
3.8.	Convertidor 2 en estado de apagado ($u = 0$).	33
5.1.	Curva corriente contra voltaje del diodo MUR820.	42
5.2.	Parámetros utilizados en la simulación en PSIM para los componentes pasivos y activos.	43
5.3.	Simulación del convertidor 1 en PSIM.	44
5.4.	Simulación del convertidor 2 en PSIM.	44
5.5.	Circuito para generar la señal PWM y señal generada.	45
5.6.	Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_1	46
5.7.	Forma de onda de la señal de voltaje en el capacitor C_1	47
5.8.	Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_2	48
5.9.	Forma de onda de la señal de voltaje en el capacitor C_2	49
5.10.	Forma de onda de las señales de potencia del sistema.	50

5.11. Diagrama del sistema en MATLAB/Simulink.	52
5.12. Sistema simulado en MATLAB.	52
5.13. Circuito para el control por modos deslizantes.	53
5.14. Corriente en el inductor L_1	53
5.15. Voltaje en el capacitor C_1	54
5.16. Corriente en inductor L_2	54
5.17. Voltaje en el capacitor C_2	54
5.18. Señal de control del sistema.	55
5.19. Señal de error del sistema en C_2	55
5.20. Circuito para el control por modos deslizantes.	56
5.21. Circuito para generar la señal PWM y señal PWM generada.	57
5.22. Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_1 para el lazo cerrado.	57
5.23. Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_2 para el lazo cerrado.	58
5.24. Forma de onda de la señal de voltaje en V_1	58
5.25. Rizo de la señal de voltaje en V_1	59
5.26. Forma de onda de la señal de voltaje en V_2	59
5.27. Rizo de la señal de voltaje en V_2	59
5.28. Señal de control del sistema.	60
5.29. Señal de error del sistema en C_2	61
5.30. Forma de onda de las señales de potencia del sistema.	61

Índice de tablas

4.1. Especificaciones de diseño del sistema	36
4.2. Valores calculados de los componentes para el diseño del convertidor 1.	37
4.3. Valores de los parámetros para el control obtenidos mediante el algoritmo genético.	40
5.1. Parámetros de desempeño del convertidor 1 en lazo abierto.	51
5.2. Parámetros de desempeño del convertidor 2 en lazo abierto.	51
5.3. Datos obtenidos para las potencias de entrada y salida.	51
5.4. Parámetros de desempeño del convertidor 1 en lazo cerrado.	62
5.5. Parámetros de desempeño del convertidor 2 en lazo cerrado.	62
5.6. Datos obtenidos para las potencias de entrada y salida.	62

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

En la actualidad, la iluminación representa una parte significativa del consumo de energía en los hogares mexicanos, contribuyendo en gran medida al monto total del recibo de electricidad [2]. A nivel mundial, el consumo de energía eléctrica destinado a la iluminación alcanza casi el 40 % [3].

La iluminación LED (Light Emitting Diode) es una alternativa prometedora y altamente eficiente para abordar los desafíos ambientales asociados con la generación de luz eléctrica. A diferencia de las lámparas incandescentes tradicionales, los LEDs no utilizan un filamento calentado para producir luz, lo que los hace mucho más eficientes energéticamente [4]. Mientras que las lámparas incandescentes desperdician gran parte de la energía en forma de calor, los LEDs convierten la electricidad directamente en luz visible, consumiendo así una fracción mínima de energía para generar la misma cantidad de luz [5]. Una lámpara de LED utiliza 82 % menos energía eléctrica que una lámpara incandescente, garantizando un ahorro económico significativo [6]. Esta eficiencia energética superior de los LEDs los convierte en una opción respetuosa con el medio ambiente para la iluminación, ayudando a reducir el consumo de energía y las emisiones asociadas [7].

Los convertidores buck convencionales son una solución eficaz para regular la corriente en sistemas de iluminación LED, pero presentan limitaciones en aplicaciones de alta potencia y baja tensión de entrada. En estos casos, los convertidores buck-boost pueden ser una alternativa más adecuada, ya que permiten obtener voltajes de salida mayores o menores que el voltaje de entrada [7]. Además, los convertidores conmutados de capacitores (switched-capacitor) han demostrado una alta eficiencia (92 %) en un amplio rango de tensiones de entrada, lo que los convierte en una opción prometedora para superar las limitaciones de los convertidores buck convencionales [8].

Para superar estas limitaciones, este trabajo se enfocó en el diseño y análisis de dos topologías de convertidores buck cuadráticos adaptados específicamente para servir como drivers de LEDs de potencia. Estos convertidores emplearon técnicas de control robustas, como el control por modos deslizantes, lo cual ofreció ventajas significativas en términos de eficiencia, respuesta dinámica y regulación de corriente de salida.

En esta tesis, se realizó una investigación exhaustiva sobre el diseño, simulación y caracterización de dos convertidores buck de tipo cuadrático, así como su integración en sistemas

de iluminación LED. Se abordaron los aspectos teóricos de su funcionamiento, evaluándose su desempeño en términos de eficiencia energética, estabilidad y respuesta ante cambios en la carga.

Este estudio no solo contribuye al avance del conocimiento en el campo de la electrónica de potencia y sistemas de iluminación, sino que también hará aportaciones para el desarrollo de soluciones más eficientes y sostenibles en el ámbito de la iluminación mediante LEDs de potencia.

Los convertidores buck seleccionados para esta investigación son los siguientes:

El primer convertidor es una topología que, tras un análisis profundo, se determinó que podría ser una opción adecuada para un convertidor buck de tipo cuadrático. Esta topología fue desarrollada por los investigadores Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz y Dr. Richard Jacinto Márquez Contreras, en la Universidad Tecnológica de la Mixteca. El circuito propuesto es el mostrado en la Figura 1.1.

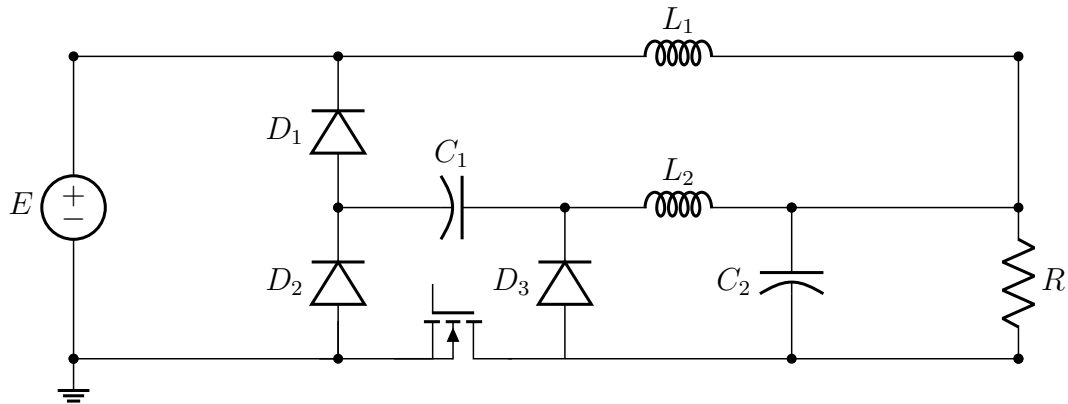


Figura 1.1: Convertidor buck cuadrático propuesto.

Para la comparación, también se seleccionó un convertidor buck propuesto en el artículo de Panigrahi et al. [1]. Este convertidor forma parte de una familia de convertidores reductores con respuesta cuadrática y, según los autores del artículo, presenta las mejores características entre sus pares. El circuito propuesto en dicho artículo se muestra en la Figura 1.2.

Más que establecer cuál de las dos topologías tiene un rendimiento superior, esta investigación busca identificar y analizar las características que revelan sus respectivas ventajas y desventajas. A través de este análisis, se espera encontrar mejoras potenciales en ambas topologías, contribuyendo así con un significativo avance en el campo de los convertidores de CD/CD.

Como nota adicional, para referirse de manera más rápida a los convertidores, se utilizarán las siguientes nomenclaturas: se llamará Convertidor 1 al diseño realizado en esta universidad, el cual se puede observar en la Figura 1.1. Por otro lado, se llamará Convertidor 2 al diseño mostrado en la Figura 1.2.

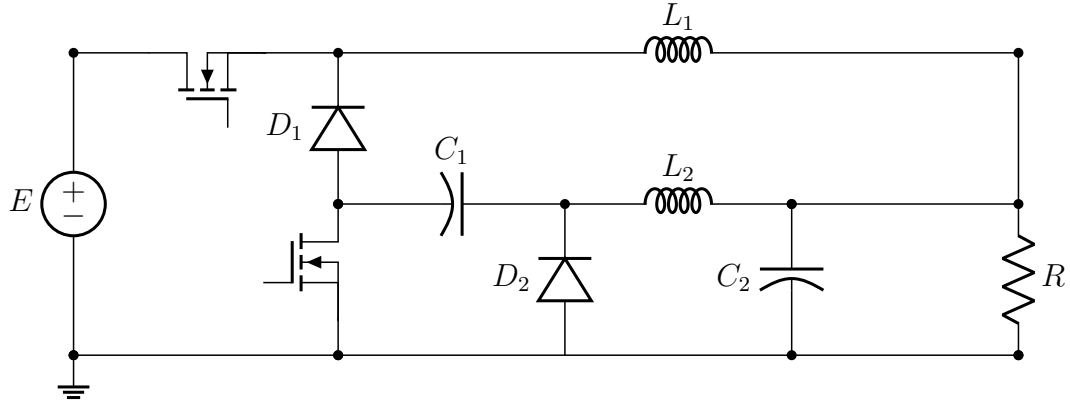


Figura 1.2: Convertidor propuesto por Panigrahi en [1].

1.2. Antecedentes

La historia y desarrollo de los convertidores CD/CD muestran una evolución continua impulsada por la necesidad de mejorar la eficiencia energética y adaptarse a nuevas aplicaciones tecnológicas. Con más de 800 prototipos desarrollados en las últimas siete décadas, la clasificación de estos convertidores ha sido sistematizada para facilitar su estudio y aplicación, reconociendo su importancia en la electrónica de potencia y sus contribuciones significativas a la industria y la tecnología moderna [9].

La evolución histórica de los convertidores electrónicos de potencia muestra un progreso notable desde sus inicios con rectificadores de arco de mercurio hasta los sofisticados thyatrons e ignitrons. Inicialmente, los rectificadores de arco de mercurio permitieron la conversión de corriente alterna a corriente continua mediante el uso de un arco eléctrico controlado por mercurio. Esta tecnología fue fundamental en las primeras etapas de la electrificación y la transmisión de energía eléctrica a largas distancias [10].

Desde la década de 1920, la tecnología de conversión CD/CD ha experimentado avances significativos. Los convertidores buck, boost y buck-boost, derivados de los choppers tipo A y B, marcaron hitos importantes al permitir la regulación eficiente del voltaje y la corriente en aplicaciones específicas. Los convertidores buck reducen el voltaje de entrada a un nivel menor, mientras que los boost lo aumentan; los buck-boost pueden realizar ambas funciones dependiendo de la configuración del circuito [9].

La demanda de convertidores CD/CD ha superado a la de los convertidores CA/CD, impulsada por tendencias hacia alta tensión y alta densidad de potencia. Las décadas de 1980 y 1990 fueron especialmente prósperas, con la invención de cientos de convertidores, como los Cúk, SEPIC y Luo, que ampliaron las capacidades de conversión y eficiencia energética. Estas innovaciones han permitido la mejora continua en la eficiencia y adaptabilidad de los sistemas de conversión de potencia, consolidando su importancia en la electrónica de potencia moderna [9].

Los convertidores CD/CD de tipo cuadrático, desarrollados en los años 90, han ganado importancia por sus mejoras sobre los convertidores CD/CD convencionales. En 1991, el investigador Dragan Maksimovic propuso una familia de convertidores que denominó “con-

vertidores de amplio rango de conversión”, caracterizados por una relación de conversión cuadrático. Esta innovación permitía un rango más amplio de voltajes de entrada y salida [11]. Uno de estos convertidores propuestos se muestra en la Figura 1.3.

La historia de los convertidores cuadráticos se remonta a la introducción de una nueva clase de convertidores PWM de un solo transistor con relaciones de conversión de voltaje dependientes cuadráticamente del ciclo de trabajo. Esto se hizo para superar las limitaciones de las topologías PWM convencionales, que debían operar a ciclos de trabajo extremadamente bajos para manejar un amplio rango de voltajes, restringiendo así su funcionamiento a frecuencias de conmutación más bajas. El procedimiento de síntesis sistemática descrito en el estudio [11], permitió la extracción de convertidores PWM de cuarto orden y una sola conmutación activa, resultando en seis nuevas configuraciones de convertidores de un solo transistor con relaciones de conversión cuadráticos.

Estos convertidores ofrecían un rango de conversión significativamente más amplio en comparación con las topologías básicas como buck, boost y buck-boost. El estudio también proporcionó un análisis detallado de los modos de conducción continua y discontinua de estos convertidores, así como ejemplos experimentales que demostraban su implementación práctica. Los convertidores cuadráticos se propusieron como una solución para aplicaciones donde los convertidores de una sola etapa convencionales son inadecuados, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia con amplios rangos de voltajes de entrada y salida.

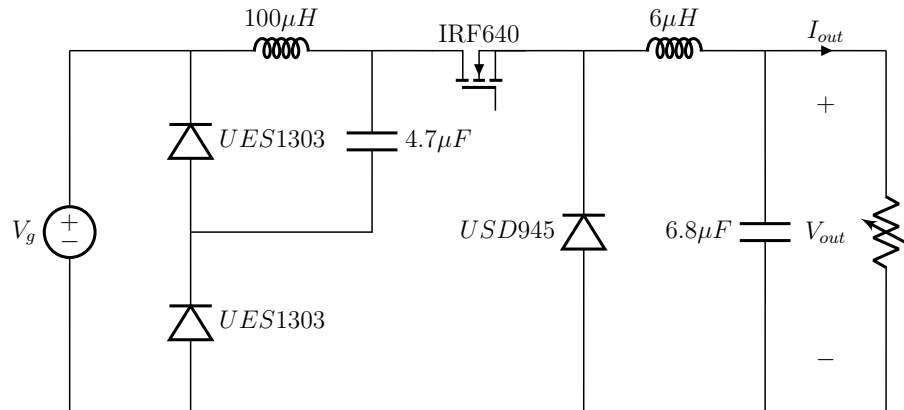


Figura 1.3: Convertidor cuadrático experimental propuesto por Maksimovic.

1.3. Estado del arte

Aunque los convertidores cuadráticos fueron diseñados hace casi 30 años sin un propósito específico, con el tiempo se ha observado que sus características los hacen adecuados para aplicaciones en drivers de lámparas LED.

En 2013, Coelho E. et al. propusieron un convertidor buck-boost cuadrático (QBB) diseñado como una fuente de alimentación fuera de línea, es decir, una fuente que se desconecta automáticamente de la red eléctrica cuando no existe demanda de energía, incorporando además un alto factor de potencia para la alimentación eficiente de lámparas LED de po-

tencia. El convertidor QBB, que cuenta con un solo interruptor controlado y dos inductores, es capaz de alimentar una lámpara de estado sólido desde la red eléctrica, proporcionando un alto factor de potencia y una buena eficiencia. El convertidor QBB ha sido analizado y se ha desarrollado una metodología de diseño que demuestra que, con un diseño cuidadoso, las capacitancias del filtro pueden reducirse lo suficiente como para utilizar capacitores de película, aumentando el tiempo medio entre fallas (MTBF) del convertidor [12]. En la Figura 1.4, se muestra el circuito propuesto en [12].

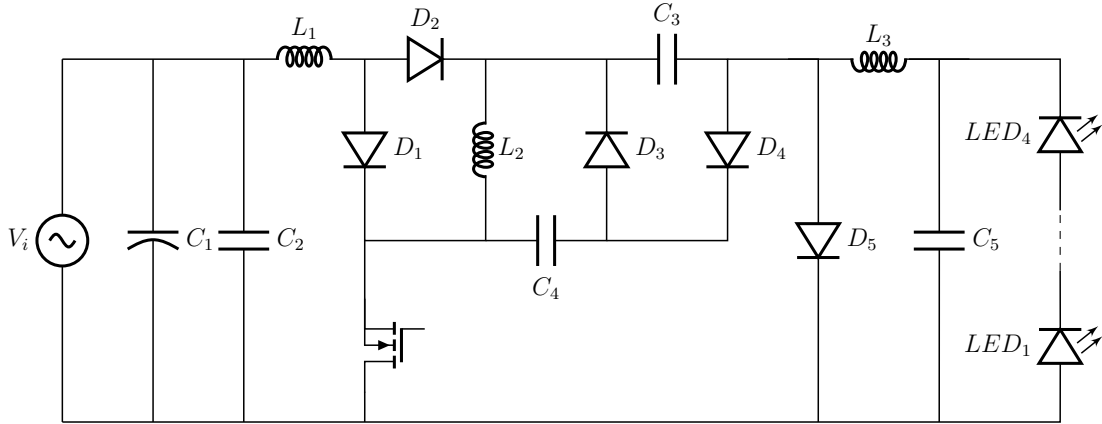


Figura 1.4: Convertidor buck-boost.

El convertidor buck cuadrático (QBC) también se menciona como un controlador de lámparas LED [13]. El QBC presenta una relación de conversión de voltaje que varía cuadráticamente con el ciclo de trabajo, lo cual puede reducir el parpadeo y permitir un atenuado suave. Resultados de simulación y experimentación indican que el QBC puede alcanzar una eficiencia del 70%-80% al ser utilizado como driver para lámparas LED, siendo esta eficiencia limitada por las pérdidas en los interruptores y el capacitor de salida a frecuencias de conmutación más altas. En la Figura 1.5 se muestra la estructura general del sistema.

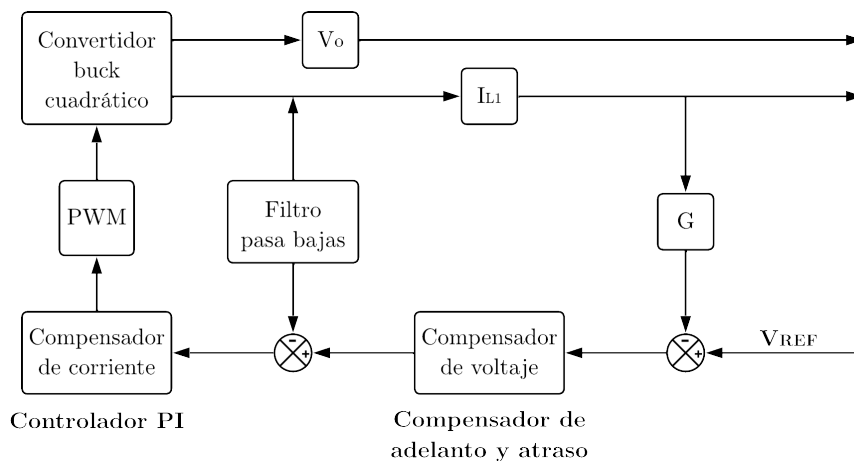


Figura 1.5: Diagrama a bloques del sistema propuesto en [13]

En la investigación de Demian Junior et al., se propone el uso de un convertidor buck cuadrático controlado por el microcontrolador PIC16F873A para mejorar la eficiencia y la

durabilidad de los controladores de lámparas LED. El diseño presentado utiliza una topología de buck cuadrático que mantiene una corriente constante a través de los LEDs. Los resultados experimentales mostraron que el prototipo desarrollado logró una regulación eficiente de la corriente de salida y una alta eficiencia luminosa, alcanzando aproximadamente 272.2 lm/W. Este avance sugiere que las lámparas LED controladas por convertidores buck cuadráticos pueden ofrecer una alternativa duradera y eficiente a las soluciones de iluminación convencionales [14]. En la figura siguiente se muestra el diagrama del convertidor buck cuadrático.

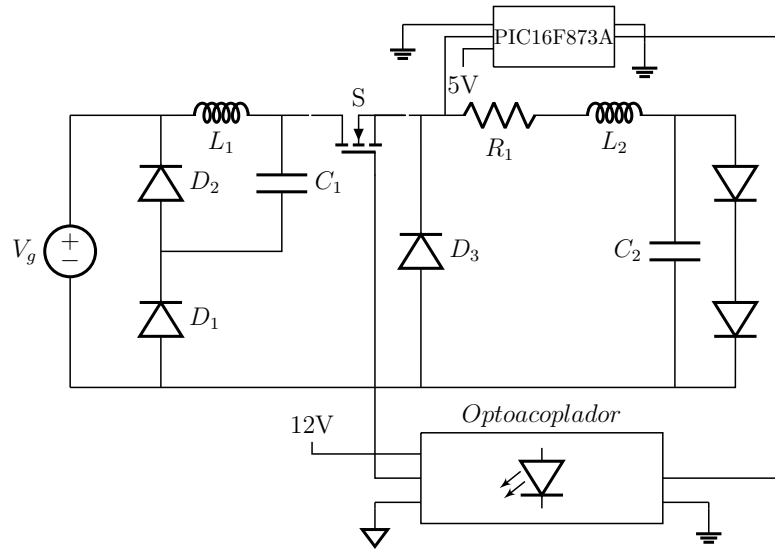


Figura 1.6: Convertidor buck cuadrático propuesto en [14].

1.4. Planteamiento del problema

La iluminación con LEDs de potencia es crucial para mejorar la eficiencia energética y reducir el consumo eléctrico en diversas aplicaciones, desde la iluminación comercial hasta la residencial. Sin embargo, para maximizar los beneficios de los LEDs en términos de eficiencia y durabilidad, se requieren sistemas de control de voltaje y corriente que sean eficientes y confiables. Es por esta razón que, el diseño y análisis de convertidores de energía, especialmente el convertidor buck cuadrático, son fundamentales para optimizar el rendimiento de los sistemas de iluminación LED. Este convertidor ofrece una regulación precisa de voltaje y corriente, así como una alta eficiencia energética.

El principal problema que motiva esta investigación es la necesidad de diseñar, analizar y evaluar diferentes topologías de convertidores buck cuadráticos adaptados específicamente para servir como drivers de LEDs de potencia. Se busca comparar dos topologías distintas para identificar sus ventajas y desventajas, con el objetivo de encontrar la solución óptima para el driver de LEDs de potencia.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Comparar el rendimiento de dos topologías de convertidores buck cuadráticos aplicados como drivers para un LED de potencia, analizando su eficiencia energética, estabilidad del voltaje y la corriente de salida, así como su capacidad de regulación, con el fin de identificar la topología óptima para aplicaciones de iluminación con LEDs de potencia.

1.5.2. Objetivos específicos

1. Obtener los modelos matemáticos de los convertidores buck cuadráticos mediante teoría de grafos.
2. Diseñar los convertidores buck cuadráticos a comparar, para cumplir con las especificaciones de diseño requeridas.
3. Realizar simulaciones de ambos convertidores utilizando software especializado en simulación eléctrica, para evaluar su rendimiento y comportamiento bajo diferentes condiciones de operación.
4. Analizar las propiedades y características de las salidas de ambos convertidores, con el objetivo de seleccionar una técnica de control adecuada que se ajuste a las especificaciones de la aplicación determinada de los convertidores.
5. Investigar y comprender el funcionamiento de la técnica de control seleccionada, mediante un análisis teórico y la revisión de literatura especializada en dicha técnica de control.
6. Realizar los cálculos necesarios para implementar la técnica de control seleccionada en ambos convertidores buck de tipo cuadrático.
7. Simular los convertidores buck al aplicarles la técnica de control seleccionada, para evaluar el desempeño de la técnica de control.
8. Analizar los resultados obtenidos en las simulaciones de las técnicas de control aplicadas a los convertidores buck.
9. Evaluar los resultados de las simulaciones con el fin de determinar el desempeño de cada convertidor mediante la comparación de su eficiencia, estabilidad y respuesta transitoria.

1.6. Metas

- Obtener los modelos matemáticos que describen el comportamiento de ambos convertidores buck cuadráticos antes utilizando el método de grafos.

- Simular ambos convertidores junto con sus controladores en PSIM y MATLAB/Simulink, incorporando efectos parásitos en los componentes.
- Obtener y presentar las curvas de eficiencia energética para cada topología.
- Validar el control por modos deslizantes (SMC) en lazo cerrado, logrando un error de voltaje menor al 1 %.

1.7. Hipótesis

Se prevé que el diseño propuesto de un convertidor buck cuadrático para un driver de LEDs de potencia mostrará un rendimiento comparable o superior en términos de eficiencia energética, estabilidad del voltaje y la corriente de salida en comparación con el diseño presentado en el artículo científico seleccionado como referencia.

1.8. Justificación

La energía eléctrica utilizada para la iluminación representa un gran porcentaje del consumo total de energía. Por tanto, la investigación en controladores que optimicen el funcionamiento de los sistemas de iluminación es crucial para la sociedad, ya que representa un paso hacia el ahorro energético mediante el uso eficiente de la energía eléctrica. Esta investigación busca avanzar en el estudio y desarrollo de topologías de convertidores de energía eléctrica, enfocándose específicamente en los convertidores CD/CD de tipo cuadrático. Los LEDs han sido ampliamente aceptados en la industria de la iluminación por su eficiencia energética, larga vida útil y capacidad de generar luz de alta calidad. No obstante, para maximizar las ventajas de esta tecnología, es esencial contar con sistemas de control de corriente eficientes y fiables que aseguren un rendimiento óptimo y una operación segura de los LEDs. Aunque los LEDs son más eficientes que las alternativas de iluminación convencionales, se requiere investigación en topologías de conversión de energía para optimizar los drivers de estos LEDs. Esta investigación se justifica por varias razones fundamentales:

- **Eficiencia energética:** En un mundo donde la sostenibilidad es una preocupación creciente, mejorar la eficiencia energética es de gran importancia. Diseñar convertidores de energía más eficientes es esencial para minimizar las pérdidas y maximizar la conversión de energía eléctrica en luz visible en aplicaciones de iluminación LED de potencia.
- **Estabilidad y fiabilidad:** La estabilidad y fiabilidad del sistema de iluminación son críticas en entornos donde la iluminación es esencial, como espacios comerciales, entornos residenciales, industriales o de infraestructura. Los convertidores de corriente juegan un papel clave al asegurar una corriente de salida estable y controlada, contribuyendo a la calidad y consistencia de la iluminación proporcionada por los LEDs.
- **Avance tecnológico:** Esta investigación contribuye al avance tecnológico y al conocimiento en el campo de la electrónica de potencia al proponer un nuevo diseño de convertidor buck cuadrático y comparar su desempeño con otro obtenido en [1], utilizando ambos

convertidores para el control de LEDs de potencia. Este diseño tiene el potencial de ampliar el conocimiento existente y abrir nuevas oportunidades en el diseño de sistemas de iluminación más eficientes y sostenibles.

- **Aplicabilidad práctica:** Los resultados de esta investigación tienen una aplicabilidad práctica significativa en la industria de la iluminación. Un diseño de convertidor buck cuadrático eficiente y fiable puede ser implementado en una variedad de aplicaciones residenciales, comerciales e industriales, mejorando así la eficiencia energética y la sostenibilidad en estos sectores.

1.9. Pertinencia

En el contexto actual de rápido avance tecnológico y creciente conciencia ambiental, la investigación y desarrollo de soluciones innovadoras en el campo de la electrónica de potencia adquiere una relevancia indiscutible. En particular, la eficiencia energética y la sostenibilidad son temas centrales que impulsan la demanda de sistemas de iluminación más eficientes y respetuosos con el medio ambiente.

La presente investigación cae dentro de este contexto, abordando la necesidad crítica de optimizar el rendimiento de los sistemas de iluminación LED de potencia mediante el diseño y análisis de convertidores de energía eficientes y fiables. La transición hacia tecnologías de iluminación más eficientes, como los LEDs, ha sido impulsada por su capacidad para reducir el consumo de energía y las emisiones de carbono, contribuyendo así a la mitigación del cambio climático y a la conservación de recursos naturales.

En este sentido, el diseño de convertidores de energía más eficientes y avanzados es fundamental para maximizar el potencial de los LEDs en aplicaciones de iluminación comercial, industrial y residencial. La pertinencia de esta investigación radica en su contribución directa a la mejora de la eficiencia energética y la sostenibilidad en el sector de la iluminación, al tiempo que ofrece soluciones tecnológicas innovadoras que impulsan el progreso y la competitividad en la industria.

1.10. Relevancia

La investigación propuesta sobre el diseño y análisis de convertidores buck cuadráticos para drivers de LEDs de potencia posee una relevancia significativa en el contexto actual de la tecnología de iluminación y la electrónica de potencia. Esta relevancia se deriva de varios factores clave que subrayan la importancia y el impacto potencial de la investigación en diferentes niveles.

En primer lugar, la relevancia técnica y científica de esta investigación radica en su contribución al avance del conocimiento en el campo de la electrónica de potencia y los sistemas de iluminación LED. Optimizar el diseño de convertidores de energía es crucial para mejorar la eficiencia y la fiabilidad de los sistemas de iluminación, lo que a su vez tiene implicaciones significativas en términos de ahorro de energía y reducción de costos operativos. El desarrollo de un convertidor buck cuadrático eficiente y fiable no solo expande el

conocimiento teórico, sino que también proporciona una base sólida para futuras innovaciones tecnológicas.

Además, el impacto práctico de esta investigación es notable tanto en la industria de la iluminación como en la sociedad en general. La implementación exitosa de un convertidor Buck cuadrático eficiente y fiable puede beneficiar una amplia gama de aplicaciones, desde la iluminación comercial e industrial hasta los sistemas de iluminación urbana y residencial. Estos beneficios incluyen la reducción de costos de energía, una mayor durabilidad de los sistemas de iluminación y la mejora de la calidad de vida de las personas gracias a una iluminación más eficiente.

Desde una perspectiva económica, esta investigación tiene el potencial de impulsar la innovación y la competitividad en la industria de la iluminación. El desarrollo de soluciones tecnológicas más eficientes y sostenibles no solo abre nuevas oportunidades de negocio, sino que también fortalece la posición de las empresas en un mercado cada vez más exigente y orientado hacia la sostenibilidad. La reducción de costos operativos y la mejora de la eficiencia energética pueden traducirse en ventajas competitivas significativas para las empresas que adopten estas tecnologías.

En un contexto más amplio, esta investigación intenta hacer una muy pequeña aportación a los esfuerzos globales para abordar los desafíos energéticos y ambientales del siglo XXI. La transición hacia sistemas de iluminación más eficientes y sostenibles es un paso crucial hacia la consecución de los objetivos de desarrollo sostenible y la mitigación del cambio climático. Al promover un uso más racional y responsable de los recursos naturales, esta investigación podría contribuir directamente a la reducción de emisiones de carbono y a la conservación de los recursos naturales.

1.11. Limitaciones y delimitaciones

1.11.1. Limitaciones

- Generalización de resultados: Los resultados obtenidos en simulación pueden no ser aplicables a un prototipo de laboratorio, debido a los parásitos (efectos no ideales) que afectan a los componentes pasivos y activos.

1.11.2. Delimitaciones

- Solo se analizan las dos topologías de convertidores buck cuadráticos especificadas.
- Se utiliza la misma técnica de control para el manejo de los dos convertidores buck cuadráticos.
- Las pruebas de los convertidores buck cuadráticos se llevan a cabo en entornos de simulación controlados.

1.12. Metodología

Este trabajo de investigación sigue el enfoque de siete pasos propuesto por Arnold S. Berger, reconocido por su estructura sistemática para el desarrollo y análisis de proyectos de ingeniería [15].

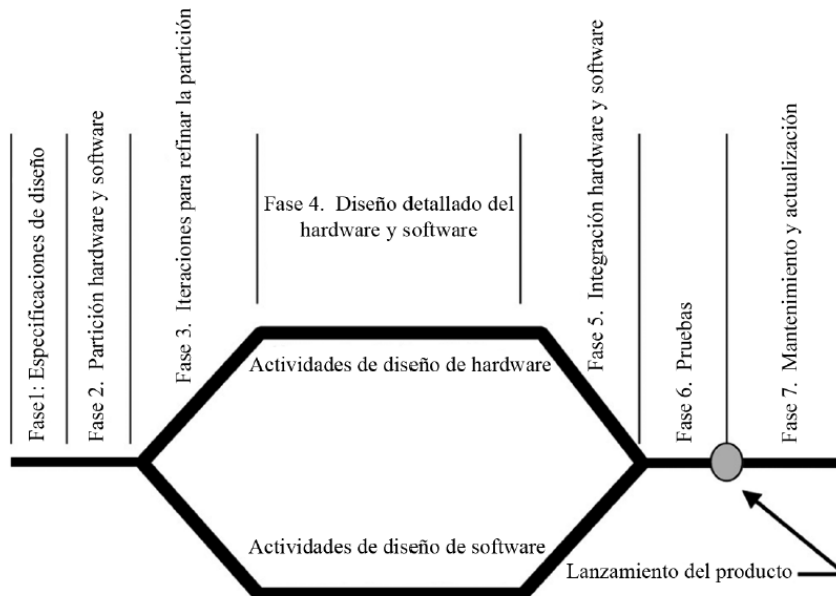


Figura 1.7: Fases de la metodología de Arnold S. Berger.

A continuación, se describen las fases de la metodología que se implementa:

- **Fase 1: Especificaciones de diseño**

En esta fase inicial, se identifican y se definen claramente los problemas específicos que se pretenden abordar con la investigación. Esto incluye una comprensión detallada de las necesidades y los requisitos del sistema de iluminación LED de potencia, con el objetivo de mantener una corriente constante y regular el voltaje de salida de los convertidores CD-CD tipo buck cuadrático, así como de asegurar su correcto funcionamiento.

- **Fase 2: Partición hardware y software**

Esta fase consiste en una vista general de cómo resolver el problema. Se comienza a diferenciar las etapas del sistema. La etapa que es posible implementar con hardware y la etapa que es posible implementar con software, tomando en cuenta al sistema como una “caja negra”, es decir, percibir al sistema como un proceso de entradas y salidas.

- **Fase 3: Iteración e implementación**

En esta fase, cada etapa de hardware y software identificadas en la fase anterior se perciben como un proceso de entradas y salidas en el que se realizan iteraciones para detallar y subdividir las tareas hasta el punto de obtener los elementos base de hardware y software con los que se trabajará. Aquí se espera identificar subsistemas conocidos para su diseño.

- **Fase 4: Diseño detallado de hardware y software**

En esta fase se realizan las tareas de cada parte hardware y software en las que se dividió el sistema en las fases anteriores. Se procede a la simulación de los convertidores de potencia y las simulaciones de los controladores. Estas partes son independientes, por lo tanto, se trabajan en paralelo.

- **Fase 5: Integración de hardware y software**

Durante esta fase se integran las etapas hardware y software en dos sistemas, se obtienen las simulaciones de los sistemas completos para posteriormente realizar las pruebas de funcionamiento.

- **Fase 6: Prueba y lanzamiento de productos**

En esta fase se efectúan todas las simulaciones a los convertidores CD-CD tipo buck cuadrático para validar el cumplimiento de las especificaciones iniciales. La culminación de esta investigación se lleva a cabo al obtener todos los resultados. Con base a estos resultados, se acepta o rechaza la hipótesis propuesta. Como consecuencia, se abre la discusión para plantear las conclusiones del trabajo de investigación realizado.

- **Fase 7: Mantenimiento y actualización**

Esta fase queda fuera del alcance del trabajo de investigación. No obstante, el proyecto se encuentra debidamente documentado, lo que permite, en versiones posteriores, incluir mejoras o nuevas funciones como parte de trabajos futuros de investigación.

Capítulo 2

Marco teórico

En este capítulo se presentan los conceptos relevantes asociados a esta investigación, abordando aspectos sobre los convertidores de CD/CD, el LED, y la técnica de control aplicada a este sistema.

2.1. Convertidores de energía eléctrica

Los convertidores de energía eléctrica son dispositivos que transforman la energía eléctrica de una forma a otra, adaptando sus características para satisfacer las necesidades específicas de diversas aplicaciones. Estos convertidores juegan un papel crucial en la electrónica de potencia, facilitando la integración y el funcionamiento eficiente de diferentes sistemas eléctricos y electrónicos. Los principales tipos de convertidores de energía eléctrica son los convertidores CA/CD, CD/CA, CD/CD y CA/CA [16].

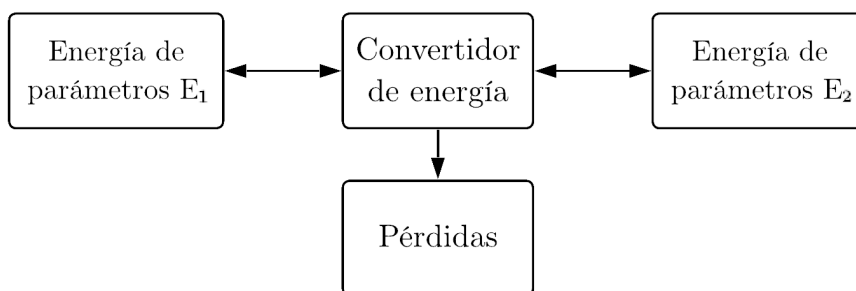


Figura 2.1: Estructura básica de un convertidor.

2.2. Convertidores CD/CD

En muchas aplicaciones industriales, es fundamental convertir una fuente de corriente continua (CD) de voltaje fijo en una de voltaje variable. Un convertidor de CD realiza esta transformación directamente entre distintos niveles de voltaje y se conoce simplemente como convertidor de CD. Estos dispositivos son equivalentes a los transformadores de corriente

alterna (CA), pero con una relación de conversión continuamente variable. Al igual que un transformador, pueden utilizarse tanto para reducir como para elevar el nivel de voltaje en sistemas de corriente continua [16].

Los convertidores de CD se utilizan ampliamente para controlar motores de tracción en aplicaciones como vehículos eléctricos, tranvías, grúas marinas, montacargas y camiones de transporte de minerales. Estos convertidores permiten un control de aceleración uniforme, alta eficiencia y rápida respuesta dinámica. Además, los convertidores de CD son esenciales en el frenado regenerativo de motores, devolviendo la energía a la fuente y permitiendo así el ahorro energético en sistemas de transporte con paradas frecuentes[16].

En reguladores de voltaje de CD, los convertidores de CD también se utilizan junto con inductores para generar corrientes de CD constante, lo que es crucial para el funcionamiento de inversores de corriente. Estos convertidores son parte integral de la conversión de energía en el campo en evolución de la tecnología de energía renovable, facilitando la integración y optimización de fuentes de energía como la solar y la eólica.

2.2.1. Convertidor buck

Los convertidores buck, también conocidos como convertidores reductores, son ampliamente utilizados en la electrónica de potencia para reducir eficientemente un voltaje de entrada a un nivel de voltaje de salida más bajo. Estos dispositivos operan mediante el uso de un interruptor controlado, como un transistor, en combinación con un inductor, un diodo y un capacitor de salida [17].

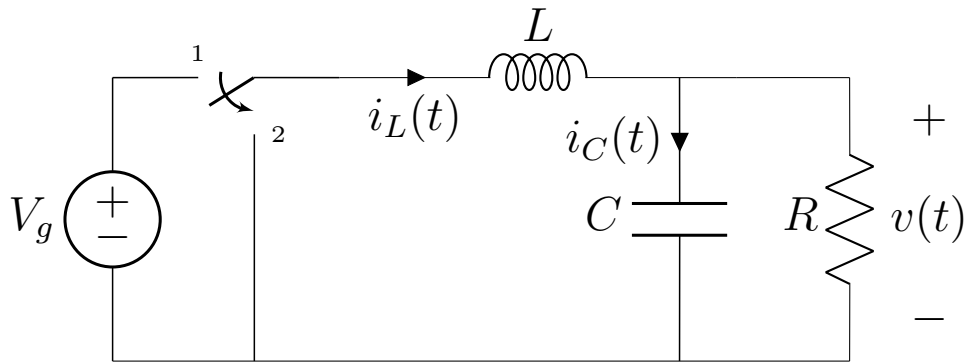


Figura 2.2: Diagrama del convertidor buck.

Durante el ciclo de conmutación, el interruptor alterna entre los estados de encendido y apagado. Cuando el interruptor está encendido, la corriente fluye a través del inductor hacia la carga, acumulando energía en el campo magnético del inductor. Al apagarse el interruptor, la energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga a través del diodo, proporcionando una corriente continua a la salida. Este mecanismo permite una regulación precisa y eficiente del voltaje de salida. Los convertidores buck se emplean en diversas aplicaciones, como fuentes de alimentación para dispositivos electrónicos y sistemas de control de motores en vehículos eléctricos, debido a su alta eficiencia y capacidad para manejar un amplio rango de voltajes de entrada y salida [17].

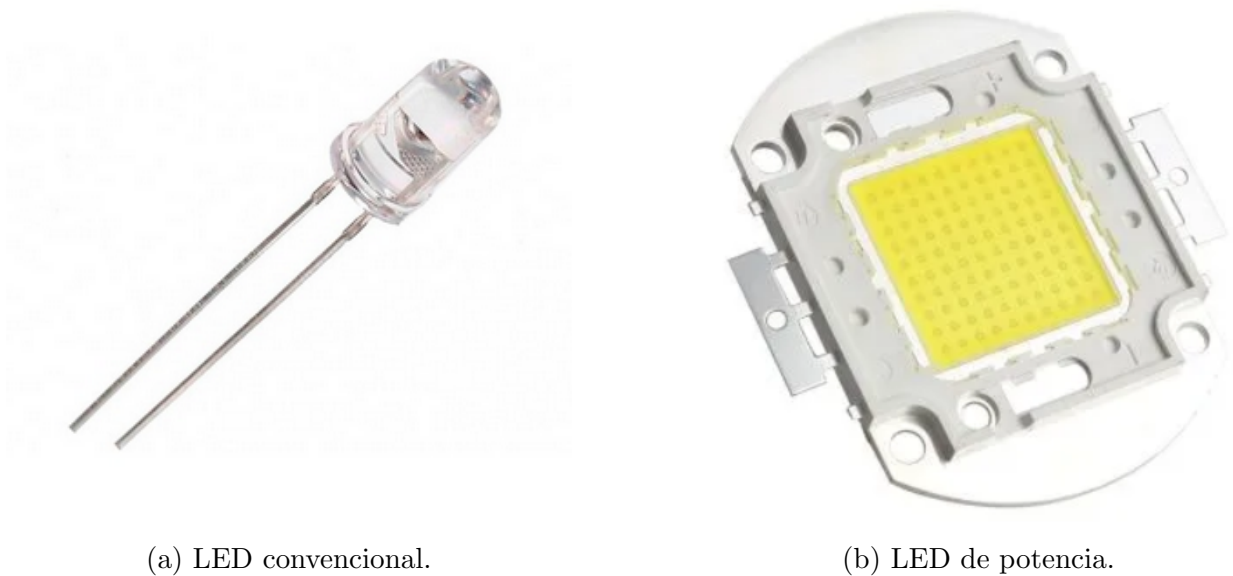
2.2.2. Convertidor buck cuadrático

Los convertidores buck cuadráticos son una evolución de los convertidores buck tradicionales, diseñados para ofrecer una conversión de voltaje con una relación más alta mediante la implementación de múltiples etapas de conmutación. Estos dispositivos emplean dos inductores y dos capacitores en su configuración, lo que les permite reducir el voltaje de entrada en dos etapas, proporcionando así una mayor flexibilidad y eficiencia en la conversión.

La operación de estos convertidores se basa en la conmutación alternada de los interruptores, acumulando energía en los inductores durante los ciclos de encendido y transfiriéndola a la carga a través de los capacitores durante los ciclos de apagado. Esta estructura permite una regulación de voltaje más precisa y es especialmente útil en aplicaciones que requieren una reducción significativa de voltaje con alta eficiencia, como en sistemas de iluminación LED y fuentes de alimentación para dispositivos electrónicos.

2.3. LED

Los LEDs son dispositivos semiconductores que convierten directamente la energía eléctrica en luz visible. Su funcionamiento se basa en la recombinación de electrones y huecos en la unión p-n del semiconductor, lo que resulta en la emisión de fotones [18]. La longitud de onda de la luz emitida, y por lo tanto su color, depende de la composición del material semiconductor utilizado.



(a) LED convencional.

(b) LED de potencia.

Figura 2.3: Diodos emisores de luz.

Los primeros LEDs, desarrollados en la década de 1960, emitían luz en el espectro rojo e infrarrojo. Sin embargo, gracias a los avances en la investigación de materiales semiconductores, hoy en día es posible fabricar LEDs que emiten luz en prácticamente todo el espectro visible, así como en las regiones ultravioleta e infrarroja cercana [19].

Los LEDs ofrecen numerosas ventajas sobre las fuentes de iluminación tradicionales:

- **Alta eficiencia energética:** Convierten una mayor proporción de la energía eléctrica en luz visible, lo que se traduce en un menor consumo energético y una reducción de la huella de carbono.
- **Radiación lumínica direccional:** A diferencia de las lámparas tradicionales, que emiten luz en todas las direcciones y requieren elementos adicionales para dirigirla hacia zonas específicas, los LEDs permiten una iluminación más enfocada sin necesidad de estos accesorios.
- **Dimensiones compactas:** Los LEDs de potencia ocupan solo unos pocos centímetros cuadrados, lo que contrasta con las grandes dimensiones de los tubos de neón o HID, e incluso con las bombillas de bajo consumo o convencionales. Su tamaño compacto también permite una gran flexibilidad en el diseño de luminarias.
- **Libres de sustancias tóxicas:** A diferencia de las lámparas fluorescentes, que contienen sustancias tóxicas perjudiciales para la salud humana y el medio ambiente, los LEDs no contienen materiales peligrosos y no representan un riesgo similar.
- **Larga vida útil:** Los LEDs tienen una vida útil significativamente más larga que cualquier otra alternativa de iluminación disponible en la actualidad, alcanzando hasta 100,000 horas de funcionamiento. Esto reduce los costos de mantenimiento y reemplazo.
- **Encendido instantáneo:** Alcanzan la máxima intensidad luminosa de manera casi instantánea, sin tiempos de calentamiento.
- **Robustez:** Son resistentes a vibraciones y golpes, y pueden operar en una amplia gama de temperaturas.

Gracias a estas características, los LEDs se han convertido en la tecnología de iluminación dominante en muchas aplicaciones, desde la iluminación residencial y comercial hasta la señalización y la iluminación automotriz [20][21].

2.3.1. Modelo del LED

En la literatura, se han propuesto diversos modelos matemáticos para los diodos emisores de luz. En este caso, se optará por utilizar el modelo más sencillo, que considera al LED como una resistencia equivalente. Este modelo se basa en tomar a la resistencia equivalente como el cociente obtenido del voltaje y la corriente necesarios para que el LED funcione de manera óptima.

A continuación, se presenta el modelo del LED representado como una resistencia equivalente, tal como se muestra en [22].

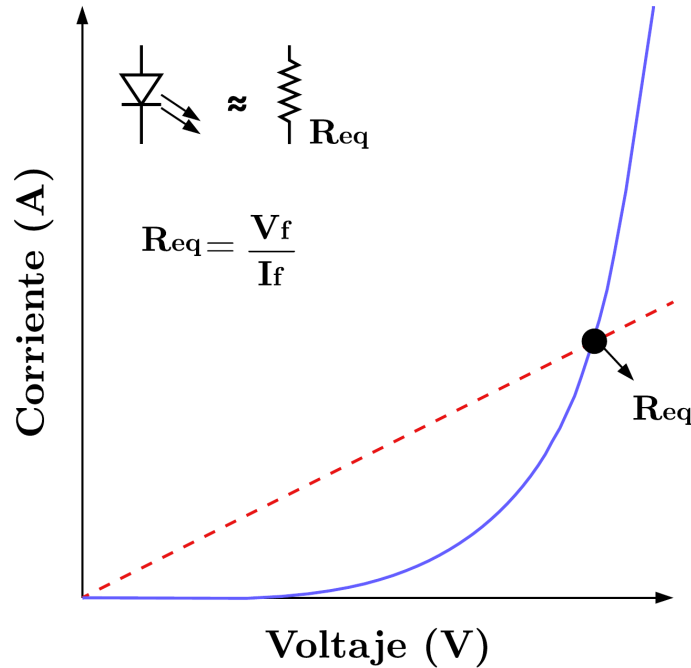


Figura 2.4: Modelo del LED como una resistencia equivalente.

2.4. Grafos

Un grafo es una estructura matemática definida como un par $G = (V, E)$, donde V y E son conjuntos con $E \subseteq [V]$. Esto implica que cada elemento de E es un subconjunto de V que contiene exactamente dos elementos. Para evitar ambigüedades, se asume que $V \cap E = \emptyset$, es decir, que no hay elementos comunes entre V y E . En este contexto, los elementos de V se denominan **vértices** (o nodos/puntos) y los de E , **aristas** (o enlaces) [23].

La forma más habitual de representar un grafo consiste en dibujar un punto para cada vértice y trazar una línea entre dos puntos cuando los vértices correspondientes están conectados por una arista. La disposición visual de los puntos y líneas no tiene relevancia; lo fundamental es identificar qué pares de vértices están conectados y cuáles no [23].

2.4.1. Aplicaciones de la teoría de grafos

Los grafos, por su simplicidad y versatilidad, encuentran aplicaciones en una gran variedad de disciplinas, como la ingeniería, las ciencias físicas, sociales y biológicas, la lingüística y otras áreas. Un grafo permite representar situaciones que involucren objetos discretos y las relaciones entre ellos [24].

Uno de los casos más conocidos en la teoría de grafos es el problema de los puentes de Königsberg, resuelto por Leonhard Euler en el siglo XVIII. Este problema consiste en intentar cruzar una serie de puentes entre islas de la ciudad sin repetir un trayecto. Euler modeló esta situación mediante un grafo, donde los vértices representan las islas y las aristas los puentes. A partir de este problema, Euler estableció las bases de la teoría de grafos y de la topología [24].

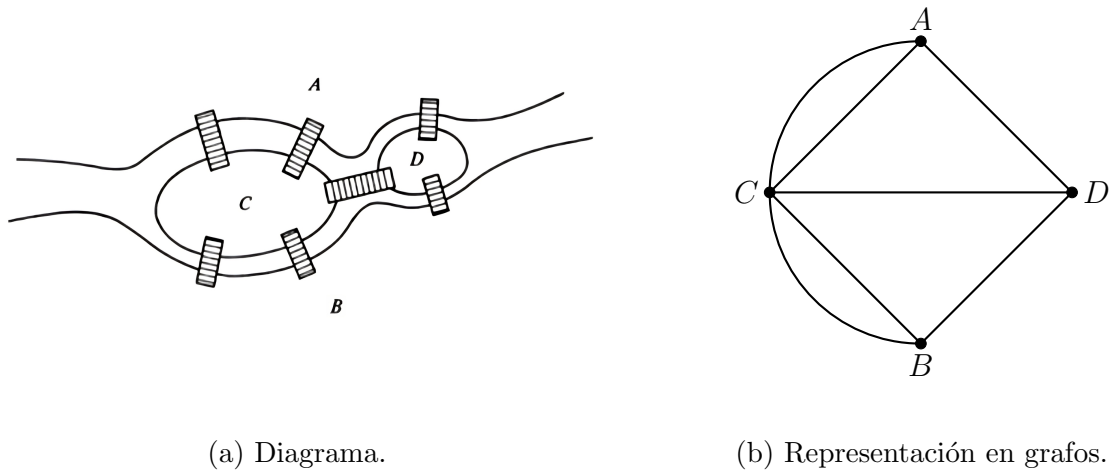


Figura 2.5: Problema de los puentes de Königsberg.

En el análisis y diseño de redes eléctricas, la teoría de grafos tiene aplicaciones directas que permiten simplificar y optimizar el estudio de circuitos complejos. Las propiedades de una red eléctrica, como la función de transferencia y la impedancia de entrada, dependen de la naturaleza de los elementos del circuito (resistencias, inductores, transistores, etc.) y de la manera en que estos están interconectados, es decir, de la topología de la red.

Mediante el enfoque de grafos, los puntos de conexión o nodos se representan como vértices, mientras que las conexiones entre nodos, que incluyen componentes como resistencias o capacitores, se representan como aristas. Este modelo permite descomponer el análisis en aspectos topológicos y de componentes individuales, facilitando así una visión estructural clara y eficiente del circuito y mejorando su comprensión y rendimiento en el diseño de sistemas eléctricos complejos. Además, este enfoque complementa y potencia el uso de las leyes de Kirchhoff, que son fundamentales para determinar corrientes y voltajes en el circuito [25], [26].

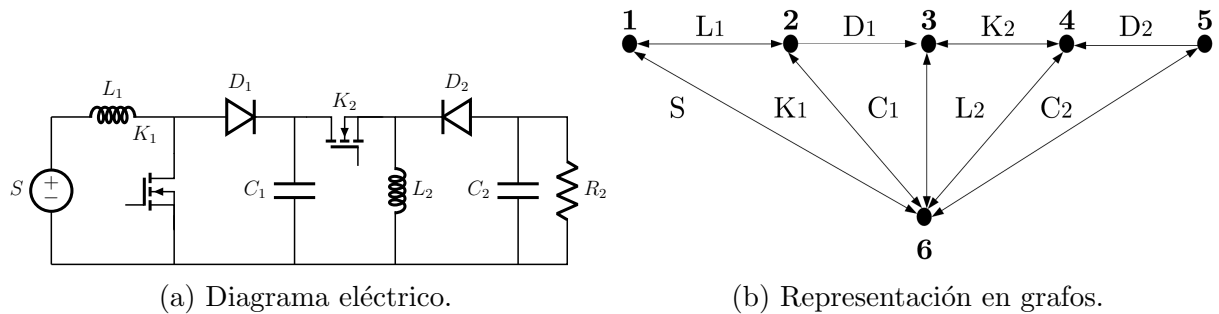


Figura 2.6: Circuito eléctrico modelado con grafos [27].

2.5. Teoría de control

La teoría matemática de control es una disciplina de las matemáticas aplicadas que se dedica a estudiar los principios fundamentales necesarios para analizar y diseñar sistemas de control. Controlar un sistema implica influir en su comportamiento para alcanzar un objetivo específico [28].

En este contexto, los sistemas se entienden como conjuntos de elementos interconectados mediante enlaces de información dentro de límites conceptuales. Una de las propiedades clave en su estudio es la conectividad, que se abstrae eliminando detalles innecesarios para centrarse en las relaciones esenciales entre los componentes. La teoría de control se enfoca principalmente en sistemas dinámicos, cuyo comportamiento varía a lo largo del tiempo, y en sistemas lineales, donde la proporcionalidad entre un estímulo y su respuesta se conserva. Además, presta especial atención a los sistemas con retroalimentación, que se caracterizan por el flujo de información en bucles, lo que permite ajustar y corregir el funcionamiento del sistema en tiempo real [29].

2.5.1. Control aplicado a convertidores

Los convertidores CD/CD enfrentan desafíos relacionados con fuentes de alimentación no reguladas que provocan variaciones en la entrada del sistema, además de poder sufrir de variaciones en la carga, lo que puede comprometer el óptimo desempeño del sistema. Para solucionar este problema, se emplean tanto técnicas de control implementadas con circuitos analógicos como estrategias digitales basadas en microcontroladores, siendo las más comunes el control por modo de tensión y el control por modo de corriente, con el objetivo de garantizar una salida de voltaje constante y estable [30].

Dado que existen diversas topologías de convertidores, se requieren técnicas de control específicas adaptadas a sus características. Entre las estrategias más comunes se encuentran:

- **Control por voltaje**
- **Control por corriente**
- **Control PID**
- **Control por lógica difusa**
- **Control por modos deslizantes**

Cada técnica tiene ventajas particulares que la hacen adecuada para ciertas topologías. En esta investigación, se ha seleccionado una variante del control por modos deslizantes debido a su robustez y facilidad de implementación, características que garantizan un desempeño confiable y cumplen con los requisitos de regulación establecidos para esta investigación.

2.5.2. Control por modos deslizantes

El control por modos deslizantes (SMC) es una estrategia ampliamente reconocida y eficaz para diseñar controladores robustos en sistemas no lineales de alto orden que operan

bajo condiciones inciertas. Su principal ventaja es su baja sensibilidad a variaciones en los parámetros del sistema y perturbaciones externas, lo que elimina la necesidad de un modelado exacto. Además, permite descomponer el movimiento del sistema en componentes independientes de menor dimensión, simplificando así el diseño del control [31].

En aplicaciones de electrónica de potencia, como los convertidores CD/CD, el SMC destaca porque los dispositivos de conmutación operan exclusivamente en estados discretos (“ON/OFF”), lo que lo hace ideal tanto desde un punto de vista teórico como práctico [32]. A continuación, se muestra la superficie de deslizamiento para un sistema de segundo orden, la cual servirá para ejemplificar las partes principales de esta técnica de control.

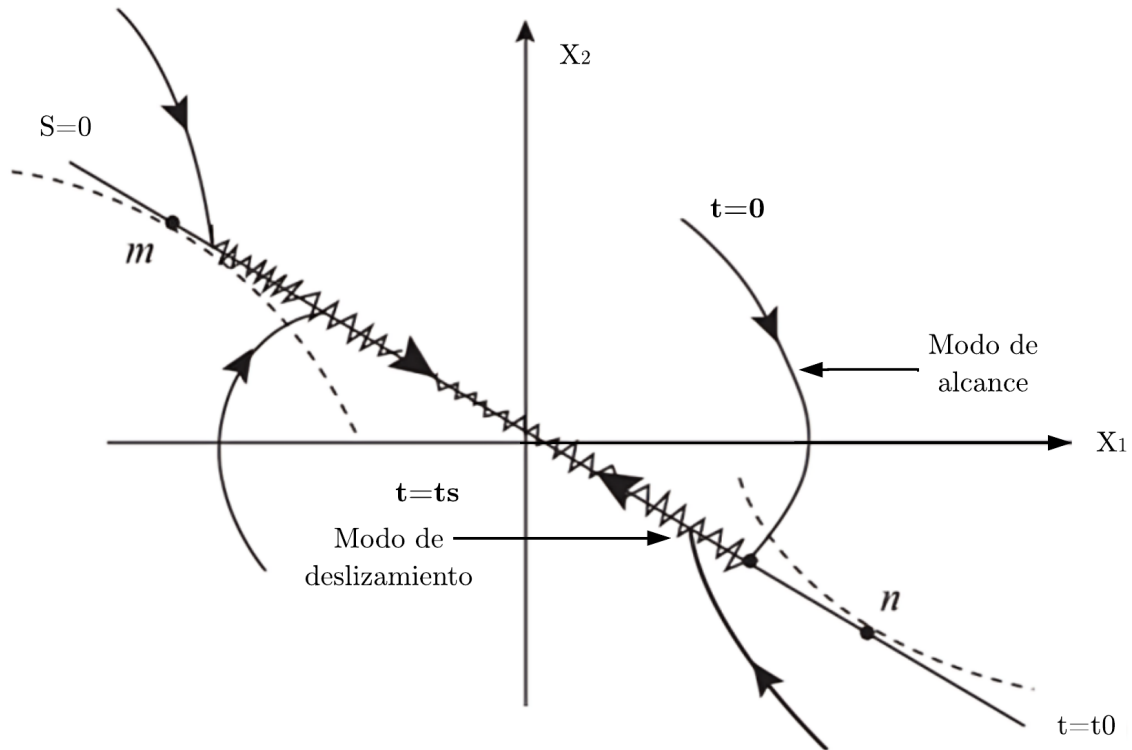


Figura 2.7: Superficie de deslizamiento para un sistema de segundo orden.

Para el control por modos deslizantes, se deben considerar tres aspectos fundamentales que determinan el diseño y desempeño del sistema:

- **Superficie de deslizamiento:** Es una variedad predefinida en el espacio de estados hacia la cual la trayectoria del sistema converge y permanece una vez alcanzada. Esta superficie se diseña de forma que, al ser alcanzada, el sistema cumpla con los objetivos de control deseados, como la estabilidad o el seguimiento de referencia. Matemáticamente, la superficie de deslizamiento se define mediante una función $S(x)$, donde x representa el vector de estado del sistema. La condición $S(x) = 0$ asegura que el sistema opere dentro de la superficie [33].
- **Ley de llegada:** Este aspecto describe cómo se debe controlar el sistema para garan-

tizar que la trayectoria de estado alcance la superficie de deslizamiento en un tiempo finito. La ley de llegada incluye términos como la ganancia de convergencia y frecuentemente utiliza funciones como la función signo (**sign**) o aproximaciones continuas para reducir oscilaciones indeseadas (chattering). Por ejemplo, una ley de llegada típica puede tener la forma:

$$\dot{S} = -k \cdot \text{sign}(S)$$

donde $k > 0$ es una ganancia que determina la velocidad de convergencia.

- **Ley de conmutación:** La ley de conmutación describe el comportamiento del sistema en la superficie de deslizamiento, es decir, una vez que el sistema ha alcanzado $S(x) = 0$. Esta ley garantiza que el sistema siga la dinámica deseada mientras permanece en la superficie. Es crucial diseñar esta ley para minimizar efectos no deseados, como el chattering, y asegurar una transición suave. Una aproximación común es el uso de funciones continuas o estrategias de suavización para reducir los impactos del conmutador ideal.

Capítulo 3

Modelo matemático

Este capítulo desarrolla el análisis matemático de los convertidores buck cuadrático seleccionados para la comparación, empleando la técnica de análisis de circuitos mediante grafos, descrita en detalle en el Apéndice A.

3.1. Modelo matemático del convertidor propuesto

A continuación, se presenta el análisis matemático para obtener el modelo del convertidor buck cuadrático propuesto en este trabajo de investigación. En la Figura 3.1, se muestra el diagrama esquemático del convertidor. Siguiendo los pasos detallados en el apéndice A, para aplicar el método de análisis de circuitos eléctricos mediante grafos, se procede al desarrollo del modelo matemático correspondiente.

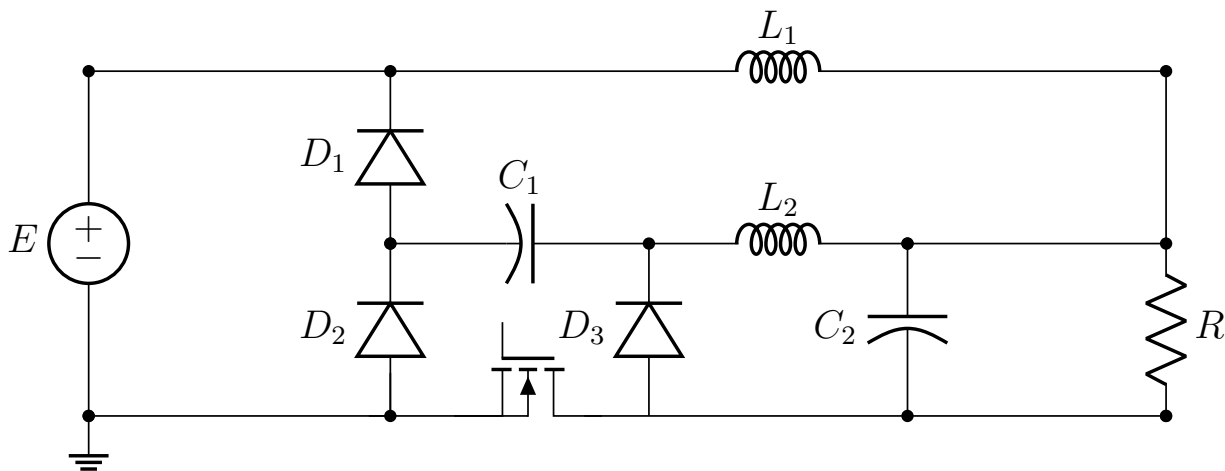


Figura 3.1: Convertidor buck cuadrático propuesto.

3.1.1. Obtención del modelo por el método de grafos

Los primeros tres pasos del método consisten en representar el circuito mediante grafos, etiquetar los vértices según los componentes electrónicos que representan y definir los ciclos de corriente. Para ello, es necesario considerar los siguientes dos casos: cuando el interruptor está encendido y cuando está apagado. Al aplicar este procedimiento, se obtienen las siguientes representaciones del circuito mediante grafos, las cuales se observan en la Figura 3.2 y la Figura 3.3.

Es importante señalar que la conmutación de los interruptores afecta la polarización de los diodos, ya sea en directa o inversa, según la caída de voltaje en el instante de conmutación. Para $u = 1$, los diodos D_1 y D_3 se polarizan en inversa y actúan como circuito abierto, mientras que D_2 se polariza en directa y se comporta como un cortocircuito. Cuando $u = 0$ ocurre lo contrario: D_1 y D_3 se polarizan en directa y presentan el efecto de un cortocircuito, mientras que D_2 ahora se comporta como un circuito abierto.

Cuando el interruptor está encendido $u = 1$

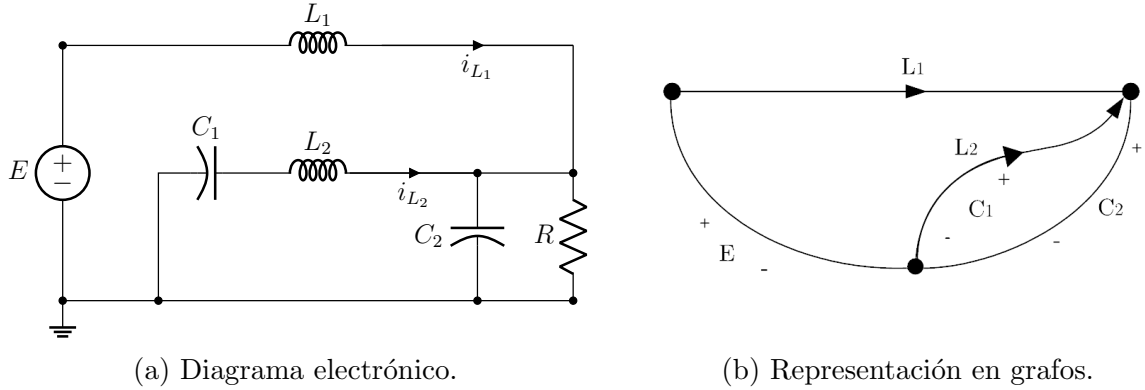


Figura 3.2: Convertidor 1 en estado de encendido ($u = 1$).

Cuando el interruptor está apagado $u = 0$

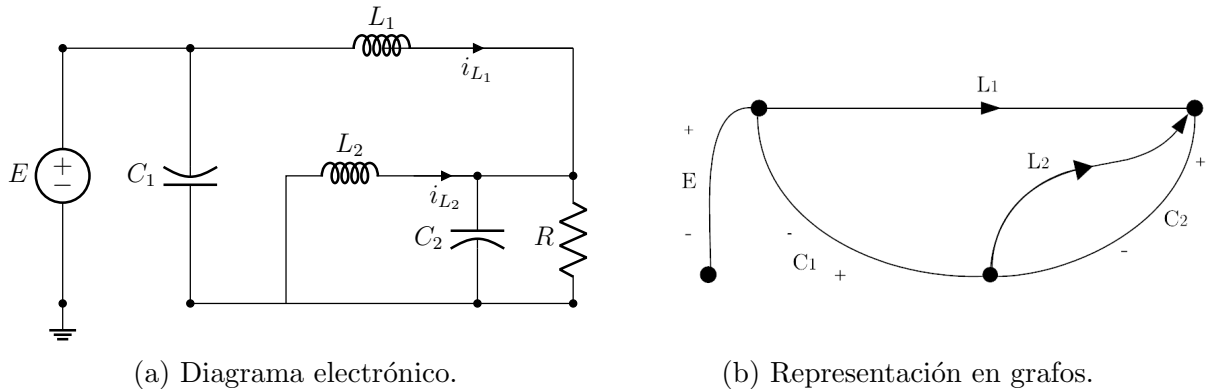


Figura 3.3: Convertidor 1 en estado de apagado ($u = 0$).

Utilizando los gráficos obtenidos en los pasos anteriores, es posible continuar con el procedimiento para obtener las matrices \mathcal{J} y β correspondientes a cada estado de operación

de los interruptores. Esto permite obtener las matrices tanto para cuando $u = 1$ como cuando $u = 0$. Las matrices resultantes se muestran a continuación.

$$\mathcal{J}_{ON} = \begin{matrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} L_1 \\ C_1 \\ L_2 \\ C_2 \end{matrix} \\ L_1 & C_1 & L_2 & C_2 \end{matrix} \quad \beta_{ON} = \begin{matrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} L_1 \\ C_1 \\ L_2 \\ C_2 \end{matrix} \end{matrix} \quad (3.1)$$

$$\mathcal{J}_{OFF} = \begin{matrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} L_1 \\ C_1 \\ L_2 \\ C_2 \end{matrix} \\ L_1 & C_1 & L_2 & C_2 \end{matrix} \quad \beta_{OFF} = \begin{matrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} L_1 \\ C_1 \\ L_2 \\ C_2 \end{matrix} \end{matrix} \quad (3.2)$$

Siguiendo el paso 7 del procedimiento y sustituyendo las matrices obtenidas anteriormente, mostradas en la ecuación (3.1) y la ecuación (3.2), se obtienen las expresiones para las matrices $\mathcal{J}(u)$ y $\beta(u)$, las cuales se expresan de la siguiente manera:

$$\mathcal{J}(u) = \mathcal{J}_{ON}u + \mathcal{J}_{OFF}(1 - u) = \begin{bmatrix} 0 & u - 1 & 0 & -1 \\ 1 - u & 0 & -u & 0 \\ 0 & u & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\beta(u) = \beta_{ON}u + \beta_{OFF}(1 - u) = \begin{bmatrix} u \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Siguiendo los pasos 8 y 9 del procedimiento, se proponen las matrices LC y R , como se muestra en las ecuaciones (3.5) y (3.6).

$$LC = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

De igual manera, se definen las matrices X y \dot{X} , donde X representa el vector columna de estados y \dot{X} corresponde a su derivada. Estas matrices se expresan de la siguiente forma:

$$X = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{C_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Finalmente, al sustituir los valores correspondientes en la ecuación (3.9), se obtiene el modelo matemático del primer convertidor propuesto, el cual se presenta en la ecuación (3.10).

$$LC \cdot \dot{X} = \mathcal{J}(u) \cdot X - RX + \beta(u)E \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E u + v_{C_1} (u - 1) - v_{C_2} \\ i_{L_1} (1 - u) - i_{L_2} u \\ v_{C_1} u - v_{C_2} \\ i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.1.2. Ecuaciones de equilibrio

En el análisis de convertidores de potencia, es de suma importancia entender las ecuaciones de equilibrio. Estas proporcionan una descripción detallada de las condiciones en las que las variables del sistema no cambian significativamente en el tiempo, permitiendo una operación estable y controlada. Estas ecuaciones son fundamentales para asegurar la regulación de la tensión de salida y optimizar la eficiencia del sistema, así como para diseñar controladores que mantengan las condiciones de operación deseadas a pesar de fluctuaciones en la carga o en la fuente de energía de entrada. En esta sección, se mostrará a grandes rasgos cómo se obtienen estas ecuaciones.

Para comenzar el análisis del sistema en estado estable, es necesario obtener las ecuaciones correspondientes a los rizados tanto de voltaje como de corriente. Esto se realiza para cada uno de los estados de los dispositivos de conmutación, cuando están encendidos y cuando están apagados. Esto está definido por el valor que tome la señal de entrada u , que puede ser 0 o 1. Esto con el fin de realizar algunas operaciones algebraicas y llegar a las ecuaciones correspondientes para cada uno de los estados cuando se encuentran en equilibrio. Estas ecuaciones incluyen las corrientes en los inductores L_1 y L_2 , así como los voltajes en los capacitores C_1 y C_2 .

Cuando el interruptor está encendido $u = 1$

Utilizando las ecuaciones del modelo matemático mostradas en la ecuación (3.10) para el caso en que el dispositivo de conmutación se encuentra encendido, y proponiendo la siguiente igualdad $\Delta t = DT = \frac{D}{f}$ así como la siguiente aproximación para la derivada.

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad (3.11)$$

A partir de lo anterior, se obtienen las siguientes ecuaciones para los rizados de voltaje y corriente en los inductores y capacitores del circuito.

$$\Delta i_{L_{1ON}} = \frac{v_{L_1} \Delta t}{L_1} = \frac{(E - v_{C_2})D}{fL_1} \quad (3.12)$$

$$\Delta v_{C_{1ON}} = \frac{i_{C_1} \Delta t}{C_1} = \frac{-i_{L_2} D}{fC_1} \quad (3.13)$$

$$\Delta i_{L_{2ON}} = \frac{v_{L_2} \Delta t}{L_2} = \frac{(v_{C_1} - v_{C_2})D}{fL_2} \quad (3.14)$$

$$\Delta v_{C_{2ON}} = \frac{i_{C_2} \Delta t}{C_2} = \frac{(i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R})D}{fC_2} \quad (3.15)$$

Cuando el interruptor está apagado $u = 0$

Realizando un procedimiento similar al utilizado cuando $u = 1$, pero en este caso proponiendo $\Delta t = (1 - D)T = \frac{1-D}{f}$ y utilizando la misma aproximación para la derivada utilizada en el caso anterior, la cual se observa en la ecuación (3.11). Se tiene que las ecuaciones correspondientes a los rizos cuando el interruptor se encuentra apagado son las mostradas a continuación.

$$\Delta i_{L_{1OFF}} = \frac{v_{L_1} \Delta t}{L_1} = \frac{(-v_{C_1} - v_{C_2})(1 - D)}{fL_1} \quad (3.16)$$

$$\Delta v_{C_{1OFF}} = \frac{i_{C_1} \Delta t}{C_1} = \frac{i_{L_1}(1 - D)}{fC_1} \quad (3.17)$$

$$\Delta i_{L_{2OFF}} = \frac{v_{L_2} \Delta t}{L_2} = \frac{-v_{C_2}(1 - D)}{fL_2} \quad (3.18)$$

$$\Delta v_{C_{2OFF}} = \frac{i_{C_2} \Delta t}{C_2} = \frac{(i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R})(1 - D)}{fC_2} \quad (3.19)$$

Ecuaciones de equilibrio para v_{C_1} y v_{C_2}

Utilizando las ecuaciones (3.12) y (3.16), las cuales corresponden al rizo de corriente en el inductor L_1 , así como las ecuaciones (3.14) y (3.18) que corresponden al rizo de corriente en el inductor L_2 , e igualando a 0 la suma de esos rizos, se obtienen las siguientes igualdades.

$$\Delta i_{L_{1ON}} + \Delta i_{L_{1OFF}} = 0 \quad (3.20)$$

$$\Delta i_{L_{2ON}} + \Delta i_{L_{2OFF}} = 0 \quad (3.21)$$

Realizando las sustituciones y operaciones correspondientes, se obtienen las siguientes ecuaciones de voltaje correspondientes a v_{C_1} y v_{C_2} :

$$v_{C_1} = D E \quad (3.22)$$

$$v_{C_2} = D^2 E \quad (3.23)$$

Es importante recalcar que la ecuación (3.23) resulta fundamental en este modelo, ya que representa el voltaje de salida del sistema. Esta puede reescribirse como se muestra en la ecuación (3.24) y está directamente relacionada con la función de transferencia del convertidor, presentada en la ecuación (3.25). En estas expresiones se aprecia de forma clara el comportamiento cuadrático característico de este tipo de convertidores:

$$V_o = V_{C_2} = D^2 E \quad (3.24)$$

$$G(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{v_{C_2}}{E} = D^2 \quad (3.25)$$

Ecuaciones de equilibrio para i_{L_1} y i_{L_2}

Utilizando las ecuaciones (3.13) y (3.17) e igualándolas a 0, así como las ecuaciones (3.15) y (3.19), y realizando algo similar, se tienen las siguientes igualdades:

$$\Delta v_{C_{1ON}} + \Delta v_{C_{1OFF}} = 0 \quad (3.26)$$

$$\Delta v_{C_{2ON}} + \Delta v_{C_{2OFF}} = 0 \quad (3.27)$$

Al realizar las operaciones matemáticas correspondientes sobre las ecuaciones anteriores, se obtienen las siguientes ecuaciones matemáticas correspondientes a las corrientes que pasan a través de los inductores L_1 y L_2 del circuito:

$$i_{L_1} = \frac{D^3 E}{R} \quad (3.28)$$

$$i_{L_2} = \frac{D^2 E(1 - D)}{R} \quad (3.29)$$

3.1.3. Ecuaciones para el modo de conducción continuo (MCC)

A continuación, se presentan los cálculos realizados para determinar las ecuaciones necesarias para calcular los valores de los componentes que aseguren un modo de conducción continuo. Este modo de funcionamiento es fundamental para garantizar que la corriente en los inductores no se vuelva negativa ni tenga un valor de 0, lo cual es crucial para un funcionamiento estable y eficiente de los convertidores, especialmente en esta aplicación con LEDs. En un sistema con LEDs, no mantener un modo de conducción continuo puede provocar parpadeos y un funcionamiento no óptimo del sistema de iluminación.

Ecuaciones para MCC en los inductores

Para el caso de los inductores del circuito, el valor de estos se determina a partir del análisis de la señal de corriente en cada una de las inductancias, cuya forma se muestra en la Figura 3.4. La señal tiene una forma de onda triangular que depende directamente del ciclo de trabajo (D) de la señal PWM utilizada por el convertidor. En la figura presentada, se asume una señal triangular simétrica por lo que el convertidor estaría operando con un ciclo de trabajo del 50%.

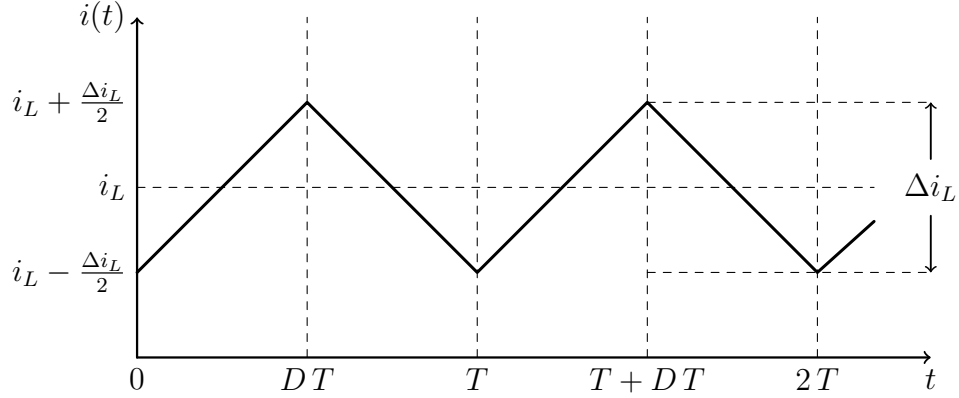


Figura 3.4: Forma de onda de la corriente en los inductores.

Se puede observar que los valores máximos y mínimos de corriente (el rizo de corriente) dependen de las características de los componentes del circuito. Por esta razón, es crucial seleccionar los valores adecuados para cada componente, teniendo en cuenta el diseño deseado y el límite de rizo de corriente permitido. Lo ideal es minimizar el rizo de corriente para lograr una señal más estable; sin embargo, la elección del rizo aceptable dependerá de la aplicación específica del convertidor. En este caso, el rizo debe mantenerse superior al valor de 0 A para garantizar un funcionamiento óptimo del sistema.

Del análisis de la Figura 3.4, se puede obtener la ecuación (3.30), la cual permite calcular el valor mínimo de la corriente en el inductor. Esto facilita determinar un valor mínimo de la inductancia que garantice que la corriente en el inductor se mantenga por encima de 0 A, asegurando así que el circuito opere en modo de conducción continua.

$$i_{L_{min}} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0 \quad (3.30)$$

3.1.4. Ecuación para el MCC de L_1

Utilizando la ecuación (3.30) y sustituyendo las expresiones obtenidas previamente para la corriente en el inductor 1 (ecuación (3.28)) y el rizo de corriente en el mismo inductor (ecuación (3.12)), así como la ecuación derivada para el voltaje en v_{C_2} (ecuación (3.23)), se obtiene una igualdad como la siguiente.

$$i_{L_{min}} = \frac{D^3 E}{R} - \frac{(E - v_{C_2})D}{2fL_1} = 0 \quad (3.31)$$

De la ecuación (3.31), se despeja L_1 . Al igualar la ecuación de corriente a 0, se obtuvo el valor mínimo necesario para la inductancia que garantiza que la corriente no se haga nula una vez que el sistema alcanza el estado estable. Por lo tanto, es esencial asegurarse de que la inductancia sea mayor que el valor obtenido al despejar L_1 . De esta forma, el valor de la inductancia L_1 debe cumplir la siguiente desigualdad.

$$L_1 > \frac{(1 - D^2)R}{2D^2 f} \quad (3.32)$$

3.1.5. Ecuación para el MCC de L_2

Realizando algo similar que para L_1 pero utilizando las ecuaciones de corriente en el inductor 2 (ecuación (3.29)) y rizo de corriente en el inductor 2 (ecuación (3.14)) se tiene lo siguiente.

$$L_{2min} = \frac{R}{2f} \quad (3.33)$$

Por lo tanto, para mantener la corriente por encima de 0 A, el valor de L_2 debe cumplir con la desigualdad mostrada en la ecuación (3.34).

$$L_2 > \frac{R}{2f} \quad (3.34)$$

3.1.6. Ecuación para el MCC de C_1

Utilizando la aproximación $\Delta t = (1 - D)T = \frac{1-D}{f}$ y la ecuación de la corriente en L_2 , mostrada en la ecuación (3.29), se obtiene la siguiente expresión matemática.

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = C_1 \frac{\Delta v_{C_1}}{\Delta t} = i_{L_1} \quad (3.35)$$

De este modo, al realizar las sustituciones correspondientes y resolver para C_1 , se obtiene la siguiente expresión para el valor del capacitor C_1 .

$$C_1 = \frac{D^3 E (1 - D)}{f R \Delta v_{C_1}} \quad (3.36)$$

3.1.7. Ecuación para el MCC de C_2

Para obtener la ecuación que determina el valor del capacitor C_2 , es necesario realizar un análisis similar al empleado en el cálculo del capacitor de un convertidor Buck convencional, con las adaptaciones correspondientes debido a las particularidades del diseño de un convertidor Buck cuadrático. Este análisis requiere examinar la gráfica de la corriente en el capacitor, ya que su valor depende en gran medida de las corrientes de los inductores del circuito.

En la Figura 3.5 se muestra dicha gráfica. Se observa que, al igual que el rizado de corriente en los inductores, el rizado de corriente en el capacitor está influenciado por la señal PWM aplicada al circuito. Además, la amplitud de la señal de corriente en el capacitor C_2 es igual a la suma del valor de la corriente en estado estable más los rizados de corriente de los inductores L_1 y L_2 .

La relación entre la carga eléctrica (Q_c), el voltaje (V_c) y la capacitancia (C) de un capacitor se describe mediante la ecuación:

$$Q_c = CV_c \quad (3.37)$$

Considerando un análisis diferencial, se puede expresar el cambio en la carga eléctrica (ΔQ_c) como proporcional a la capacitancia y al cambio en el voltaje (Δv_c):

$$\Delta Q_c = C \Delta v_c \quad (3.38)$$

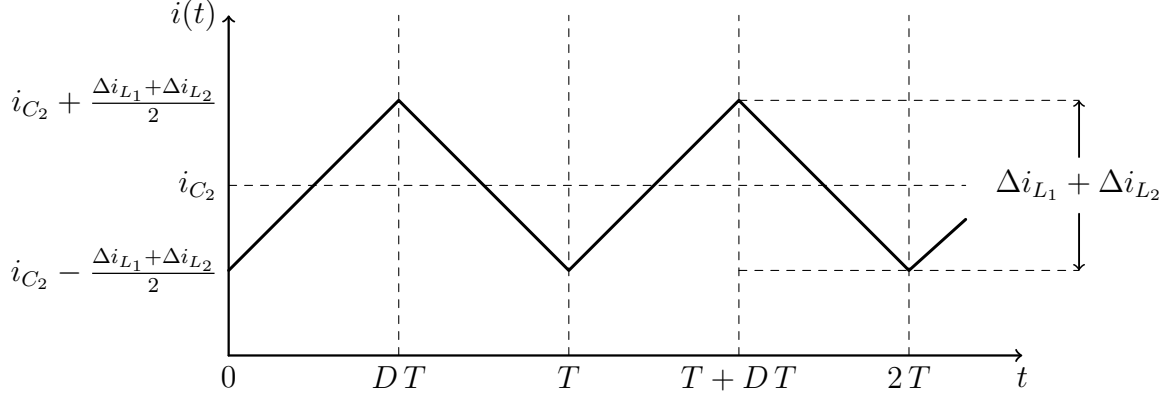


Figura 3.5: Forma de onda de la corriente en el capacitor 2.

A partir de la ecuación (3.38), se despeja el valor de la capacitancia, añadiendo el subíndice 2 para indicar que corresponde al capacitor 2. La ecuación resultante es la siguiente:

$$C_2 = \frac{\Delta Q_{C_2}}{\Delta v_{C_2}} \quad (3.39)$$

Para calcular ΔQ_{C_2} , se analiza la gráfica de corriente del capacitor. Dado que la corriente del capacitor presenta una señal periódica, ΔQ_{C_2} corresponde al área bajo la curva de la corriente durante la parte positiva de un ciclo. Este análisis asume que la señal tiene forma triangular, con una base de duración $\frac{T}{2}$ y una altura igual a la amplitud pico de la corriente, $\frac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{2}$, siendo Δi_{L_1} y Δi_{L_2} las variaciones pico de corriente en las inductancias.

El área de este triángulo, que representa ΔQ_{C_2} , se calcula como:

$$\Delta Q_{C_2} = \frac{\text{base} \cdot \text{altura}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{2} \quad (3.40)$$

Simplificando, se obtiene:

$$\Delta Q_{C_2} = \frac{T(\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2})}{8} \quad (3.41)$$

Puesto que el periodo T es inversamente proporcional a la frecuencia de operación f , es posible expresar esta relación de la siguiente manera:

$$\Delta Q_{C_2} = \frac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{8f} \quad (3.42)$$

Sustituyendo la ecuación (3.42) en la ecuación (3.39), el valor de la capacitancia C_2 se determina como:

$$C_2 = \frac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{8f \Delta v_{C_2}} \quad (3.43)$$

3.2. Modelo matemático del convertidor 2

A continuación, se presenta el análisis mediante grafos para el segundo convertidor utilizado en esta investigación, el cual se observa en la Figura 3.6:

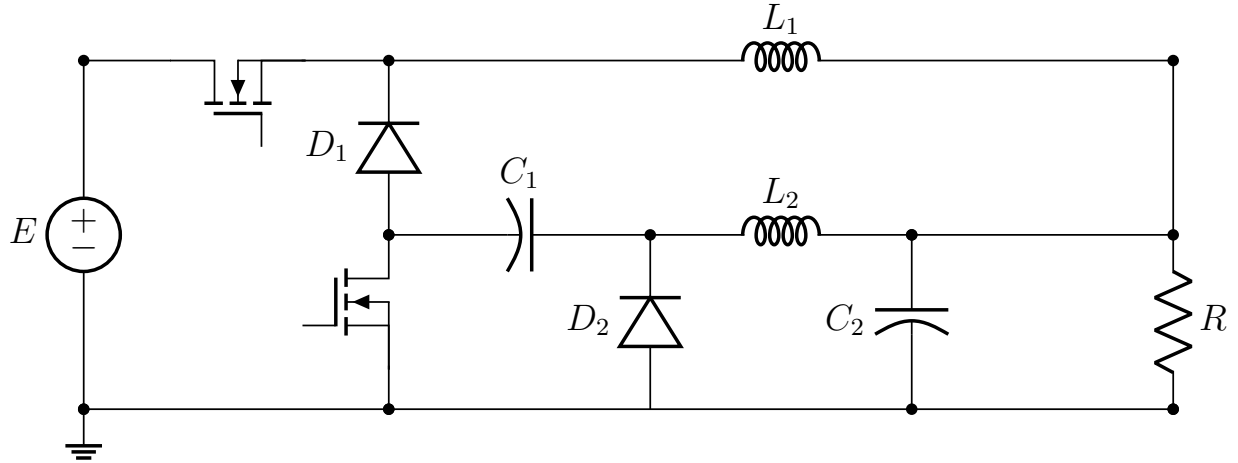


Figura 3.6: Convertidor propuesto por Panigrahi [1].

Del análisis del diagrama, se identifican los siguientes casos: uno corresponde a cuando el interruptor está encendido y otro a cuando está apagado, lo que genera dos subcircuitos que se describen a continuación:

Cuando el interruptor está encendido $u = 1$

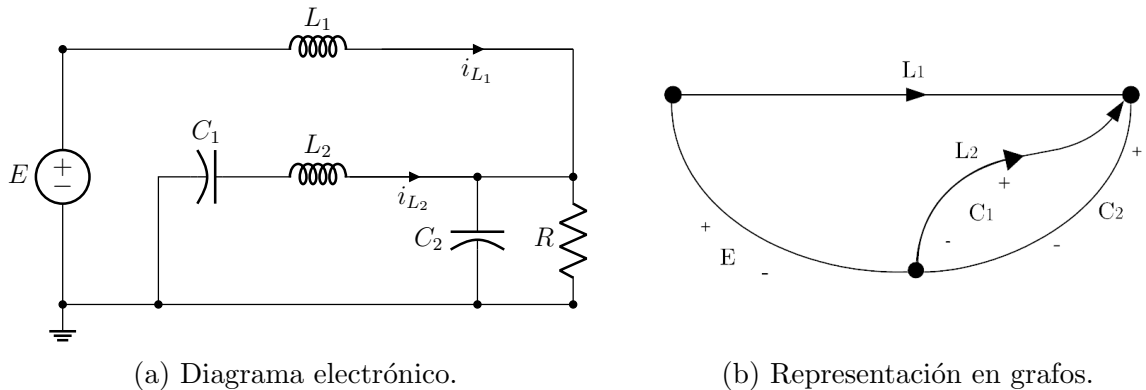


Figura 3.7: Convertidor 2 en estado de encendido ($u = 1$).

Cuando el interruptor está apagado $u = 0$

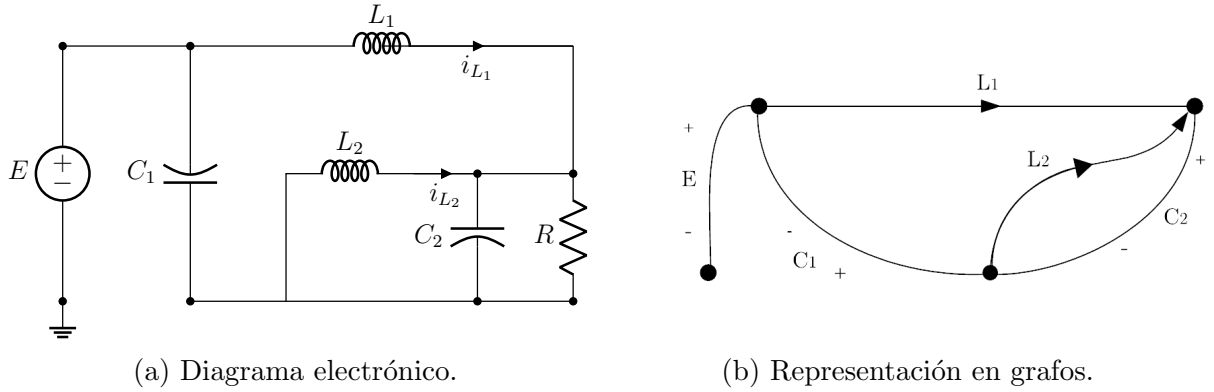


Figura 3.8: Convertidor 2 en estado de apagado ($u = 0$).

Al igual que en el primer convertidor, se observa que cuando los interruptores están encendidos ($u = 1$), los diodos D_1 y D_2 se polarizan en inversa y, por lo tanto, dejan de conducir corriente. En cambio, cuando $u = 0$, los diodos se polarizan en directa y comienzan a conducir.

Al realizar el análisis mediante el método de grafos para este circuito, se observa que, aunque los circuitos presentan diferencias leves, las matrices \mathcal{J} y β obtenidas son idénticas a las del convertidor 1. Por lo tanto, a pesar de las diferencias en los componentes y su disposición, el modelo matemático obtenido es el mismo. El modelo matemático para este convertidor es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E u + v_{C_1} (u - 1) - v_{C_2} \\ i_{L_1} (1 - u) - i_{L_2} u \\ v_{C_1} u - v_{C_2} \\ i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

3.3. Ecuaciones de equilibrio

Dado que el modelo matemático obtenido para este convertidor es idéntico al del primer convertidor buck cuadrático, las ecuaciones de equilibrio para los voltajes y corrientes en los componentes del circuito son las mismas. Estas ecuaciones se presentan a continuación:

$$v_{C_1} = D E \quad (3.45)$$

$$v_{C_2} = D^2 E \quad (3.46)$$

$$i_{L_1} = \frac{D^3 E}{R} \quad (3.47)$$

$$i_{L_2} = \frac{D^2 E (1 - D)}{R} \quad (3.48)$$

Para este convertidor ocurre lo mismo que en el anterior: el voltaje en el capacitor C_2 coincide con el voltaje de salida, por lo que ambos comparten la misma función de transferencia mostrada en la ecuación (3.25).

3.4. Ecuaciones para el modo de conducción continuo

De igual forma, las ecuaciones que garanticen el modo de conducción continuo para este convertidor serán las mismas que las obtenidas para el convertidor anterior. Estas ecuaciones son las siguientes:

$$L_1 > \frac{(1 - D^2)R}{2D^2f} \quad (3.49)$$

$$L_2 > \frac{R}{2f} \quad (3.50)$$

$$C_1 = \frac{D^3E(1 - D)}{fR\Delta v_{C_1}} \quad (3.51)$$

$$C_2 = \frac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{8f\Delta v_{C_2}} \quad (3.52)$$

Capítulo 4

Diseño de los convertidores

En este capítulo se detalla la selección de los requisitos que debe cumplir el sistema, así como los parámetros necesarios para el diseño de los convertidores. También se explica el procedimiento para determinar los valores de los componentes del sistema. Para ello, se emplean las ecuaciones obtenidas en el capítulo anterior, las cuales describen el comportamiento de ambos convertidores.

4.1. Especificaciones de diseño del sistema

El sistema propuesto presenta características específicas que deben considerarse al diseñar el circuito. Las principales de estas características son el voltaje de entrada y el voltaje de salida del convertidor.

Para el voltaje de entrada, se ha tomado en cuenta el voltaje rectificado de la red eléctrica monofásica proporcionada por el servicio de electricidad del país, lo cual genera un voltaje de CD de 180 V. En cuanto al voltaje de salida, se requiere alimentar un arreglo de LEDs conectados en paralelo. Los LEDs utilizados son del modelo LZ4-00WW00, diseñados para operar en condiciones óptimas con una corriente de 700 mA y un voltaje de 14 V. Por lo tanto, el voltaje de salida del sistema debe ser de 14 V. Para simplificar la simulación, este arreglo de LEDs se ha modelado como una resistencia equivalente de 5Ω , debido a que el sistema contempla 4 LEDs, cada uno de los cuales se puede representar como una resistencia equivalente de 20Ω .

Se optó por trabajar con una frecuencia de 50 kHz para el sistema, ya que, aunque a frecuencias más altas los valores de los componentes disminuyen, la presencia del ruido se vuelve más evidente, alterando las señales del circuito. Por otro lado, frecuencias más bajas implicarían el uso de componentes de mayor valor, lo que aumentaría el costo del prototipo en caso de querer construirlo.

Aunque los valores específicos de los componentes se calcularán más adelante, es importante señalar que, para garantizar una comparación justa entre ambos convertidores, se utilizarán los mismos valores de componentes y las mismas condiciones operativas. Esto permitirá realizar una evaluación lo más objetiva posible.

Las especificaciones de diseño para los convertidores se resumen en la siguiente tabla:

Tabla 4.1: Especificaciones de diseño del sistema

Parámetro	Valor
Voltaje de entrada (E)	180 V
Voltaje de salida (V_o)	14 V
Resistencia equivalente (R)	5 Ω
Rizo máximo en v_{C_2} (Δv_{C_2})	1 %
Frecuencia (f)	50 kHz

4.2. Diseño del convertidor 1

En este capítulo se utiliza el conjunto de ecuaciones de diseño obtenidas en el Capítulo 3, junto con los parámetros propuestos para el convertidor, los cuales se encuentran detallados en la Tabla 4.1.

Partiendo de que $v_{C_2} = V_o$, y despejando D de la ecuación (3.23), al sustituir los valores numéricos correspondientes se obtiene el siguiente resultado. Este valor representa el ciclo de trabajo necesario para que la señal PWM permita alcanzar el voltaje de salida deseado en lazo abierto.

$$D = \sqrt{\frac{v_{c_2}}{E}} = \sqrt{\frac{14}{180}} = 0.2789 \quad (4.1)$$

Para calcular los valores de corriente en los inductores y los voltajes en los capacitores, se utilizaron las ecuaciones (3.22), (3.23), (3.28) y (3.29).

$$i_{L_1} = \frac{D^3 E}{R} = \frac{(0.2789)^3 \cdot 180}{5} = 0.7809 \text{ A} \quad (4.2)$$

$$i_{L_2} = \frac{D^2 E(1 - D)}{R} = \frac{(0.2789)^2 \cdot 180 \cdot (1 - 0.2789)}{5} = 2.0191 \text{ A} \quad (4.3)$$

$$v_{c_1} = DE = 0.2789 \cdot 180 = 50.19996 \text{ V} \quad (4.4)$$

$$v_{c_2} = D^2 E = (0.2789)^2 \cdot 180 = 14 \text{ V} \quad (4.5)$$

Para los inductores, se calculan los valores necesarios usando las siguientes ecuaciones:

$$L_1 \geq \frac{(1 - D^2)R}{2D^2 f} = \frac{(1 - (0.2789)^2) \cdot 5}{2 \cdot (0.2789)^2 \cdot 50k} = 592.80 \mu\text{H} \quad (4.6)$$

$$L_2 \geq \frac{R}{2 \cdot f} = \frac{5}{2 \cdot 50k} = 50.0 \mu\text{H} \quad (4.7)$$

Aunque los valores calculados son 592,80 μH para L_1 y 50 μH para L_2 , se ha optado por utilizar inductores de 1 mH para L_1 y 220 μH para L_2 , asegurando así un margen de seguridad y compensando variaciones en las condiciones operativas y componentes, además de que el valor elegido es un valor comercial a diferencia de los valores calculados.

Para el cálculo de los capacitores, considerando el rizo de voltaje permitido del 1%, se calculan los valores de los capacitores utilizando las siguientes ecuaciones:

$$\Delta v_{c_1} = \frac{v_{c_1}}{100} = \frac{50,1996}{100} = 0.501996 V \quad (4.8)$$

$$\Delta v_{c_2} = \frac{v_{c_2}}{100} = \frac{14}{100} = 0.14 V \quad (4.9)$$

$$C_1 = \frac{D^3 E(1-D)}{fR\Delta v_{c_1}} = \frac{(0.2789)^3 \cdot 180 \cdot (1-0.2789)}{50k \cdot 5 \cdot 0.501996} = 22.4374 \mu F \quad (4.10)$$

Para C_2 , es necesario calcular los rizados de corriente de i_{L_1} y i_{L_2} usando los valores propuestos para los inductores:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{(E - v_{c_2})D}{L_1 f} = \frac{(180 - 14) \cdot 0.2789}{1m \cdot 50k} = 0.9259 A \quad (4.11)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{(v_{c_1} - v_{c_2})D}{L_2 f} = \frac{(50.1996 - 14) \cdot 0.2789}{220\mu \cdot 50k} = 0.9178 A \quad (4.12)$$

$$C_2 = \frac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{(8f\Delta v_{c_2})} = \frac{0.9259 + 0.9178}{8 \cdot 50k \cdot 0.14} = 32.9234 \mu F \quad (4.13)$$

Los capacitores también se seleccionarán con un valor comercial superior al obtenido en los cálculos, para garantizar un margen adicional de estabilidad y reducción de rizo de voltaje. Por lo tanto, los valores finales de los componentes son:

Tabla 4.2: Valores calculados de los componentes para el diseño del convertidor 1.

Componente	Valor
L_1	1 mH
L_2	220 μ H
C_1	33 μ F
C_2	47 μ F

4.3. Diseño del convertidor 2

Debido a que las ecuaciones para el diseño de este convertidor son las mismas que para el convertidor anterior, los valores de los componentes no se ven alterados. Esto ayuda a que la comparación sea más equilibrada al utilizar componentes iguales para cada uno de los circuitos.

4.4. Diseño del control para ambos convertidores

Debido a que los convertidores son muy parecidos y que tanto los modelos matemáticos obtenidos como los valores de los componentes son los mismos, la técnica de control también debe ser la misma. Esto ayuda a mantener las mismas condiciones para comparar ambos convertidores. La técnica elegida para estos convertidores es una variante del control por modos deslizantes. A continuación, se muestra el análisis realizado para el diseño del control. Es necesario mencionar que el control se realizó sobre el estado de mayor importancia para esta investigación, que es el voltaje de salida, el cual es el mismo que se encuentra en el capacitor C_2 .

El diseño del controlador SMC consta de tres etapas fundamentales:

1. Definición de la superficie de deslizamiento (S) que representa el comportamiento deseado del sistema.
2. Diseño de la ley de control que garantice la atracción hacia la superficie.
3. Análisis de estabilidad mediante el método directo de Lyapunov.

Se considera el siguiente modelo matemático, obtenido con anterioridad para cada uno de los convertidores:

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_{L_1} = E u + v_{C_1} (u - 1) - v_{C_2} \\ C_1 \dot{v}_{C_1} = i_{L_1} (1 - u) - i_{L_2} u \\ L_2 \dot{i}_{L_2} = v_{C_1} u - v_{C_2} \\ C_2 \dot{v}_{C_2} = i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R} \end{cases} \quad (4.14)$$

donde $u \in [0, 1]$ representa el ciclo de trabajo del interruptor.

4.4.1. Definición del error

El objetivo principal del control es garantizar que el voltaje de salida $v_o = v_{C_2}$ siga una referencia deseada v_{ref} . Por lo tanto, se define el error de regulación como:

$$e(t) = v_{C_2}(t) - v_{ref}(t) \quad (4.15)$$

Para un buen desempeño del sistema, es necesario que:

- El error en estado estacionario tienda a cero ($\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$).
- La dinámica transitoria debe cumplir con especificaciones de tiempo de establecimiento y sobreimpulso.

4.4.2. Superficie de deslizamiento y ley de llegada

Para aplicar esta técnica de control, se seleccionó la superficie de deslizamiento mostrada en la ecuación (4.16) y la ley de llegada propuesta en el artículo [34].

$$S = \lambda \int e dt \quad (4.16)$$

La ecuación (4.17) presenta la ley de llegada utilizada en este trabajo. En este caso, se emplea una ley de llegada de tipo exponencial, la cual posee la ventaja de una convergencia más rápida desde la fase de alcance hasta la fase de deslizamiento, debido a su comportamiento exponencial.

$$\dot{S} = -\frac{k}{N(S)} \cdot \text{sign}(S), \quad k > 0 \quad (4.17)$$

Donde $N(S)$ se define como:

$$N(S) = \delta_0 + (1 - \delta_0) e^{-\alpha|S|^p}, \quad \delta_0, \alpha, p > 0 \quad (4.18)$$

Y la función $\text{sign}(S)$ está definida como:

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} 1, & S > 0 \\ 0, & S = 0 \\ -1, & S < 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

La implementación práctica utiliza una aproximación de alta frecuencia:

$$u = -\frac{k \cdot \text{sign}(S)}{\delta + (1 - \delta) \cdot e^{(-\alpha \cdot |S|)^p}} \quad (4.20)$$

4.4.3. Análisis de estabilidad mediante Lyapunov

Se muestra la función candidata de Lyapunov:

$$V(S) = \frac{1}{2} S^2 \quad (4.21)$$

que cumple con:

- $V(S) > 0$ para todo $S \neq 0$
- $V(0) = 0$

Derivando la ecuación (4.21):

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} = S \left(-\frac{k}{N(S)} \text{sign}(S) \right) = -\frac{k}{N(S)} |S| \quad (4.22)$$

Dado que $k > 0$ y $N(S) > 0$ para todo S , se cumple que:

$$\dot{V}(S) < 0 \quad \forall S \neq 0 \quad (4.23)$$

El teorema de Lyapunov garantiza que:

- El origen $S = 0$ es globalmente asintóticamente estable.
- Todas las trayectorias convergen a la superficie en tiempo finito.
- Una vez en modo deslizante, el error converge exponencialmente a cero.

4.4.4. Selección de parámetros

Para la elección de los parámetros de esta técnica de control, se utilizó la función de algoritmos genéticos de MATLAB, con la cual se pasó como parámetro una función que regresaba un valor correspondiente al error cuadrático medio. Posteriormente, el algoritmo se encargaba de modificar las variables para obtener valores cada vez más pequeños para el error. Luego de algunas iteraciones del algoritmo, se obtuvieron las siguientes ganancias para los diferentes parámetros utilizados para esta aplicación.

Tabla 4.3: Valores de los parámetros para el control obtenidos mediante el algoritmo genético.

Parámetro	Valor
k	-0.010938
p	1.3897
δ	0.0009
λ	0.87
a	-0.498

Capítulo 5

Simulaciones

En este capítulo se presentan las simulaciones realizadas para ambos convertidores buck cuadráticos, empleando los entornos PSIM y MATLAB/Simulink. PSIM se utilizó para analizar el comportamiento del circuito eléctrico en lazo abierto, mientras que MATLAB/Simulink permitió implementar y evaluar la ley de control en lazo cerrado. No obstante, dado que el modelo matemático empleado en MATLAB no considera ciertos efectos no ideales de los componentes electrónicos, se realizaron también simulaciones en lazo cerrado en PSIM, con el fin de obtener un análisis más realista del sistema.

5.1. Parámetros parásitos de los dispositivos de conmutación para las simulaciones

Con el objetivo de obtener una simulación más cercana al comportamiento real del sistema, se consideraron algunos de los parámetros más relevantes de los componentes utilizados en los convertidores, en particular de los dispositivos de conmutación (diodos y transistores). Estos parámetros fueron tomados de las hojas de datos de los siguientes componentes:

5.1.1. Diodo MUR820

Aunque en la simulación se empleó un modelo ideal, se incorporaron datos relevantes del diodo MUR820, tales como:

- Voltaje directo (Forward voltage): 0.975 V.
- Resistencia directa del diodo: Este parámetro no se especifica explícitamente en la hoja de datos, pero se estimó a partir de la gráfica de corriente contra voltaje mostrada en la Figura 5.1.

A partir de la gráfica, se observa que a un voltaje de 0.975 V corresponde una corriente de aproximadamente 9 A. Aplicando la ley de Ohm como se muestra en la ecuación (5.1):

$$R = \frac{V}{I} = \frac{0.975 \text{ V}}{9 \text{ A}} \approx 0.1083 \Omega \quad (5.1)$$

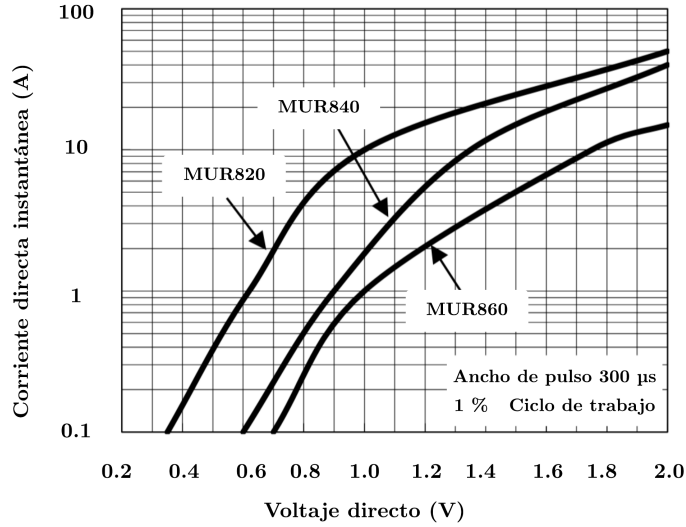


Figura 5.1: Curva corriente contra voltaje del diodo MUR820.

5.1.2. Transistor MOSFET IRF640

Para el transistor IRF640, se utilizó también un modelo ideal en PSIM, pero se consideraron los siguientes parámetros de la hoja de datos:

- Resistencia de encendido (On resistance, $R_{DS(on)}$): 0.18Ω .
- Voltaje directo del diodo interno (Diode forward voltage): 2 V .
- Resistencia del diodo interno (Diode resistance, R_D): Estimada mediante la relación $R_D = V_{SD}/I_S$, con $V_{SD} = 2 \text{ V}$ e $I_S = 18 \text{ A}$:

$$R_D = \frac{2}{18} \approx 0.111 \Omega \quad (5.2)$$

5.2. Valores de las resistencias parásitas de los componentes pasivos

Además, se consideraron los efectos de las resistencias parásitas asociadas a los componentes pasivos, específicamente en los inductores y capacitores, ya que estos influyen directamente en el comportamiento dinámico y la eficiencia de los convertidores.

5.2.1. Inductores

Para los inductores, se seleccionaron modelos de la marca Murata debido a su adecuación a los requerimientos de los convertidores. En particular, se utilizó el modelo 1422455C para el inductor de $220 \mu\text{H}$ y el modelo 1410524C para el de 1 mH . Estos modelos fueron elegidos por presentar características eléctricas compatibles con las necesidades del diseño.

De acuerdo con las hojas de datos proporcionadas por el fabricante, la resistencia serie es de aproximadamente $62 \text{ m}\Omega$ para el inductor de $220 \mu\text{H}$ y de $277 \text{ m}\Omega$ para el de 1 mH .

5.2.2. Capacitores

En el caso de los capacitores, se optó por componentes de la marca KEMET. Para la capacitancia de $33\mu F$, se seleccionó el modelo A759KS336M1K, mientras que para la capacitancia de $47\mu F$, se empleó el modelo A759KS476M1K. Ambos capacitores presentan una resistencia serie equivalente (ESR) significativa que fue tomada de la hoja de datos del fabricante, dicho valor es de $55m\Omega$ para el de $33\mu F$ y $45m\Omega$ para el de $47\mu F$.

De esta forma, los parámetros utilizados en las simulaciones para los dispositivos de conmutación y los componentes pasivos se presentan en la Figura 5.2. En el caso de los inductores y capacitores, únicamente se muestran los valores correspondientes al capacitor C1 (véase Figura 5.2c) y al inductor L1 (véase Figura 5.2d). No obstante, los parámetros de los elementos C2 y L2 son muy similares, diferenciándose únicamente en los valores de capacitancia, inductancia y sus respectivas resistencias parásitas asociadas. Las Figuras 5.2a y 5.2b muestran los parámetros utilizados para el diodo y el transistor, respectivamente.

Diode		Display
Name	D1	<input checked="" type="checkbox"/>
Model Level	Ideal	<input checked="" type="checkbox"/>
Forward Voltage	0.975	<input type="checkbox"/>
Resistance	0.1083	<input type="checkbox"/>
Initial Position	0	<input type="checkbox"/>
Current Flag	1	<input type="checkbox"/>
Voltage Flag	0	<input type="checkbox"/>

(a) Parámetros del diodo MUR820.

MOSFET switch		Display
Name	M1	<input checked="" type="checkbox"/>
Model Level	Ideal	<input checked="" type="checkbox"/>
On Resistance RDS(on)	0.18	<input type="checkbox"/>
Diode Forward Voltage	2	<input type="checkbox"/>
Diode Resistance	0.111	<input type="checkbox"/>
Initial Position	0	<input type="checkbox"/>
Current Flag	0	<input type="checkbox"/>
Voltage Flag	0	<input type="checkbox"/>

(b) Parámetros del transistor IRF640.

Capacitor (Level 2)		Display
Name	C1	<input checked="" type="checkbox"/>
Model Level	Level 2	<input checked="" type="checkbox"/>
Capacitance	33u	<input checked="" type="checkbox"/>
Voltage Rating	0	<input type="checkbox"/>
RMS Current Rating	0	<input type="checkbox"/>
Resistance ESR	55m	<input type="checkbox"/>
Inductance ESL	0	<input type="checkbox"/>
Leakage Resistance	0	<input type="checkbox"/>
Initial Capacitor Voltage	0	<input type="checkbox"/>
Current Flag	1	<input type="checkbox"/>
Voltage Flag	0	<input type="checkbox"/>

(c) Parámetros del capacitor C_1 (A759KS336M1K).

Inductor (Level 2)		Display
Name	L1	<input checked="" type="checkbox"/>
Model Level	Level 2	<input checked="" type="checkbox"/>
Inductance	1m	<input checked="" type="checkbox"/>
Peak Current Rating	100	<input type="checkbox"/>
Series Resistance	0.277	<input type="checkbox"/>
Parallel Resistance	0	<input type="checkbox"/>
Parallel Capacitance	0	<input type="checkbox"/>
Initial Current	0	<input type="checkbox"/>
Current Flag	1	<input type="checkbox"/>
Voltage Flag	0	<input type="checkbox"/>

(d) Parámetros del inductor L_1 (1410524C).

Figura 5.2: Parámetros utilizados en la simulación en PSIM para los componentes pasivos y activos.

5.3. Simulaciones en lazo abierto

Con base en los valores de los componentes definidos en el capítulo anterior, así como en los parámetros de los dispositivos de conmutación presentados previamente, se realizaron las simulaciones en lazo abierto de ambos convertidores utilizando el software PSIM. A continuación, se presentan las imágenes correspondientes a los circuitos simulados: la Figura 5.3 muestra el convertidor propuesto, mientras que la Figura 5.4 corresponde al convertidor tomado de la literatura.

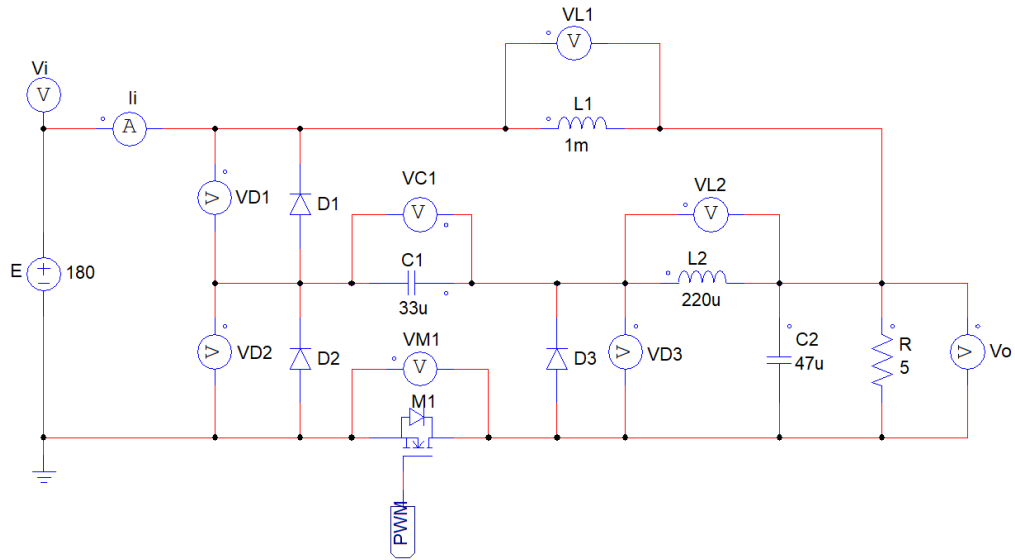


Figura 5.3: Simulación del convertidor 1 en PSIM.

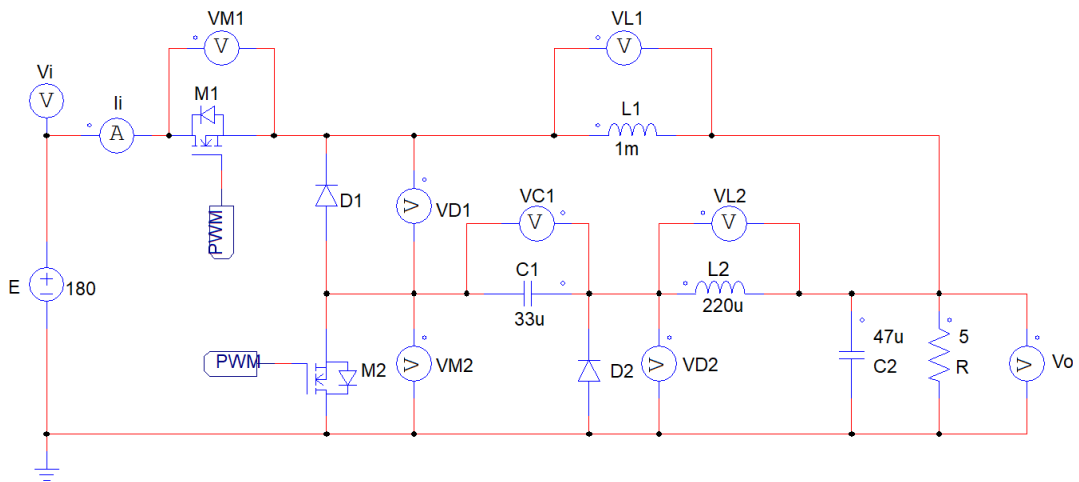
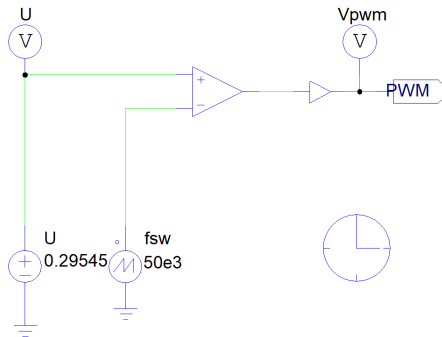


Figura 5.4: Simulación del convertidor 2 en PSIM.

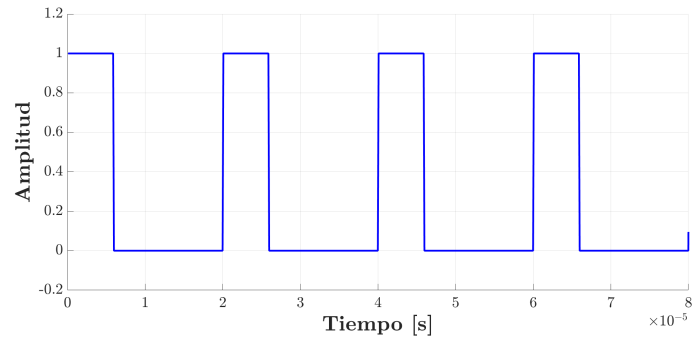
Para la generación de la señal PWM, se implementó un circuito basado en un comparador, el cual recibe dos señales de entrada y determina cuál posee mayor amplitud en cada instante. Las señales utilizadas son una de voltaje constante (nivel de CD) y otra con forma de onda triangular, dicho circuito se puede observar en la Figura 5.5a.

Con base en el diseño de los convertidores, se estableció que para obtener una tensión de salida de 14 V era necesario un ciclo de trabajo de 0.2789. Sin embargo, debido a las caídas de voltaje en los componentes, se realizó un ajuste en el ciclo de trabajo, quedando finalmente en 0.29545. Por lo tanto, para el convertidor 1 se empleó una señal de voltaje constante de 0.29545 V como referencia para el comparador. Para el convertidor 2 también se aplicó un ajuste, resultando en un ciclo de trabajo de 0.29253. Además, se fijó una frecuencia de conmutación de 50 kHz.

El circuito mostrado a continuación es el encargado de generar la señal PWM que activa los dispositivos de conmutación de los convertidores. Asimismo, se presenta la forma de onda correspondiente a dicha señal para el ciclo de trabajo obtenido de los cálculos (véase Figura 5.5b).



(a) Circuito implementado en PSIM.



(b) Señal PWM.

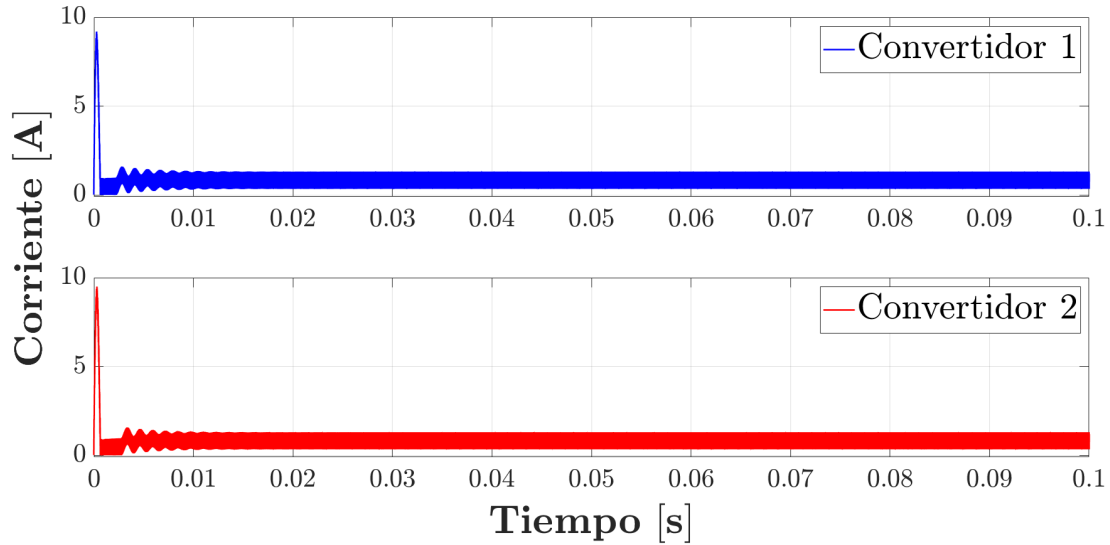
Figura 5.5: Circuito para generar la señal PWM y señal generada.

A continuación, se presentan las señales más representativas obtenidas a partir de las simulaciones de los convertidores. Estas comprenden variables clave como corriente, voltaje y potencia, derivadas del modelo matemático obtenido mediante el análisis de los sistemas. Las gráficas proporcionadas ilustran el comportamiento de los estados del sistema en lazo abierto, permitiendo observar su dinámica en términos de variaciones de corriente, voltaje y potencia suministrada.

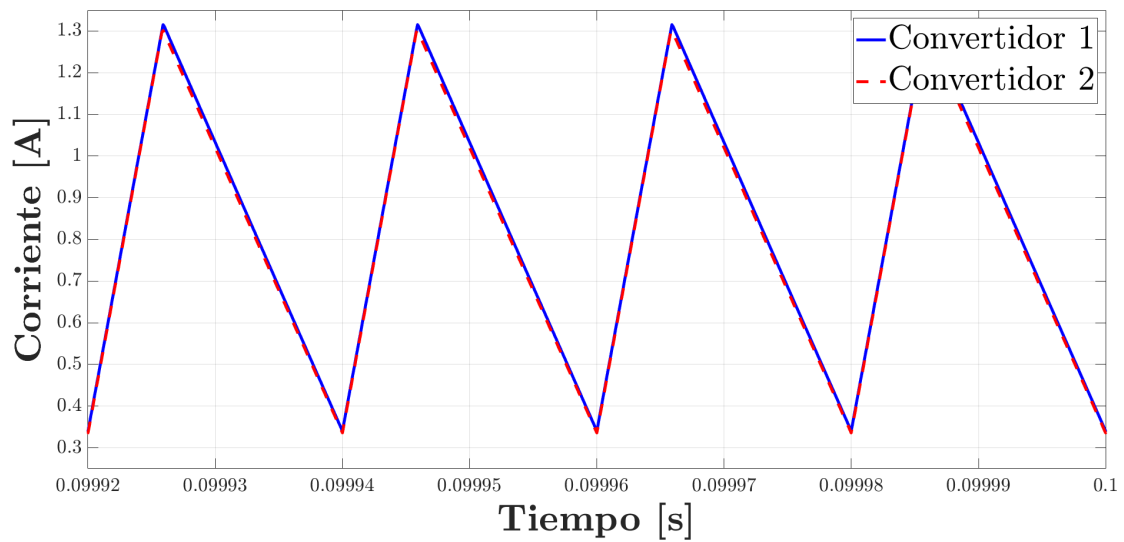
En el caso de los convertidores analizados, las cuatro variables de estado consideradas corresponden a las magnitudes de interés de los principales componentes del sistema: el voltaje en los capacitores y la corriente en los inductores.

La Figura 5.6a muestra la evolución temporal de la corriente a través del inductor L1, mientras que la Figura 5.6b presenta un acercamiento de la gráfica para observar el comportamiento del rizo una vez alcanzado el estado estacionario de la señal. Se observa que dicha corriente se mantiene por encima de cero, condición esencial para garantizar la operación en modo de conducción continua. Además, se aprecia que las respuestas de ambos convertidores son muy similares, presentando únicamente ligeras diferencias en el sobreimpulso y en el tiempo de establecimiento.

En particular, el convertidor 2 presenta un sobreimpulso de corriente ligeramente mayor y un tiempo de establecimiento más prolongado en comparación con el convertidor propuesto. No obstante, una vez alcanzado el estado estacionario, ambos sistemas muestran un comportamiento prácticamente idéntico.



(a) Corriente en L_1 .



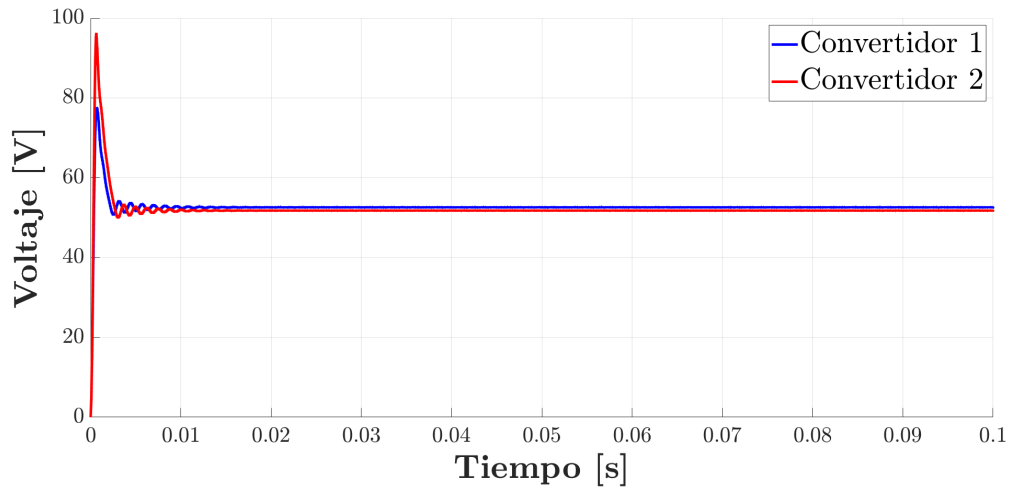
(b) Rizo de corriente en L_1 .

Figura 5.6: Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_1 .

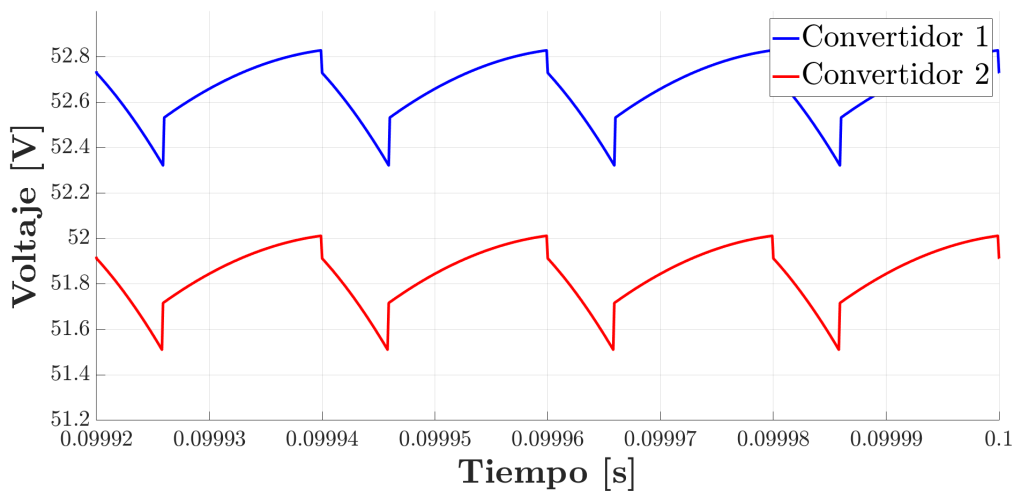
La Figura 5.7a muestra la evolución del voltaje en el capacitor C_1 durante la simulación en lazo abierto. Se puede apreciar que el convertidor 2 presenta un comportamiento más agresivo en la etapa transitoria, con un sobreimpulso considerablemente superior al valor en estado estacionario, alcanzando aproximadamente el doble de dicho valor.

En contraste, el convertidor propuesto exhibe un sobretiro más moderado, cercano al 50 % del valor final, lo que indica una respuesta más controlada. Sin embargo, en ambos casos, los picos de voltaje son notoriamente elevados, lo que podría representar un factor crítico en el diseño del sistema si no se mitiga adecuadamente mediante control o dimensionamiento de componentes.

Además, se observa en la Figura 5.7b que, una vez alcanzado el estado estacionario, las señales presentan un valor de voltaje promedio diferente, siendo ligeramente mayor en el convertidor 1. Asimismo, se aprecia una señal con ciertas deformaciones atribuibles a las resistencias parásitas de los componentes pasivos.



(a) Voltaje en C_1 .



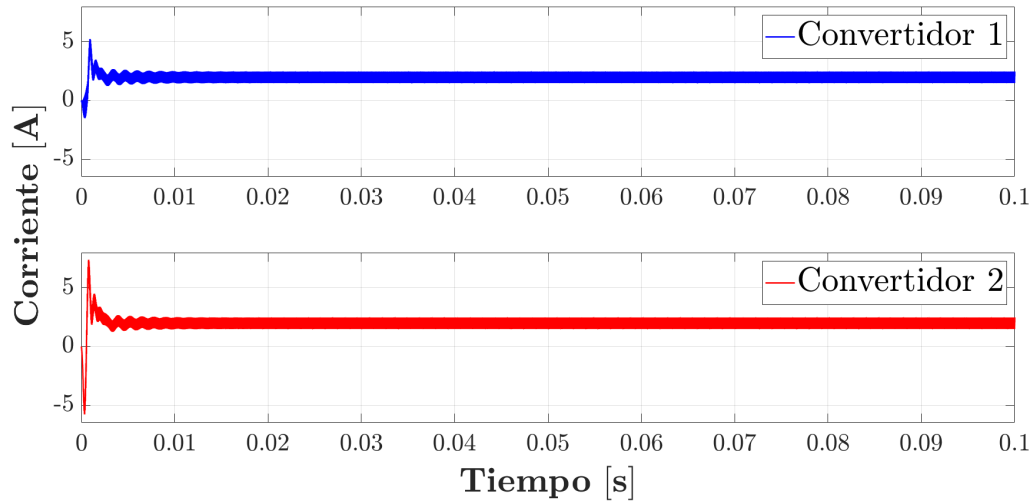
(b) Rizo de voltaje en C_1 .

Figura 5.7: Forma de onda de la señal de voltaje en el capacitor C_1 .

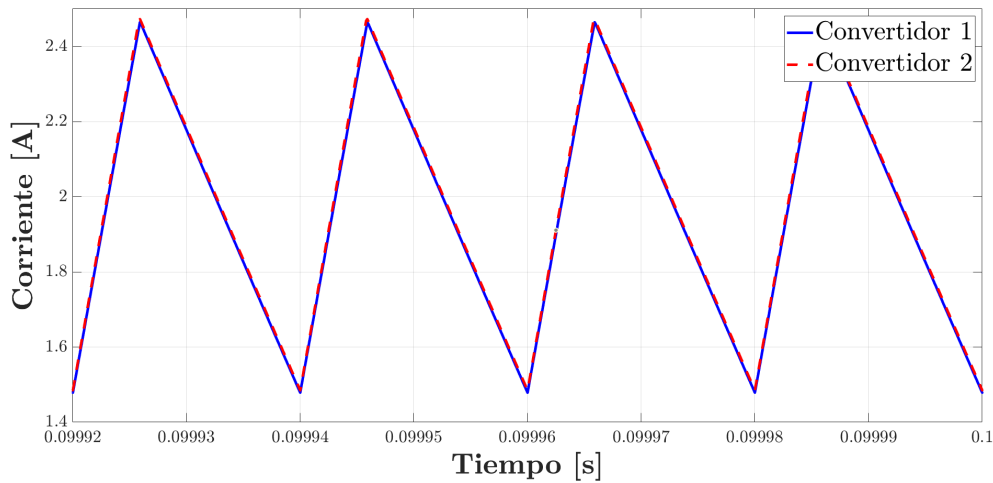
Las señales de corriente en el inductor L_2 , mostradas en la Figura 5.8a, presentan un rizo considerable, similar al observado en el inductor L_1 . Esta característica se atribuye principalmente a los valores de inductancia seleccionados en el diseño.

Aunque en este caso se optó por un valor de inductancia mayor con respecto al calculado, la magnitud del rizo sigue siendo significativa. Si bien podría reducirse mediante el uso de inductores de mayor valor, esto implicaría un aumento en el costo y volumen del prototipo, lo cual no resulta necesario en esta aplicación específica. El criterio principal es asegurar que la corriente no caiga a cero, con el fin de mantener la operación en modo de conducción continua.

Una particularidad relevante en la etapa transitoria es la aparición de valores negativos y picos pronunciados en la corriente antes de alcanzar el estado estacionario. El rizo en esta señal se aproxima a 1 A, como se observa en la Figura 5.8b, lo cual, si bien puede parecer elevado, se mantiene dentro de los márgenes aceptables para esta aplicación.



(a) Corriente en L_2 .



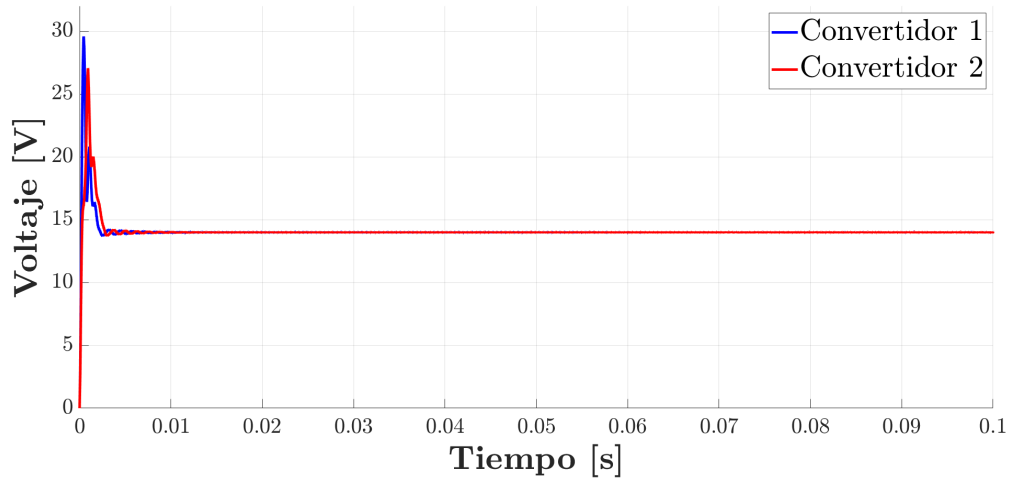
(b) Rizo de corriente en L_2 .

Figura 5.8: Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_2 .

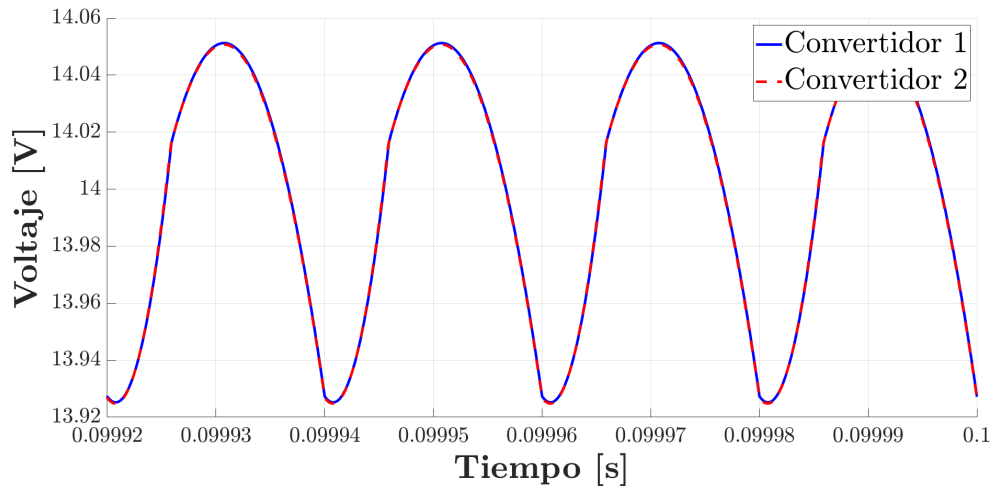
El último de los estados analizados se muestra en la Figura 5.9a y corresponde al voltaje en el capacitor C_2 , el cual coincide con el voltaje de salida que alimenta directamente a la carga. En este caso, dicha carga está constituida por un arreglo de LEDs de potencia, modelado como una resistencia equivalente de $5\ \Omega$, la cual resulta de 4 LEDs con una resistencia equivalente de $20\ \Omega$ en paralelo.

Se observa que, durante la etapa transitoria, el voltaje presenta un sobreimpulso que supera ligeramente el doble del valor de referencia, establecido en 14 V. Este comportamiento podría representar un riesgo para la integridad de los LEDs, dado que un voltaje excesivo puede acortar su vida útil o provocar fallos.

No obstante, una vez superado el régimen transitorio, la señal se estabiliza en torno a los 14 V, con un rizo relativamente pequeño (véase Figura 5.9b). Este rizo no compromete el funcionamiento de la carga, ya que, según la hoja de datos del fabricante, el rango de operación óptimo de los LEDs se encuentra entre 12.80 V y 16.64 V.



(a) Voltaje en C_2 .

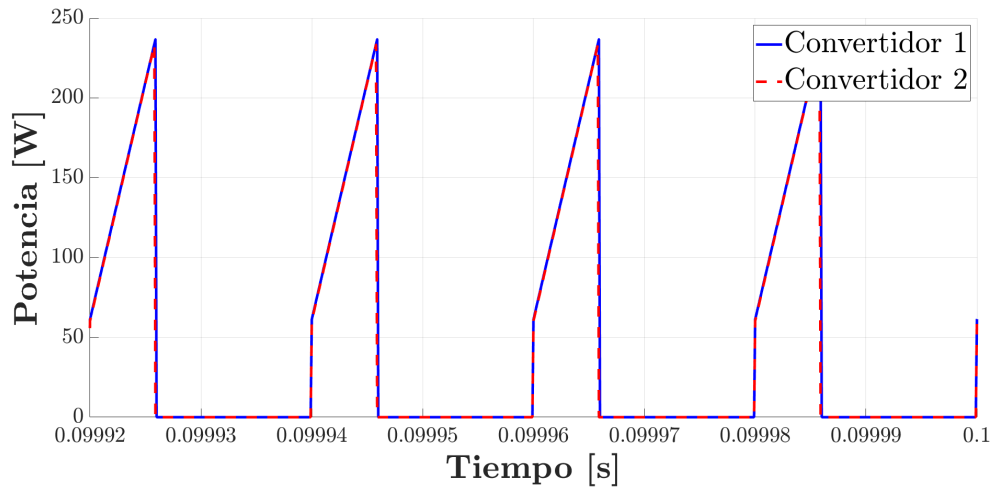


(b) Rizo de voltaje en C_2 .

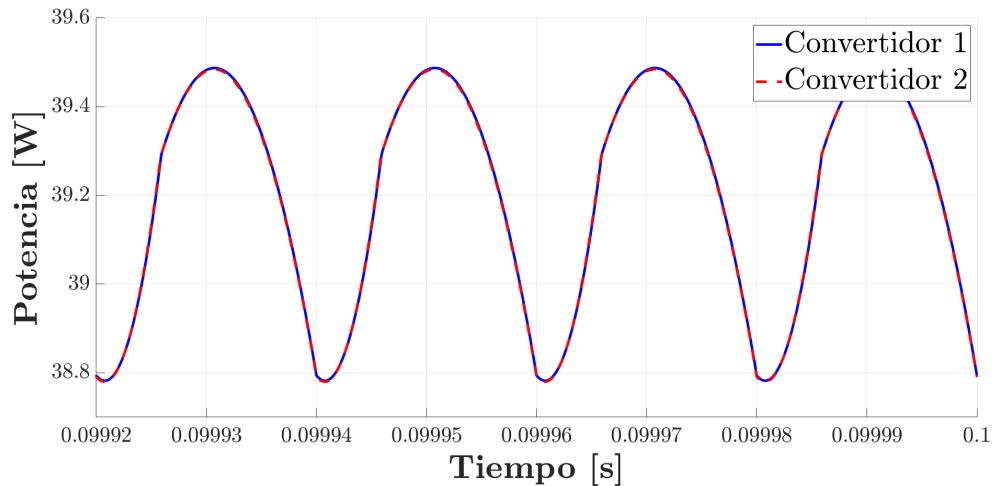
Figura 5.9: Forma de onda de la señal de voltaje en el capacitor C_2 .

En cuanto a la potencia, la Figura 5.10a muestra las señales de potencia de entrada del circuito, mientras que la Figura 5.10b presenta las correspondientes a la salida, esto para cada convertidor. En este caso, se observa que la señal de potencia de entrada experimenta caídas momentáneas a cero debido a que la corriente de entrada está directamente relacionada con las señales de corriente tanto del inductor L_1 como del diodo D_1 . Estas señales presentan un rizo considerable, lo que ocasiona que, en ciertos momentos, la corriente de entrada disminuya hasta cero.

Dado este comportamiento, se decidió analizar solo los valores de potencia en estado estacionario y considerar unos pocos ciclos de la señal de potencia para obtener un valor promedio representativo. Por otro lado, para la señal de potencia de salida no se presentan problemas, ya que tanto el voltaje como la corriente de salida se mantienen constantes durante el tiempo de operación. Los datos obtenidos para las potencias de entrada y salida se muestran en la Tabla 5.3.



(a) Rizo de potencia de entrada del sistema.



(b) Rizo de potencia de salida del sistema.

Figura 5.10: Forma de onda de las señales de potencia del sistema.

Para resumir los resultados obtenidos en las simulaciones en lazo abierto, se presenta la Tabla 5.1 para el convertidor 1 y la Tabla 5.2 para el convertidor 2, donde se muestran los principales parámetros obtenidos. En cuanto al tiempo de establecimiento, se utilizó el criterio según el cual la señal se considera estable cuando entra dentro del rango de $\pm 2\%$ de su valor de referencia.

Por otro lado, en el caso de las corrientes, debido a la presencia de un rizo considerable, la señal no logra mantenerse dentro del rango establecido. Por esta razón, en las celdas correspondientes donde no se obtuvo un valor definido, se ha indicado “NA”.

Tabla 5.1: Parámetros de desempeño del convertidor 1 en lazo abierto.

Parámetro	Convertidor 1			
x_i	i_{L_1}	v_{C_1}	i_{L_2}	v_{C_2}
Valor medio	0.8283 A	52.6619 V	1.9716 A	13.9998 V
Valor pico	9.1970 A	77.7113 V	5.2468 A	29.5790 V
Sobretiro	1010.29 %	47.56 %	166.11 %	111.28 %
Rizo	0.9751 A	0.5065 V	0.9861 A	0.1260 V
Tiempo de establecimiento	NA	6.366 ms	NA	3.353 ms
Tiempo de subida	1.6 μs	256 μs	38.0 μs	133.7 μs
Tiempo de pico	28.6 ms	657 μs	946 μs	450 μs

Tabla 5.2: Parámetros de desempeño del convertidor 2 en lazo abierto.

Parámetro	Convertidor 2			
x_i	i_{L_1}	v_{C_1}	i_{L_2}	v_{C_2}
Valor medio	0.8199 A	51.8473 V	1.9799 A	13.9995 V
Valor pico	9.4990 A	96.3141 V	7.4007 A	27.0486 V
Sobretiro	1058.44 %	85.7647 %	273.7946 %	93.2103 %
Rizo	0.9656 A	0.5012 V	0.9882 A	0.1259 V
Tiempo de establecimiento	NA	5.726 ms	NA	3.871 ms
Tiempo de subida	1.5 μs	218.4 μs	21.1 μs	179.2 μs
Tiempo de pico	30.6 ms	640 μs	786 μs	910 μs

Tabla 5.3: Datos obtenidos para las potencias de entrada y salida.

Parámetro	Convertidor 1	Convertidor 2
Valor medio P_i (W)	44.7164 W	43.3396 W
Valor medio P_o (W)	39.1997 W	39.1981 W
Eficiencia η (%)	87.6629 %	90.4440 %

5.4. Simulación en lazo cerrado

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones realizadas en lazo cerrado para los convertidores. Para ello, se implementó un control basado en modos deslizantes, tal como se describe en el capítulo anterior. Inicialmente, las simulaciones fueron llevadas a cabo utilizando el software MATLAB/Simulink. Sin embargo, dado que en MATLAB se empleó un modelo ideal del convertidor, los resultados obtenidos mostraron ligeras diferencias con respecto a aquellos generados en PSIM. Estas discrepancias se deben a que el modelo de MATLAB no incorpora ciertas características inherentes de los componentes electrónicos, las cuales afectan el comportamiento de las señales. Por esta razón, también se llevó a cabo la simulación en PSIM, el cual incluye algunos de estos efectos en su análisis y proporciona resultados más realistas.

5.4.1. Simulación de lazo cerrado con MATLAB

A continuación, se presentan los resultados obtenidos a partir de las simulaciones realizadas en MATLAB/Simulink para ambos convertidores. Dado que ambos sistemas comparten el mismo modelo matemático, los parámetros de diseño y los valores de los componentes, las simulaciones son idénticas para ambos casos. La Figura 5.11 muestra el sistema completo, que incluye la planta y el controlador. La Figura 5.12 representa el modelo matemático de ambos convertidores, mientras que la Figura 5.13 muestra el modelo en bloques correspondiente al sistema de control de dichos convertidores. Es importante destacar que, debido a esta identidad en los modelos y las simulaciones, las gráficas presentadas en esta sección solo contienen una señal.

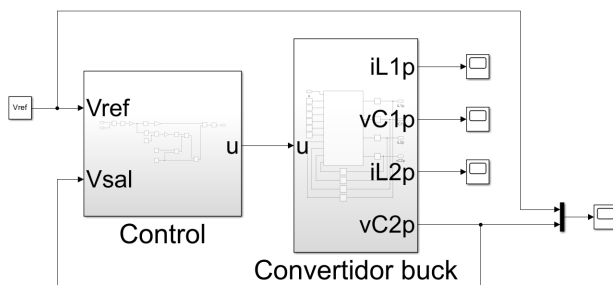


Figura 5.11: Diagrama del sistema en MATLAB/Simulink.

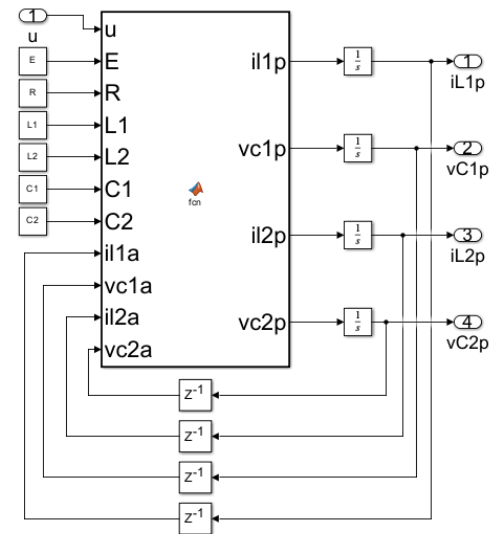


Figura 5.12: Sistema simulado en MATLAB.

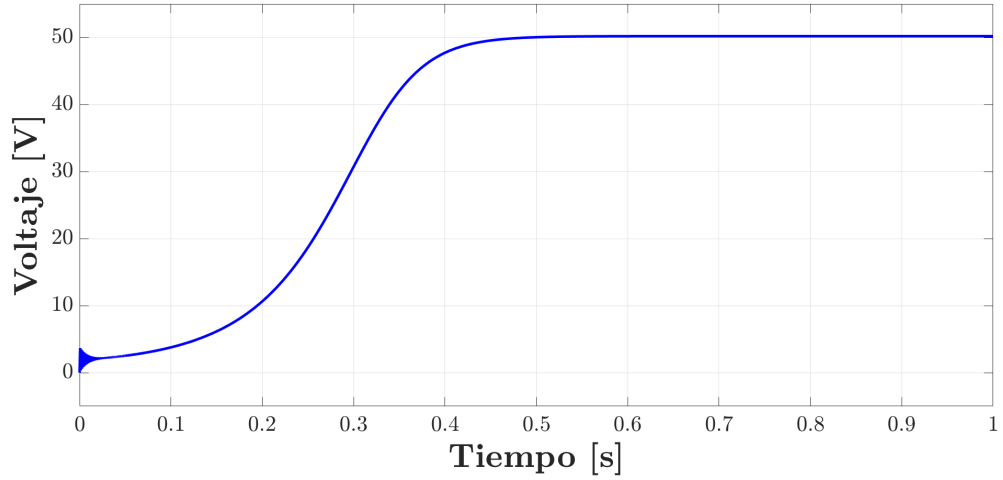


Figura 5.15: Voltaje en el capacitor C_1 .

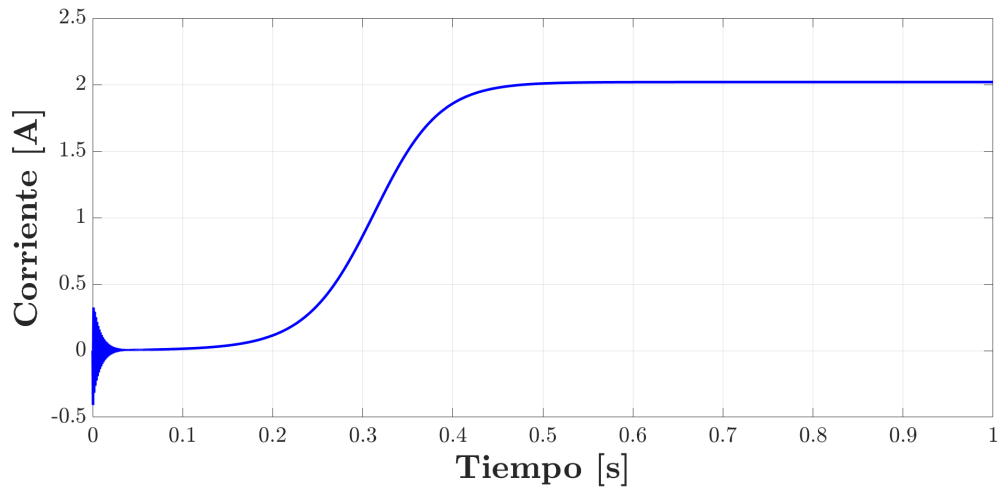


Figura 5.16: Corriente en inductor L_2 .

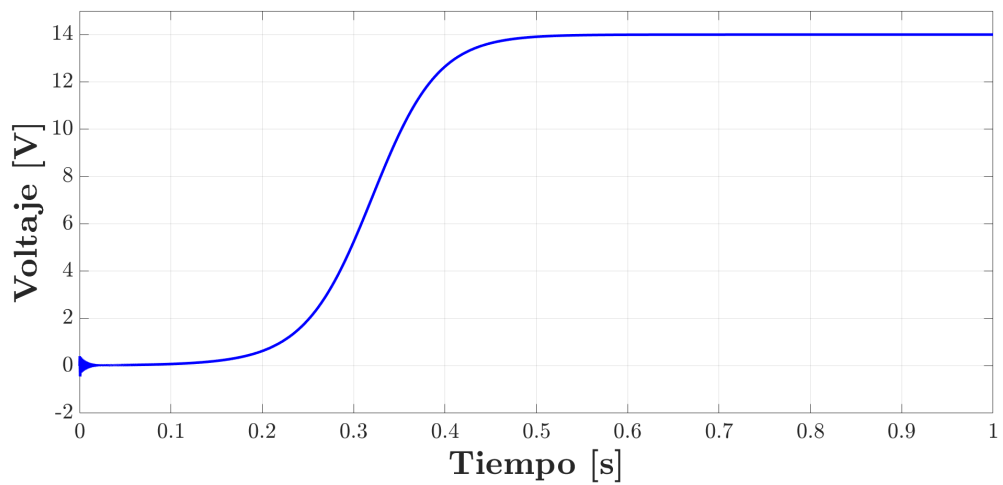


Figura 5.17: Voltaje en el capacitor C_2 .

A continuación, en la Figura 5.18 se presenta la señal de control del sistema, mientras que en la Figura 5.19 se muestra la señal de error correspondiente a la variable de mayor interés en esta investigación: el error del voltaje en el capacitor C_2 .

En este caso, la señal de control no presenta una discontinuidad entre 0 y 1, ya que no se empleó el control por modos deslizantes convencional. En su lugar, se utilizó una variante en la que los valores no oscilan entre 0 y 1, sino que se mantiene una señal continua. Esta señal continua se traduce posteriormente en un valor proporcional al ciclo de trabajo del convertidor, el cual se convierte en una señal PWM responsable de activar los dispositivos de conmutación.

En la gráfica de la señal de control, se observa que esta sigue de manera muy precisa la salida de voltaje, lo que se explica por la ausencia de sobreimpulso. Esto indica que el control está funcionando de manera eficiente, manteniendo el error cercano a cero. Es crucial minimizar o, en un escenario ideal, eliminar el sobretiro por completo, con el fin de no comprometer el correcto funcionamiento de los LEDs, prolongar su vida útil y evitar daños permanentes causados por alimentar el dispositivo con un voltaje superior al nominal.

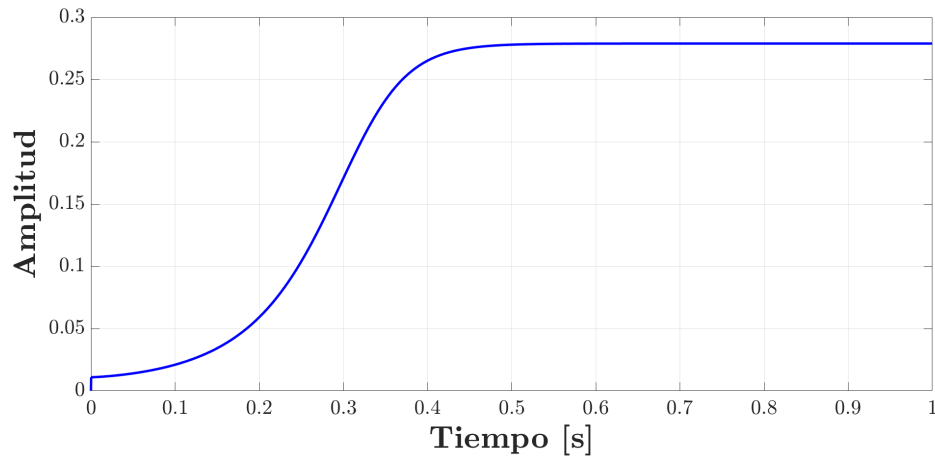


Figura 5.18: Señal de control del sistema.

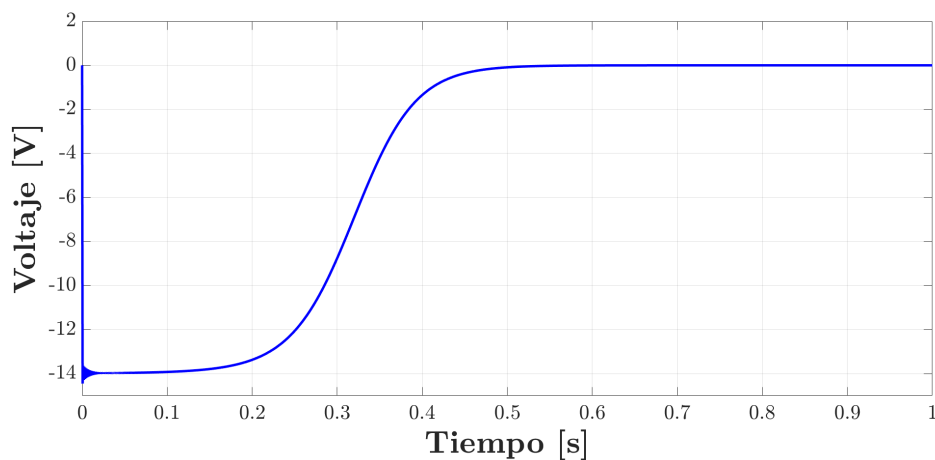


Figura 5.19: Señal de error del sistema en C_2 .

5.5. Simulaciones de lazo cerrado con PSIM

Las pruebas realizadas previamente en MATLAB no reflejan completamente el comportamiento real del sistema, ya que no consideran algunos efectos parásitos inherentes a los componentes utilizados en el circuito. Además, se empleó el mismo modelo matemático para ambos convertidores, derivado a partir del análisis de grafos aplicado a ambos sistemas. Sin embargo, las simulaciones en lazo abierto realizadas en PSIM mostraron que los circuitos exhiben comportamientos ligeramente diferentes. Por esta razón, se optó por utilizar un simulador eléctrico como PSIM, con el objetivo de obtener una representación de las señales más cercana a la realidad, aunque no completamente exacta.

Para la simulación en lazo cerrado, se realizaron pequeñas modificaciones a los circuitos en lazo abierto presentados previamente, con el fin de incluir el lazo de retroalimentación. A continuación, en la Figura 5.20 se muestra el nuevo circuito utilizado para el control, así como las modificaciones realizadas en el generador de la señal PWM.

El circuito de control empleado es prácticamente el mismo que el implementado en MATLAB/Simulink, con algunas adaptaciones necesarias para ajustarlo a los símbolos y componentes de PSIM.

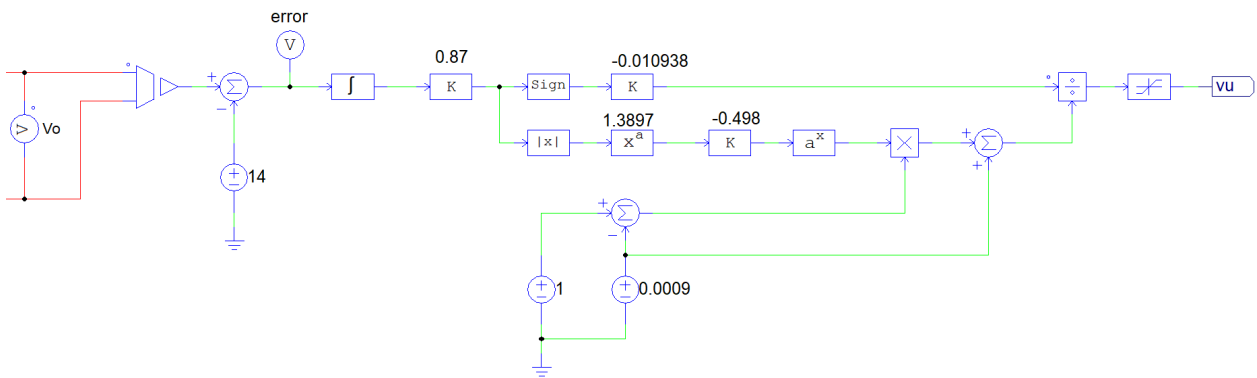
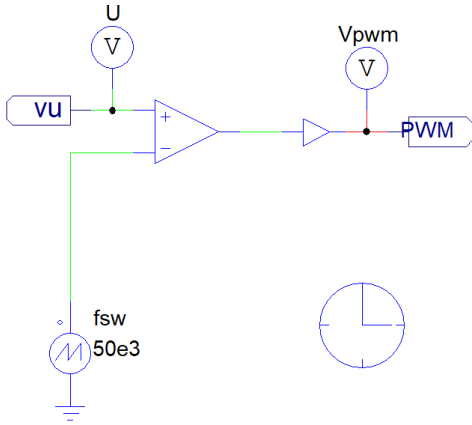


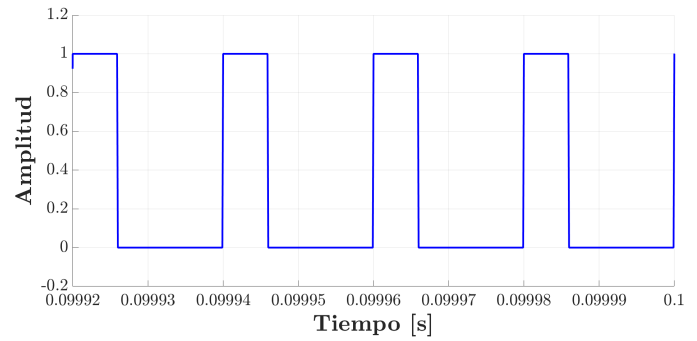
Figura 5.20: Circuito para el control por modos deslizantes.

En este caso, debido a la implementación del control, la señal PWM no permanece constante, ya que varía en función del voltaje de salida del sistema. Esto permite que la señal se ajuste dinámicamente a los cambios en el sistema, con el objetivo de mantener el voltaje de salida en el valor deseado, que para esta aplicación es de 14 V. Debido a la corta cantidad de ciclos observados, no es posible notar un cambio significativo en el ciclo de trabajo. Sin embargo, una vez que el sistema alcanza el estado estable, el ciclo de trabajo se mantiene constante, a menos que ocurra alguna perturbación en el sistema, lo anterior se muestra en la Figura 5.21b. El circuito utilizado para generar la señal PWM es exactamente el mismo que el empleado en el lazo abierto, con la única diferencia de que la señal de referencia para el ciclo de trabajo no permanece constante (véase Figura 5.21a).

Siguiendo un enfoque similar al utilizado en las simulaciones de MATLAB, se presentan a continuación las gráficas correspondientes. Estas gráficas muestran las señales asociadas a cada uno de los estados de los convertidores, que incluyen las corrientes de los inductores y los voltajes de los capacitores.

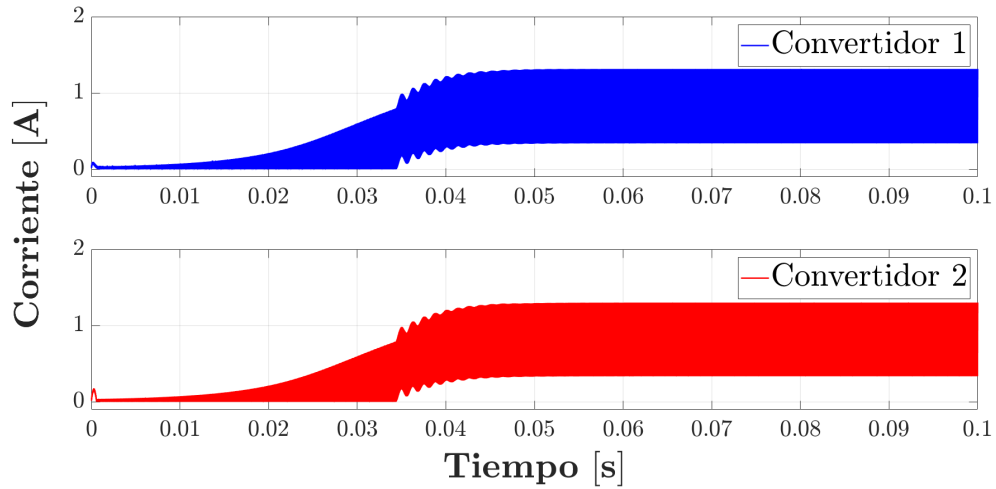


(a) Circuito implementado en PSIM.

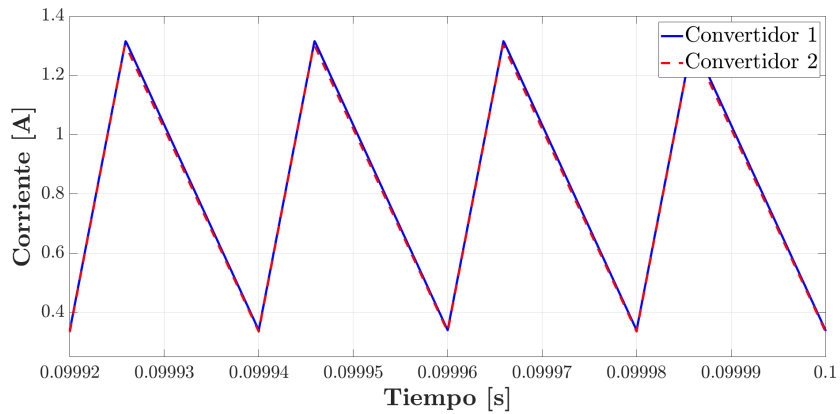


(b) Señal PWM.

Figura 5.21: Circuito para generar la señal PWM y señal PWM generada.

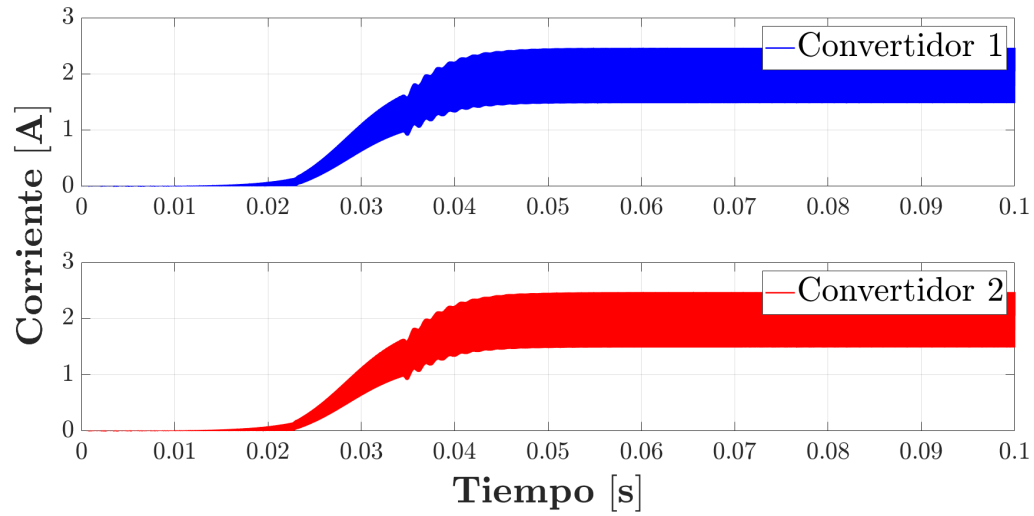


(a) Corriente en L_1 .

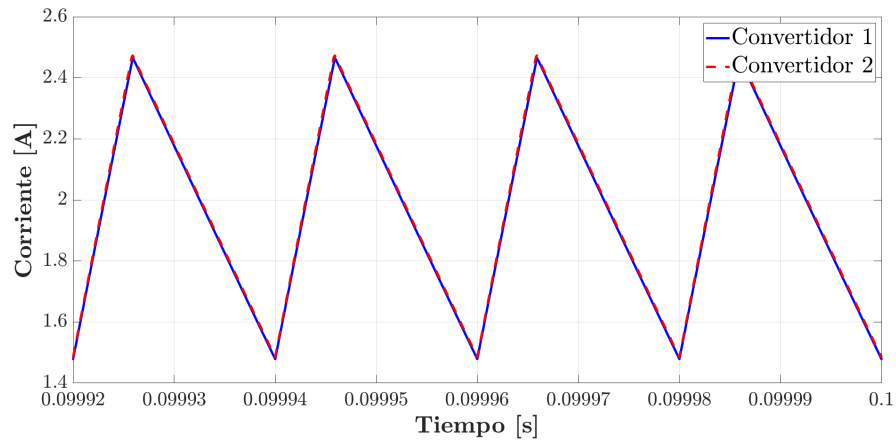


(b) Rizo de corriente en L_1 .

Figura 5.22: Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_1 para el lazo cerrado.



(a) Corriente en L_2 .



(b) Rizo de corriente en L_2 .

Figura 5.23: Forma de onda de la señal de corriente en el inductor L_2 para el lazo cerrado.

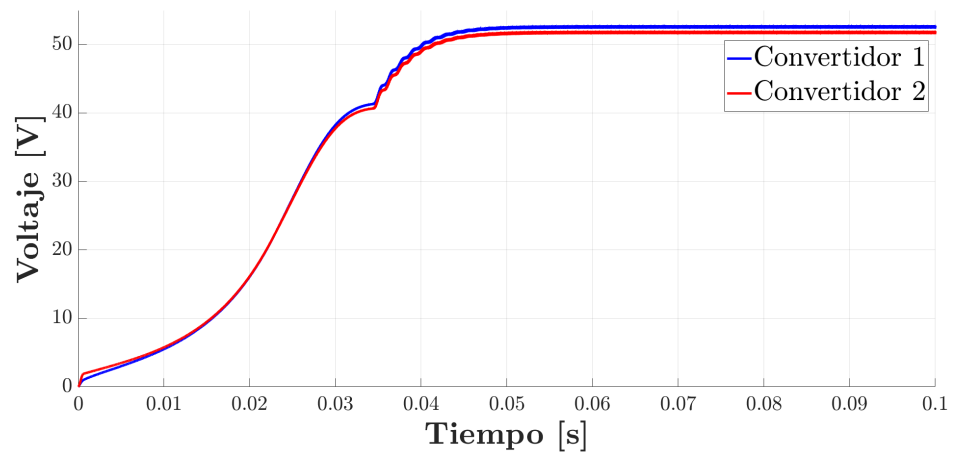


Figura 5.24: Forma de onda de la señal de voltaje en V_1 .

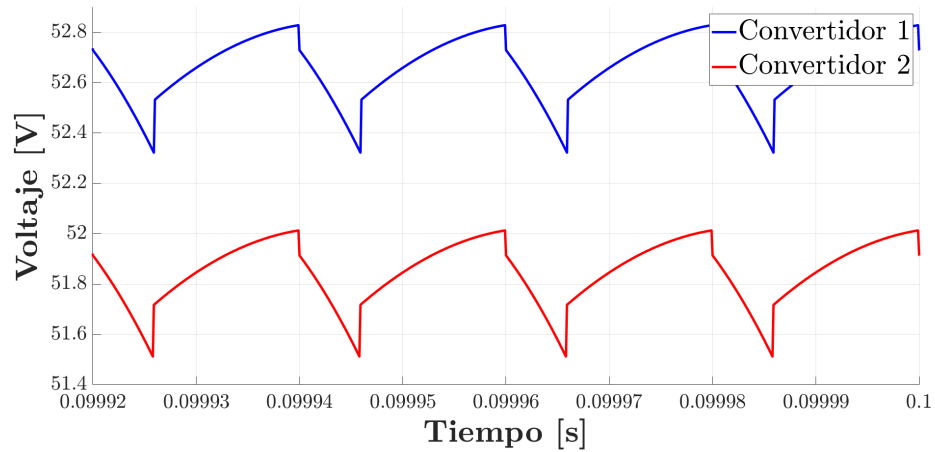


Figura 5.25: Rizo de la señal de voltaje en V_1 .

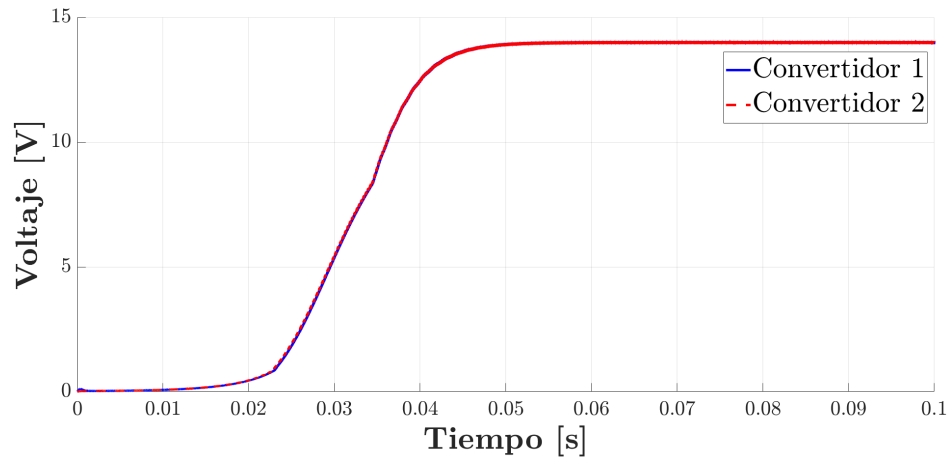


Figura 5.26: Forma de onda de la señal de voltaje en V_2 .

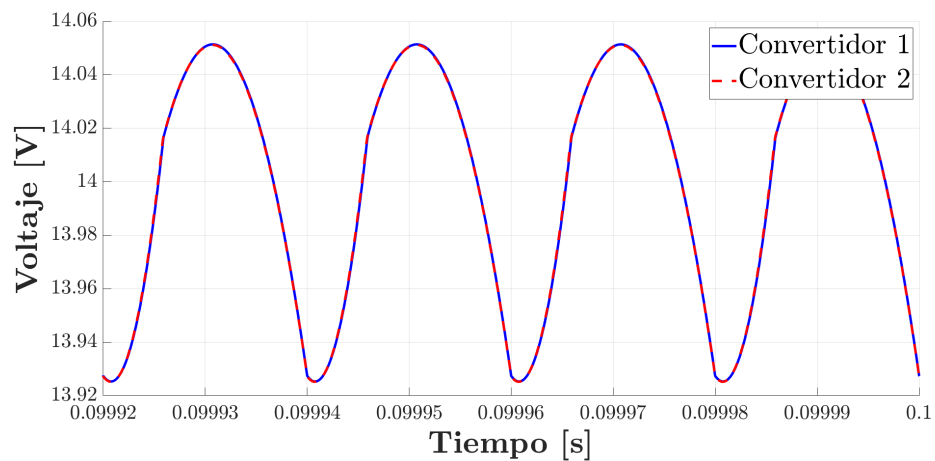


Figura 5.27: Rizo de la señal de voltaje en V_2 .

La primera gráfica corresponde a la señal de corriente en el inductor L_1 , la cual se presenta en la Figura 5.22a. Se observa que, gracias a la implementación del control, ya no se presenta un sobretiro significativo como en el caso de lazo abierto. No obstante, en la Figura 5.22b se muestra que el rizo de corriente persiste, lo cual se debe al valor de inductancia seleccionado. Además, una vez alcanzado el estado estable, las señales de corriente se mantienen constantes.

Para la corriente del inductor L_2 , mostrada en las Figuras 5.23a y 5.23b, se aprecia un comportamiento similar al del inductor 1. En ambos casos, el rizo podría reducirse incrementando el valor de las inductancias. Asimismo, se presentan los voltajes en ambos capacitores. En ambos casos, se observa un comportamiento similar al de las corrientes de los inductores en cuanto a la supresión de sobreimpulsos. Se aprecia que el sobretiro ha sido eliminado y que las señales se estabilizan en los valores deseados.

La Figura 5.24 muestra la señal del voltaje en el capacitor C_1 , mientras que la Figura 5.26 presenta el voltaje en el capacitor C_2 , el cual corresponde al voltaje de salida del sistema. Esta última señal no presenta sobretiro y, para ambos convertidores, exhibe una respuesta muy similar, lo cual también se observa en los demás estados del sistema.

Otro punto a considerar es que, al observar el rizo de voltaje en el capacitor 1 mostrado en la Figura 5.25, se nota que la señal presenta algunas variaciones en su forma de onda, atribuibles, al igual que en el caso de lazo abierto, a las resistencias parásitas de los componentes pasivos del sistema. Estas variaciones se ven atenuadas al aplicar el control para el capacitor 2, como se observa en la Figura 5.27, donde el voltaje en dicho elemento muestra una salida más estable, aunque aún con cierto rizo.

Cabe destacar que la señal de voltaje de salida es ideal para esta aplicación, ya que no presenta sobretiro y el rizo permanece dentro del rango de funcionamiento óptimo de los LEDs utilizados, garantizando así un desempeño eficiente y seguro.

En la Figura 5.28 se observa que la señal de control incrementa gradualmente hasta alcanzar un valor de 0.2954 para el convertidor 1 y de 0.2925 para el convertidor 2, dichos valores corresponden al ciclo de trabajo necesario para generar una señal PWM que permita obtener un voltaje de salida de 14 V para cada uno de los convertidores.

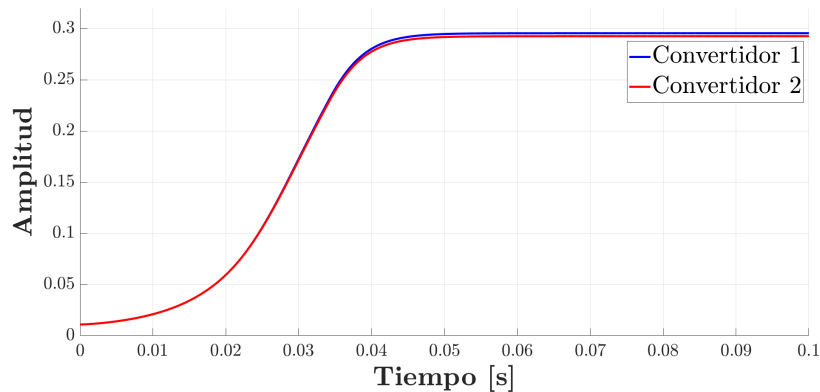


Figura 5.28: Señal de control del sistema.

Asimismo, se muestra la señal del error en la Figura 5.29, la cual inicia en un valor negativo y va incrementándose hasta estabilizarse cerca de cero. Este comportamiento es consistente en ambos convertidores.

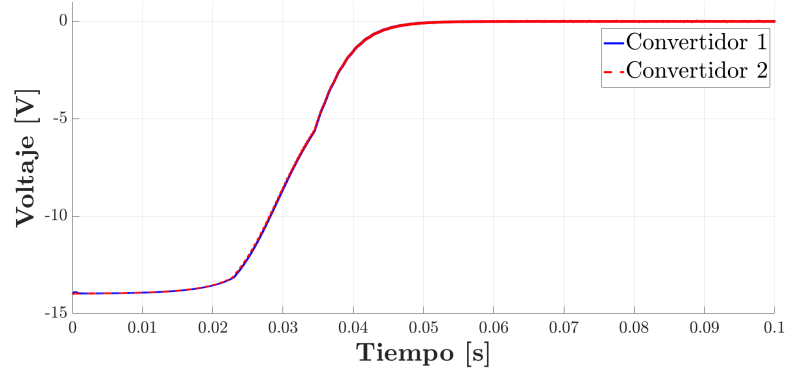
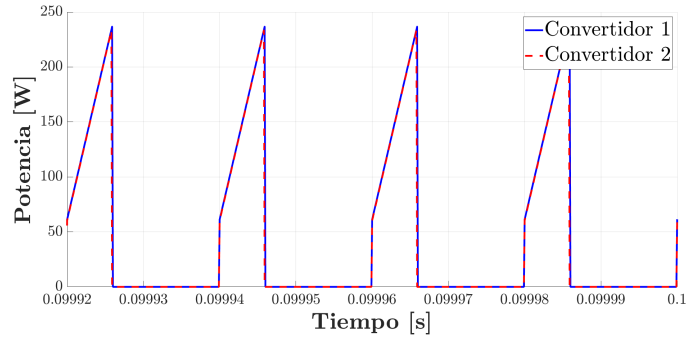


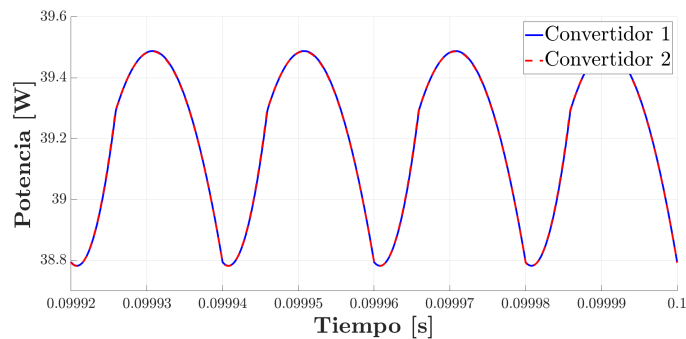
Figura 5.29: Señal de error del sistema en C_2 .

Además, en la Figura 5.30a se presentan las señales de potencia de entrada, mientras que en la Figura 5.30b se muestra la potencia de salida, ambas obtenidas para el caso de lazo cerrado. Se observa que dichas señales son muy similares a las obtenidas en la simulación en lazo abierto. Al igual que en ese caso, se decidió analizar únicamente algunos ciclos de conmutación con el fin de obtener la potencia promedio, ya que la señal de corriente de entrada cae a cero en ciertos momentos.

Se puede apreciar que, en estado estacionario, las señales de potencia son prácticamente iguales a las obtenidas en la simulación en lazo abierto. Estos resultados se muestran en la Tabla 5.6.



(a) Rizo de potencia de entrada del sistema.



(b) Rizo de potencia de salida del sistema.

Figura 5.30: Forma de onda de las señales de potencia del sistema.

Para resumir los resultados de las simulaciones en lazo cerrado, a continuación se presentan las Tablas 5.4 y 5.5, en las cuales se detallan los parámetros principales obtenidos. Los criterios empleados para esta información son los mismos que se utilizaron en las tablas correspondientes a las simulaciones en lazo abierto.

Tabla 5.4: Parámetros de desempeño del convertidor 1 en lazo cerrado.

Parámetro	Convertidor 1			
x_i	i_{L_1}	v_{C_1}	i_{L_2}	v_{C_2}
Valor medio	0.8283 A	52.6622 V	1.9716 A	14.00 V
Valor pico	1.3154 A	52.8293 V	2.4647 A	14.0513 V
Sobretiro	58.8020 %	0.3174 %	25.0080 %	0.3668 %
Rizo	0.9751 A	0.5065 V	0.9861 A	0.1260 V
Tiempo de establecimiento	NA	45.046 ms	NA	45.90 ms
Tiempo de subida	23.22 ms	27.95ms	8.222 ms	15.905 ms
Tiempo de pico	60.506 ms	69.78 ms	71.366 ms	90.171 ms

Tabla 5.5: Parámetros de desempeño del convertidor 2 en lazo cerrado.

Parámetro	Convertidor 2			
x_i	i_{L_1}	v_{C_1}	i_{L_2}	v_{C_2}
Valor medio	0.8200 A	51.8480 V	1.9799 A	14.00 V
Valor pico	1.3014 A	52.0134 V	2.4732 A	14.0511 V
Sobretiro	58.7079 %	0.3189 %	24.9167 %	0.3653 %
Rizo	0.9656 A	0.5012 V	0.9882 A	0.1259 V
Tiempo de establecimiento	NA	45.046 ms	NA	45.941 ms
Tiempo de subida	23.06 ms	28.63 ms	8.98 ms	16.06 ms
Tiempo de pico	70.766 ms	70.600 ms	70.926 ms	109.291 ms

Tabla 5.6: Datos obtenidos para las potencias de entrada y salida.

Parámetro	Convertidor 1	Convertidor 2
Valor medio P_i (W)	44.7169 W	43.3411 W
Valor medio P_o (W)	39.2004 W	39.2004 W
Eficiencia η (%)	87.6635 %	90.4462 %

Capítulo 6

Análisis de resultados

En esta sección se presenta el análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, con el propósito de evaluar el desempeño de los convertidores propuestos, así como la efectividad del controlador implementado.

Las conclusiones aquí expuestas se fundamentan en las gráficas mostradas en el capítulo anterior, así como en las tablas que resumen los principales parámetros de operación de cada convertidor. Este análisis permite identificar las mejoras introducidas por el sistema de control, así como el comportamiento dinámico y en estado estacionario de los sistemas ante distintas condiciones de operación.

6.1. Comparación entre lazo abierto y lazo cerrado

Al comparar los resultados obtenidos en lazo abierto y lazo cerrado, se observa una mejora significativa en el desempeño del sistema al implementar el controlador. En lazo abierto, el sistema presenta sobreimpulsos considerables, particularmente en las señales de corriente de los inductores. En el caso del inductor L_1 , los sobretiros superan incluso el 1000 %, lo cual representa un comportamiento indeseado. Para el inductor L_2 , aunque el sobretiro es menor, sigue siendo significativo, alcanzando aproximadamente un 300 %. Estos valores evidencian una falta de regulación adecuada en la operación sin control, lo cual puede comprometer tanto la estabilidad del sistema como la integridad de la carga.

Asimismo, en las señales de voltaje de los capacitores también se presentan sobretiros importantes. Aunque en el caso de las corrientes este fenómeno no resulta tan perjudicial siempre y cuando no se reduzcan a cero para que se mantenga el modo de conducción continuo, en el caso de los voltajes sí puede comprometer seriamente la integridad de la carga conectada al sistema. En particular, el sobreimpulso en el voltaje de salida que corresponde al voltaje del capacitor C_2 puede superar los 25 V en lazo abierto, mientras que el valor nominal deseado es de 14 V. Este nivel de sobretensión es crítico para la carga utilizada en esta aplicación, un arreglo de LED de potencia, cuyo voltaje máximo de operación según la hoja de datos es de 16.64 V. Alimentar los LEDs con un voltaje considerablemente mayor podría dañarlos permanentemente o reducir de forma significativa su vida útil.

Con la implementación del control, se aprecia una mejora sustancial en este aspecto. Para las señales de corriente, los sobretiros desaparecen y únicamente se conserva el rizo natural asociado al diseño del circuito, el cual puede ser minimizado mediante el uso de inductores de mayor valor. En cuanto a los voltajes de los capacitores, el sobreimpulso se elimina casi por

completo. Particularmente, el voltaje de salida en lazo cerrado no excede el valor máximo permitido para la carga, garantizando una operación segura.

No obstante, se observa un aumento en el tiempo de establecimiento al aplicar control. Este incremento es una consecuencia directa del compromiso entre velocidad de respuesta y estabilidad del sistema. Si bien es posible reducir el tiempo de establecimiento mediante ajustes en los parámetros del controlador, ello podría impactar negativamente otras características como el rizo o incluso reintroducir sobreimpulsos. Por lo tanto, la elección del tiempo de respuesta ideal debe basarse en las necesidades específicas de la aplicación y en las condiciones óptimas de operación de la carga.

6.2. Evaluación del controlador

El controlador por modos deslizantes implementado logró estabilizar el sistema de forma eficiente. La señal de error converge rápidamente a cero, y la señal de control se mantiene dentro de los rangos esperados, lo que permite una generación adecuada de la señal PWM. Esto garantiza que el voltaje de salida permanezca en torno al valor deseado de 14 V.

Se observó que, para ambos convertidores, el controlador funcionó de manera similar, con ligeras variaciones en la fase transitoria del sistema. En régimen estacionario, ambos sistemas presentan un comportamiento prácticamente idéntico. Se aprecia una mejora significativa en la reducción del sobretiro del voltaje en ambos capacitores, así como una disminución del sobreimpulso en las señales de corriente.

6.3. Eficiencia de los convertidores

Las gráficas de potencia de entrada y salida permiten estimar la eficiencia del convertidor. Aunque se observan ligeras variaciones durante la fase transitoria, en estado estacionario la eficiencia es comparable a la obtenida en lazo abierto. La implementación del control no introduce pérdidas significativas, lo cual es favorable para aplicaciones donde se requiere una alta eficiencia energética.

A continuación, se presentan los resultados relacionados con la eficiencia, utilizando los valores de potencia obtenidos para el lazo abierto, mostrados en la Tabla 5.3, y los correspondientes al lazo cerrado, mostrados en la Tabla 5.6.

La eficiencia se calcula con la siguiente expresión:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \% \quad (6.1)$$

En este caso se observan dos circuitos los cuales se comparan tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. Con ayuda de la tabla 5.3 se pueden obtener las eficiencias en lazo abierto, las cuales son:

$$\eta_1 = \frac{P_{o,1}}{P_{i,1}} \times 100 = \frac{39.1997}{44.7164} \times 100 = 87.6629 \% \quad (6.2)$$

$$\eta_2 = \frac{P_{o,2}}{P_{i,2}} \times 100 = \frac{39.1981}{43.3396} \times 100 = 90.4440 \% \quad (6.3)$$

Para lazo cerrado se hace uso de la tabla 5.6.

$$\eta_{1,LC} = \frac{P_{o,1}}{P_{i,1}} \times 100 = \frac{39.2004}{44.7169} \times 100 = 87.6635 \% \quad (6.4)$$

$$\eta_{2,LC} = \frac{P_{o,2}}{P_{i,2}} \times 100 = \frac{39.2004}{43.3411} \times 100 = 90.4462 \% \quad (6.5)$$

De lo anterior, se puede observar que en el sistema en lazo abierto el convertidor 2 presenta una eficiencia ligeramente superior. Algo similar sucede al implementar el controlador (lazo cerrado), el convertidor 2 muestra mejores resultados. Aunque en simulación las eficiencias son muy similares teniendo una diferencia de alrededor del 3%, es importante considerar el comportamiento en condiciones reales. Es importante notar que no existe una mejora significativa entre la eficiencia obtenida en lazo abierto y en lazo cerrado para ambos convertidores.

Al construir los prototipos con componentes físicos, los cuales presentan imperfecciones inherentes como pérdidas por conmutación, caídas de tensión o resistencias internas, es razonable suponer que el convertidor 1 mantendría una ventaja en eficiencia en lazo cerrado. Esto se debe a que emplea un solo dispositivo de conmutación activo, mientras que el convertidor 2 requiere dos, lo que implica un aumento en las pérdidas de potencia asociadas. Sin embargo en la simulación se observa que sucede lo contrario y es el convertidor 2 el que presenta menores pérdidas de potencia.

Además, el convertidor 1 resulta más rentable desde el punto de vista económico, ya que utiliza un diodo en lugar de un segundo transistor. Los transistores no solo son más costosos, sino que también requieren circuitos adicionales para su activación, lo que incrementa la complejidad del sistema y el número de componentes electrónicos necesarios. Por tanto, aunque ambos convertidores son viables, el convertidor 1 ofrece una opción más económica en la práctica mientras que el convertidor 2 ofrece una pequeña ventaja en términos de eficiencia.

Capítulo 7

Conclusiones

Los convertidores de potencia son dispositivos esenciales en diversas áreas de la vida cotidiana, con aplicaciones en distintos sectores como la iluminación. Dada la creciente demanda de estos dispositivos, es fundamental buscar soluciones más eficientes que favorezcan su escalabilidad en términos de producción. Entre las características clave que deben ser consideradas se encuentran el diseño simple, el tipo y número de componentes utilizados, y, lo más importante, la eficiencia de operación de los convertidores.

Una mejora significativa en la eficiencia de los convertidores puede lograrse mediante el uso de convertidores más complejos que los convencionales. En este estudio se compararon dos convertidores tipo buck de topología cuadrática. A medida que aumenta el número de componentes, también lo hace la complejidad del diseño, lo que incrementa la dificultad para obtener los modelos matemáticos que describen la dinámica de los sistemas. En el caso de los convertidores cuadráticos, es posible utilizar métodos tradicionales como el análisis de nodos y mallas para obtener los modelos. Sin embargo, para agilizar el proceso de obtención de estos modelos, se empleó la técnica de análisis de grafos, que permite representar el convertidor en forma de grafo y, a partir de ahí, resolver las matrices correspondientes.

Aunque el modelo matemático proporciona una idea general sobre el funcionamiento del circuito y el comportamiento de los diferentes estados del sistema, es importante señalar que estos modelos no siempre representan con precisión la realidad. Esto se debe a que, en la práctica, existen muchas variables que no son consideradas en los modelos matemáticos. No obstante, la obtención de un modelo matemático es esencial para poder implementar técnicas de control que garanticen que el sistema opere conforme a las especificaciones requeridas para una aplicación particular.

El uso de técnicas de control robustas es crucial para mejorar el desempeño del sistema, reducir el sobretiro y lograr una señal de salida más estable. Esto es esencial para mantener un voltaje de salida constante, lo cual permite un funcionamiento óptimo del sistema y minimiza los efectos negativos provocados por perturbaciones externas, que se reflejan en cambios en la amplitud de las señales. En esta investigación, se implementó un controlador por modos deslizantes, el cual mostró características que lo hacen adecuado para aplicaciones de este tipo.

Respecto a los convertidores, se observó que ambos sistemas presentan comportamientos similares en cuanto a eficiencia. Sin embargo, cuando se considera la viabilidad de construcción de los prototipos, el convertidor 1 resulta ser una opción adecuada debido a su simplicidad

y menor número de componentes, sin embargo es el convertidor 2 el que presenta una mejor eficiencia.

Es necesario mencionar que se cumplió el objetivo de esta tesis, el cual consistía en comparar, mediante simulaciones, ambos convertidores cuadráticos y determinar, a través de una comparación justa, las características que evidencian las ventajas y desventajas de cada uno. Originalmente se pensó que el convertidor propuesto, al contar con un solo transistor y reemplazar el otro por un diodo, podría mejorar la eficiencia al reducir las pérdidas por conmutación del circuito. Sin embargo, al realizar las simulaciones se observó lo contrario, por lo que la hipótesis planteada al inicio de esta investigación resultó errónea. Sin embargo, la diferencia en la eficiencia obtenida entre ambos convertidores no es muy grande, por lo que cualquiera de estos convertidores sigue siendo viable para la aplicación deseada.

Además, un aspecto importante al momento de elegir convertidores es la evaluación de sus características, con el fin de identificar topologías que presenten ventajas específicas según la aplicación requerida. Por ello, resulta fundamental comparar diferentes topologías para determinar cuál es la más adecuada para cada caso. En este estudio, ambas topologías resultan apropiadas: una mantiene un equilibrio entre simplicidad y eficiencia, mientras que la otra mejora la eficiencia a cambio de un circuito ligeramente más complejo.

En conclusión, la aplicación de técnicas de control robustas, como el control por modos deslizantes, demostró ser eficaz para mejorar el desempeño de convertidores CD-CD en diversas aplicaciones, como en este caso para la iluminación. La selección del convertidor adecuado dependerá de un equilibrio entre eficiencia, costo y complejidad, siendo ambos convertidores opciones viables.

Bibliografía

- [1] R. Panigrahi, S. K. Mishra y A. Joshi, «Synthesis of an optimum converter topology for a specified voltage conversion ratio,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, n.º 4, págs. 3923-3934, 2021.
- [2] Gobierno de México, *Consejos sobre ahorro de energía en tu casa - Iluminación*, Recuperado de: <https://www.gob.mx/conuee/acciones-y-programas/consejos-sobre-ahorro-de-energia-en-tu-casa-iluminacion>, 2024. dirección: <https://www.gob.mx/conuee/acciones-y-programas/consejos-sobre-ahorro-de-energia-en-tu-casa-iluminacion>
- [3] Lumiance México, *Ahorro energético en iluminación mediante tecnología LED*, Recuperado de: <https://lumiance.mx/ahorro-energetico-en-iluminacion-mediante-tecnologia-led/>, 2024. dirección: <https://lumiance.mx/ahorro-energetico-en-iluminacion-mediante-tecnologia-led/>
- [4] B. Haldman, W. A. Porter, K. C. Ruppert y R. Cantrell, «Energy efficient homes: Introduction to LED lighting,» *Retrieved April*, vol. 5, pág. 2016, 2008.
- [5] A. C. C. Ribeiro, H. C. P. Rosa, J. D. da Silva Correa y A. V. da Silva, «O emprego da tecnologia LED na iluminação pública,» *e-xacta*, vol. 5, n.º 1, 2012.
- [6] T. S. d. Santos, M. C. Batista, S. A. Pozza y L. S. Rossi, «Análise da eficiência energética, ambiental e econômica entre lâmpadas de LED e convencionais,» *Engenharia Sanitária e Ambiental*, vol. 20, págs. 595-602, 2015.
- [7] M. Youssef, C. Boubahri, F. Aloui y S. Fetni, «Design of DC-DC Converter Bench Controlled by an Arduino Microcontroller,» *Int. J. Eng. Res.*, n.º 07, págs. 1158-1163, 2020.
- [8] V. Ng y S. Sanders, «A 92%-efficiency wide-input-voltage-range switched-capacitor DC-DC converter,» en *2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, IEEE, 2012, págs. 282-284.
- [9] F. Lin y H. Ye, *Advanced DC/DC Converters*. CRC Press, 2017.
- [10] E. Alexanderson y E. Phillipi, «History and development of the electronic power converter,» *Electrical Engineering*, vol. 63, n.º 9, págs. 654-657, 1944.
- [11] D. Maksimovic y S. Cuk, «Switching converters with wide DC conversion range,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, n.º 1, págs. 151-157, 1991.

- [12] R. Lodo, W. Silva, L. Freitas, E. Coelho, L. Freitas y J. Júnior, «Analysis, Design And Implementation Of A Boost-buck Quadratic Converter Applied To An Lighting System Using Led Lamps,» *Eletrônica de Potência*, vol. 18, págs. 1082-1090, ago. de 2013. DOI: 10.18618/REP.2013.3.10821090
- [13] R. T. Yadlapalli y A. Kotapati, «Efficiency analysis of Quadratic buck converter for LED lamp driver applications,» en *2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*, IEEE, 2017, págs. 210-214.
- [14] A. E. Demian, J. R. de Britto, L. C. de Freitas, V. J. Farias, E. A. Coelho y J. B. Vieira, «Microcontroller-based quadratic buck converter used as led lamp driver,» en *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, IEEE, 2007, págs. 1-6.
- [15] A. S. Berger, *Embedded Systems Design: An Introduction to Processes, Tools, and Techniques*. USA: CMP Books, 2002.
- [16] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [17] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [18] E. F. Schubert, *Light-emitting diodes (2018)*. E. Fred Schubert, 2018.
- [19] N. Zheludev, «The life and times of the LED—a 100-year history,» *Nature photonics*, vol. 1, n.º 4, págs. 189-192, 2007.
- [20] G. Held, *Introduction to light emitting diode technology and applications*. Auerbach publications, 2016.
- [21] V. Rodriguez, «Diseño y construcción de un sistema de alimentación para LEDs de potencia utilizando el convertidor CD/CD tipo Flyback,» *UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE MIXTECA*, vol. 94, 2009.
- [22] H. Adamas Perez et al., «Modelo Eléctrico-Térmico para LEDs de Potencia,» 2019.
- [23] R. Diestel, *Graph theory*. Springer (print edition); Reinhard Diestel (eBooks), 2024.
- [24] D. Narsingh, *Graph theory with applications to engineering and computer science*. Prentice-Hall, 1974.
- [25] J. Vrbik, «Solving electrical circuits via graph theory,» *Applied Mathematics*, vol. 13, n.º 01, págs. 77-86, 2022.
- [26] F. Dörfler, J. W. Simpson-Porco y F. Bullo, «Electrical networks and algebraic graph theory: Models, properties, and applications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 106, n.º 5, págs. 977-1005, 2018.
- [27] B. Xie, C. Qi, H. Ben y W. Yu, «The applications of graph theory in electric network,» en *2019 International Conference on Sensing, Diagnostics, Prognostics, and Control (SDPC)*, IEEE, 2019, págs. 780-784.
- [28] E. D. Sontag, *Mathematical control theory: deterministic finite dimensional systems*. Springer Science & Business Media, 2013, vol. 6.
- [29] J. R. Leigh, *Control theory*. Iet, 2004, vol. 64.

- [30] S. Verma, S. Singh y A. Rao, «Overview of control Techniques for DC-DC converters,» *Research Journal of Engineering Sciences ISSN*, vol. 2278, pág. 9472, 2013.
- [31] A. Sabanovic, L. M. Fridman y S. K. Spurgeon, *Variable structure systems: from principles to implementation*. IET, 2004, vol. 66.
- [32] Y. M. Alsmadi, V. Utkin, M. A. Haj-ahmed y L. Xu, «Sliding mode control of power converters: DC/DC converters,» *International Journal of Control*, vol. 91, n.º 11, págs. 2472-2493, 2018.
- [33] V. Utkin, «Variable structure systems with sliding modes,» *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 22, n.º 2, págs. 212-222, 1977.
- [34] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan y K. Al-Haddad, «Sliding-mode robot control with exponential reaching law,» *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, n.º 2, págs. 600-610, 2010.

Apéndice A

Método para el modelado de convertidores CD-CD utilizando el método de grafos

El modelado de convertidores de CD es un paso esencial para comprender y analizar su funcionamiento. Entre las diversas técnicas disponibles, el método de grafos destaca por su capacidad para representar de manera sistemática y eficiente el comportamiento de convertidores con múltiples elementos activos y pasivos.

Este método permite modelar cualquier tipo de convertidor con uno o varios interruptores activos complementarios. A partir de este enfoque, se generan dos subcircuitos principales que representan los estados de operación del convertidor:

- **Estado de apagado:** Cuando la señal de entrada de los interruptores es 0.
- **Estado de encendido:** Cuando la señal de entrada de los interruptores es 1.

Además, el método es lo suficientemente flexible para incorporar múltiples interruptores pasivos en el modelo, lo que lo convierte en una herramienta versátil para analizar configuraciones complejas. A continuación, se describen los pasos necesarios para modelar un convertidor CD-CD utilizando el método de grafos:

1. El primer paso consiste en identificar y representar los grafos correspondientes a cada modo de operación del sistema: G_1 (estado de encendido) y G_0 (estado de apagado). Para la representación en grafos se omiten los resistores.
2. Posteriormente, se renombran los vértices de cada uno de los nodos generados. Se etiqueta a cada vértice de acuerdo con su elemento correspondiente del sistema y se fijan las direcciones de las corrientes en cada uno de los inductores, así como la caída de tensión en cada uno de los capacitores. En este método, los vértices del grafo corresponden de manera directa a los nodos del circuito eléctrico.

Para este caso se utiliza la siguiente notación:

- E para la fuente de alimentación,

- L_i para los inductores,
 - C_j para los capacitores,
 - T para los dispositivos de conmutación,
 - D para los diodos.
3. El siguiente paso es definir cada uno de los ciclos de cada grafo, para lo cual se plantea un ciclo de corriente para cada bobina en el grafo. Existen dos reglas que deben cumplirse:
- a) No pueden existir ciclos que no contengan bobinas.
 - b) En el ciclo de corriente propuesto, solo puede existir una bobina.
4. Los ciclos de corriente definidos en el paso anterior permiten evaluar los elementos de la matriz \mathcal{J}_{Aux} . En la fila correspondiente a L_i , se asignan valores a cada una de las columnas de C_j . Existen tres posibles casos:
- a) Se asigna el valor 0 si en el ciclo no se encuentra un capacitor.
 - b) Se asigna el valor -1 si la corriente incide en la terminal positiva del capacitor C_i .
 - c) Se asigna el valor 1 si la corriente incide en la terminal negativa del capacitor C_i .

Una vez determinada esta matriz, es necesario rellenar los valores en las intersecciones de capacitores e inductores. Para ello, se puede realizar la siguiente operación:

$$\mathcal{J} = \mathcal{J}_{Aux} - \mathcal{J}_{Aux}^T \quad (\text{A.1})$$

La matriz \mathcal{J}_{Aux} tiene la forma siguiente:

$$\mathcal{J}_{Aux} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha_1 & \dots & 0 & \alpha_2 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \alpha_{k-1} & \dots & 0 & \alpha_k \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{matrix} L_1 \\ C_1 \\ \vdots \\ L_i \\ C_j \end{matrix} \quad (\text{A.2})$$

$$L_1 \quad C_1 \quad \dots \quad L_i \quad C_j$$

Donde α_n con $n = 1, 2, \dots, k$, puede tomar valores en el conjunto $[-1, 0, 1]$, y los subíndices i y j representan el número de inductores y capacitores, respectivamente, en el sistema.

5. Para el caso del vector columna β , se presenta una situación similar a la anterior. Se evalúan los ciclos de corriente propuestos y, si se encuentra una fuente de alimentación de corriente continua, esta toma un valor de 0, 1 o -1, siguiendo las mismas reglas que en el paso anterior. El vector columna β tiene la forma siguiente:

$$\beta = \begin{pmatrix} \alpha_1 & L_1 \\ 0 & C_1 \\ \vdots & \vdots \\ \alpha_k & L_i \\ 0 & C_j \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Donde α_n con $n = 1, 2, \dots, k$, puede tomar valores en el conjunto $[-1, 0, 1]$, y los subíndices i y j representan el número de inductores y capacitores, respectivamente, en el sistema.

6. Los pasos anteriores se deben realizar para obtener tanto las matrices \mathcal{J}_{on} y β_{on} para el modo encendido, como las matrices \mathcal{J}_{off} y β_{off} para el modo apagado.
7. Ahora es necesario utilizar una variable auxiliar u para obtener el modelo conmutado. La matriz antisimétrica resultante se expresa como:

$$\mathcal{J}(u) = \mathcal{J}_{\text{on}}u + \mathcal{J}_{\text{off}}(1 - u), \quad (\text{A.4})$$

y la matriz de entrada está dada por:

$$\beta(u) = \beta_{\text{on}}u + \beta_{\text{off}}(1 - u). \quad (\text{A.5})$$

8. Se propone la matriz diagonal LC de la siguiente forma:

$$LC = \begin{pmatrix} L_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & L_i & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & C_j \end{pmatrix} \quad (\text{A.6})$$

9. Para el caso de los resistores involucrados en el circuito, estos se pueden representar mediante una matriz R , en la que por cada bobina L_i aparece un resistor r_i en serie con dicho elemento, y por cada capacitor C_j aparece un resistor R_j en paralelo. Lo anterior provoca que en la matriz aparezcan en la diagonal una resistencia r_i asociada a un inductor L_i y una conductancia $\frac{1}{R_j}$ asociada a un capacitor C_j .

De esta forma se obtiene una matriz como la siguiente:

$$R = \begin{pmatrix} r_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_i & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{R_j} \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

10. Por último, el modelo resultante se expresa de la siguiente manera:

$$LC \cdot \dot{X} = \mathcal{J}(u) \cdot X - RX + \beta(u)E \quad (\text{A.8})$$

Donde X es el vector columna de estados, representado de la siguiente forma:

$$X = \begin{pmatrix} i_{L_1} \\ v_{C_1} \\ \vdots \\ i_{L_i} \\ v_{C_j} \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Apéndice B

Código utilizado para las simulaciones en MATLAB

B.1. Código para la simulación del modelo

```
clc; clear; close all;

% --- Parámetros del sistema ---
E = 180;          % Fuente de voltaje (V)
R = 5;           % Resistencia (Ohm)
L1 = 1e-3;       % Inductor 1 (H)
L2 = 220e-6;    % Inductor 2 (H)
C1 = 33e-6;     % Capacitor 1 (F)
C2 = 47e-6;     % Capacitor 2 (F)

% --- Parámetros de simulación ---
Tsim = 0.5;      % Tiempo total de simulación (s)
Ts = 2e-7;      % Paso de integración (s)
N = round(Tsim/Ts); % Número de pasos de simulación

% --- Condiciones iniciales ---
il1 = 0;        % Corriente inicial en el inductor 1 (A)
vc1 = 0;        % Voltaje inicial en el capacitor 1 (V)
il2 = 0;        % Corriente inicial en el inductor 2 (A)
vc2 = 0;        % Voltaje inicial en el capacitor 2 (V)

% --- Vectores de resultados ---
t = (0:N-1)*Ts; % Vector de tiempo
il1_vec = zeros(1, N); % Vector para la corriente en L1
vc1_vec = zeros(1, N); % Vector para el voltaje en C1
il2_vec = zeros(1, N); % Vector para la corriente en L2
vc2_vec = zeros(1, N); % Vector para el voltaje en C2
e_vec = zeros(1, N); % Vector para almacenar el error (e)
```

```

u_vec = zeros(1, N); % Vector para almacenar la señal de control

% --- Parámetros del controlador ---
in = [0.010938 1.3897 0.0009 0.87 0.498]; % Parámetros de entrada
vref = 14; % Valor de referencia del voltaje en C2
vc2p = 0; % Valor previo de vc2
ei = 0; % Integral del error

% Parámetros del controlador
k = in(1); % Parámetro k (negativo)
p = in(2); % Parámetro p (positivo)
delta = in(3); % Parámetro delta
ga = in(4); % Ganancia del controlador
a = in(5); % Parámetro a

% --- Simulación ---
for n = 2:2*N-1
    % --- Control ---
    e = vc2 - vref; % Error
    ei = ei + e*Ts; % Cálculo de la integral del error
    S = ga * ei; % Señal de control
    u = (-k * sign(S)) / (delta + (1 - delta) ...
        * exp(-a * abs(S)^p)); % Ley de control

    % Saturación de la señal de control
    if u > 1
        u = 1;
    elseif u < 0
        u = 0;
    end

    % --- Modelo matemático del convertidor ---
    il1p = (E*u - vc2 + vc1*(u-1)) / L1; % Derivada de la corriente en L1
    vc1p = (-il1*(u-1) - il2*u) / C1; % Derivada del voltaje en C1
    il2p = (-vc2 + u*vc1) / L2; % Derivada de la corriente en L2
    vc2p = (il1 + il2 - vc2/R) / C2; % Derivada del voltaje en C2

    % --- Método de Euler para integración ---
    il1 = il1 + il1p * Ts; % Actualización de la corriente en L1
    vc1 = vc1 + vc1p * Ts; % Actualización del voltaje en C1
    il2 = il2 + il2p * Ts; % Actualización de la corriente en L2
    vc2 = vc2 + vc2p * Ts; % Actualización del voltaje en C2

    % --- Almacenar resultados ---
    il1_vec(n) = il1; % Almacenar la corriente en L1

```

```

vc1_vec(n) = vc1; % Almacenar el voltaje en C1
il2_vec(n) = il2; % Almacenar la corriente en L2
vc2_vec(n) = vc2; % Almacenar el voltaje en C2
e_vec(n) = e; % Almacenar el error
u_vec(n) = u; % Almacenar la señal de control
t(n) = n * Ts; % Almacenar el tiempo
end

eqm = sum(e_vec.^2) / length(e_vec);

```

B.2. Código para el modelo en Simulink

```

function [il1p, vc1p, il2p, vc2p] = fcn(u, E, R, L1, ...
    L2, C1, C2, il1a, vc1a, il2a, vc2a)
    il1p = (E*u - vc2a +vc1a*(u-1))/L1;
    vc1p = (-il1a*(u-1) - il2a*u)/C1;
    il2p = (-vc2a + u*vc1a)/L2;
    vc2p = (il1a + il2a - vc2a/(R))/C2;

```

B.3. Código para el algoritmo genético

```

clc; clear; close all;

% Límites de las variables de decisión
lb = [0; 0; 0; 0; 0]; % Límite inferior para cada parámetro
ub = [1; 2; 0.01; 1; 1]; % Límite superior para cada parámetro

% --- Opciones del algoritmo genético ---
opciones = optimoptions('ga', ...
    'PopulationSize', 100, ... % Tamaño de la población
    'MaxGenerations', 200, ... % Número de generaciones a evolucionar
    'UseParallel', true, ... % Habilitar el uso de cómputo paralelo
    'MutationFcn', {@mutationadaptfeasible, 1, 0.5}, ...
    'CrossoverFraction', 0.3 ...
);

% --- Ejecución del algoritmo genético ---
[x, fval, ~, ~, population, scores] = ga(...
    @funcion, ... % Función objetivo a minimizar
    5, ... % Número de variables de decisión
    [], ... % Restricciones de igualdad
    [], ... % Restricciones de desigualdad

```

```

[], ...      % Restricciones lineales
[], ...      % Restricciones no lineales
lb, ...      % Límites inferiores para las variables
ub, ...      % Límites superiores para las variables
[], ...      % Restricciones de la función objetivo
opciones ... % Opciones del algoritmo genético
);

% --- Resultados ---
% x: Valores óptimos encontrados para las variables de decisión
% fval: Valor de la función objetivo en la solución óptima

```