

UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Tesis de Grado

Análisis, modelado y diseño de un generador de pulsos de alta tensión modular para tratamiento de aguas.

Como requisito parcial para optar al título de

Ingeniera Civil Electrónica

Y al grado de

Magister en Ciencias de la Ingeniería Electrónica

Presentado por

Sofía Aldana Velásquez Andrade

Profesor Guía

Marcelo A. Perez Leiva

Comisión evaluadora

Christian Rojas Monrroy, Evaluador interno, UTFSM

Carlos R. Baier, Evaluador externo, Universidad De Talca

Junio 2026, Valparaíso, Chile



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☐ Memoria o trabajo de título ☒ Tesis de Postgrado
Título del trabajo: Análisis, modelado y diseño de un generador de pulsos de alta tensión modular para tratamiento de agua.
Nombre del candidato(a): Sofía Aldana Velásquez Andrade
Carrera / Grado: Ingeniería Civil Electrónica / Magister en Ciencias de la Ingeniería Electrónica
Campus: Casa Central Valparaíso Departamento: Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Marcelo Pérez Leiva, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☒ El trabajo **NO** contiene información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (embargo) por (marcar una opción):

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 08/07/2026

Firma: _____

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 08/07/2026

Firma: _____

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

*A Dios, que abrió el camino e hizo que todo esto sea posible.
A mi familia, a mi compañero de vida y a mi, por ser valiente y creer en mi.*

Agradecimientos

Sentada en la silla del PowerLab siendo esto lo último que escribo de este documento, es increíble darme cuenta de donde he llegado, que pude hacer cosas que no pensaba que era capaz, es impresionante y emocionante. Me imagino a mi de 8 años, ¿que pensará de lo que soy hoy?. Espero que estés orgullosa de hasta donde hemos llegado.

Quiero agradecer a Dios, porque a pesar de las creencias de cada uno, yo si creo que pone las situaciones y a las personas correctas en el camino.

Agradecer a mi familia y a mis papás; sé que fue difícil dejarme ir, migrar de Chiloé a Valparaíso es una hazaña. Por bancarme en toda la carrera y seguir así hasta que terminé el Magister, muchas gracias!. Sin su apoyo, sus consejos, sus llamadas y hasta retadas, no estaría aquí; siempre creyeron en mi y eso no lo voy a olvidar.

A mi pareja, mi compañero y mi mejor amigo: Cristian Valderas, que fue una de las personas mas lindas que se me pudo cruzar, porque me acompañó en lo mas difícil y me levantó cuando quería tirar la toalla, pero también celebraba cuando todo salía bien y me acompañó a otro continente a presentar mi trabajo, espero sigamos creciendo y acompañándonos.

A mis amigos que hice en la carrera que me sacaron muchas risas, a los chicos y chicas del AC3E y PowerLab que me enseñaron muchísimo e hicieron el martirio de escribir la tesis un poco más amena, a las chiquillas "Rms", Jo y Nachita, su amistad me potenció muchísimo, espero siempre nos juntemos, las quiero mucho.

A mi profesor Marcelo Pérez que me apoyó desde el primer momento, que a pesar que me vió muy desconfiada e indecisa de alguna manera siempre me tiró para adelante, creo que gracias a él pude atreverme a entrar al Magister y hoy día escribir esta Tesis, muchas gracias!

Resumen

El tratamiento de aguas mediante tecnologías electroquímicas ha surgido como una alternativa eficiente, a su vez menos contaminante ya que genera menos residuos a comparación de los métodos convencionales basados en productos químicos, permitiendo mejorar la calidad del agua mediante la aplicación de pulsos de alta tensión. Sin embargo, la generación de estos pulsos requiere convertidores capaces de operar con elevados niveles de voltaje, alto rendimiento y una estructura escalable.

En esta tesis se presenta el análisis, modelado y diseño de un generador modular de pulsos de alta tensión orientado a aplicaciones de tratamiento de aguas. La topología propuesta está compuesta por submódulos conectados en cascada, los cuales almacenan energía en capacitores y la transfieren secuencialmente mediante una estrategia de control basada en tres estados de operación: estado activo, estado no activo par y estado no activo impar.

Se desarrolla un modelo matemático que describe el proceso de carga del submódulo de entrada y la transferencia de energía entre submódulos consecutivos. A partir de dicho modelo se obtienen expresiones analíticas para la evolución de los voltajes de los capacitores, las corrientes máximas de transferencia y los tiempos característicos del sistema. Posteriormente, el modelo es validado mediante simulaciones, obteniéndose errores inferiores al 0,5% para los voltajes finales y menores al 0,03% para las corrientes máximas calculadas con respecto a los valores teóricos.

Asimismo, se analiza la influencia de la inductancia de interconexión sobre la dinámica del convertidor, demostrando que el aumento de este parámetro reduce las corrientes máximas de transferencia, aunque incrementa los tiempos de carga dinámica del sistema. Los resultados también muestran que la respuesta en la salida permanece prácticamente inalterada para los distintos valores de inductancia analizados.

Finalmente, se implementa un prototipo experimental que permite validar la estrategia de modulación y el comportamiento general del convertidor. Los resultados experimentales presentan una tendencia consistente con las simulaciones, confirmando la viabilidad de la topología propuesta para aplicaciones de generación de pulsos de alta tensión orientadas al tratamiento electroquímico de aguas.

Palabras clave: Generador de pulsos de alta tensión, tratamiento de aguas, convertidor modular, modelado matemático, transferencia de energía, electrónica de potencia.

Abstract

Electrochemical water treatment technologies have emerged as an efficient alternative to conventional chemical-based methods, enabling water purification through the application of high-voltage pulses. However, the generation of such pulses requires power converters capable of operating at high voltage levels while maintaining efficiency, scalability, and reliability.

This thesis presents the analysis, modeling, and design of a modular high-voltage pulse generator intended for water treatment applications. The proposed topology consists of cascaded submodules that store energy in capacitors and transfer it sequentially through a control strategy based on three operating states: active state, even inactive state, and odd inactive state.

A mathematical model describing both the charging process of the input submodule and the energy transfer between consecutive submodules is developed. Based on this model, analytical expressions are derived for capacitor voltage evolution, peak transfer currents, and characteristic system times. The proposed model is validated through simulations, yielding errors below 0.5 % for final capacitor voltages and below 0.03 % for peak current predictions.

The influence of the interconnection inductance on the converter dynamics is also investigated. Results demonstrate that increasing the inductance reduces the peak transfer currents at the expense of longer charging times. Furthermore, the load response remains practically unchanged for all analyzed inductance values.

Finally, an experimental prototype is implemented to validate both the control strategy and the overall converter operation. Experimental results show a behavior consistent with simulation predictions, confirming the feasibility of the proposed topology for high-voltage pulse generation in electrochemical water treatment applications.

Keywords: High-voltage pulse generator, water treatment, modular converter, mathematical modeling, energy transfer, power electronics.

Índice general

Agradecimientos	iii
Resumen	iv
Abstract	v
1. Introducción y Estado del Arte	1
1.1. Generadores de Pulsos de Alto Voltaje	4
1.2. Generadores de Pulsos Clásicos	5
1.2.1. Circuito Resonante	5
1.2.2. Generador Marx	6
1.2.3. Redes Formadoras de Pulso: PFL / PFN y Blumlein	6
1.2.4. Circuito Chopper	7
1.2.5. Compresión de Pulso Magnético - MPC	7
1.3. Generadores de Pulsos de Estado Sólido	7
1.3.1. Generadores de Pulsos de Estado Sólido No Modular	8
1.3.1.1. Multiplicadores de Voltaje basados en Capacitores y Diodos - CDVM	8
1.3.1.2. Convertidor DC - DC	8
1.3.1.3. Interruptores de Apertura de Semiconductor - SOS	9
1.3.2. Generadores de Pulsos de Estado Sólido Modular	10
1.3.2.1. Convertidor Modular Multinivel - MMC	10
1.3.2.2. Generador Marx	11
1.3.2.3. Generador de Pulsos Modular en Cascada	13
1.4. Motivación	14
1.5. Hipótesis	15
1.6. Contribución	15
1.7. Objetivos	16
1.8. Estructura del documento	16
2. Topología Propuesta y Análisis Teórico	17
2.1. Topología del Convertidor Modular.	17
2.2. Principio de operación	17
2.2.1. Estado Activo	18
2.2.2. Estados No Activos	19
2.2.2.1. Estado No Activo Par	20
2.2.2.2. Estado No Activo Impar	21
2.3. Desarrollo Matemático del Proceso de Carga	22
2.3.1. Modelo de Submódulo de Entrada SM_0	22

2.3.2. Modelo de Transferencia entre Submódulos	27
2.4. Evolución de Voltajes entre Estados	33
2.5. Análisis del Sistema	35
3. Estrategia de Modulación	38
3.1. Estrategia de Modulación del Convertidor	38
3.1.1. Estados de Conmutación y Tiempos Muertos	38
3.2. Implementación de la modulación	40
3.2.1. Inicialización del Sistema	40
3.2.2. Lógica de Temporización	40
3.2.3. Definición de la Máquina de Estados	41
3.2.4. Secuencia de Operación	41
4. Resultados de Simulación	43
4.1. Validación del Modelo de Carga en el Submódulo de Entrada (SM_0)	45
4.2. Validación del Modelo de Transferencia entre Submódulos ($SM_1 - SM_4$)	46
4.2.0.1. Análisis del Proceso de Transferencia entre SM_1 y SM_2	46
4.2.1. Análisis del Proceso de Transferencia entre SM_2 y SM_3	47
4.2.2. Análisis del Proceso de Transferencia entre SM_3 y SM_4	47
4.3. Evaluación de la Operación Completa del Convertidor	49
4.3.1. Análisis del Tiempo de Asentamiento y Convergencia de los Voltajes en los Capacitores	50
4.3.2. Análisis de las Corrientes Máximas en el Convertidor	52
4.3.3. Análisis del Pulso de Salida	53
4.4. Análisis de las Variables Críticas de Diseño	54
5. Resultados Experimentales	56
5.1. Prototipo implementado	56
5.2. Estrategia de Modulación Implementada	58
5.3. Armado del Rack Experimental	58
5.4. Resultados Experimentales	61
5.4.1. Análisis de Voltaje	62
5.4.2. Análisis de Corriente	63
5.4.3. Análisis del Pulso de Salida	66
5.5. Comparación Experimental y Simulación mediante Escalamiento	68
5.5.1. Análisis de variables críticas experimentales	72
6. Conclusiones y Trabajo Futuro	74
6.1. Conclusiones Principales	74
6.2. Aportes del trabajo	75
6.2.1. Aportes científicos	75
6.2.2. Aportes técnicos	76
6.3. Trabajo Futuro	77
6.4. Publicaciones derivadas de esta investigación	77

A. Información, esquemáticos y códigos	79
A.1. Electroporación reversible e irreversible	79
A.2. Código para el modelo de entrada SM_0	80
A.3. Código para el modelo de transferencia entre submódulos	83
A.4. Código para modulación del convertidor	86
B. Tablas suplementarias	88
B.1. Validación de modelo matemático de voltaje de los capacitores	88
Bibliografía	90

Índice de figuras

1.1. Distribución mundial del agua.	1
1.2. Esquema simplificado del tratamiento de agua tradicional y electroquímico.	2
1.3. Clasificación de Generadores de Pulso de Alto Voltaje.	4
1.4. Aplicaciones para los Generadores de Pulso de Alto voltaje.	5
1.6. Principio de operación del Generador Marx	12
2.3. Configuración del circuito en el estado no activo par.	20
2.4. Configuración del circuito en el estado no activo impar.	21
2.5. Circuito equivalente y comportamiento de la corriente y voltaje del submódulo 0.	23
2.7. Circuito equivalente y comportamiento de la corriente y voltaje entre submódulos.	27
2.10. Comparación del proceso de carga de los capacitores con distintas frecuencias de conmutación.	36
2.11. Comparación del proceso de carga de los capacitores para distintas configuraciones de inductancia en el primer submódulo.	37
3.1. Diagrama de flujo de la estrategia de modulación del convertidor.	39
3.2. Pulsos según la secuencia de operación	42
4.1. Simulación del convertidor modular en conjunto con la modulación.	44
4.2. Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en el submódulo de entrada SM_0	45
4.3. Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en la transferencia de SM_1 a SM_2	47
4.4. Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en la transferencia de SM_2 a SM_3	48
4.5. Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en la transferencia de SM_3 a SM_4	48
4.6. Simulación de la operación continua del convertidor modular: a) señales de modulación, b) corrientes en las inductancias de rama, c) Voltaje en los capacitores de almacenamiento.	49
4.7. Evolución de los voltajes de los capacitores para distintas inductancias de interconexión.	51
4.8. Formas de onda simuladas de corriente y voltaje de salida para una carga resistiva de 150Ω	53
4.9. Comparación entre la corriente máxima I_{L1} y el tiempo total de convergencia para distintos valores de inductancia de interconexión.	54
5.1. Diseño de la placa de circuito impreso utilizada para la implementación experimental de los submódulos del convertidor.	57

5.2. Placas de circuito impreso soldadas.	57
5.3. Secuencia de modulación medida experimentalmente mediante sondas de voltaje sobre las señales de disparo de los IGBT y visualizada mediante osciloscopio. . . .	59
5.4. Diagrama general de conexiones utilizado para la implementación experimental del convertidor.	60
5.5. Montaje experimental del convertidor modular implementado sobre estructura tipo rack.	61
5.6. Voltajes experimentales de los condensadores para distintos valores de inductancia de interconexión.	62
5.7. Detalle experimental de las formas de onda de corriente durante la transferencia secuencial de energía entre submódulos.	64
5.8. Corrientes experimentales en las inductancias de rama para distintos valores de inductancia de interconexión.	65
5.9. Medición de T_{fin2} y T_{max} para la corriente I_{L1} , para $L = 100 \mu\text{H}$	66
5.10. Gráficas representativas de corriente y voltajes de salida.	67
5.11. Comparación entre la corriente máxima I_{L1} y el tiempo de estabilización del voltaje para distintos valores de inductancia de interconexión.	72

Índice de tablas

3.1. Definición de estados de la máquina de modulación	41
4.1. Parámetros del sistema utilizados en la simulación	44
4.2. Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para el submódulo SM_0	45
4.3. Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para la etapa SM_{1-2}	46
4.4. Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para la etapa SM_{2-3}	47
4.5. Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para la etapa SM_{3-4}	48
4.6. Relación entre inductancia, frecuencia de conmutación en rad/s y tiempo final de la transferencia de energía.	50
4.7. Número de ciclos requeridos para alcanzar la convergencia para distintos valores de inductancia	51
4.8. Corrientes máximas para distintos valores de inductancia de interconexión	52
4.9. Comparación entre la corriente máxima I_{L1} obtenida mediante simulación y el modelo matemático para distintos valores de inductancia.	53
5.1. Componentes principales utilizadas en la implementación experimental	58
5.2. Estimación experimental de los ciclos requeridos para alcanzar una condición cuasi estacionaria en V_{C4}	63
5.3. Corriente máxima experimental real en I_{L1} para distintos valores de inductancia	64
5.4. Parámetros temporales experimentales de la corriente I_{L1}	66
5.5. Valores nominales utilizados como base de 1 p.u. para el sistema experimental y de simulación	68
5.6. Resultados reales obtenidos experimentalmente y en simulación	69
5.7. Corrientes máximas de rama expresadas en por unidad	70
5.8. Comparación del tiempo al máximo de corriente	71
5.9. Comparación del tiempo final de amortiguamiento	71
B.1. $L = 10 \mu H$	89
B.2. $L = 22 \mu H$	89
B.3. $L = 47 \mu H$	89
B.4. $L = 100 \mu H$	89

Capítulo 1

Introducción y Estado del Arte

La disponibilidad de agua dulce constituye uno de los desafíos ambientales más relevantes a nivel mundial. Aunque aproximadamente el 70 % de la superficie terrestre está cubierta por agua, solo cerca del 2,5 % corresponde a agua dulce, y menos del 1 % de esta fracción se encuentra disponible para consumo humano, principalmente en ríos y lagos, como se muestra en la Fig. 1.1 [1]. A nivel global, miles de millones de personas experimentan condiciones de escasez hídrica, situación que se espera que se intensifique en las próximas décadas [2].

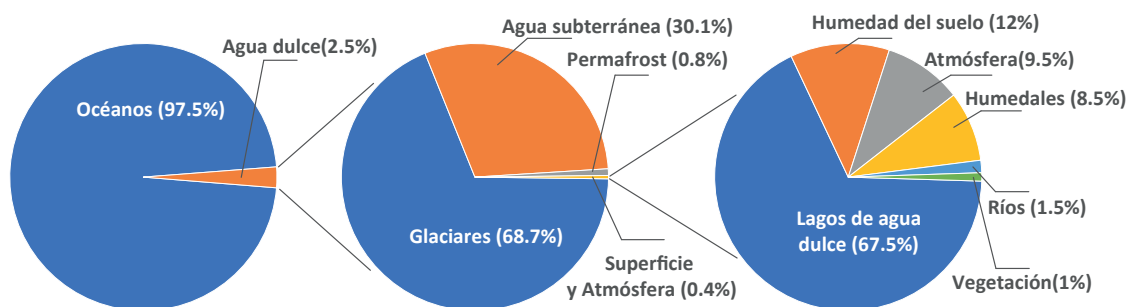


Figura 1.1: Distribución mundial del agua.

Chile se enfrenta constantemente a episodios de crisis hídrica, caracterizados por una disminución sostenida en la disponibilidad de agua dulce, intensificada por fenómenos como la sequía, la urbanización, el crecimiento industrial y agrícola, y la sobreexplotación de aguas subterráneas [3]. Entre 1965 y 2019, el país vivió cuatro importantes episodios de sequía que afectaron gravemente sectores clave como la agricultura, la industria y la generación de energía, reduciendo el PIB hasta en un 0,77 %. Actualmente, Chile es considerado el país con mayor estrés hídrico de Sudamérica [4].

En este contexto, el tratamiento de agua adquiere un rol fundamental para garantizar el acceso a agua potable y la correcta gestión de aguas residuales [5]. Los sistemas de tratamiento tradicionales se componen de múltiples etapas, como se muestra en la Fig 1.2a). Estas etapas son:

- **Filtración de sólidos gruesos:** Etapa inicial del tratamiento destinada a remover partículas de gran tamaño, como residuos sólidos y materiales suspendidos, con el fin de proteger las etapas posteriores del proceso.
- **Coagulación:** Proceso químico en el cual se adicionan coagulantes para desestabilizar partículas coloidales presentes en el agua, facilitando su posterior agrupación.

- **Floculación:** Etapa de mezcla lenta que promueve la formación de flóculos de mayor tamaño a partir de las partículas desestabilizadas durante la coagulación.
- **Sedimentación:** Proceso de separación por gravedad en el que los flóculos formados precipitan, permitiendo la obtención de agua clarificada.
- **Microfiltración:** Etapa de separación física mediante membranas que permite remover partículas finas y sólidos suspendidos remanentes antes de la desinfección.
- **Desinfección:** Etapa final del tratamiento destinada a la inactivación de microorganismos patógenos, tradicionalmente mediante agentes químicos.

Varias de estas etapas, en particular la coagulación, la floculación y la desinfección, se basan en el uso intensivo de productos químicos, lo que puede generar subproductos indeseados, aumentar los costos operacionales y dificultar el control dinámico del proceso [6].

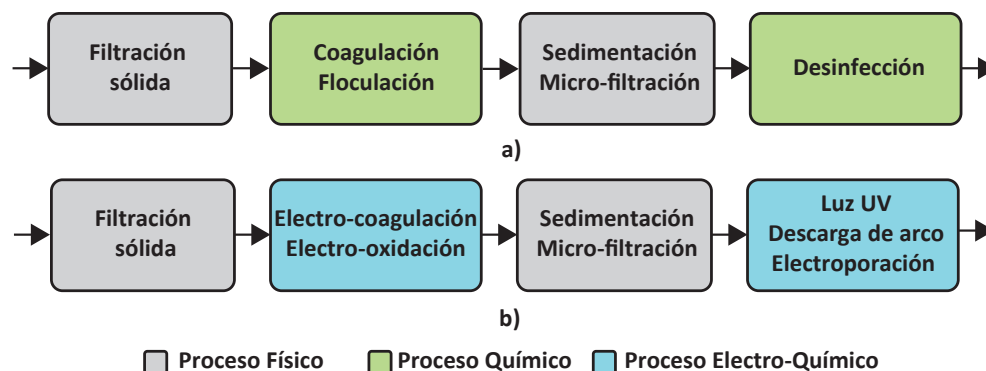


Figura 1.2: Esquema simplificado del tratamiento de agua tradicional y electroquímico.

Como alternativa a los métodos convencionales basados en el uso de productos químicos, los métodos electroquímicos han surgido como una solución innovadora para el tratamiento del agua, ya que permiten reducir la dosificación de reactivos y químicos y mejorar el control del proceso mediante variables eléctricas. Estas tecnologías se basan en la aplicación de campos eléctricos y corrientes controladas para inducir reacciones físico-químicas que favorecen la remoción de contaminantes, mostradas en la Fig 1.2b).

Entre los métodos electroquímicos más utilizados se encuentran la electrocoagulación y la electrooxidación.

- **Electrocoagulación:** Proceso electroquímico en el cual la aplicación de una corriente eléctrica provoca la disolución controlada de electrodos metálicos, generando especies iónicas que actúan como coagulantes. Estas especies favorecen la agregación y remoción de contaminantes suspendidos y disueltos, reduciendo el uso de reactivos químicos externos [7].
- **Electrooxidación:** Método electroquímico basado en la generación de especies altamente reactivas en el ánodo, tales como radicales hidroxilo, capaces de degradar compuestos orgánicos y contaminantes persistentes presentes en el agua. Este proceso se utiliza principalmente para la eliminación de contaminantes químicos difíciles de remover mediante métodos convencionales [7].

Si bien estos métodos han demostrado ser efectivos para la eliminación de contaminantes químicos y la reducción de turbidez, no siempre garantizan una desinfección completa del agua tratada, especialmente frente a microorganismos patógenos resistentes.

En la etapa de desinfección, han surgido tecnologías electrofísicas que permiten evitar el uso de agentes químicos tradicionales. Entre estas se encuentran la radiación ultravioleta, la descarga de arco eléctrico y la electroporación, las cuales han demostrado ser alternativas eficientes para la inactivación de microorganismos sin generar subproductos tóxicos [8].

- **Radiación ultravioleta (UV):** Técnica de desinfección física que utiliza radiación UV para dañar el material genético de los microorganismos, impidiendo su reproducción. Su efectividad depende fuertemente de la claridad del agua, ya que la presencia de sólidos suspendidos reduce la penetración de la radiación [9].
- **Descarga de arco eléctrico:** Método electrofísico en el cual se genera una descarga eléctrica entre electrodos sumergidos en el agua, produciendo simultáneamente radiación UV, especies químicas reactivas y ondas de presión. La combinación de estos fenómenos permite la inactivación de microorganismos, aunque el proceso presenta alta complejidad y elevados requerimientos energéticos [8].
- **Electroporación:** Proceso electrofísico basado en la aplicación de campos eléctricos intensos que alteran la permeabilidad de la membrana celular de los microorganismos presentes en el agua. Cuando el campo eléctrico supera un umbral crítico, la electroporación se vuelve irreversible, provocando la inactivación celular sin generar subproductos tóxicos, como se analiza en detalle en el Anexo A.1. Este método requiere la generación de pulsos de alta tensión, lo que hace necesario el uso de generadores de pulsos de alta tensión como componente central del sistema [10].

Entre las técnicas descritas, la electroporación destaca como una alternativa prometedora para la desinfección de agua. No obstante, este proceso impone exigentes requerimientos eléctricos, ya que requiere la aplicación de campos eléctricos intensos mediante pulsos de alta tensión, típicamente del orden de varios kilovoltios, con tiempos de subida rápidos, duración controlada y frecuencias de repetición ajustables.

El dispositivo encargado de generar estos pulsos corresponde al generador de pulsos de alto voltaje [11], el cual constituye el componente central del sistema de electroporación. Debido a estos requerimientos, el diseño de estos generadores ha sido ampliamente investigados, dando origen a diversas topologías que pueden clasificarse, de manera general, en generadores clásicos y generadores de estado sólido [12], como se analizará en detalle en las siguientes secciones.

En este contexto, el desarrollo de nuevas topologías que permitan reducir la complejidad del sistema y aumentar la confiabilidad resulta fundamental para el avance de tecnologías de tratamiento de agua.

1.1. Generadores de Pulsos de Alto Voltaje

Un Generador de Pulsos de Alto Voltaje (HVPG, por sus siglas en inglés) es un dispositivo basado en la tecnología pulsada, cuyo principio fundamental consiste en acumular energía durante un período prolongado y descargarla rápidamente en un lapso de tiempo significativamente corto. Este proceso genera un pulso capaz de entregar una potencia instantánea elevada hacia un objetivo o carga específica [13].

La estructura y el funcionamiento básico de estos dispositivos constan de cuatro etapas o partes principales: una fuente de alimentación primaria (usualmente es de corriente continua), una unidad de almacenamiento de energía, una unidad formadora de pulsos y, finalmente, la carga a la que se aplica el pulso [12].

Dependiendo de la tecnología de sus componentes, los Generadores de pulso de Alto Voltaje se dividen en dos familias, tal como se muestra en la Fig. 1.3:

- **Generadores de Pulsos Clásicos:** Estos dispositivos empleaban principalmente interruptores mecánicos, interruptores de gas y explosores (*spark gap switches*). Estos componentes pueden soportar niveles de voltaje y corriente extremadamente altos, a menudo superando los 100 kV. [13,14].
- **Generadores de Pulsos de Estado Sólido:** Con el avance de la tecnología de los circuitos de electrónica de potencia, se reemplazan los explosores por los semiconductores controlables como transistores, IGBTs, MOSFETs, o dispositivos de banda ancha (SiC y GaN). Dentro de esta categoría se dividen en generadores de estado sólido modulares y no modulares [10,12,13].

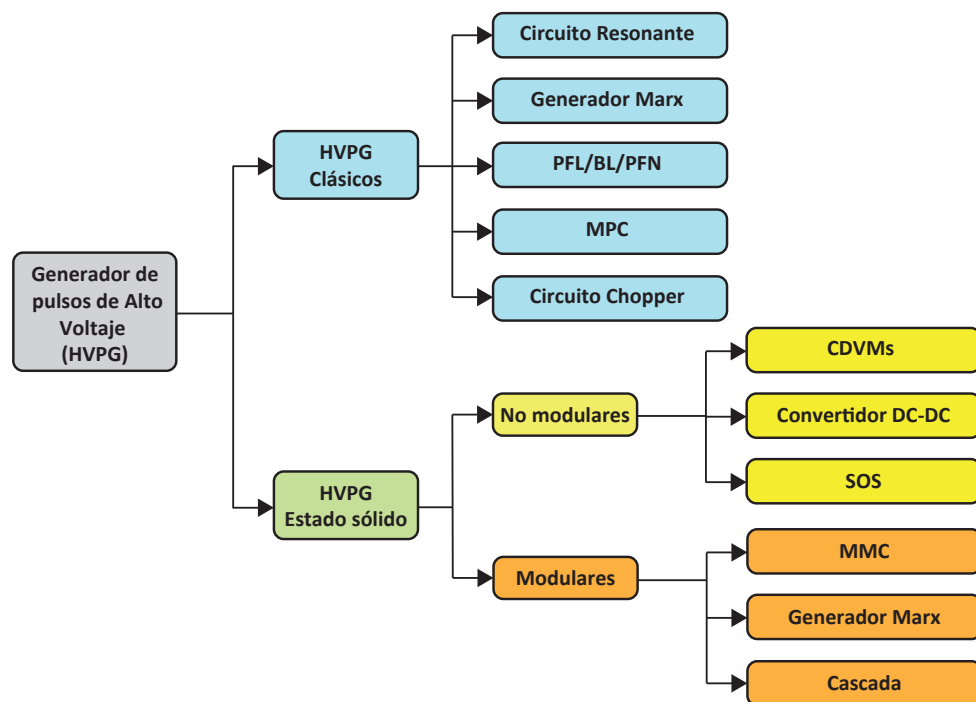


Figura 1.3: Clasificación de Generadores de Pulso de Alto Voltaje.

Actualmente, estos generadores tienen aplicación en el tratamiento de aguas, en la cual se aplican pulsos para causar electrólisis, descargas de plasma o campos eléctricos pulsados (PEF) que degradan contaminantes orgánicos insolubles y esterilizan microorganismos sin generar subproductos químicos [15]. También tienen aplicaciones en Biomedicina y tratamiento del Cáncer, donde se utilizan los procesos de electroporación para inducir la muerte de células tumorales de manera controlada o introducir medicamentos a las células [16]. Finalmente, en la industria, alimentación e investigación, se utilizan para la esterilización de alimentos líquidos (como leche o jugos) [17].

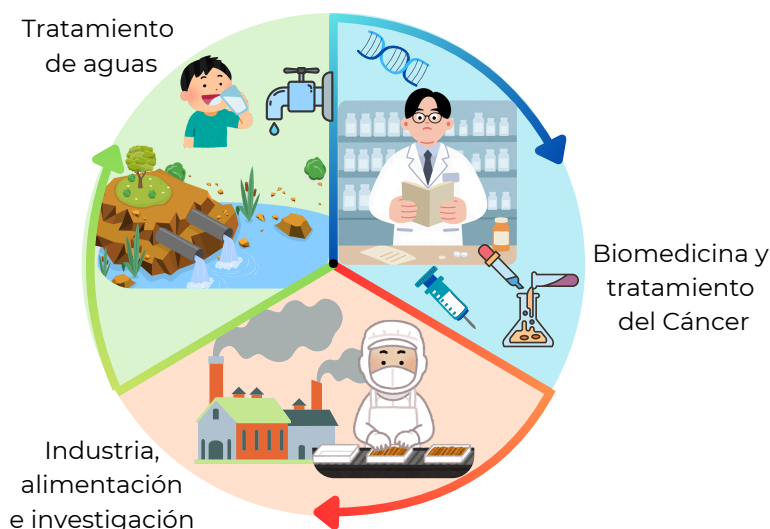


Figura 1.4: Aplicaciones para los Generadores de Pulso de Alto voltaje.

Para llegar a esta amplia gama de aplicaciones, el diseño de los Generadores de pulso de Alto Voltaje (HVPG) ha experimentado una evolución a lo largo de los años, lo que lleva a la clasificación de las dos grandes familias.

1.2. Generadores de Pulsos Clásicos

Los generadores de pulsos clásicos representan los fundamentos de la tecnología de potencia pulsada. Su principio de funcionamiento radica en almacenar energía en capacitores o inductores durante un período prolongado y liberarla abruptamente mediante interruptores mecánicos o de gas (explosores o spark gaps) [13].

1.2.1. Circuito Resonante

El circuito resonante, también conocido como Transformador Tesla, se remonta a los trabajos de Nikola Tesla a fines del siglo XIX. Las variantes modernas de núcleo de aire o circuitos de resonancia dual $L - C$ se adaptaron a la topología clásica.

- **Características:** Este circuito está formado por dos bobinas, una primaria y una secundaria, cada una con su respectivo capacitor. Ambas bobinas se encuentran acopladas magnéticamente, permitiendo la transferencia de energía entre ellas. Cuando ambos circuitos son ajustados a la misma frecuencia de resonancia, se produce una transferencia eficiente de energía desde el primario al secundario, lo que permite generar en el último un voltaje de alta frecuencia y gran amplitud. [18]
- **Ventajas y Desventajas:** Es un diseño simple y compacto, no es necesario utilizar resistencias lo que lo hace más eficiente y solamente requiere un solo interruptor en el lado primario, lo que proporciona buena estabilidad. Sin embargo, la forma del pulso es difícil de ajustar dinámicamente, el desempeño real es mucho menor que la teórica y existen dificultades en la sintonización exacta para generar el voltaje de alta frecuencia.

1.2.2. Generador Marx

Esta es la estructura clásica más popular, inventado por Erwin Marx en 1924.

- **Características:** Consiste en un grupo de N capacitores que se cargan en paralelo desde una fuente de bajo voltaje (corriente continua) a través de resistencias de carga. Cuando se activan los interruptores de gas (spark gaps), los capacitores pasan a estar conectados en serie, por lo tanto $V_{out} \approx N_{capacitores} \cdot V_{in}$ [19].
- **Ventajas y Desventajas:** Genera un pulso equivalente al voltaje de entrada multiplicado por el número de capacitores, además de que los explosores se sincronizan de forma automática por la sobretensión en cascada. Su desventaja es que en la salida se produzca un pulso de forma exponencial (no rectangular) y los sistemas son muy voluminosos y pesados.

1.2.3. Redes Formadoras de Pulso: PFL / PFN y Blumlein

Nacen de la necesidad de corregir la limitación del generador de Marx, en base al contexto histórico de la Segunda Guerra Mundial (1930 - 1940), el desarrollo del radar exigía generar pulsos de forma rectangular.

- **PFN/PFL:** Las PFL utilizan líneas de transmisión continuas (cables coaxiales) [20], mientras que las PFN utilizan redes discretas de inductores y capacitores en forma de escalera. Su principal limitación es que, al acoplar la impedancia de la carga, el voltaje de salida cae a la mitad del voltaje original de carga [21].
- **BL:** Inventada por Alan Blumlein en 1937. Es una configuración de dos líneas de transmisión que permite entregar a la carga el 100 % del voltaje de carga inicial [22].
- **Características:** Producen pulsos rectangulares con tiempos de subida extremadamente rápidos (nanosegundos). El ancho del pulso está determinado geométricamente por la longitud de la línea de transmisión o la suma de las redes $L - C$
- **Ventajas y Desventajas:** Excelente calidad de pulso, pero son equipos físicamente enormes. Cambiar el ancho del pulso implica cambiar físicamente el cable o la red de inductores/capacitores, lo que ofrece nula flexibilidad dinámica.

1.2.4. Circuito Chopper

Catalogado dentro de las arquitecturas clásicas de formación de pulso, el "chopper" cobró relevancia moderna para aplicaciones de pulso de alta precisión y energía en la década de 1940 en adelante.

- **Características:** Consiste en una fuente de tensión continua (DC) y un interruptor conectado en serie con la carga, el cual permite generar pulsos rectangulares mediante su apertura y cierre controlado. En implementaciones más completas, puede incluir capacitores de almacenamiento, diodos de rueda libre y redes de compensación basadas en resistencias e inductancias, con el objetivo de mejorar la forma del pulso, logrando tiempos de subida rápidos y una región de amplitud constante (flattop) [23].
- **Ventajas y Desventajas:** Presenta un alto grado de control sobre las características del pulso, tales como el ancho y la frecuencia de repetición, ya que dependen directamente de la señal de control del interruptor. Además, su estructura es conceptualmente simple, lo que facilita su análisis e implementación inicial. Sin embargo, el interruptor debe soportar la totalidad del voltaje y la corriente del sistema, lo que impone altos requerimientos eléctricos y limita la escalabilidad del convertidor. Esto puede afectar la confiabilidad, especialmente en aplicaciones de alto voltaje. Adicionalmente, la presencia de inductancias parásitas puede generar oscilaciones internas, requiriendo el uso de circuitos de amortiguamiento.

1.2.5. Compresión de Pulso Magnético - MPC

Topología inventada en 1951 por W. S. Melville, el MPC (*Magnetic Pulse Compressor*, por sus siglas en inglés) nació para solucionar el rápido desgaste de los interruptores de gas al someterlos a corrientes extremas.

- **Característica:** El MPC comparte similitudes de comportamiento resonante con la PFN, pero utiliza interruptores magnéticos (núcleos saturables) en lugar de explosores. Funciona cuando un pulso inicial relativamente largo y de baja corriente se transfiere de un capacitor a otro a través de un inductor. Cuando el núcleo del inductor se satura, su inductancia cae drásticamente, transfiriendo la energía al siguiente escenario en una fracción del tiempo. Esto comprime el pulso en el tiempo, multiplicando la potencia [24].
- **Ventajas y Desventajas:** Al no tener partes móviles ni gas que se desgaste, tiene una vida útil prácticamente infinita y soporta altas frecuencias de repetición. Sin embargo, los núcleos magnéticos son extremadamente pesados, voluminosos y sufren pérdidas por histéresis.

1.3. Generadores de Pulsos de Estado Sólido

Las topologías de Generadores de Pulso de Alto Voltaje Clásicos sentaron las bases de la tecnología de potencia pulsada, en donde superan los cientos de kilo-Volts en varios escenarios [13]. Sin embargo, presentan limitaciones para las aplicaciones actuales, ya que estos sistemas clásicos presentan tecnologías basadas en interruptores mecánicos o de gas, estos dispositivos pueden ser bastante pesados, voluminosos, ineficientes y de baja confiabilidad general; esta naturaleza de interruptores conlleva problemas de erosión de los electrodos, corta vida útil, frecuencias de repetición bajas y muy poca dinámica para controlar la forma y duración del pulso [10, 12, 13].

Para superar estas restricciones y satisfacer las demandas modernas, la evolución tecnológica incorporó la electrónica de potencia de estado sólido, es decir, semiconductores controlables tales como los tiristores, IGBTs, MOSFETs y dispositivos de banda ancha como SiC (*Silicon Carbide*) y GaN (*Gallium Nitride*). Estos semiconductores ofrecen ventajas en su tamaño más compacto, con eso, el peso ligero, alta confiabilidad y eficiencia, vida útil prolongada y un aumento de la frecuencia de repetición. Sin embargo esta nueva tecnología también trajo restricciones y limitaciones en la cantidad de voltaje y corriente que pueden soportar. Es por esto que se diseñaron distintas estrategias de circuito para poder llegar al voltaje necesitado usando semiconductores de estado sólido. [10,13]

En los Generadores de Pulso de Alto Voltaje existen dos ramificaciones para abordar la problemática del alto voltaje, tal como se puede ver en la Fig. 1.3. En esta sección se abordará las topologías no modulares, que procesan la elevación de voltaje en bloque y dependen de la conexión en serie de componentes o convertidores.

1.3.1. Generadores de Pulsos de Estado Sólido No Modular

1.3.1.1. Multiplicadores de Voltaje basados en Capacitores y Diodos - CDVM

La topología de CDVM (*Capacitor-Diode Voltage Multiplier*, en inglés) es un circuito utilizado para aumentar el voltaje de una fuente de entrada mediante el uso de etapas compuestas por capacitores y diodos. Su funcionamiento se basa en la carga y descarga secuencial de los capacitores, permitiendo obtener un voltaje de salida significativamente mayor al de entrada.

- **Características:** Está compuesto por múltiples etapas repetitivas formadas por pares de diodos y capacitores, organizadas en forma escalonada para incrementar progresivamente el nivel de voltaje [25,26]. Esta opera como una estructura continua, por lo que no son independientes ni intercambiables [27].
- **Ventajas y Desventajas:** El voltaje de salida está relacionado con la cantidad de etapas Diodo-Capacitor del multiplicador, permitiendo ajustar la ganancia. Esto lleva a que el circuito sea eficiente y confiable al ser una estructura puramente pasiva. Al no tener inductancias, el tamaño es reducido. Sin embargo, esta topología presenta limitaciones; al tener un solo interruptor final para generar el pulso, este debe soportar la totalidad del voltaje y la corriente, lo que implica utilizar semiconductores de alto costo o realizar arreglos de transistores difíciles de sincronizar. A su vez, para alcanzar el voltaje máximo, el sistema de carga de los capacitores es tardío, lo que limita la frecuencia de repetición máxima, lo que hace esta topología inadecuada para aplicaciones en donde se requieren pulsos en períodos cortos de tiempo.

1.3.1.2. Convertidor DC - DC

Esta tecnología surgió como una solución para eliminar los transformadores con el fin de elevar el voltaje, disminuyendo el tamaño y ocupando la capacidad de los circuitos para elevar el voltaje.

- **Características:** El convertidor acumula energía y eleva el voltaje de entrada. Para maximizar el rendimiento, es común operar estos convertidores en el Modo de Conducción Discontinua (DCM) [28]. En este modo, el circuito permanece inactivo (con corriente cero) hasta el momento exacto en que se desea generar el pulso, lo que reduce drásticamente las pérdidas

de energía. Una vez elevado el voltaje, se utiliza un interruptor semiconductor de alto voltaje (HV switch) colocado en la etapa final para "cortar" la señal continua, definiendo así el ancho del pulso y su frecuencia de repetición [29,30].

Topologías como los convertidores boost y buck-boost permiten obtener altas ganancias de voltaje mediante estrategias de conmutación adecuadas. Se integran etapas de multiplicación, es decir, se integran redes pasivas de diodos y capacitores para llegar al voltaje deseado.

- **Ventajas y Desventajas:** Al no requerir transformadores de aislamiento de baja frecuencia (en el caso de las topologías Boost/Buck-Boost), el sistema completo es mucho más ligero y compacto. A su vez al integrar multiplicadores de diodo-capacitor, permite al sistema alcanzar altos niveles de voltaje final.

Sin embargo, todos estos sistemas requieren al menos un interruptor de salida y este debe soportar altos niveles de voltaje y corriente en la etapa final, lo que afecta la confiabilidad del sistema. Asimismo, presentan una baja escalabilidad debido a que los esfuerzos eléctricos no se distribuyen de manera uniforme entre las etapas, dificultando su implementación modular. Adicionalmente, el aumento del número de etapas incrementa la complejidad del control y puede afectar la respuesta dinámica del sistema.

1.3.1.3. Interruptores de Apertura de Semiconductor - SOS

Los interruptores de apertura de semiconductor o Semiconductor Opening Switch (SOS) en inglés, es una tecnología diferente al habitual, ya que a diferencia de los convertidores que "cierran" un circuito para generar el pulso de alto voltaje, esta tecnología genera el alto voltaje al abrir o interrumpir el paso de la corriente.

- **Características:** Esta topología utiliza dispositivos capaces de interrumpir corrientes elevadas en tiempos extremadamente cortos, generando pulsos de alto voltaje en el rango de nanosegundos. Estas topologías suelen incluir bancos de capacitores, transformadores elevadores y compresores magnéticos, los cuales permiten transferir y comprimir la energía antes de su aplicación a la carga. El funcionamiento del SOS se basa en un proceso de conducción inicial seguido de una interrupción abrupta de la corriente mediante un régimen de conmutación controlado, lo que produce el pulso de salida de alta potencia [31].
- **Ventajas y Desventajas:** Se generan pulsos de muy corta duración, con altas corrientes y elevados niveles de potencia, alcanzando valores del orden de decenas de kilovoltios y kiloamperes. Además, presentan alta tasa de repetición, estabilidad en la forma de onda y larga vida útil al estar basadas en dispositivos de estado sólido. También pueden lograr resultados óptimos relativamente altos en comparación con sistemas clásicos, especialmente mediante técnicas de recuperación de energía. A pesar de sus prestaciones, los generadores basados en SOS presentan una alta complejidad estructural, ya que requieren múltiples etapas como compresores magnéticos y transformadores, lo que incrementa el tamaño y costo del sistema. Asimismo, una parte importante de las pérdidas de energía se concentra en los elementos magnéticos, afectando el rendimiento global. Estas características limitan su escalabilidad y dificultan su implementación en aplicaciones donde se requiere modularidad y simplicidad de control.

1.3.2. Generadores de Pulsos de Estado Sólido Modular

A pesar de los avances logrados en los generadores de pulsos de alto voltaje basados en topologías no modulares, tales como los multiplicadores de voltaje capacitor-diodo, los convertidores DC-DC y los interruptores de apertura semiconductor, estas estructuras presentan limitaciones en términos de escalabilidad y flexibilidad de control. En particular, la necesidad de dispositivos que soporten altos niveles de tensión, junto con la dificultad de balancear el voltaje entre etapas y la ausencia de una estructura modular, restringen su implementación en aplicaciones de alta potencia y alto desempeño.

En este contexto, surge el desarrollo de generadores de pulsos de alto voltaje basados en arquitecturas modulares, los cuales permiten dividir el sistema en submódulos de menor tensión que operan de manera coordinada. Estas topologías facilitan la distribución uniforme de los esfuerzos eléctricos, eliminan la necesidad de interruptores de alto voltaje y permiten una mayor escalabilidad, flexibilidad y control en la generación de pulsos. Por ello, las arquitecturas modulares representan una evolución natural de los HVPG de estado sólido, constituyendo el enfoque predominante en desarrollos recientes.

1.3.2.1. Convertidor Modular Multinivel - MMC

El Convertidor Modular Multinivel (MMC), se caracteriza por una topología de "doble brazo" doble rama por cada fase. Esta estructura es la evolución directa de los inversores de fuente de tensión (VSI) de dos niveles, diseñada para manejar voltajes de corriente continua (HVDC) extremadamente altos sin estresar individualmente a los semiconductores [32]. El concepto fundamental del MMC abandona la idea de conmutar un solo bloque de energía. En su lugar, utiliza una conexión en submódulos (SM) idénticos agrupados en "brazos" (*arms*), y divide la torre de submódulos en dos secciones críticas: el Brazo Superior (*Upper Arm*) y el Brazo Inferior (*Lower Arm*) [33]. Cada brazo esta compuesto por N submódulos y la carga esta conectada en el punto medio de ambos brazos, tal como se ve en la Fig. 1.5.

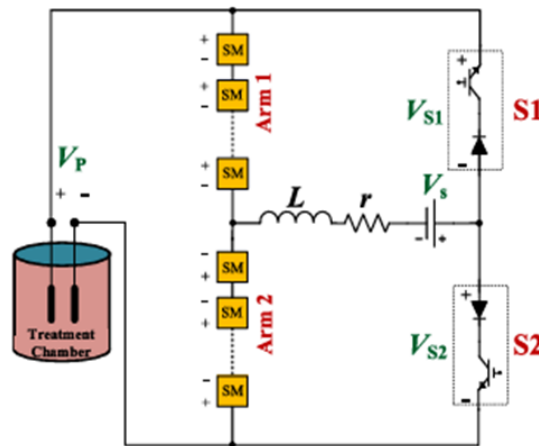


Figura 1.5: Topología de Convertidor Modular Multinivel [33].

Submódulos:

- **Half-Bridge (HB-SM):** Es la opción más eficiente en términos de costos y pérdidas de conducción. Permite insertar el voltaje del capacitor o puentearlo (0 o V_c), pero no puede invertir la polaridad ni bloquear corrientes de falla en el lado DC [33,34].
- **Full-Bridge (FB-SM):** Añade la capacidad de generar tres niveles de voltaje ($+V_c, 0, -V_c$). Esto permite al MMC generar pulsos bipolares con mayor flexibilidad y bloquear corrientes de falla, aunque duplica la cantidad de semiconductores necesarios [34].

Realizando el análisis de la topología MMC, se establece un balance de su aplicabilidad:

Ventajas:

- **Eliminación del interruptor de alto voltaje:** A diferencia de las fuentes conmutadas (SMPS) o los multiplicadores CDVM, el MMC no depende de un interruptor final para cortar el pulso ni de semiconductores conectados en serie forzosamente
- **Calidad de onda:** Al tener dos brazos, puede sintetizar formas de onda con mayor suavidad (niveles de voltaje más finos) [34].
- **Operación Sensorless:** Es posible implementar técnicas de balanceo sin sensores de voltaje, reduciendo la interferencia electromagnética (EMI) [32].

Desventajas y limitaciones:

- **Volumen y Peso:** Las bobinas de brazo son componentes magnéticos voluminosos que aumentan el tamaño del generador.
- **Mayor complejidad de control:** Se requiere gestionar no solo la carga, sino también la corriente circulante entre las ramas superior e inferior para evitar pérdidas excesivas [32].

1.3.2.2. Generador Marx

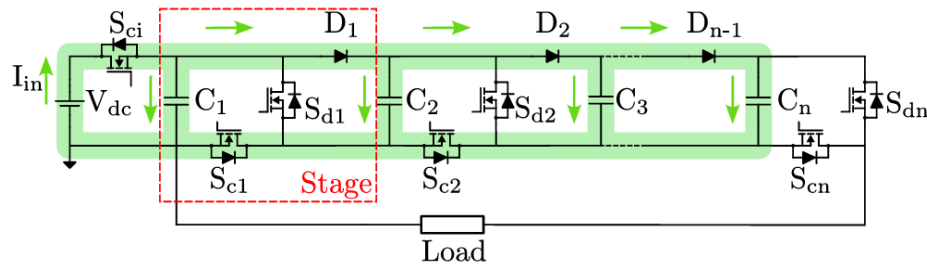
Basados en el principio del Generador Marx Clásico, esta topología sigue siendo un método popular para la generación de pulsos de alto voltaje. La topología consiste en utilizar una red de componentes pasivos (resistencias, diodos e inductores), pero cambiando los explosores por semiconductores de estado sólido, para mejorar la baja frecuencia y la falta de control [35].

Los generadores Marx de estado sólido (Solid State Marx Generator, SSMG, por sus siglas en inglés), su funcionamiento carga en paralelo y descarga en serie de capacitores, permitiendo obtener altos voltajes de salida a partir de una fuente DC de menor valor, tal como se muestra en la Fig. 1.6.

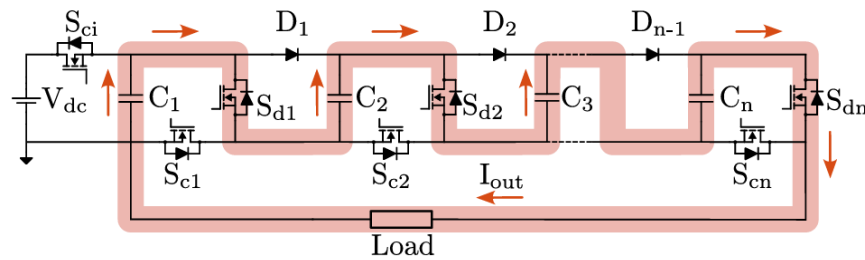
La estructura de esta topología es modular, ya que el nivel de voltaje puede incrementarse mediante la adición de etapas similares, lo que permite mejorar la repetitividad y la flexibilidad de control respecto de los Marx clásicos [36,37]. Asimismo, se han propuesto variantes para optimizar la transferencia de energía:

Módulos de Capacitores Conmutados (SC): Integran conceptos de convertidores DC-DC dentro de la etapa Marx para multiplicar el voltaje internamente, permitiendo mayores ganancias de tensión con fuentes de entrada muy reducidas [38].

Generación Bipolar Directa: Para evitar la adición de un voluminoso puente H a la salida del generador [39], topologías avanzadas proponen la conexión directa de un generador Marx



(a) Proceso de carga.



(b) Proceso de descarga.

Figura 1.6: Principio de operación del Generador Marx [36].

positivo y uno negativo [40]. Cada etapa utiliza un arreglo optimizado de diodos y capacitores que permite alternar la polaridad de la descarga, manteniendo un control riguroso sobre los tiempos de subida y bajada del pulso.

En base al análisis del SSMG, se permite establecer un balance sobre su aplicabilidad:

Ventajas:

- **Carga simplificada de capacitores:** A diferencia de los MMC, el Marx tradicional no requiere fuentes de alimentación DC aisladas para cada submódulo, ya que todos se cargan simultáneamente desde una única fuente principal.
- **Escalabilidad lineal:** La amplitud del voltaje de salida se puede incrementar fácilmente añadiendo etapas idénticas al diseño, sin alterar la lógica del sistema de control [41].
- **Bajo estrés de tensión:** Durante la descarga, cada interruptor semiconductor únicamente debe soportar el voltaje de su respectivo capacitor de etapa, previniendo fallas catastróficas por sobretensión [38].

Desventajas y limitaciones:

- **Desempeño de la red de carga:** Es el mayor desafío histórico de la topología. El uso de resistencias o diodos convencionales para aislar los capacitores durante la carga genera elevadas pérdidas térmicas, limitando severamente el rendimiento global del sistema [36,37].

- **Complejidad de los circuitos de compuerta:** Cada etapa requiere gate drivers aislados galvánicamente, lo que aumenta el volumen y costo del hardware a medida que se suman módulos [37].
- **Caída de voltaje en la cima del pulso (*Voltage Droop*):** Dado que la energía proviene de la descarga directa de los capacitores, el voltaje tiende a decaer exponencialmente durante el pulso, lo que requiere sobredimensionar el banco de capacitores para mantener formas de onda rectangulares limpias en pulsos largos [39].

1.3.2.3. Generador de Pulsos Modular en Cascada

Finalmente dentro de las topologías modulares de estado sólido, entra el generador en Cascada la cual surge como alternativa para simplificar la complejidad del MMC tradicional y el Generador Marx, ya que mantiene los beneficios de los submódulos y la carga de los capacitores en paralelo simultáneamente pero resolviendo el problema de las altas corrientes de irrupción (inrush current) al momento de recargar el sistema, evitando los complejos algoritmos por software [42].

El generador en cascada consta de múltiples submódulos idénticos conectados estrictamente en serie; cada submódulo esta compuesto por un medio puente H (*Half-Bridge*), un capacitor de almacenamiento, diodos y, en algunos casos, inductores de rama [43,44]. Una característica única de esta topología es que la fuente de alimentación de bajo voltaje de entrada (DC) se conecta únicamente al capacitor del primer submódulo, no a todo el arreglo en paralelo, tal como se puede ver en la Fig. 1.7.

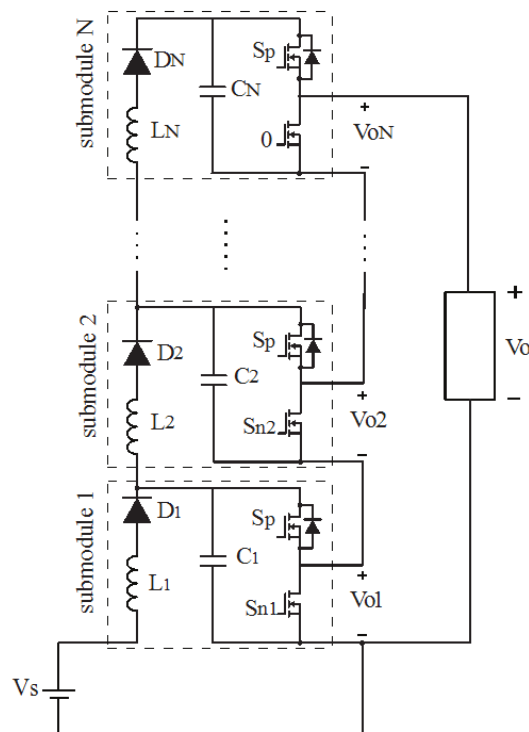


Figura 1.7: Topología de Convertidor Modular en Cascada [44].

El proceso de formación del pulso se divide radicalmente en dos fases que operan bajo una técnica de modulación de estados:

Fase de carga (Estado Activo): Cuando se requiere generar el pulso de alto voltaje, todos los interruptores superiores de los medios puentes se encienden simultáneamente, conectando en serie a los capacitores, entregando el pulso a la carga de salida. En algunos casos la ausencia de inductores implica una respuesta rápida y dinámica.

Fase de carga secuencial (Estado no Activo): Esta es la fase de carga de los capacitores, que, en vez de cargarse todos en paralelo, la modulación utiliza los interruptores inferiores, prendiéndose y apagándose de manera secuencial para que los capacitores se carguen en cascada alternadamente. Esta fase reduce el estrés de los capacitores y reduce los picos de corriente en el circuito.

Considerando estos enfoques se realiza la valoración de la topología.

Ventajas:

- **Ausencia de interruptores de alto voltaje:** Todo el sistema utiliza semiconductores de bajo voltaje nominal, evitando interruptores de alta tensión externos o diodos de interconexión de bloqueo masivo [42,43].
- **Seguridad de la fuente:** Al estar la fuente conectada solo al primer capacitor, no hay posibilidad de que el alto voltaje generado retroceda hacia la fuente de alimentación, aumentando la confiabilidad.
- **Simplicidad de control:** La modulación es directa. Al alternar entre estados activos y no activos para cargar en cascada, se elimina la necesidad de los pesados algoritmos de ordenamiento (*sorting*) que exige el MMC [44].

Desventajas y limitaciones: El mayor problema que introduce esta configuración de hardware es el fenómeno conocido como Deriva de Voltaje (*Voltage Drift*). Debido a que la energía se transfiere de un módulo al siguiente a través de diodos en serie, cada transferencia sufre una caída de tensión inherente al paso por el semiconductor. Como resultado, el capacitor del primer módulo alcanza el voltaje máximo de la fuente, pero el voltaje de los capacitores en los módulos subsiguientes es cada vez menor a medida que se avanza en la cascada. En sistemas con muchas etapas, el último capacitor tendrá una diferencia de voltaje notable respecto al primero (por ejemplo, una caída total de hasta un 5 % de error) [42].

Para mitigar esto, se debe optimizar el valor de la inductancia de interconexión y la frecuencia de conmutación de los estados de carga, buscando un equilibrio entre reducir los picos de corriente y minimizar esta caída de voltaje [44].

1.4. Motivación

La generación de pulsos de alto voltaje para aplicaciones de electroporación presenta desafíos técnicos significativos debido a los elevados niveles de tensión y a la rápida dinámica requerida. Los generadores de pulsos de alta tensión (HVPG) clásicos presentan limitaciones en términos de desempeño, capacidad de control y confiabilidad.

En contraste, los generadores de estado sólido, particularmente aquellos basados en arquitecturas modulares tipo Marx, han surgido como una alternativa atractiva debido a sus ventajas en tamaño, desempeño y flexibilidad. Estas topologías se fundamentan en la carga de capacitores en paralelo y su descarga en serie, permitiendo alcanzar altos niveles de tensión de salida de manera escalable.

No obstante, muchas de las configuraciones actuales aún dependen de interruptores de alto voltaje, lo que introduce puntos críticos de falla y aumenta la complejidad del sistema. Asimismo, presentan desafíos adicionales como la deriva de voltaje entre submódulos y una respuesta dinámica limitada asociada al uso de inductancias en los brazos del convertidor.

En este contexto, surge la motivación de explorar arquitecturas que combinen las ventajas de los generadores tipo Marx con los principios de los convertidores modulares multinivel (MMC). En particular, el uso de submódulos permite distribuir la potencia, mejorar la flexibilidad del sistema y facilitar su mantenimiento, ya que fallas en un submódulo pueden ser gestionadas sin comprometer el funcionamiento global. Además, la estructura en cascada habilita estrategias de modulación más eficientes, permitiendo distribuir temporalmente los procesos de carga y descarga de los capacitores.

Tomando como referencia trabajos previos donde se proponen topologías basadas en generadores en cascada, este trabajo propone una técnica de modulación simplificada que aborda limitaciones de corriente y carga de capacitores, manteniendo las ventajas de la modularidad y mejorando el desempeño dinámico del sistema.

1.5. Hipótesis

La selección adecuada de la inductancia de interconexión y de la frecuencia asociada al patrón de carga de los capacitores en una estructura modular de generación de pulsos de alto voltaje permite reducir las corrientes máximas de transferencia de energía entre submódulos y ajustar los tiempos característicos del proceso de carga, manteniendo la capacidad del convertidor para generar pulsos de alta tensión hacia la carga de salida.

1.6. Contribución

La estrategia de modulación propuesta permite la carga alternada y balanceada de los capacitores, reduciendo significativamente los picos de corriente en la fuente y mejorando el equilibrio de tensión entre submódulos, lo que permite generar el voltaje de salida deseado de forma controlada.

A diferencia de enfoques tradicionales basados en lógica combinatorial, la modulación se implementa mediante una estrategia simple basada en estados, definida a través de una secuencia temporal programable. Este enfoque permite una implementación flexible mediante scripts de control, facilitando la adaptación de los tiempos de conmutación según los parámetros del sistema.

La modulación considera tres estados principales: un estado activo de descarga en serie y dos estados no activos de carga alternada entre submódulos, lo que simplifica el control y reduce la complejidad del sistema.

Adicionalmente, la inclusión de inductancias de interconexión, junto con una adecuada definición de los intervalos temporales de conmutación, permite reducir las corrientes máximas de transferencia de energía y modificar los tiempos característicos del proceso de carga de los capacitores. En conjunto, la propuesta ofrece una solución modular, escalable y de fácil implementación para la generación de pulsos de alto voltaje, con baja perturbación en la fuente de alimentación y una respuesta dinámica ajustable mediante parámetros de diseño.

1.7. Objetivos

El objetivo principal es diseñar, implementar y validar experimentalmente la modulación basada en tres estados para un convertidor HVPG flexible basado en convertidores modulares.

Los objetivos específicos se enumeran a continuación:

1. Desarrollar un modelo matemático del convertidor propuesto que describa la dinámica de carga de los capacitores y la transferencia de energía entre submódulos.
2. Desarrollar y analizar una estrategia de modulación de tres estados para la generación de pulsos de alto voltaje y la gestión del proceso de carga de los capacitores.
3. Evaluar mediante simulación el comportamiento dinámico del convertidor para distintos valores de inductancia de interconexión y frecuencia de operación.
4. Implementar y validar experimentalmente el convertidor propuesto y la estrategia de modulación desarrollada.

1.8. Estructura del documento

El presente documento se organiza de la siguiente manera:

- **Capítulo 1:** Se presenta la introducción y el estado del arte, donde se contextualiza el problema y se revisan las principales soluciones existentes.
- **Capítulo 2:** Se describe la topología propuesta y desarrolla el análisis teórico y matemático del sistema.
- **Capítulo 3:** se introduce la estrategia de modulación.
- **Capítulo 4:** Se aborda los resultados de simulación y validación del modelo matemático.
- **Capítulo 5:** Se describe el diseño del prototipo y los resultados experimentales obtenidos, junto a la comparación con la simulación.
- **Capítulo 6:** Se presentan las conclusiones del trabajo y posibles líneas de investigación futura.

Capítulo 2

Topología Propuesta y Análisis Teórico

2.1. Topología del Convertidor Modular.

El generador de pulsos de alta tensión propuesto se basa en una estructura modular en cascada compuesta por múltiples submódulos (SM) conectados en serie. Cada submódulo está formado por un convertidor medio puente, un capacitor de almacenamiento de energía y elementos de interconexión inductivos, los cuales permiten la operación en configuraciones serie y paralelo.

En las arquitecturas modulares convencionales, el primer capacitor suele estar conectado directamente a la fuente, lo que provoca que este permanezca cargado de forma permanente y no participe activamente en los procesos de transferencia de energía entre submódulos. Esta condición introduce asimetrías en la operación del sistema y genera esfuerzos eléctricos desbalanceados entre las distintas unidades.

Con el objetivo de mitigar este problema, la topología propuesta incorpora un submódulo adicional de entrada (SM_0), el cual permite que el capacitor C_1 participe en los ciclos de carga alternada en igualdad de condiciones con el resto de los submódulos. De esta forma, se logra una distribución proporcional de la energía en el sistema. Adicionalmente, la inclusión de SM_0 actúa como complemento simétrico del último submódulo (SM_N), permitiendo que todas las unidades operen bajo condiciones de conmutación y esfuerzos eléctricos similares. La topología completa del sistema se muestra en la Fig. 2.1.

Con el fin de modelar la carga, esta se representa como un modelo resistivo equivalente, donde la componente resistiva representa la disipación de energía en el medio de aplicación.

Debido a la presencia inductiva, la corriente presenta una dinámica continua; por lo tanto, frente a cambios de tensión esta permanecerá circulando en el sistema. En este contexto, se incorpora un diodo D_L en serie a la carga para evitar esta continuidad de corriente inversa.

2.2. Principio de operación

El comportamiento del convertidor propuesto puede describirse a partir de distintos estados de operación, los cuales definen la forma en que la energía es transferida entre la fuente, los submódulos y la carga. Estos estados están determinados por la configuración de activación de los interruptores en cada submódulo y permiten alternar entre la generación del pulso de salida y el proceso de carga de los capacitores.

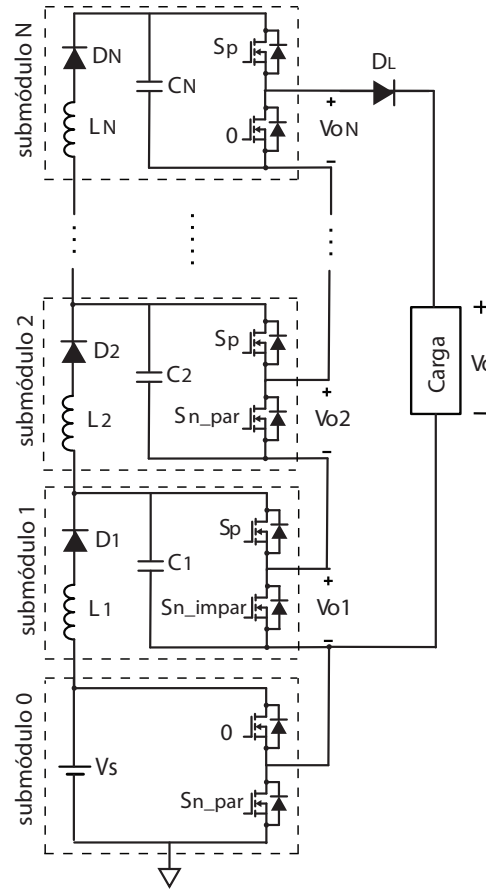


Figura 2.1: Topología propuesta.

En particular, la operación del sistema se basa en una estrategia de modulación que considera un estado activo y dos estados no activos. Para efectos de análisis, se considera un sistema compuesto por cinco submódulos, incluyendo el submódulo de entrada (SM_0, SM_1, SM_2, SM_3 y SM_4), como se describe a continuación.

2.2.1. Estado Activo

Durante el estado activo, los submódulos del convertidor se configuran de manera que los capacitores se conectan en serie mediante la activación del semiconductor superior S_p , permitiendo la suma de los voltajes almacenados en cada uno de ellos. En esta condición, el convertidor aplica un pulso de alta tensión sobre la carga, cuya amplitud está determinada por la suma de los voltajes de los capacitores, tal como se muestra en la Fig. 2.2.

En este estado, la energía previamente almacenada en los capacitores es transferida hacia la carga, constituyendo la etapa de entrega de energía del sistema. Esta condición resulta fundamental para la generación del pulso de alta tensión requerido en la aplicación.

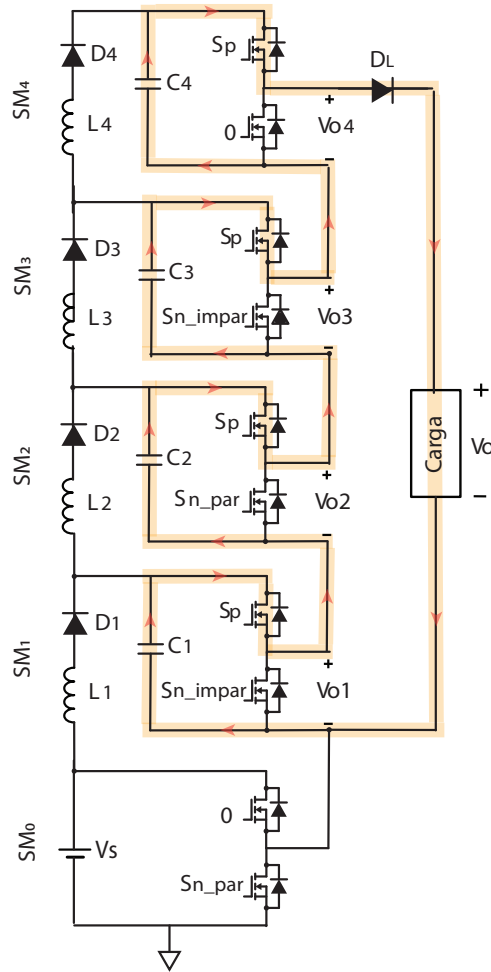


Figura 2.2: Configuración del circuito en el Estado activo.

2.2.2. Estados No Activos

Cuando el convertidor no se encuentra generando el pulso de salida, opera en estados no activos, cuya función principal es permitir la carga de los capacitores. A diferencia de otras topologías donde los capacitores se cargan simultáneamente, en este convertidor la transferencia de energía se realiza de forma secuencial entre submódulos.

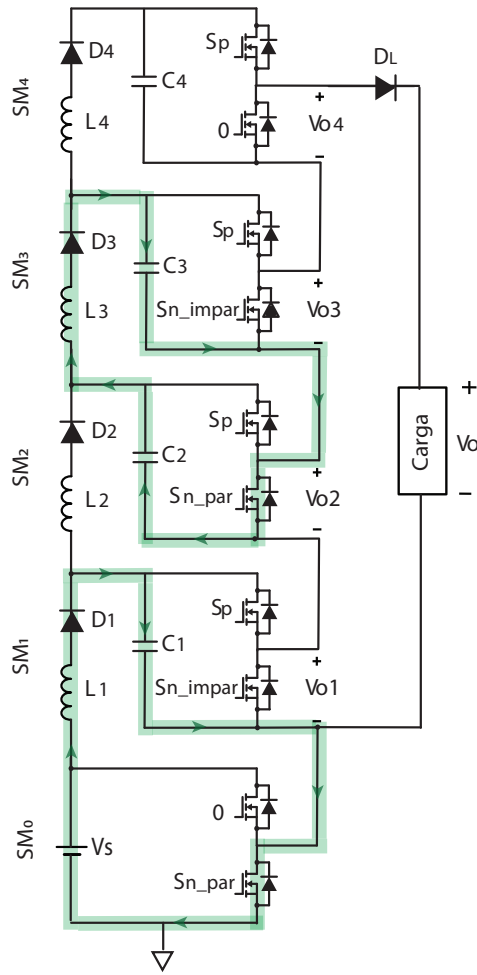
Durante estos estados, la energía proveniente de la fuente es transferida hacia los capacitores a través de los elementos de interconexión, mientras que parte de la energía almacenada puede redistribuirse entre submódulos. Este mecanismo permite reducir los picos de corriente en la fuente y mejorar el balance de voltajes en el sistema.

En este caso, se distinguen dos estados no activos: el estado no activo par y el estado no activo impar.

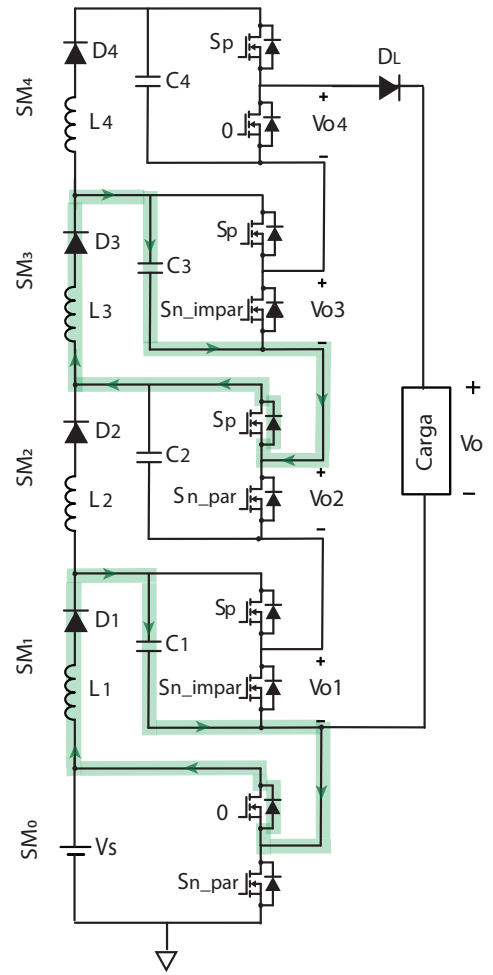
2.2.2.1. Estado No Activo Par

En este estado, se activan los interruptores inferiores correspondientes a los submódulos en posiciones pares, incluyendo el submódulo de entrada, es decir, $SM_0, SM_2, SM_4, \dots, SM_N$.

En esta configuración, la energía fluye desde la fuente V_S hacia el capacitor C_1 a través de la inductancia L_1 y el diodo D_1 , cerrando el circuito a través del interruptor inferior del submódulo SM_0 . De manera análoga, se produce transferencia de energía entre submódulos consecutivos, por ejemplo, desde C_2 hacia C_3 a través de la inductancia L_3 y el diodo D_3 , cerrando el circuito mediante el interruptor inferior del submódulo SM_2 , tal como se muestra en la Fig. 2.3a.



(a) Estado no activo par.



(b) Estado no activo par, en tiempo muerto.

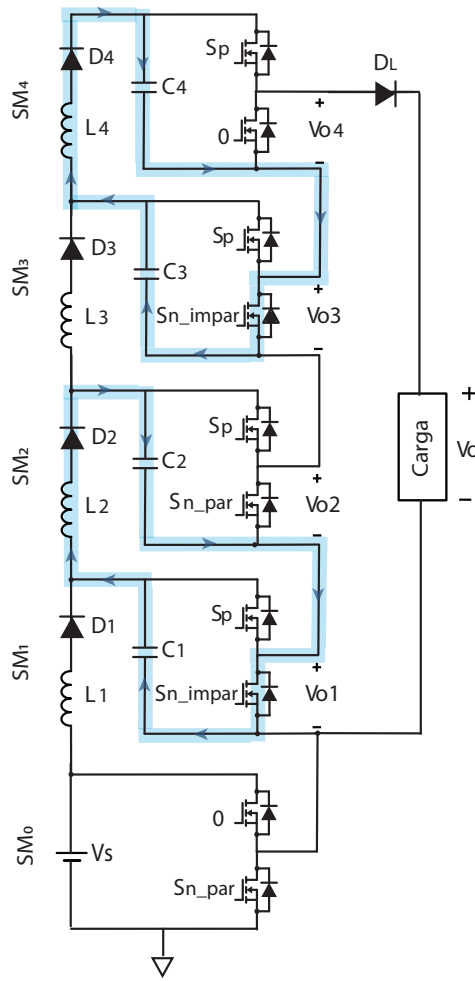
Figura 2.3: Configuración del circuito en el estado no activo par.

Durante los intervalos de tiempo muerto, en los cuales todos los interruptores se encuentran desactivados, la corriente circula a través del diodo en antiparalelo del semiconductor superior S_p , asegurando la continuidad de la corriente en el circuito, como se muestra en la Fig. 2.3b.

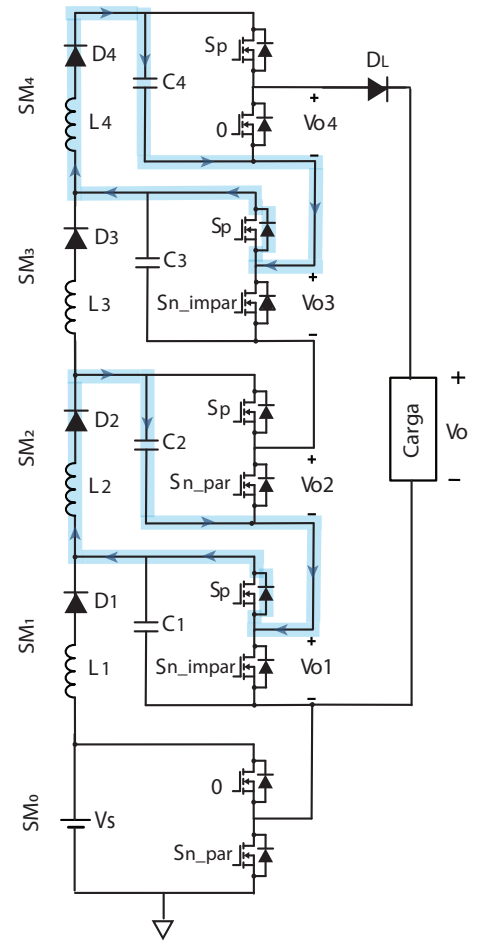
2.2.2.2. Estado No Activo Impar

En este estado, se activan los interruptores inferiores correspondientes a los submódulos en posiciones impares, es decir, $SM_1, SM_3, \dots, SM_N$.

En esta configuración, se produce transferencia de energía entre capacitores adyacentes. Por ejemplo, el capacitor C_1 transfiere energía al capacitor C_2 a través de la inductancia L_2 y el diodo D_2 , cerrando el circuito mediante el interruptor inferior del submódulo SM_1 . De manera similar, el capacitor C_3 transfiere energía al capacitor C_4 a través de la inductancia L_4 y el diodo D_4 , cerrando el circuito en el submódulo SM_3 , como se muestra en la Fig. 2.4a.



(a) Estado no activo impar.



(b) Estado no activo impar, en tiempo muerto.

Figura 2.4: Configuración del circuito en el estado no activo impar.

Cuando todos los interruptores se encuentran desactivados, la corriente circula a través del diodo en antiparalelo del semiconductor superior S_p , manteniendo la continuidad de la corriente, tal como se observa en la Fig. 2.4b.

2.3. Desarrollo Matemático del Proceso de Carga

Con el fin de comprender el comportamiento dinámico del proceso de carga, es necesario analizar la forma de onda de la corriente en la inductancia y del voltaje en los capacitores. A partir del modelo matemático desarrollado, se observa que el sistema corresponde a un circuito de segundo orden subamortiguado, cuya respuesta presenta características oscilatorias amortiguadas.

Durante el inicio del proceso de carga, la diferencia de potencial entre los elementos genera un incremento progresivo de la corriente en la inductancia. Debido a que la corriente no puede variar de forma instantánea, esta crece suavemente hasta alcanzar un valor máximo. En este punto, la energía almacenada en la inductancia es máxima, mientras que la diferencia de voltaje entre los capacitores comienza a disminuir.

Posteriormente, la energía almacenada en la inductancia es transferida hacia los capacitores, provocando una disminución progresiva de la corriente. Este intercambio de energía entre la inductancia y los capacitores genera una respuesta sinusoidal amortiguada característica de un sistema RLC de segundo orden. Debido a la presencia de pérdidas resistivas en el circuito, la amplitud de la oscilación decrece con el tiempo, evitando que la energía continúe intercambiándose indefinidamente.

Como resultado, la corriente presenta una respuesta transitoria sinusoidal amortiguada, alcanzando un valor máximo durante la transferencia de energía y disminuyendo posteriormente hasta cero. En consecuencia, el voltaje de los capacitores evoluciona de manera complementaria, incrementándose progresivamente hasta alcanzar el valor final de equilibrio.

2.3.1. Modelo de Submódulo de Entrada SM_0

El submódulo de entrada SM_0 presenta un comportamiento particular, ya que la transferencia de energía ocurre directamente desde la fuente hacia el capacitor C_1 a través de la inductancia L_1 y el diodo D_1 . El circuito equivalente considerado para este proceso está formado por la fuente de tensión V_s , la resistencia de encendido equivalente del diodo y de los semiconductores R , la inductancia de interconexión L y el capacitor C , tal como se muestra en la Fig. 2.5a.

A partir del circuito equivalente, se aplica la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK), obteniéndose:

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + v_C = V_s - V_D \quad (2.1)$$

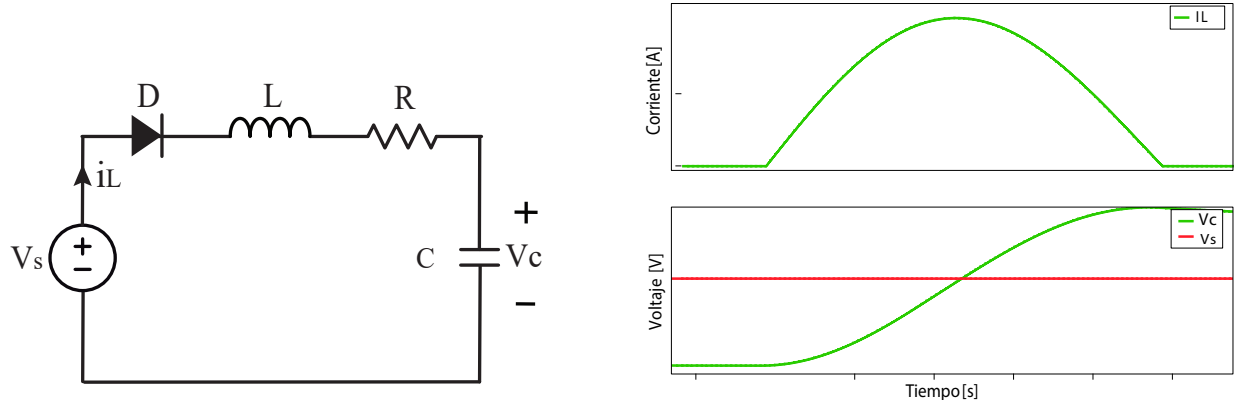
donde i_L corresponde a la corriente en la inductancia, v_C es el voltaje del capacitor y V_D representa la caída de tensión del diodo.

Por otra parte, aplicando la Ley de Corrientes de Kirchhoff (LCK) en el nodo del capacitor, se obtiene:

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L \quad (2.2)$$

Con el fin de obtener una ecuación diferencial de segundo orden, se deriva la ecuación (2.2) respecto del tiempo, resultando:

$$C \frac{d^2v_C}{dt^2} = \frac{di_L}{dt} \quad (2.3)$$



(a) Circuito equivalente de carga entre fuente y capacitor.

(b) Comportamiento de la corriente i_L y de los voltajes V_s y V_C .

Figura 2.5: Circuito equivalente y comportamiento de la corriente y voltaje del submódulo 0.

Sustituyendo la expresión de $\frac{di_L}{dt}$ obtenida en (2.3) dentro de la ecuación (2.1), se obtiene:

$$LC \frac{d^2 v_C}{dt^2} + R i_L + v_C = V_s - V_D \quad (2.4)$$

Luego, reemplazando i_L utilizando (2.2), se obtiene la ecuación diferencial en términos de v_C :

$$LC \frac{d^2 v_C}{dt^2} + RC \frac{dv_C}{dt} + v_C = V_s - V_D \quad (2.5)$$

La ecuación anterior corresponde a un sistema de segundo orden subamortiguado, característico de un circuito RLC en serie. En consecuencia, su solución general presenta la forma:

$$y(t) = e^{-t/\tau} [A \sin(\omega_1 t) + B \cos(\omega_1 t)] \quad (2.6)$$

En base a esta solución, se propone que las variables de estado del sistema, correspondientes a la corriente en la inductancia y al voltaje del capacitor, pueden expresarse como:

$$i_L(t) = I_{L0} + I_{LA} e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) + I_{LB} e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \quad (2.7)$$

$$v_C(t) = V_{C0} + V_{CA} e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) + V_{CB} e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \quad (2.8)$$

Donde I_{L0} y V_{C0} representan las componentes en régimen permanente, mientras que I_{LA} , I_{LB} , V_{CA} y V_{CB} corresponden a coeficientes asociados a la dinámica transitoria del sistema.

Con el fin de determinar dichos coeficientes, las expresiones propuestas para $i_L(t)$ y $v_C(t)$, junto con sus derivadas temporales, se reemplazan en las ecuaciones (2.1) y (2.2).

En primer lugar, la derivada de la corriente en la inductancia está dada por:

$$\frac{di_L}{dt} = \left(I_{LA} \omega_1 - \frac{I_{LB}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) + \left(-\frac{I_{LA}}{\tau} - I_{LB} \omega_1 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) \quad (2.9)$$

A su vez, la derivada del voltaje en el capacitor se expresa como:

$$\frac{dv_C}{dt} = \left(V_{CA}\omega_1 - \frac{V_{CB}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) + \left(-\frac{V_{CA}}{\tau} - V_{CB}\omega_1 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) \quad (2.10)$$

Al reemplazar estas expresiones en la ecuación de voltaje de Kirchhoff (2.1), así como en la ecuación de corriente de Kirchhoff (2.2), se obtienen expresiones compuestas por términos proporcionales a $e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t)$, $e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t)$ y una componente constante. Para el caso de la ecuación de voltajes de Kirchhoff, se obtiene:

$$\begin{aligned} L & \left[\left(I_{LA}\omega_1 - \frac{I_{LB}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) + \left(-\frac{I_{LA}}{\tau} - I_{LB}\omega_1 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) \right] \\ & + R \left[I_{L0} + I_{LA}e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) + I_{LB}e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \right] - V_s \\ & + \left[V_{C0} + V_{CA}e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) + V_{CB}e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \right] + V_D = 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

De igual manera, al reemplazar en la ecuación de corriente de Kirchhoff, resulta

$$\begin{aligned} C & \left[\left(V_{CA}\omega_1 - \frac{V_{CB}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) + \left(-\frac{V_{CA}}{\tau} - V_{CB}\omega_1 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) \right] \\ & - \left[I_{L0} + I_{LA}e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) + I_{LB}e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \right] = 0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Dado que estas funciones son linealmente independientes, sus coeficientes se anulan de manera individual, dando lugar a un sistema de ecuaciones algebraicas que permite determinar los coeficientes de la respuesta transitoria del sistema. Por ende, agrupando los términos en función de $e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t)$, $e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t)$ y de la componente constante, se obtiene para el LVK:

$$\begin{aligned} & \left[L \left(I_{LA}\omega_1 - \frac{I_{LB}}{\tau} \right) + R \cdot I_{LB} + V_{CB} \right] e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \\ & + \left[L \left(-\frac{I_{LA}}{\tau} - I_{LB}\omega_1 \right) + R \cdot I_{LA} + V_{CA} \right] e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) \\ & + (R \cdot I_{L0} + V_{C0} + V_D - V_s) = 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

De igual manera para el LCK:

$$\begin{aligned} & \left[C \left(V_{CA}\omega_1 - \frac{V_{CB}}{\tau} \right) - I_{LB} \right] e^{-t/\tau} \cos(\omega_1 t) \\ & + \left[C \left(-\frac{V_{CA}}{\tau} - V_{CB}\omega_1 \right) - I_{LA} \right] e^{-t/\tau} \sin(\omega_1 t) - I_{L0} = 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Igual que en el caso anterior del SM_0 , los coeficientes pueden separarse en ecuaciones autónomas:

$$L \left(I_{LA}\omega_1 - \frac{I_{LB}}{\tau} \right) + R I_{LB} + V_{CB} = 0 \quad (2.15)$$

$$L \left(-\frac{I_{LA}}{\tau} - I_{LB}\omega_1 \right) + R I_{LA} + V_{CA} = 0 \quad (2.16)$$

$$RI_{L0} + V_{C0} + V_D - V_s = 0 \quad (2.17)$$

$$C \left(V_{CA} \omega_1 - \frac{V_{CB}}{\tau} \right) - I_{LB} = 0 \quad (2.18)$$

$$C \left(-\frac{V_{CA}}{\tau} - V_{CB} \omega_1 \right) - I_{LA} = 0 \quad (2.19)$$

$$-I_{L0} = 0 \quad (2.20)$$

Evalutando el sistema en condiciones iniciales ($t = 0$), como se observa en la Fig. 2.5b, las ecuaciones de LVK y LCK quedan:

$$i_L(0) = I_{L0} + I_{LB}, \quad v_C(0) = V_{C0} + V_{CB}, \quad (2.21)$$

A partir de las ecuaciones anteriores, se identifican 8 variables: V_{C0} , V_{CA} , V_{CB} , I_{L0} , I_{LA} , I_{LB} , τ y ω_1 . Por lo tanto, al despejar para I_{L0} e I_{LB} a partir de (2.20):

$$I_{L0} = -I_{LB} = 0 \quad (2.22)$$

De la ecuación (2.18) y (2.19) se despeja I_{LA} e I_{LB}

$$I_{LA} = C \left(-\frac{V_{CA}}{\tau} - V_{CB} \omega_1 \right) \quad (2.23)$$

$$I_{LB} = C \left(V_{CA} \omega_1 - \frac{V_{CB}}{\tau} \right) \quad (2.24)$$

Al tener el valor de $I_{LB} = 0$, se despeja para encontrar V_{CA} en función de V_{CB} :

$$V_{CA} = \frac{V_{CB}}{\tau \omega_1} \quad (2.25)$$

Además en (2.15) y (2.16) se puede despejar w_1 y τ , obteniendo así:

$$\tau = \frac{2L}{R}, \quad \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2} \quad (2.26)$$

Finalmente queda despejar V_{C0} , esto a partir de (2.17):

$$V_{C0} = V_s - V_D \quad (2.27)$$

En este punto, es necesario determinar los coeficientes V_{CA} e I_{LA} , los cuales dependen del parámetro V_{CB} . Para ello, se utilizan las condiciones iniciales del sistema, las cuales se obtienen a partir del comportamiento de las variables de estado en el instante inicial.

Con el fin de visualizar estas condiciones, se consideran las formas de onda de voltaje y corriente mostradas en la Fig. 2.6. En particular, para el voltaje del capacitor $v_C(t)$, se define el

valor inicial V_{ini} como el voltaje en el capacitor al instante $t = 0$. Este valor corresponde a la condición de precarga necesaria para iniciar la operación del convertidor.

De esta manera, el voltaje inicial puede expresarse como:

$$V_{ini} = v_C(0) \quad (2.28)$$

Evalutando la expresión general del voltaje del capacitor dada en (2.8) en $t = 0$, se obtiene:

$$V_{ini} = V_{C0} + V_{CB} \quad (2.29)$$

$$V_{CB} = V_{ini} - V_{C0} \quad (2.30)$$

Dado que V_{ini} es un parámetro conocido del sistema, es posible despejar el coeficiente V_{CB} , el cual queda completamente determinado en función de las condiciones iniciales del capacitor.

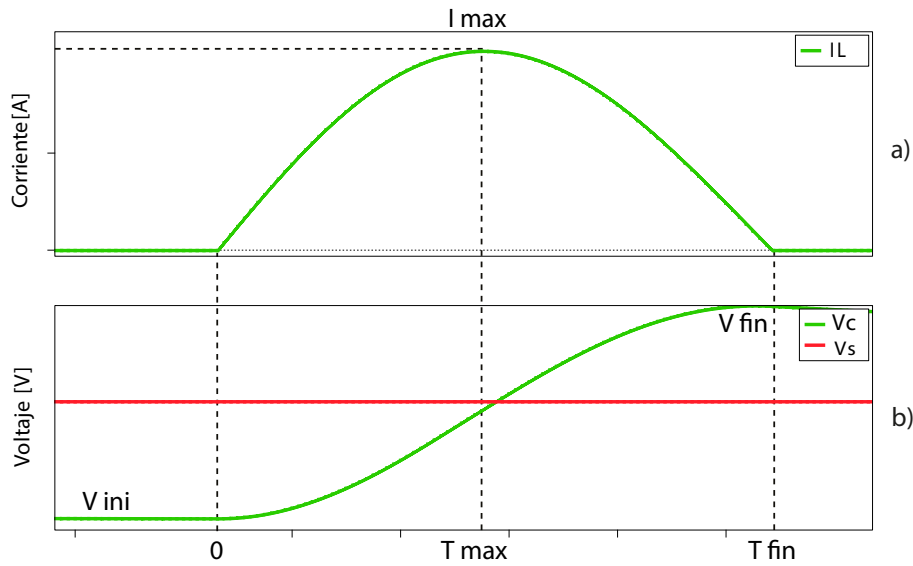


Figura 2.6: Corriente y voltaje a través del capacitor en el proceso de carga: a) Gráfico de corriente i_L , b) Gráfico de voltajes v_c y fuente V_s .

A partir de las expresiones analíticas obtenidas para la corriente en la inductancia y el voltaje del capacitor, es posible definir parámetros característicos que describen el comportamiento dinámico del sistema durante el proceso de carga, como se ve en la Fig. 2.6.

Tiempo al pico de corriente T_{max} : El instante en el cual la corriente alcanza su valor máximo se obtiene imponiendo:

$$\frac{di_L}{dt} = 0 \quad (2.31)$$

Considerando la forma de la solución subamortiguada, el tiempo al pico queda dado por:

$$T_{max} = \frac{1}{\omega_1} \arctan(\omega_1 \tau) \quad (2.32)$$

Corriente máxima I_{max} : Evaluando la expresión de $i_L(t)$ en $t = T_{max}$, se obtiene la corriente máxima:

$$I_{max} = I_{LA} e^{-T_{max}/\tau} \sqrt{1 + (\omega_1 \tau)^2} \quad (2.33)$$

donde I_{LA} corresponde a la amplitud asociada a la componente transitoria de la corriente.

Tiempo de transferencia T_{fin} : El tiempo total de transferencia de energía se asocia al intervalo en el cual la respuesta transitoria completa medio ciclo de oscilación. En consecuencia, se define como:

$$T_{fin1} = \frac{\pi}{\omega_1} \quad (2.34)$$

Voltaje final del capacitor V_{fin} : El voltaje del capacitor al término del proceso de transferencia se obtiene evaluando $v_C(t)$ en $t = T_{fin}$:

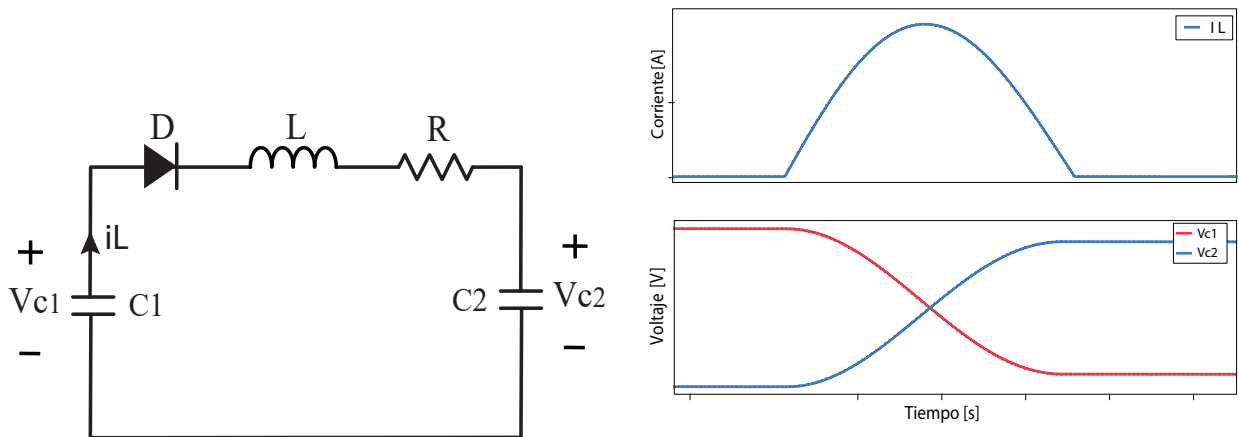
$$V_{fin} = V_{C0} - V_{CB} e^{-T_{fin}/\tau} \quad (2.35)$$

Este resultado muestra que el voltaje final depende tanto de la componente de régimen permanente como del decaimiento de la respuesta transitoria, determinado por la constante de tiempo del sistema.

El código del modelo matemático del submódulo de entrada se encuentra en [A.2](#)

2.3.2. Modelo de Transferencia entre Submódulos

El proceso de transferencia de energía entre submódulos adyacentes puede representarse mediante el circuito equivalente formado por dos capacitores, C_1 y C_2 , conectados a través de una inductancia de interconexión L , la resistencia de encendido equivalente del diodo y de los semiconductores R y un diodo con caída V_D . En este caso, el capacitor C_1 actúa como elemento que entrega energía, mientras que el capacitor C_2 recibe dicha energía durante el intervalo de carga, como se muestra en la Fig. 2.7a.



(a) Circuito equivalente de carga entre C_1 y C_2 .

(b) Comportamiento de la corriente i_L y de los voltajes V_S y V_C .

Figura 2.7: Circuito equivalente y comportamiento de la corriente y voltaje entre submódulos.

A partir del circuito equivalente, la corriente en la inductancia puede relacionarse con la variación temporal de los voltajes de los capacitores mediante:

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_L \quad (2.36)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_L \quad (2.37)$$

Por otra parte, aplicando la Ley de Voltajes de Kirchhoff en la malla de transferencia de energía, se obtiene:

$$v_{C1} = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + v_{C2} + V_D \quad (2.38)$$

lo que puede escribirse como:

$$v_{C1} - v_{C2} - V_D = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L \quad (2.39)$$

Para obtener una ecuación diferencial de segundo orden asociada al voltaje del capacitor C_2 , se utiliza la relación:

$$i_L = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} \quad (2.40)$$

Derivando respecto del tiempo:

$$\frac{di_L}{dt} = C_2 \frac{d^2v_{C2}}{dt^2} \quad (2.41)$$

Al reemplazar estas expresiones en (2.39), resulta:

$$v_{C1} - v_{C2} - V_D = LC_2 \frac{d^2v_{C2}}{dt^2} + RC_2 \frac{dv_{C2}}{dt} \quad (2.42)$$

Reordenando los términos, se obtiene:

$$LC_2 \frac{d^2v_{C2}}{dt^2} + RC_2 \frac{dv_{C2}}{dt} + v_{C2} = v_{C1} - V_D \quad (2.43)$$

De manera análoga, para obtener la ecuación diferencial asociada al voltaje del capacitor C_1 , se utiliza:

$$i_L = -C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (2.44)$$

Derivando respecto del tiempo:

$$\frac{di_L}{dt} = -C_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} \quad (2.45)$$

Sustituyendo en (2.39), se obtiene:

$$v_{C1} - v_{C2} - V_D = -LC_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} - RC_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (2.46)$$

Finalmente, reordenando:

$$LC_1 \frac{d^2 v_{C1}}{dt^2} + RC_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + v_{C1} = v_{C2} + V_D \quad (2.47)$$

Las ecuaciones (2.43) y (2.47) muestran que ambos voltajes presentan una dinámica de segundo orden. Además, debido a que C_1 entrega energía mientras C_2 la recibe, sus variaciones transitorias presentan comportamiento complementario. Considerando esta dinámica, las formas de onda de v_{C1} , v_{C2} e i_L se proponen como respuestas subamortiguadas, características de un circuito RLC, que responde a la solución general (2.6). Por ende, las ecuaciones que modelan las formas de onda de los voltajes de los capacitores v_{C1} y v_{C2} y la corriente i_L es:

$$i_L(t) = I_{L0} + I_{Ld} e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) + I_{Lq} e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t) \quad (2.48)$$

$$v_{C1}(t) = V_{C01} + V_{Cd} e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) + V_{Cq} e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t) \quad (2.49)$$

$$v_{C2}(t) = V_{C02} - V_{Cd} e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) - V_{Cq} e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t) \quad (2.50)$$

Donde I_{L0} , V_{C01} y V_{C02} representan las componentes en régimen permanente, mientras que I_{Ld} , I_{Lq} , V_{Cd} y V_{Cq} corresponden a coeficientes asociados a la dinámica transitoria del sistema.

Antes de reemplazar las ecuaciones anteriores en el LVK y LCK, se describen sus derivadas:

$$\frac{di_L}{dt} = \left(I_{Ld} \omega_2 - \frac{I_{Lq}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t) + \left(-\frac{I_{Ld}}{\tau} - I_{Lq} \omega_2 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) \quad (2.51)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \left(-V_{Cd} \omega_2 + \frac{V_{Cq}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t) + \left(\frac{V_{Cd}}{\tau} + V_{Cq} \omega_2 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) \quad (2.52)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \left(V_{Cd} \omega_2 - \frac{V_{Cq}}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t) + \left(-\frac{V_{Cd}}{\tau} - V_{Cq} \omega_2 \right) e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) \quad (2.53)$$

Reemplazando las expresiones de voltajes en los capacitores v_{C1} y v_{C2} y la corriente i_L y sus derivadas, en el LVK (2.39) y LCK en cada capacitor (2.36) y (2.37). Sabiendo que las funciones $e^{-t/\tau} \cos(\omega_2 t)$, $e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t)$ y la componente constante son linealmente independientes, sus coeficientes pueden separarse en ecuaciones algebraicas independientes. A partir de la LVK se obtiene:

$$L \left(I_{Ld} \omega_2 - \frac{I_{Lq}}{\tau} \right) + R I_{Lq} - 2 V_{Cq} = 0 \quad (2.54)$$

$$L \left(-\frac{I_{Ld}}{\tau} - I_{Lq}\omega_2 \right) + RI_{Ld} - 2V_{Cd} = 0 \quad (2.55)$$

$$RI_{L0} + V_{C01} - V_{C02} - V_D = 0 \quad (2.56)$$

Desde la LCK aplicada al capacitor C_1 , se obtiene:

$$C_1 \left(V_{Cd}\omega_2 - \frac{V_{Cq}}{\tau} \right) + I_{Lq} = 0 \quad (2.57)$$

$$C_1 \left(-\frac{V_{Cd}}{\tau} - V_{Cq}\omega_2 \right) + I_{Ld} = 0 \quad (2.58)$$

$$I_{L0} = 0 \quad (2.59)$$

Finalmente, desde la LCK aplicada al capacitor C_2 , resulta:

$$C_2 \left(-V_{Cd}\omega_2 + \frac{V_{Cq}}{\tau} \right) - I_{Lq} = 0 \quad (2.60)$$

$$C_2 \left(\frac{V_{Cd}}{\tau} + V_{Cq}\omega_2 \right) - I_{Ld} = 0 \quad (2.61)$$

$$-I_{L0} = 0 \quad (2.62)$$

Para simplificar el análisis y considerando que los submódulos poseen capacitores de igual valor para asegurar simetría en el sistema, se asume que:

$$C_1 = C_2 = C \quad (2.63)$$

Bajo esta condición, las ecuaciones obtenidas a partir de la LCK para ambos capacitores son equivalentes con signo opuesto, lo cual refleja que un capacitor entrega energía mientras el otro la recibe. Por esta razón, basta utilizar una de estas relaciones para vincular los coeficientes de voltaje y corriente.

Para encontrar los parámetros dinámicos τ y ω_2 se despeja (2.54) y (2.55), obteniéndose:

$$\tau = \frac{2L}{R}, \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{2}{LC} - \frac{1}{\tau^2}} \quad (2.64)$$

Teniendose en cuenta que $C_1 = C_2 = C$, por ende, $C_{eq} = C/2$, que diferencia ω_1 de ω_2 .

A partir de (2.59) y (2.62), se obtiene directamente:

$$I_{L0} = 0 \quad (2.65)$$

Además evaluando la ecuación que modela la corriente (2.51) en la condición inicial de $t = 0$, se obtiene:

$$i_L(0) = IL_0 + IL_q = 0 \quad (2.66)$$

En base a la Fig. 2.7b la corriente en $t = 0$ es 0, por ende, de (2.66) y (2.65), se despeja I_{Lq} .

$$I_{Lq} = 0 \quad (2.67)$$

Sabiendo que $I_{Lq} = 0$, se despeja V_{Cd} en función de V_{Cq} en (2.57), obteniendo:

$$V_{Cd} = \frac{V_{Cq}}{\omega_2 \cdot \tau} \quad (2.68)$$

Por otra parte, desde (2.58), la amplitud de la componente senoidal de la corriente I_{Ld} queda dada por:

$$I_{Ld} = C \left(\frac{V_{Cd}}{\tau} + V_{Cq} \omega_2 \right) \quad (2.69)$$

De las componentes constantes de la LVK de (2.56) se llega a la relación:

$$V_{C01} - V_{C02} - V_D = 0 \quad (2.70)$$

Cabe destacar que queda por despejar V_{c01} , V_{c02} y V_{cq} se obtienen a partir de los parámetros representados en la Fig. 2.8.

En consecuencia, las condiciones iniciales en $t = 0$ están determinadas por los voltajes iniciales de los capacitores C_1 y C_2 , los cuales son parámetros conocidos del sistema.

$$V_{C1}(0) = V_{Cin1}, \quad V_{C2}(0) = V_{Cin2} \quad (2.71)$$

Reemplazando en (2.49) y (2.50), se obtiene:

$$V_{Cin1} = V_{C01} + V_{Cq} \quad (2.72)$$

$$V_{Cin2} = V_{C02} - V_{Cq} \quad (2.73)$$

A partir de los parámetros constantes de (2.70), se despeja V_{C02} en función de V_{C01} :

$$V_{C02} = V_{C01} - V_D \quad (2.74)$$

Las ecuaciones se reescriben como:

$$V_{Cin2} = V_{C01} - V_D - V_{Cq} \quad (2.75)$$

$$V_{Cin1} = V_{C01} + V_{Cq} \quad (2.76)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones se obtiene:

$$V_{Cin1} + V_{Cin2} = 2V_{C01} - V_D \quad (2.77)$$

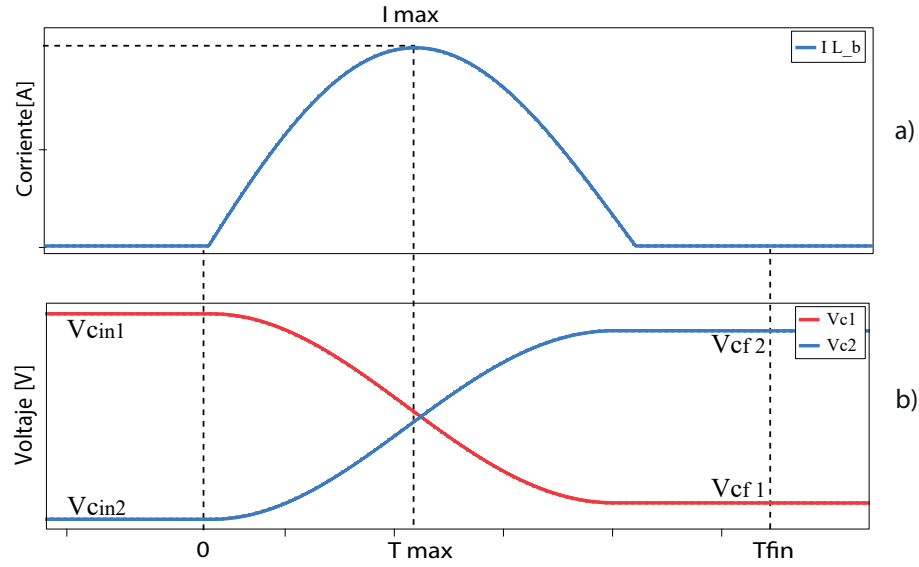


Figura 2.8: Corriente y voltaje a través del capacitor en el proceso de carga: a) Gráfico de corriente i_L , b) Gráfico de voltajes v_c y fuente V_s .

Y despejando V_{C01} :

$$V_{C01} = \frac{V_{Cin1} + V_{Cin2} + V_D}{2} \quad (2.78)$$

Obteniendo el valor de V_{C01} , se reemplaza en 2.76, para obtener V_{Cq} .

$$V_{Cq} = \frac{V_{Cin1} - V_{Cin2} - V_D}{2} \quad (2.79)$$

A partir de las expresiones obtenidas para la corriente y los voltajes, es posible definir los parámetros temporales que caracterizan el proceso de transferencia de energía entre los capacitores.

Considerando la expresión de la corriente:

$$i_L(t) = I_{Ld} e^{-t/\tau} \sin(\omega_2 t) \quad (2.80)$$

El instante en el cual la corriente alcanza su valor máximo se obtiene imponiendo:

$$\frac{di_L}{dt} = 0 \quad (2.81)$$

Derivando y simplificando, se obtiene:

$$\omega_2 \cos(\omega_2 t) - \frac{1}{\tau} \sin(\omega_2 t) = 0 \quad (2.82)$$

De donde:

$$\tan(\omega_2 t) = \omega_2 \tau \quad (2.83)$$

Por lo tanto, el tiempo en el cual la corriente alcanza su valor máximo es:

$$T_{max} = \frac{1}{\omega_2} \arctan(\omega_2 \tau) \quad (2.84)$$

Evaluando la corriente en este instante, se obtiene:

$$I_{max} = I_{Ld} e^{-T_{max}/\tau} \sin(\omega_2 T_{max}) \quad (2.85)$$

Por otra parte, el tiempo total de transferencia de energía se define como el instante en el cual la corriente vuelve a anularse luego de completar el primer ciclo de transferencia. Dado que el término exponencial nunca se anula, esta condición se obtiene cuando:

$$\sin(\omega_2 t) = 0 \quad (2.86)$$

El primer instante distinto de cero en el cual esto ocurre es:

$$\omega_2 T_{fin} = \pi \quad (2.87)$$

por lo tanto:

$$T_{fin2} = \frac{\pi}{\omega_2} \quad (2.88)$$

Finalmente, los voltajes de los capacitores al término del proceso se obtienen evaluando (2.49) y (2.50) en $t = T_{fin}$:

$$V_{Cf1} = V_{C01} + V_{Cq} e^{-T_{fin}/\tau} \quad (2.89)$$

$$V_{Cf2} = V_{C02} - V_{Cq} e^{-T_{fin}/\tau} \quad (2.90)$$

El código del modelo matemático de transferencia entre submódulos se encuentra en [A.3](#)

2.4. Evolución de Voltajes entre Estados

Con el fin de ilustrar el comportamiento del sistema, se presenta un ejemplo de la evolución de los voltajes de los capacitores durante los estados no activos, considerando tanto la carga desde la fuente como la transferencia entre capacitores.

En el estado no activo par, ocurre la carga desde la fuente hacia el capacitor C_1 . En este caso, el voltaje inicial corresponde a la precarga del capacitor, es decir:

$$V_{Cin} = V_{C1,precarga} \quad (2.91)$$

Al finalizar este estado, el capacitor alcanza un voltaje:

$$V_{fin,C1} \quad (2.92)$$

Este valor corresponde al voltaje inicial del siguiente proceso de transferencia.

En el estado no activo impar, se produce la transferencia de energía entre C_1 y C_2 . En este caso:

$$V_{fin,C1} = V_{Cin1,C1} \quad (2.93)$$

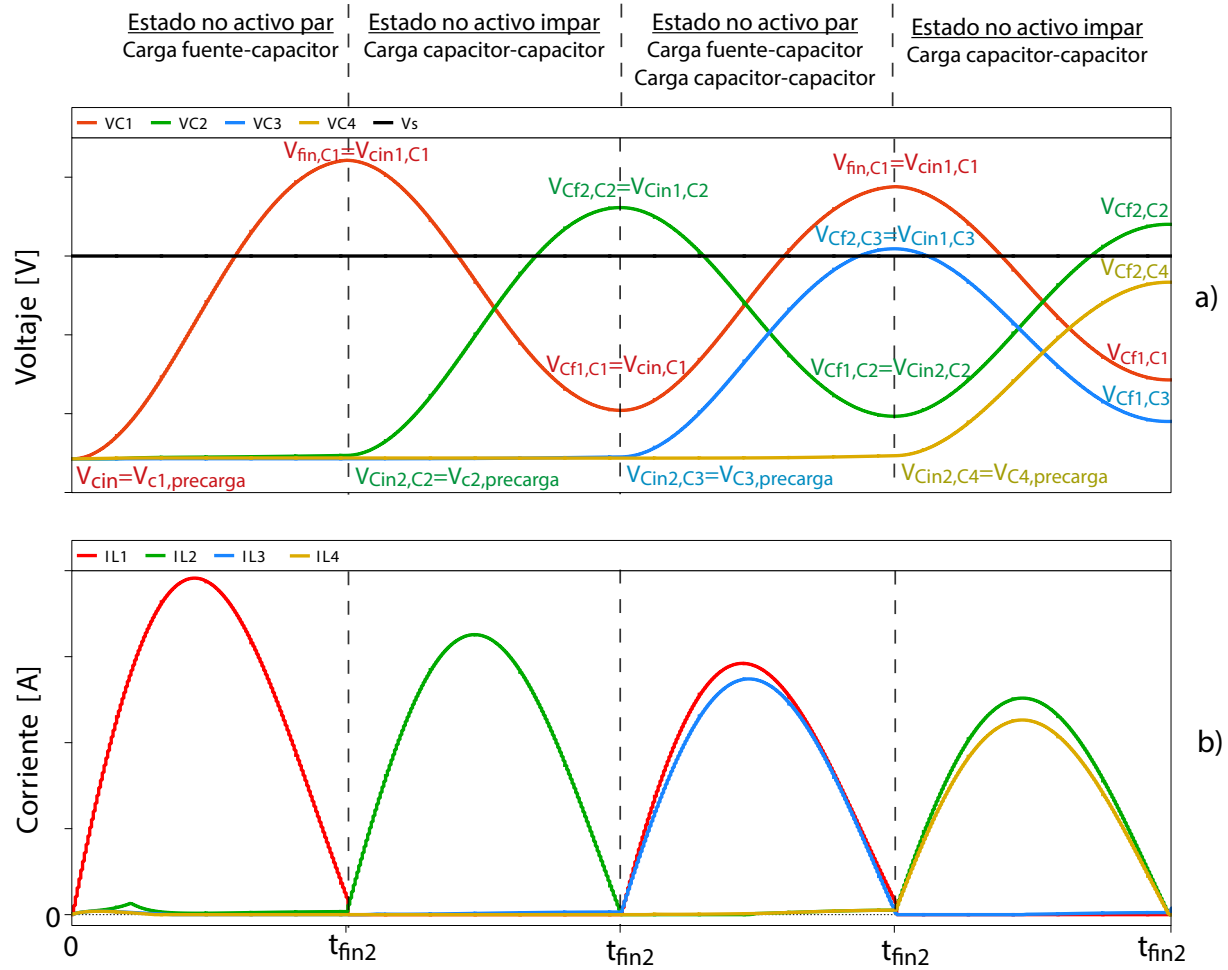


Figura 2.9: Proceso de carga de los capacitores durante los estados no activos: a) Evolución de los voltajes en los capacitores V_{Ci} , b) Corrientes en las inductancias I_{Li} .

mientras que el capacitor C_2 posee como condición inicial su voltaje de precarga:

$$V_{Cin2,C2} = V_{C2,precarga} \quad (2.94)$$

Durante este proceso, C_1 entrega energía y se descarga, mientras que C_2 se carga, alcanzando un voltaje final:

$$V_{Cf2,C2} \quad (2.95)$$

En el siguiente estado no activo par, el capacitor C_2 pasa a ser el capacitor de entrada del siguiente nivel, por lo que:

$$V_{Cf2,C2} = V_{Cin1,C2} \quad (2.96)$$

Simultáneamente, el capacitor C_3 presenta su voltaje de precarga:

$$V_{Cin2,C3} = V_{C3,precarga} \quad (2.97)$$

En este estado, se produce nuevamente la transferencia de energía, donde C_2 se descarga y C_3 se carga, alcanzando:

$$V_{Cf2,C3} \quad (2.98)$$

En paralelo, el capacitor C_1 vuelve a participar en la carga desde la fuente, utilizando como condición inicial el voltaje final alcanzado en el ciclo anterior:

$$V_{Cf1,C1} = V_{Cin,C1} \quad (2.99)$$

y alcanzando nuevamente su valor final de carga.

Este proceso se repite de forma secuencial, de modo que el voltaje final de un capacitor en un estado determinado corresponde al voltaje inicial del siguiente proceso en el cual participa. De esta forma, la energía se transfiere progresivamente entre los distintos niveles del convertidor, manteniendo la continuidad del proceso de carga. Este comportamiento se ilustra en la Fig. 2.9, donde se observa la evolución de los voltajes y la corriente durante los distintos estados de operación.

2.5. Análisis del Sistema

A partir de las ecuaciones desarrolladas en las secciones anteriores, es posible modelar el comportamiento del proceso de carga de los capacitores utilizando parámetros conocidos del sistema, tales como la inductancia L , la resistencia de encendido de semiconductores R , la capacitancia C y la caída de tensión del diodo V_D .

Adicionalmente, el modelo considera las condiciones iniciales de los voltajes en los capacitores. En el caso de la carga desde la fuente hacia el capacitor, se define el voltaje inicial V_{Cin} , mientras que para la transferencia entre capacitores se consideran V_{Cin1} y V_{Cin2} .

A partir de estos parámetros, es posible determinar completamente la dinámica del sistema, incluyendo los parámetros característicos ω_1 , ω_2 y τ , así como los valores finales de los voltajes en los capacitores.

Es importante destacar que existe una diferencia entre las frecuencias ω_1 y ω_2 , asociadas a los procesos de carga desde la fuente y de transferencia entre capacitores, respectivamente. A partir de la comparación de las formas de onda obtenidas, se observa que la respuesta asociada a ω_1 presenta una zona de saturación antes del cambio de estado, lo que indica que el proceso de transferencia de energía no se completa de manera continua, como se ve en la Fig 4.3a.

En contraste, la respuesta asociada a ω_2 reproduce de forma más fiel la dinámica esperada del sistema, presentando una evolución suave y continua de las variables, sin intervalos de régimen constante previos a la conmutación. Este comportamiento se ajusta mejor al modelo analítico desarrollado y al principio físico de transferencia progresiva de energía entre capacitores, como se ve en la Fig. 4.3b.

Por esta razón, para el diseño del sistema se adopta ω_2 como frecuencia característica, ya que describe de manera más adecuada el proceso de carga real. En consecuencia, el período de

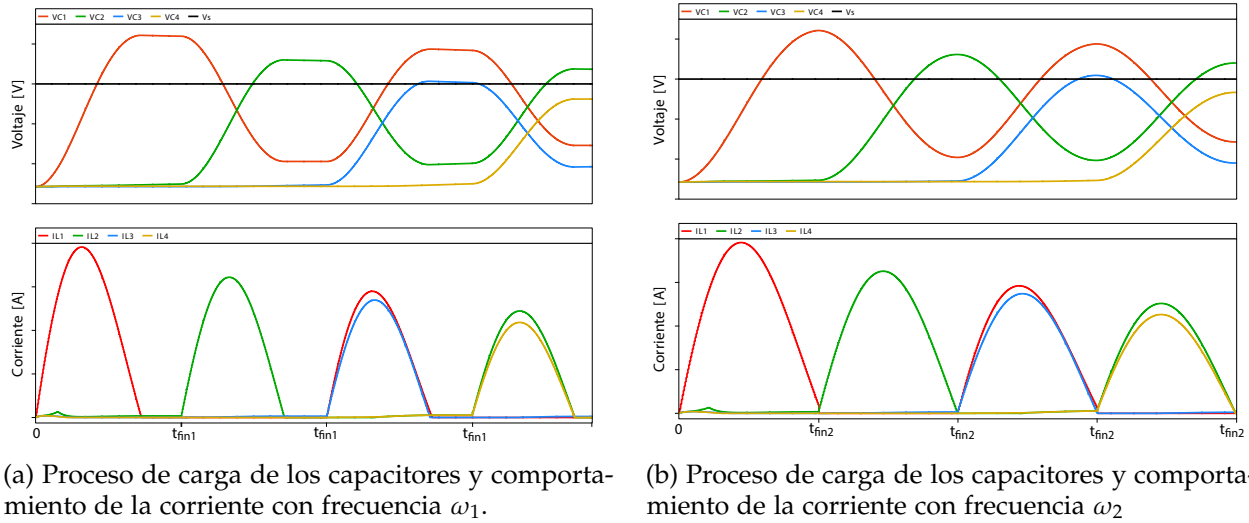


Figura 2.10: Comparación del proceso de carga de los capacitores con distintas frecuencias de conmutación.

conmutación debe seleccionarse en función de esta frecuencia, garantizando que el intercambio de energía entre los capacitores se complete antes del siguiente cambio de estado.

No obstante, es posible reducir la diferencia entre ambas frecuencias mediante un ajuste en el valor de la inductancia del primer submódulo. En particular, si en el submódulo de entrada se define una inductancia efectiva de $L/2$, la expresión de la frecuencia ω_1 se aproxima a la de ω_2 . Esto se debe a que, en el proceso de transferencia entre capacitores, la inductancia interactúa con una capacitancia equivalente $C_{eq} = C/2$, lo que introduce un factor adicional en la dinámica del sistema.

De esta forma, al definir $L/2$ en el primer submódulo, se logra una equivalencia en las condiciones dinámicas de ambos procesos, obteniendo $\omega_1 \approx \omega_2$. Este ajuste permite homogenizar la respuesta del sistema, facilitando el diseño del control y mejorando la coherencia temporal entre los distintos estados de operación. Esta diferencia se observa en la Fig. 2.11.

Por otra parte, al analizar las expresiones de la corriente en ambos casos, se observa que presentan la misma forma funcional, lo que evidencia la simetría del sistema. Asimismo, la constante de tiempo τ es común para ambos procesos, lo que indica que las pérdidas del sistema afectan de igual manera la dinámica de carga.

Finalmente, es importante destacar que uno de los principales objetivos de este trabajo es mejorar el proceso de carga entre capacitores, reduciendo esfuerzos eléctricos y evitando su deterioro. En este contexto, la inductancia de interconexión L juega un rol fundamental, ya que las ecuaciones del sistema dependen directamente de este parámetro.

En particular, la inductancia L define tanto la corriente máxima del sistema como el tiempo de transferencia de energía. Esto implica que es posible diseñar el sistema en función de distintos criterios: fijando un valor máximo de corriente permitido y determinando la inductancia correspondiente, o bien estableciendo un tiempo de conmutación deseado y ajustando el valor de L .

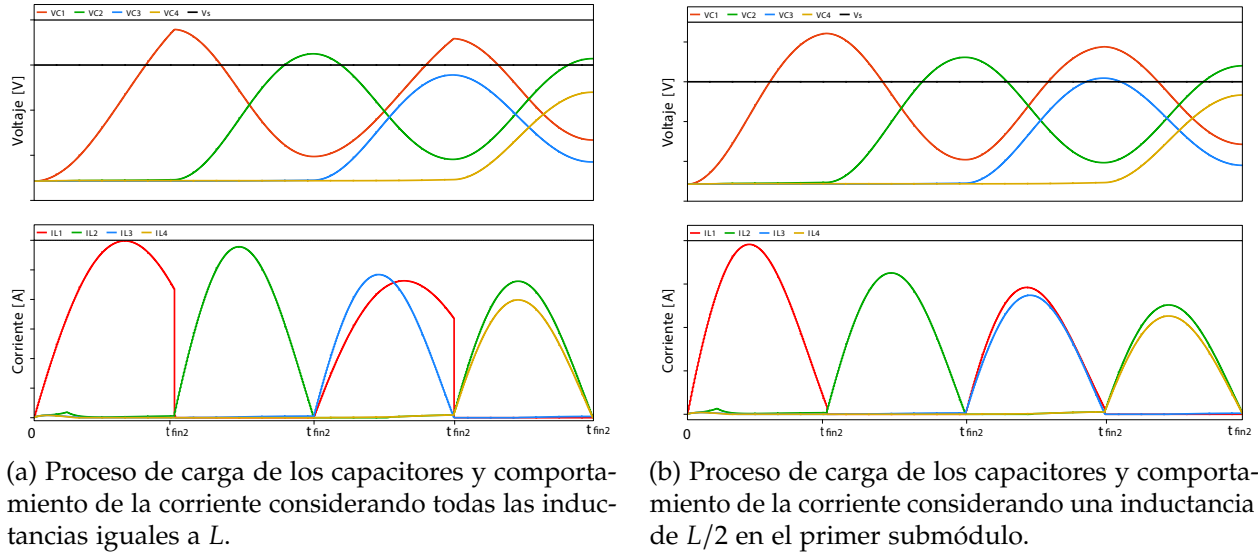


Figura 2.11: Comparación del proceso de carga de los capacitores para distintas configuraciones de inductancia en el primer submódulo.

para cumplir dicho requisito. De esta manera, el modelo desarrollado permite establecer criterios de diseño que optimizan la dinámica del sistema y contribuyen a mejorar la confiabilidad en el proceso de carga de los capacitores.

En este capítulo se presentó la topología propuesta y se analizó su funcionamiento mediante los estados activo, no activo par y no activo impar. Además, se desarrolló el modelo matemático que describe el proceso de carga del submódulo de entrada y la transferencia de energía entre submódulos consecutivos, obteniendo expresiones analíticas para las principales variables del sistema. A partir de estos fundamentos, en el siguiente capítulo se desarrolla la estrategia de modulación que permite implementar la secuencia de conmutación necesaria para materializar los estados de operación analizados.

Capítulo 3

Estrategia de Modulación

3.1. Estrategia de Modulación del Convertidor

La operación del convertidor modular propuesto se basa en una estrategia de modulación que define de manera coordinada los estados de conmutación de los submódulos, permitiendo tanto la generación del pulso de alto voltaje como la carga controlada de los capacitores.

Una característica fundamental de esta estrategia es que los estados de carga se organizan de forma alternada entre submódulos pares e impares. Es decir, el sistema define dos señales principales, Sn_{par} y Sn_{impar} , las cuales determinan qué subconjunto de submódulos participa en cada estado de carga.

Esta organización responde directamente a la lógica física del convertidor. Luego de la descarga de los capacitores hacia la carga mediante la señal S_p , el primer estado de carga corresponde a Sn_{par} . Esto permite que la fuente cargue inicialmente el capacitor C_1 . Posteriormente, al alternar hacia Sn_{impar} , el capacitor C_1 transfiere energía a C_2 , propagándose así la carga de manera secuencial hacia los siguientes submódulos.

De este modo, la secuencia de estados asegura una transferencia de energía en cascada, comenzando desde el primer submódulo y extendiéndose progresivamente hacia los niveles superiores. Esta característica entrega coherencia física al proceso de carga, evitando configuraciones simultáneas que podrían generar caminos de corriente no deseados o desbalance en los capacitores.

3.1.1. Estados de Conmutación y Tiempos Muertos

El convertidor estudiado opera en tres estados principales: un estado activo, asociado a la generación del pulso de salida, y dos estados no activos, asociados a la carga alternada de los capacitores.

Un aspecto crítico en la implementación de esta estrategia de modulación es la incorporación de tiempos muertos (*dead-times*) durante las transiciones entre estados.

En particular, antes de activar el estado activo S_p , es necesario introducir un tiempo muerto que garantice que ninguno de los caminos de carga de capacitores permanezca activo. De igual

forma, al finalizar el estado activo, se requiere otro tiempo muerto antes de habilitar nuevamente los estados de carga.

La inclusión de estos tiempos muertos es fundamental para evitar condiciones de cortocircuito o trayectorias de corriente no controladas. Si la transición entre los estados $S_{n_{par}}$ o $S_{n_{impar}}$ hacia S_P ocurre sin un intervalo de desconexión, pueden generarse caminos simultáneos entre la fuente, los capacitores y la carga, comprometiendo la integridad del sistema.

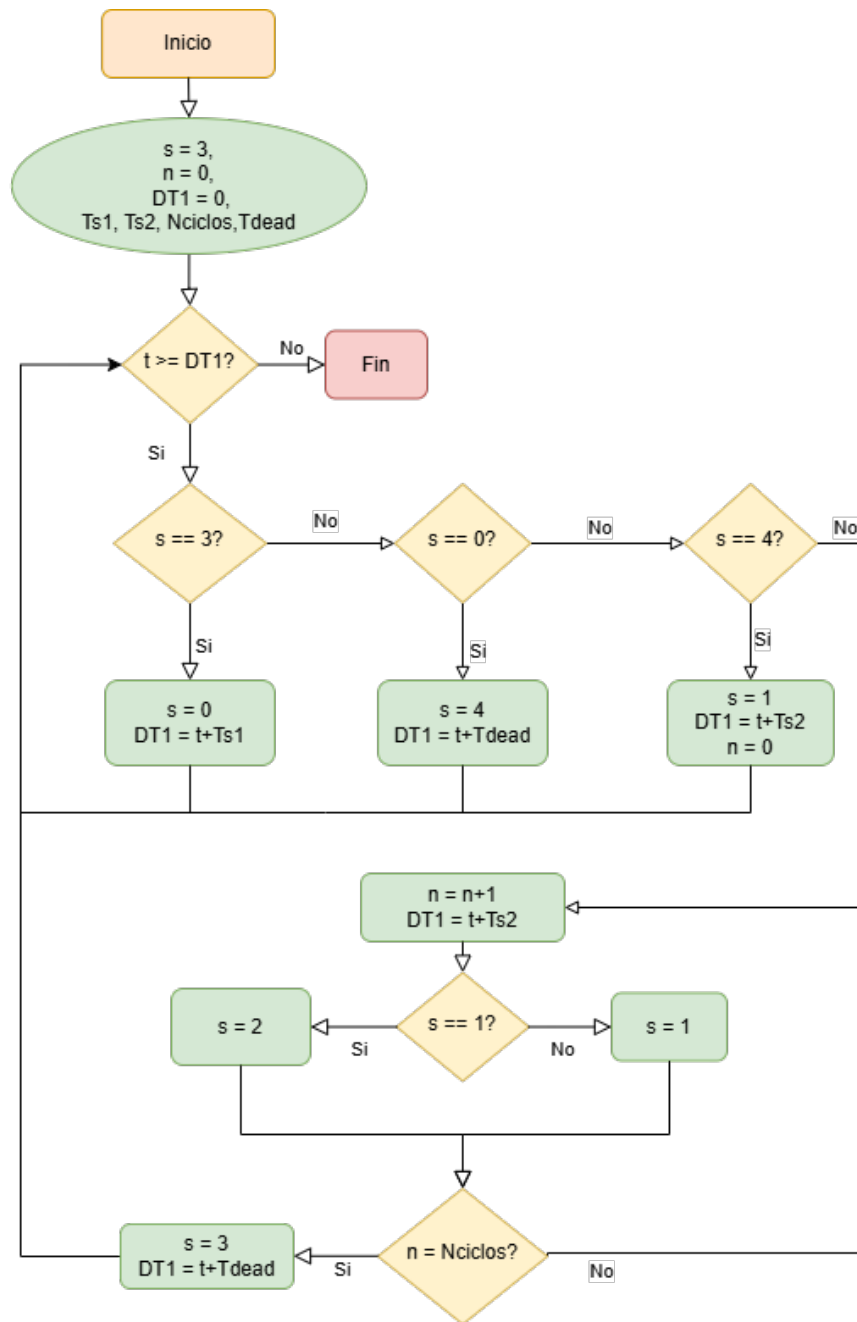


Figura 3.1: Diagrama de flujo de la estrategia de modulación del convertidor.

3.2. Implementación de la modulación

La estrategia del convertidor propuesto se implementa mediante una máquina de estados finitos (FSM), programada en un bloque C-Script dentro del entorno de simulación. Esta estrategia permite coordinar la generación del pulso de alto voltaje y el proceso de carga de los submódulos, asegurando una operación segura y sincronizada con la dinámica del sistema.

La lógica de modulación se basa en el diagrama de flujo mostrado en la Fig. 3.1.

3.2.1. Inicialización del Sistema

La inicialización se realiza mediante la función *Inicio*, donde se definen las condiciones iniciales de la máquina de estados:

$$T_{s2} = T_{fin2} \quad (3.1)$$

$$s = 3 \quad (3.2)$$

$$n = 0 \quad (3.3)$$

$$DT_1 = 0 \quad (3.4)$$

donde:

- T_{s2} : Tiempo de conmutación de los estados de carga, calculado en (2.88).
- s : Variable de estado.
- n : Contador de ciclos de carga.
- DT_1 : Instante de la próxima conmutación.

El sistema se inicializa en un estado de tiempo muerto, garantizando que no exista conmutación activa al inicio de la operación.

3.2.2. Lógica de Temporización

La transición entre estados se produce cuando el tiempo de simulación alcanza el instante programado:

$$t \geq DT_1 \quad (3.5)$$

El valor de DT_1 se actualiza en cada transición según:

$$DT_1 = t + T_x \quad (3.6)$$

donde:

$$T_x \in \{T_{s1}, T_{s2}, T_{dead}\} \quad (3.7)$$

El valor T_{s1} equivale al ancho de pulso de voltaje aplicado a la carga (S_p); este puede configurarse dependiendo de la carga aplicada. Para este caso se considerará $50 \mu s$. T_{s2} corresponde

al ancho de pulso del proceso de carga de capacitores (Sn_{par} y Sn_{impar}). Esta variable es igual a T_{fin2} , calculado en la ecuación (2.88) y dependiente de ω_2 . Finalmente, T_{dead} corresponde a la duración del tiempo muerto. Para el caso propuesto se impone un tiempo muerto de $1\mu s$ para el correcto funcionamiento, según los semiconductores escogidos. Cabe destacar que todas las variables iniciales son configurables en el C-Script para adecuarlas a los componentes requeridos.

3.2.3. Definición de la Máquina de Estados

La variable s define el estado del sistema, como se presenta en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Definición de estados de la máquina de modulación

Estado	Descripción
$s = 3$	Tiempo muerto previo
$s = 0$	Pulso activo (S_p)
$s = 4$	Tiempo muerto posterior
$s = 1$	Estado de carga Sn_{par}
$s = 2$	Estado de carga Sn_{impar}

3.2.4. Secuencia de Operación

La estrategia de modulación se describe como:

Tiempo muerto $\rightarrow S_p \rightarrow$ Tiempo muerto $\rightarrow$ Carga alternada (Sn_{par}/Sn_{impar}) $\rightarrow$ repetir

A continuación, se describe el comportamiento de cada estado:

a) Estado de tiempo muerto previo ($s = 3$)

$$s = 0, \quad DT_1 = t + T_{s1} \quad (3.8)$$

Se finaliza el tiempo muerto y se inicia el pulso activo.

b) Estado activo ($s = 0$)

$$s = 4, \quad DT_1 = t + T_{dead} \quad (3.9)$$

Se genera el pulso de alto voltaje y posteriormente se introduce un tiempo muerto.

c) Tiempo muerto posterior ($s = 4$)

$$s = 1, \quad DT_1 = t + T_{s2}, \quad n = 0 \quad (3.10)$$

Se inicia la etapa de carga de los submódulos.

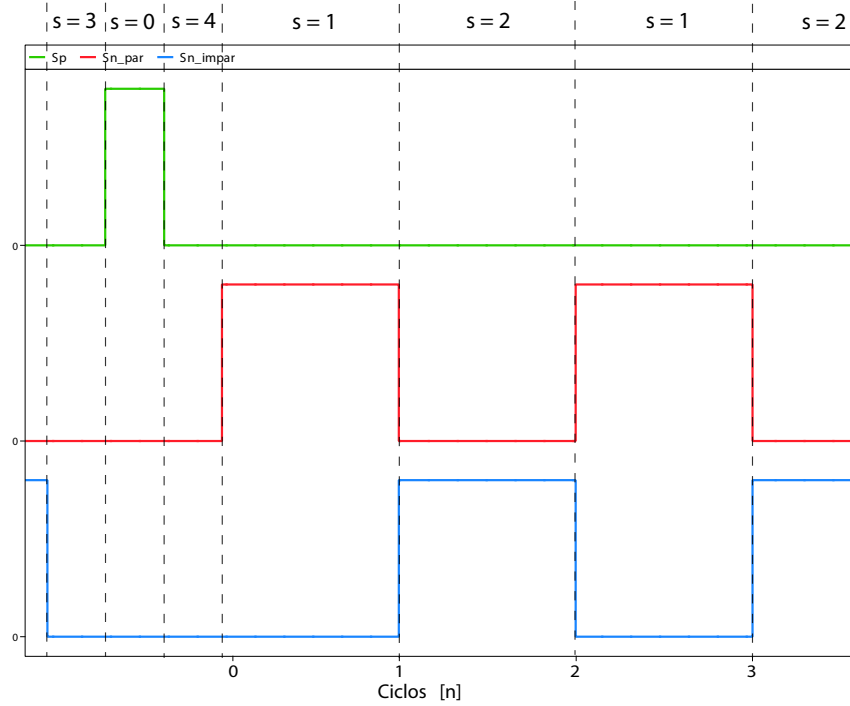


Figura 3.2: Pulsos según la secuencia de operación

d) Estados de carga ($s = 1, 2$)

Durante esta etapa se alternan los estados de carga:

$$n = n + 1 \quad (3.11)$$

$$DT_1 = t + T_{s2} \quad (3.12)$$

El sistema conmuta entre Sn_{par} y Sn_{impar} de forma alternada. El proceso finaliza cuando se alcanza el número de ciclos de carga predefinido N_{ciclos} :

$$n = N_{ciclos} \quad (3.13)$$

$$s = 3, \quad DT_1 = t + T_{dead} \quad (3.14)$$

El código de la modulación se encuentra detallado en el Anexo A.4.

En este capítulo se presentó la estrategia de modulación implementada para generar los tres estados de operación requeridos por el convertidor. Asimismo, se describió la lógica de temporización, la máquina de estados y la secuencia de conmutación utilizada para coordinar el funcionamiento de los submódulos. Una vez definida la estrategia de modulación, en el siguiente capítulo se valida su desempeño mediante resultados de simulación, comparando el comportamiento del convertidor con las predicciones obtenidas a partir del modelo matemático desarrollado.

Capítulo 4

Resultados de Simulación

Con el propósito de evaluar la viabilidad de la topología propuesta en un entorno operacional real, en esta sección se analiza el desempeño del convertidor modular extendiendo su estructura a la escala definitiva de diseño. En aplicaciones de tratamiento de agua mediante el proceso de electroporación celular, se requiere la generación de pulsos con una amplitud de voltaje cercana a los 12 kV en la carga para garantizar la ruptura de las membranas de los microorganismos.

Para alcanzar este nivel de tensión utilizando una fuente de entrada nominal (V_s) a 1000 V, es indispensable implementar una estructura en cascada que integre un total de 12 submódulos de almacenamiento y transferencia, complementados por el submódulo de entrada (SM_0).

La estructura general del convertidor modular propuesto se detalla a continuación:

- **Submódulo de entrada (SM_0):** Está conectado directamente a la fuente (V_s) y está constituido por una rama de medio puente con dos semiconductores de potencia, cada uno con su diodo en antiparalelo.
- **Submódulos de almacenamiento y transferencia (SM_1 a SM_{12}):** Estas unidades, conectadas en cascada secuencial, están compuestas por una celda de medio puente de dos semiconductores con diodos en antiparalelo. Cada submódulo incorpora un capacitor de almacenamiento de energía dispuesto en paralelo con una resistencia de descarga. Adicionalmente, se integran las inductancias de rama y un diodo de paso que habilitan las trayectorias de corriente para la operación en las configuraciones serie y paralelo.

En la Fig. 4.1 se presenta la imagen de la simulación en PLECS del convertidor propuesto en conjunto con la estrategia de modulación descrita en el capítulo anterior (3).

Con el fin de evaluar el comportamiento del convertidor propuesto, se realizaron simulaciones considerando los parámetros del sistema presentados en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Parámetros del sistema utilizados en la simulación

Parámetro	Valor
Resistencia de encendido del diodo V_{dr}	0,1 Ω
Resistencia de encendido de los semiconductores R_{on}	0,2 Ω
Inductancia de interconexión L	47 μH
Capacitancia C	100 μF
Voltaje de la fuente V_s	1 000 V
Voltaje del diodo V_D	0,7 V

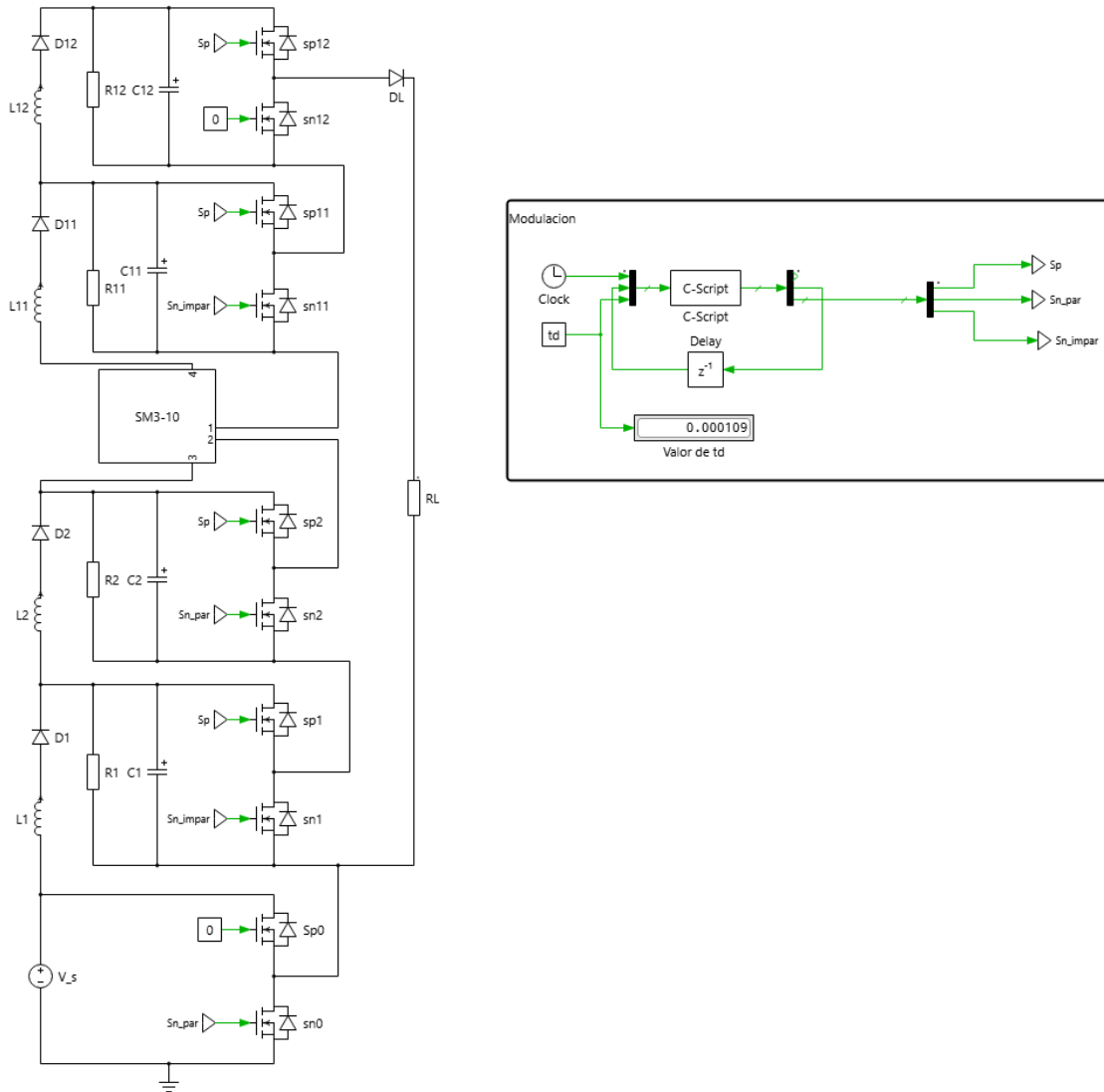


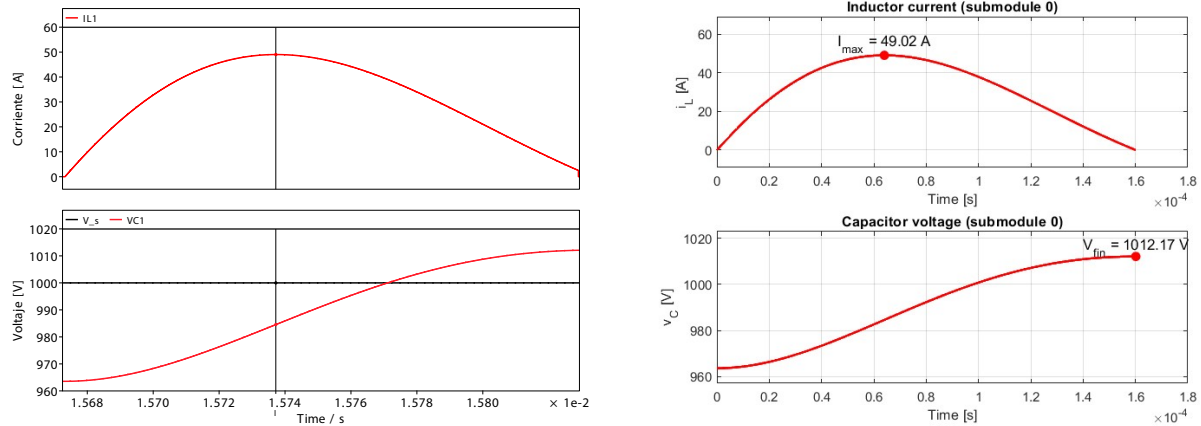
Figura 4.1: Simulación del convertidor modular en conjunto con la modulación.

En la Fig. 4.1 se incorporan resistencias de descarga en paralelo en cada capacitor, cuya función es disipar la energía almacenada una vez finalizado el proceso de operación y evitar que permanezcan tensiones residuales.

4.1. Validación del Modelo de Carga en el Submódulo de Entrada (SM_0)

Con el propósito de evaluar la precisión del desarrollo analítico presentado en la Sección 2.3.1, en este apartado se comparan los resultados obtenidos mediante el modelo matemático frente a los resultados de la simulación del circuito. La discrepancia entre ambos enfoques se cuantifica mediante el cálculo del error porcentual.

En la Figura 4.2 se presenta la comparación visual del comportamiento transitorio de la corriente en la inductancia de entrada (i_L) y del voltaje en el primer capacitor (v_{C1}) durante el estado no activo par. Como se puede observar, ambas respuestas exhiben un comportamiento similar.



(a) Gráficas de corriente i_L y voltaje v_{C1} en simulación.

(b) Gráficas de corriente i_L y voltaje v_{C1} obtenidas mediante el modelo matemático.

Figura 4.2: Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en el submódulo de entrada SM_0 .

Los valores numéricos obtenidos mediante ambos métodos, junto con sus respectivos errores, se encuentran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para el submódulo SM_0

Parámetro	Simulación	Modelo Matemático	Error [%]
T_{max} [s]	$6,41 \times 10^{-5}$	$6,40 \times 10^{-5}$	0,13
I_{max} [A]	49,0169	49,02	0,01
T_{fin} [s]	$1,56 \times 10^{-4}$	$1,56 \times 10^{-4}$	0,00
V_{fin} [V]	1 012,08	1 012,17	0,56

A partir de los resultados, se aprecia una alta concordancia en el tiempo total de transferencia (T_{fin}) y un error despreciable del 0.56 % en el voltaje final del capacitor (V_{fin}). Por otro lado, la corriente máxima (I_{max}) presenta la mayor discrepancia, alcanzando un error del 11.42 %. Esta diferencia es atribuible a que el modelo analítico linealizado asume componentes ideales y parámetros concentrados, omitiendo dinámicas de conmutación secundarias y caídas de tensión adicionales

en las resistencias parásitas y semiconductores del simulador. No obstante, considerando que los errores son relativamente bajos, se valida que el modelo matemático describe fielmente la dinámica de carga del submódulo inicial.

Teniendo en cuenta que en SM_0 se ocupa $L/2$, la frecuencia utilizada se calcula a partir de esta condición, es decir:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{2}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2} = 20\,184,75 \text{ rad/s} \quad (4.1)$$

$$F_1 = 126\,824 \text{ Hz} \quad (4.2)$$

4.2. Validación del Modelo de Transferencia entre Submódulos ($SM_1 - SM_4$)

Debido a que la estructura es modular, el comportamiento dinámico de los submódulos de las etapas superiores se rige bajo el mismo modelo matemático desarrollado en la Sección 2.3.2. Con el propósito de verificar la validez de este análisis, se evalúan secuencialmente tres procesos de transferencia de energía: desde C_1 hacia C_2 , de C_2 hacia C_3 , y finalmente de C_3 hacia C_4 .

Dado que los parámetros de estos submódulos son idénticos, las variables de frecuencia (ω_2), por consecuencia la frecuencia en Hertz (F_2) y el tiempo de transferencia total (T_{fin2}), se mantienen constantes para todos los casos estudiados, presentando los siguientes valores teóricos:

$$\omega_2 = 20\,518 \text{ rad/s} \quad (4.3)$$

$$F_2 = 12\,892 \text{ Hz} \quad (4.4)$$

$$T_{fin2} = 1,56 \times 10^{-4} \text{ s} \quad (4.5)$$

Para validar cuantitativamente el desempeño dinámico, se analizan individualmente los parámetros de respuesta transitoria: el tiempo al máximo de corriente (T_{max}), la corriente máxima de transferencia (I_{max}), y los voltajes finales en ambos capacitores (V_{f1} y V_{f2}).

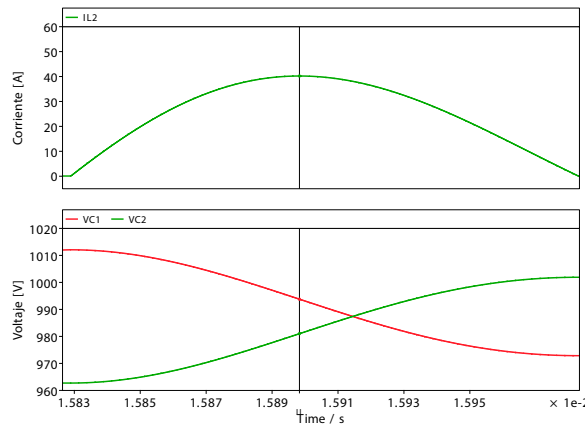
4.2.0.1. Análisis del Proceso de Transferencia entre SM_1 y SM_2

En la Figura 4.3 se exhibe la evolución temporal, tanto simulada como analítica, de la corriente de rama i_L y de los voltajes de los capacitores del primer y segundo nivel durante el intervalo de conmutación correspondiente. Los resultados numéricos y el cálculo de sus respectivos errores se consolidan en la Tabla 4.3.

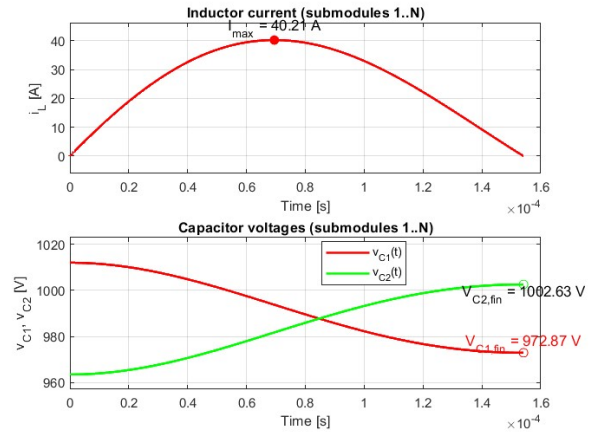
Tabla 4.3: Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para la etapa SM_{1-2}

Parámetro	Simulación	Modelo Matemático	Error [%]
T_{max} [s]	$6,98 \times 10^{-5}$	$6,95 \times 10^{-5}$	0,46
I_{max} [A]	40,21	40,21	0,00
V_{f1} [V]	972,86	972,87	0,00
V_{f2} [V]	1 001,9	1 002,6	0,07

A partir de los datos obtenidos, se observa una excelente concordancia entre los resultados analíticos y los resultados de simulación. Los voltajes finales presentan errores prácticamente



(a) Trayectorias de corriente i_L y voltajes v_{C1}, v_{C2} en simulación.



(b) Trayectorias de corriente i_L y voltajes v_{C1}, v_{C2} mediante el modelo matemático.

Figura 4.3: Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en la transferencia de SM_1 a SM_2 .

despreciables, lo que valida la precisión del modelo matemático propuesto para describir el comportamiento del convertidor. De manera similar, los valores de corriente máxima muestran diferencias mínimas respecto a la simulación, confirmando la validez de las expresiones analíticas desarrolladas y la adecuada representación de la dinámica de transferencia de energía entre los capacitores.

4.2.1. Análisis del Proceso de Transferencia entre SM_2 y SM_3

De manera sucesiva, se examina el intercambio de energía del segundo al tercer submódulo. Las formas de onda características se ilustran en la Figura 4.4, mientras que el desglose de los parámetros y errores asociados se detalla en la Tabla 4.4.

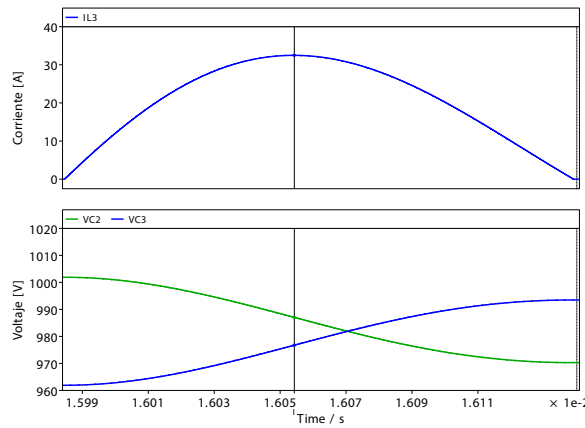
Tabla 4.4: Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para la etapa SM_{2-3}

Parámetro	Simulación	Modelo Matemático	Error [%]
$T_{\max}$ [s]	$6,97 \times 10^{-5}$	$6,95 \times 10^{-5}$	0,32
$I_{\max}$ [A]	32,48	32,48	0,00
V_{f1} [V]	970,29	970,23	0,00
V_{f2} [V]	993,475	994,26	0,08

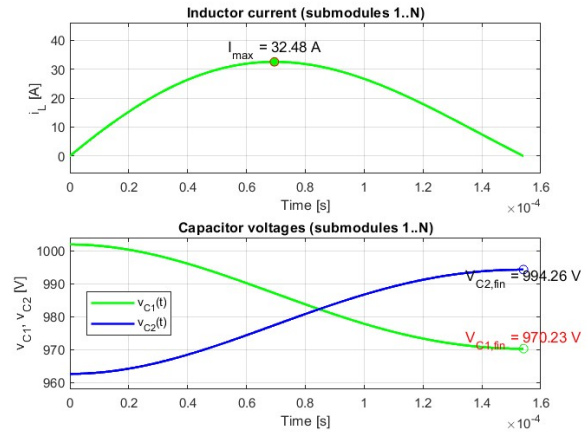
En este segundo escenario, el comportamiento del error relativo se mantiene estable y correlacionado con el caso anterior. El valor máximo de corriente vuelve a representar nulo error en esta comparación.

4.2.2. Análisis del Proceso de Transferencia entre SM_3 y SM_4

Finalmente, se estudia la transferencia hacia la última etapa del convertidor (C_3 a C_4). La gráfica se presenta en la Figura 4.5 y la comparación se resume en la Tabla 4.5.

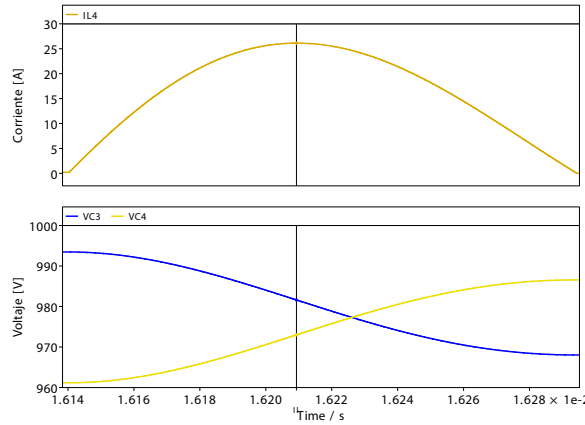


(a) Trayectorias de corriente I_L y voltajes v_{C2}, v_{C3} en simulación.

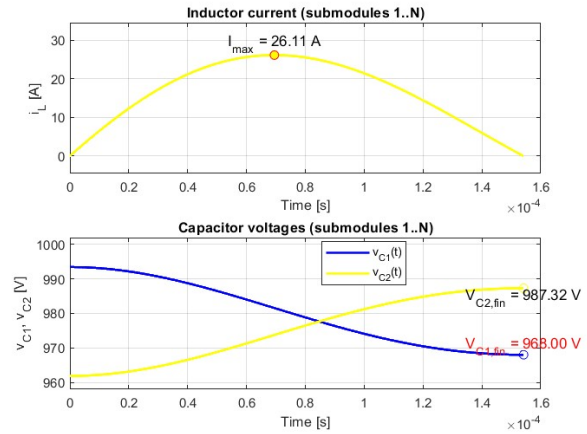


(b) Trayectorias de corriente I_L y voltajes v_{C2}, v_{C3} mediante el modelo matemático.

Figura 4.4: Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en la transferencia de SM_2 a SM_3 .



(a) Trayectorias de corriente i_L y voltajes v_{C3}, v_{C4} en simulación.



(b) Trayectorias de corriente i_L y voltajes v_{C3}, v_{C4} mediante el modelo matemático.

Figura 4.5: Comparación del comportamiento de corriente y voltaje en la transferencia de SM_3 a SM_4 .

Tabla 4.5: Comparación cuantitativa entre simulación y modelo matemático para la etapa SM_{3-4}

Parámetro	Simulación	Modelo Matemático	Error [%]
$T_{\max}$ [s]	$6,95 \times 10^{-5}$	$6,95 \times 10^{-5}$	0,03
$I_{\max}$ [A]	26,12	26,11	0,04
V_{f1} [V]	968,04	969,00	0,00
V_{f2} [V]	986,56	987,32	0,08

Al analizar los tres casos de transferencia secuencial, es posible identificar una tendencia altamente consistente y predecible en el desempeño del modelo matemático.

En primer lugar, se observa un decremento en los valores absolutos de la corriente máxima ($I_{\max}$) a medida que la transferencia avanza hacia los niveles superiores (reduciéndose desde aproximadamente 40,21 A hasta 26,12 A). Este fenómeno es natural dentro de la estrategia de modulación secuencial, ya que el diferencial de tensión inicial disponible disminuye conforme los capacitores se descargan de forma parcial para suministrar energía a la etapa siguiente.

En segundo lugar, el error porcentual asociado a la magnitud de la corriente se mantiene en un margen muy bajo en todas las etapas, es por esto que no es necesario analizar más etapas en este caso. Por último, los errores correspondientes a los voltajes finales resultan insignificantes (siempre inferiores al 0,08 %), lo cual valida que las ecuaciones analíticas de segundo orden aproximan con un alto grado de fidelidad del comportamiento dinámico global del convertidor modular en simulación.

4.3. Evaluación de la Operación Completa del Convertidor

En esta sección se analiza el comportamiento dinámico global del convertidor modular, se propone simular con 100 ciclos de conmutación ($N_{ciclo} = 100$). Este análisis integra simultáneamente todas las variables de interés (corrientes de rama y tensiones en los capacitores) que fueron examinadas de manera separada en los apartados anteriores.

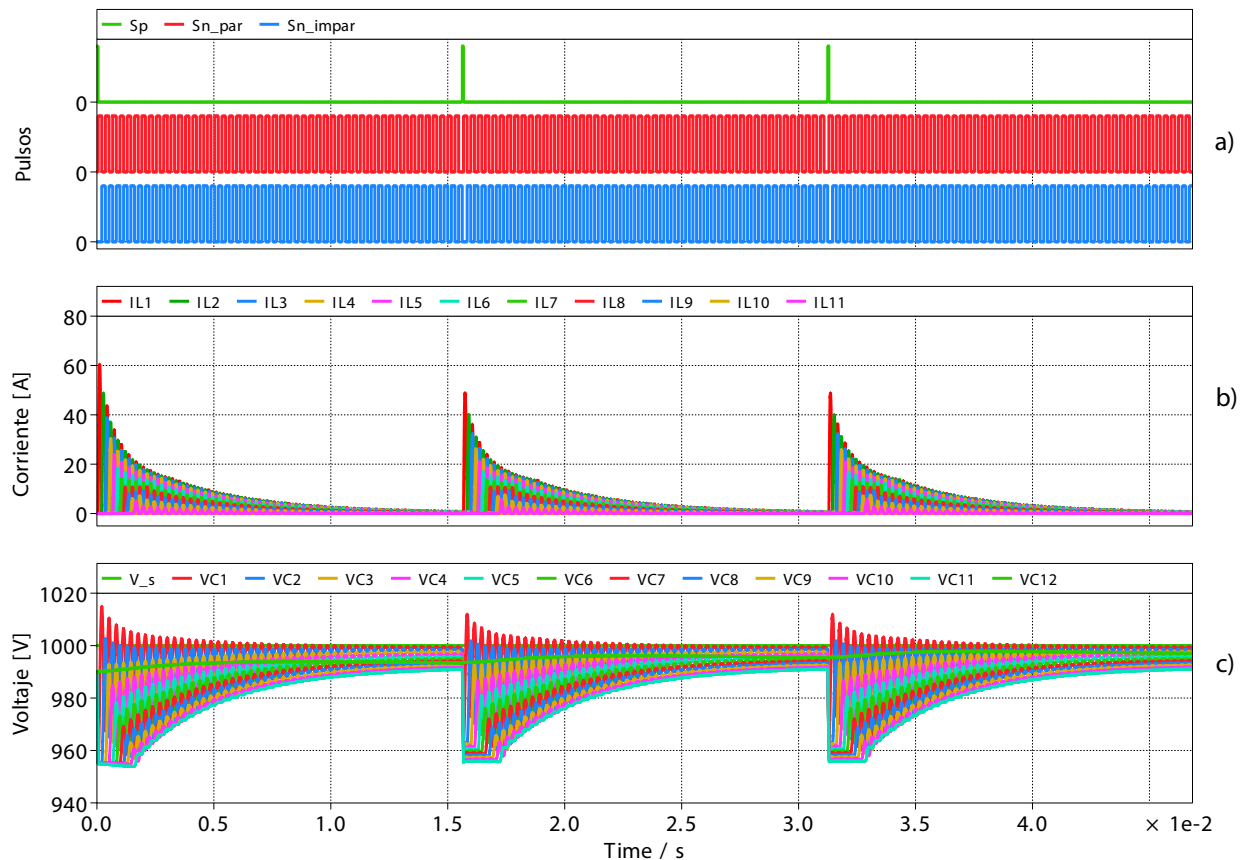


Figura 4.6: Simulación de la operación continua del convertidor modular: a) señales de modulación, b) corrientes en las inductancias de rama, c) Voltaje en los capacitores de almacenamiento.

Las gráficas de la Fig. 4.6 se obtuvieron inicialmente utilizando los parámetros de la Tabla 4.1.

No obstante, con el propósito fundamental de validar las hipótesis de diseño de esta tesis, resulta indispensable evaluar cómo la variación de la inductancia de interconexión afecta el desempeño del circuito.

Físicamente, la inductancia de rama regula la tasa de cambio de la corriente (di/dt) y la magnitud de la corriente máxima durante los estados no activos. Dado que las pérdidas por conducción y el estrés térmico degradan prematuramente las propiedades dieléctricas de los capacitores de almacenamiento, la selección de la inductancia juega un rol crucial en la optimización de la vida útil de estos.

Con el fin de cuantificar este impacto, se realiza un estudio comparativo variando la inductancia de interconexión entre cuatro valores característicos: $L = 10 \mu\text{H}$, $22 \mu\text{H}$, $47 \mu\text{H}$ y $100 \mu\text{H}$. Como se demostró analíticamente en el Capítulo 2, la modificación de este parámetro constructivo alterará directamente la frecuencia (ω_2), el tiempo total de transferencia (T_{fin2}) y la amplitud de la corriente máxima (I_{max}). En las siguientes subsecciones se analizan detalladamente los resultados y las tendencias asociadas a cada configuración.

A partir de los cambios en la inductancia de rama, se obtienen distintos valores de frecuencia de conmutación ω_2 y por consecuencia el tiempo de duración de los pulsos no activos T_{fin2} , descritos en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6: Relación entre inductancia, frecuencia de conmutación en rad/s y tiempo final de la transferencia de energía.

$L [\mu\text{H}]$	$\omega_2 [\text{rad/s}]$	$T_{fin2} [\text{s}]$
10	43 588,9	$7,90 \times 10^{-5}$
22	29 806,5	$1,09 \times 10^{-4}$
47	20 518,4	$1,56 \times 10^{-4}$
100	14 106,7	$2,24 \times 10^{-4}$

4.3.1. Análisis del Tiempo de Asentamiento y Convergencia de los Voltajes en los Capacitores

Con el propósito de complementar el análisis dinámico global, en este apartado se estudia la evolución temporal de los picos de voltaje en los capacitores de almacenamiento. El objetivo fundamental de evaluar este comportamiento es determinar el tiempo de asentamiento requerido por el convertidor modular para alcanzar el estado estacionario de carga.

Para cuantificar este indicador de desempeño, se define como criterio de estabilidad el instante en que los voltajes de todos los capacitores de las etapas superiores ingresan y permanecen dentro de una tolerancia del 2 % con respecto al valor teórico nominal que impone la fuente de tensión continua ($V_s = 1\,000 \text{ V}$). En consecuencia, el proceso de carga secuencial se considera convergente y estabilizado una vez que los pulsos de voltaje en cada submódulo alcanzan un umbral de 980 V.

El proceso de carga se analiza en términos de ciclos, es decir, la alternancia de los pulsos Sn_{par} y Sn_{impar} . Este procedimiento permite determinar el número de ciclos necesarios para alcanzar el valor óptimo del parámetro N_{ciclo} , definido en la ecuación (3.13). Para el análisis presentado, se consideraron 100 ciclos de carga, cuyos resultados se muestran en la Fig. 4.7.

A partir de los resultados mostrados en la Fig. 4.7, se puede observar que existe una línea

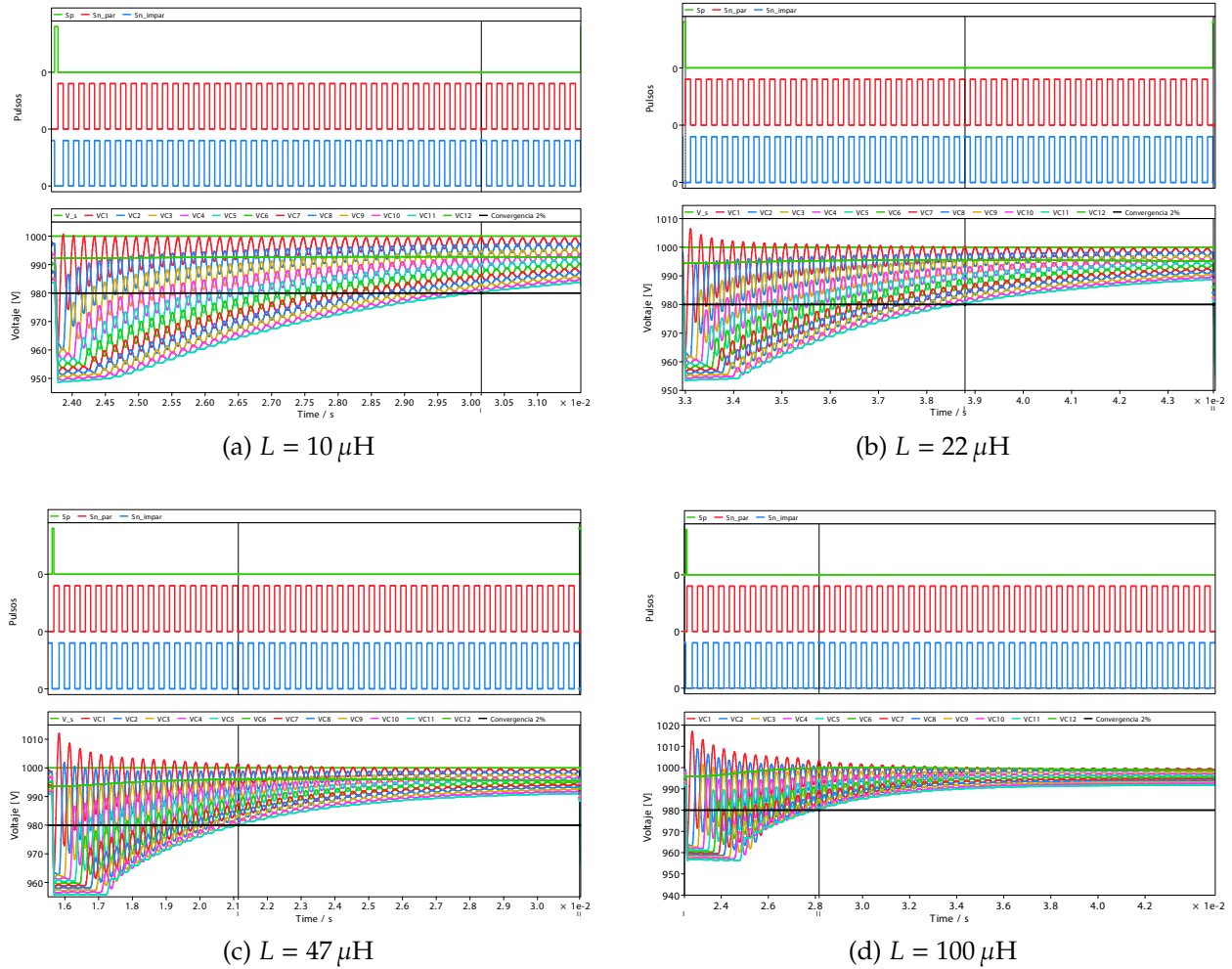


Figura 4.7: Evolución de los voltajes de los capacitores para distintas inductancias de interconexión.

tendencial que indica el margen de convergencia del 2 % en 980 V. El número de ciclos se define mediante la Tabla 4.7.

Tabla 4.7: Número de ciclos requeridos para alcanzar la convergencia para distintos valores de inductancia

Inductancia L	Número de ciclos
$10 \mu\text{H}$	81
$22 \mu\text{H}$	47
$47 \mu\text{H}$	35
$100 \mu\text{H}$	25

En particular, para valores bajos de inductancia se aprecia una mayor oscilación en los voltajes durante los primeros ciclos, lo que retrasa la convergencia del sistema. A medida que aumenta la inductancia, estas oscilaciones disminuyen y la respuesta se vuelve más suave, permitiendo una estabilización más rápida de los voltajes en todos los submódulos, es decir que, mientras menor es el valor de la inductancia de interconexión, mayor es el número de ciclos requeridos para que

los voltajes de los capacitores alcancen el margen de error establecido.

La comparación del modelo matemático de los voltajes se encuentra en las Tablas B.1–B.4 del Anexo B.1.

4.3.2. Análisis de las Corrientes Máximas en el Convertidor

Para el dimensionamiento físico de los componentes del convertidor, es esencial analizar los escenarios críticos de operación de cada rama inductiva. Con este propósito, se examina el comportamiento de la corriente máxima ($I_{\max}$) para cada valor de inductancia bajo estudio. Los valores numéricos obtenidos mediante simulación se consolidan y comparan en la Tabla 4.8. Con el fin de mantener un análisis conciso y enfocado estrictamente en los escenarios de mayor impacto, el estudio se acota a la evaluación de seis corrientes estratégicas.

Tabla 4.8: Corrientes máximas para distintos valores de inductancia de interconexión

Corriente [A]	$L = 10 \mu\text{H}$	$L = 22 \mu\text{H}$	$L = 47 \mu\text{H}$	$L = 100 \mu\text{H}$
I_{L1}	78,55	62,82	49,02	37,17
I_{L2}	57,55	48,59	40,21	32,09
I_{L3}	39,56	36,42	32,48	27,52
I_{L4}	27,42	27,25	26,12	23,45
I_{L5}	20,84	20,45	21,04	20,07
I_{L6}	16,75	15,55	16,91	17,11

A partir de los datos anteriores, es apreciable que para todas las configuraciones de inductancia evaluadas, la corriente en la primera rama (i_{L1}) presenta la mayor magnitud, alcanzando un valor crítico de 78,55 A cuando $L = 10 \mu\text{H}$. En consecuencia, la primera etapa de interconexión constituye la condición de diseño más exigente, por lo que debe ser considerada como la variable crítica al momento de seleccionar la capacidad de corriente de los semiconductores.

Por otra parte, se observa que las corrientes máximas disminuyen progresivamente a medida que el proceso de transferencia de energía avanza hacia los submódulos de las etapas superiores ($i_{L1} > i_{L2} > i_{L3} > i_{L4} > i_{L5} > i_{L6}$). Este fenómeno resulta completamente consistente con la estrategia de modulación secuencial y la naturaleza de la topología, ya que cada nivel modular superior se carga a partir de la energía almacenada en el capacitor del nivel anterior durante los estados no activos.

Finalmente, la comparación horizontal de la Tabla 4.8 demuestra la efectividad de incrementar la inductancia de interconexión como mecanismo de protección. Al aumentar el valor de L desde $10 \mu\text{H}$ hasta $100 \mu\text{H}$, el pico de corriente en la rama más crítica (i_{L1}) se reduce en un 52,67% (disminuyendo de 78,55 A a 37,17 A), lo que permite verificar la hipótesis de diseño orientada a atenuar el estrés eléctrico en los capacitores y semiconductores del sistema.

Con el objetivo de validar el modelo matemático desarrollado para las corrientes máximas del convertidor, se compararon los resultados obtenidos mediante simulación en la Tabla 4.8 con aquellos calculados teóricamente para distintos valores de inductancia de interconexión.

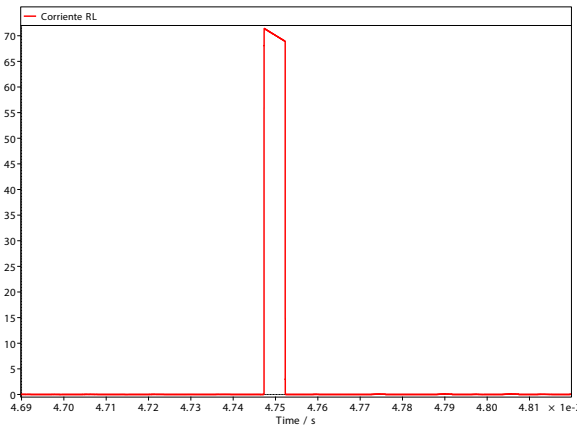
Tabla 4.9: Comparación entre la corriente máxima I_{L1} obtenida mediante simulación y el modelo matemático para distintos valores de inductancia.

	$L = 10 \mu H$	$L = 22 \mu H$	$L = 47 \mu H$	$L = 100 \mu H$
I_{L1} Simulación [A]	78,55	62,83	49,02	37,17
I_{L1} Modelo [A]	78,54	62,82	49,02	37,18
Error [%]	0,01	0,02	0,00	0,03

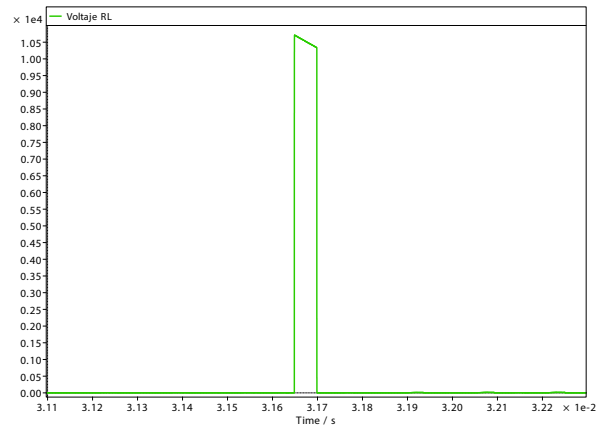
La Tabla 4.9 presenta la comparación entre la corriente máxima I_{L1} obtenida mediante simulación y los valores calculados a partir del modelo matemático para distintos valores de inductancia. Se observa una excelente concordancia entre ambos resultados, obteniéndose errores inferiores al 0,03 % en todos los casos analizados. Estos resultados validan la precisión del modelo desarrollado para estimar la corriente máxima de transferencia de energía, demostrando que las expresiones analíticas representan adecuadamente el comportamiento dinámico del convertidor para diferentes valores de inductancia de interconexión.

4.3.3. Análisis del Pulso de Salida

En esta sección se analiza el comportamiento dinámico de la carga a partir de las formas de onda de corriente y voltaje obtenidas en simulación. Para ello, se utilizó una carga resistiva de 150Ω , permitiendo evaluar la respuesta del convertidor durante la transferencia de energía hacia la carga.



(a) Corriente de salida en la carga.



(b) Voltaje de salida de la carga.

Figura 4.8: Formas de onda simuladas de corriente y voltaje de salida para una carga resistiva de 150Ω .

La Fig. 4.8 presenta las formas de onda de corriente y voltaje de salida obtenidas para una condición representativa de operación. Se observa que ambas variables presentan una forma de pulso cuyo ancho está determinado por el tiempo de activación de la señal S_p . Al inicio del pulso se alcanza el valor máximo de tensión y corriente, debido a que los capacitores se encuentran completamente cargados y almacenan la máxima energía disponible para ser transferida a la carga.

A medida que transcurre el intervalo de conducción, los capacitores se descargan progresivamente, provocando una disminución gradual del voltaje de salida y, en consecuencia, de la corriente suministrada a la carga. Este comportamiento es característico de la descarga de capacitores sobre una carga resistiva y evidencia el proceso de transferencia de energía desde los submódulos hacia la carga.

Los resultados muestran un voltaje máximo de salida de aproximadamente 10745V y una corriente máxima de 71,63A, valores que decrecen gradualmente hasta finalizar el intervalo de conducción definido por la señal S_p .

4.4. Análisis de las Variables Críticas de Diseño

Para concluir el análisis, se presenta la Fig. 4.9, donde se comparan dos de las variables más relevantes para el diseño del convertidor: la corriente máxima del primer submódulo I_{L1} en función de la inductancia de interconexión y el tiempo total requerido para alcanzar la convergencia del sistema dentro de un margen de error del 2%.

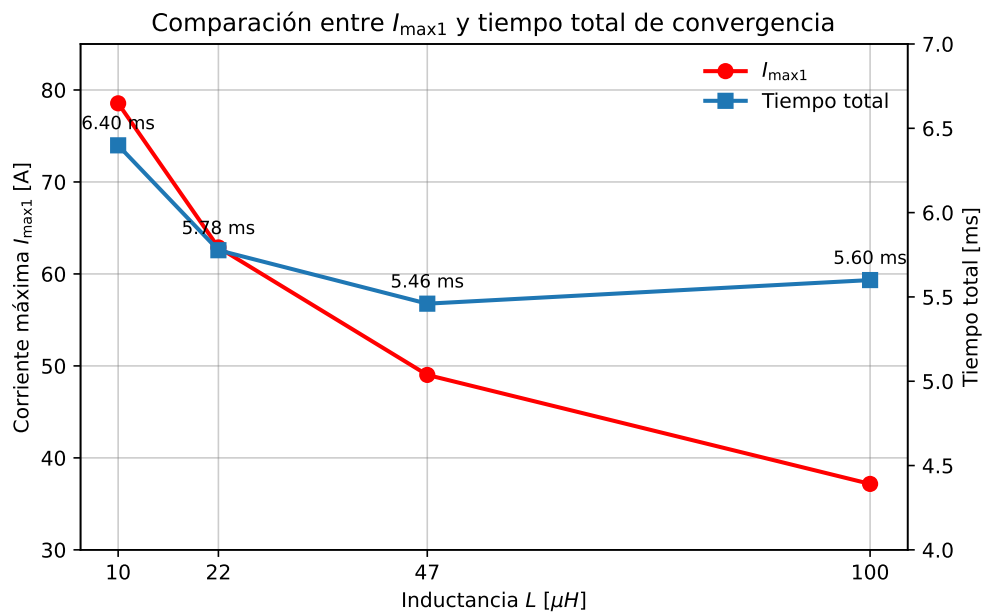


Figura 4.9: Comparación entre la corriente máxima I_{L1} y el tiempo total de convergencia para distintos valores de inductancia de interconexión.

El tiempo total de convergencia se calculó a partir del producto entre el número de ciclos requeridos, de la Tabla 4.7, y el tiempo asociado a cada pulso, correspondiente al parámetro T_{fin2} para cada valor de inductancia analizado de la Tabla 4.6.

A partir de los resultados obtenidos, se observa que para valores bajos de inductancia las corrientes máximas alcanzan valores altos, debido a la menor capacidad de la inductancia para limitar las variaciones rápidas de corriente durante la conmutación. Además, en estos casos el sistema requiere un mayor número de ciclos para alcanzar la convergencia del voltaje, lo que

incrementa el tiempo total del proceso de carga.

Por otro lado, al aumentar la inductancia de interconexión, tanto la corriente máxima como el número de ciclos requeridos disminuyen, evidenciando una respuesta más amortiguada y estable del convertidor. Sin embargo, para valores elevados de inductancia, como en el caso de $L = 100 \mu\text{H}$, aunque la corriente máxima disminuye significativamente, el tiempo asociado a cada pulso aumenta debido a la reducción de la frecuencia del sistema.

Como consecuencia, el tiempo total de convergencia deja de disminuir de manera proporcional, evidenciando la existencia de un compromiso entre la reducción de corriente y la rapidez de carga del convertidor. En este sentido, la Fig. 4.9 permite visualizar simultáneamente ambas variables críticas, facilitando la selección de un valor adecuado de inductancia de interconexión según los requerimientos de diseño del sistema.

En este capítulo se validó el modelo matemático mediante simulaciones y se analizó el comportamiento dinámico del convertidor bajo distintas condiciones de operación, evaluando la influencia de parámetros como la inductancia de interconexión y la frecuencia de conmutación sobre las variables más relevantes del sistema. Los resultados obtenidos permitieron verificar la capacidad predictiva del modelo y establecer criterios para el diseño del convertidor. En el siguiente capítulo se presenta la implementación experimental de la topología propuesta y se comparan los resultados experimentales con los obtenidos mediante simulación.

Capítulo 5

Resultados Experimentales

El objetivo de este capítulo es presentar la validación experimental de la topología modular propuesta y su estrategia de modulación. En primer lugar, se detalla el diseño y la construcción de la placa de circuito impreso (PCB) utilizada para la implementación de los submódulos, describiendo los criterios de selección de los componentes críticos. Posteriormente, se aborda la configuración de la plataforma de modulación en tiempo real y la parametrización del banco de pruebas de laboratorio. Finalmente, se exponen y analizan los resultados experimentales obtenidos, contrastándolos directamente con las respuestas de simulación y las predicciones del modelo matemático desarrolladas en los capítulos previos, con el fin de evaluar la precisión y el desempeño dinámico del sistema real.

5.1. Prototipo implementado

En esta sección se presentará la implementación experimental del convertidor, incluyendo el diseño y armado de la placa de circuito impreso (PCB), el detalle de los componentes utilizados y las conexiones realizadas para el funcionamiento del sistema.

Considerando que la implementación corresponde a un prototipo experimental, la comparación entre el modelo matemático, la simulación y los resultados experimentales se realizará en por unidad (*p.u.*), permitiendo analizar el comportamiento del convertidor de manera proporcional e independiente de la escala utilizada en el prototipo físico.

Para la construcción del prototipo experimental, el sistema fue escalado a cuatro submódulos de transferencia y almacenamiento (SM_{1-4}) junto al submódulo de entrada (SM_0). Para todos los casos se utilizó el mismo diseño de placa de circuito impreso (PCB), diferenciándose únicamente en que el submódulo de entrada no incorpora el condensador de almacenamiento ni la inductancia de rama.

La Fig. 5.1 muestra el diseño general de la PCB implementada para el convertidor. La etapa de control se compone de una terminal de alimentación $J1$ de 12 V, utilizada para alimentar el circuito de acondicionamiento y aislamiento de las señales de disparo. Debido a que el sistema de control emplea transmisión mediante fibra óptica, las señales son inicialmente filtradas y posteriormente amplificadas mediante un convertidor DC-DC aislado, elevando el nivel de tensión a 15 V para la correcta alimentación de los drivers de compuerta de los semiconductores de potencia.

En la etapa de potencia se integran dos semiconductores IGBT ($Q1$ y $Q2$), ubicados en la parte

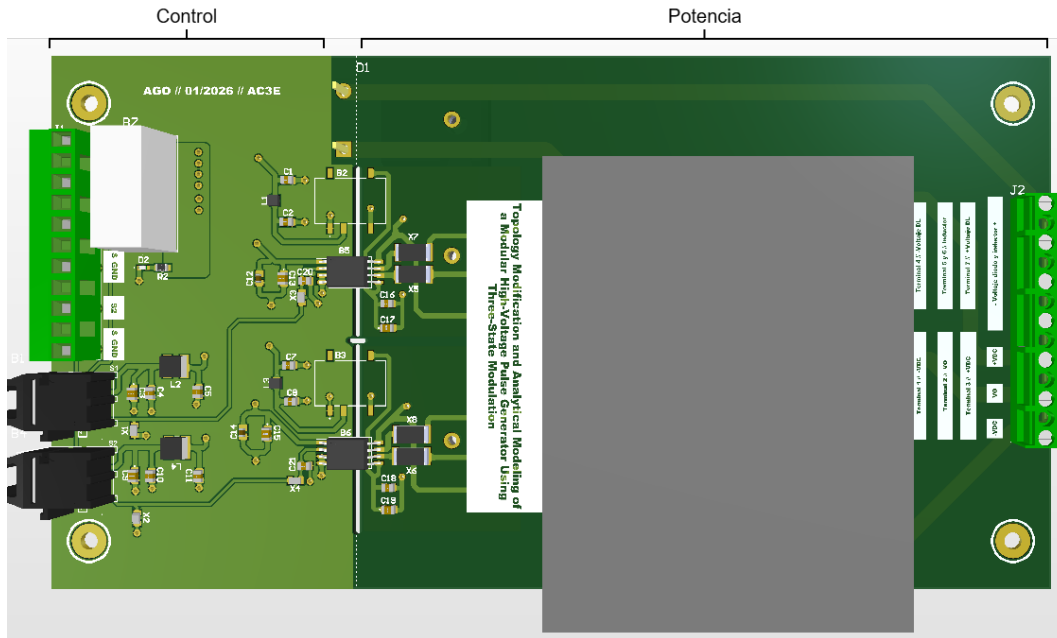


Figura 5.1: Diseño de la placa de circuito impreso utilizada para la implementación experimental de los submódulos del convertidor.

posterior de la PCB junto al diodo de paso $D1$. Además, el circuito incorpora el condensador de almacenamiento $C6$ y la resistencia de descarga $R1$, utilizada para descargar el capacitor una vez finalizado el ensayo experimental.

Las inductancias de rama se conectan mediante la terminal verde $J2$, permitiendo intercambiar fácilmente distintos valores de inductancia durante el análisis experimental del convertidor.

La Tabla 5.1 presenta las principales componentes utilizadas en la implementación experimental, junto con su designación y referencia comercial correspondiente.

Una vez soldadas todas las componentes, los submódulos implementados quedan como se muestra en la Fig. 5.2. En esta configuración, la placa ubicada a la izquierda corresponde al submódulo de entrada SM_0 , mientras que las cuatro placas restantes corresponden a los submódulos de transferencia y almacenamiento de energía.



Figura 5.2: Placas de circuito impreso soldadas.

Tabla 5.1: Componentes principales utilizadas en la implementación experimental

Componente	Designación	Referencia
IGBT	Q1, Q2	IHW30N160R5XKSA1
Diodo rápido	D1	APT30DQ60BG
Condensador 100 μ F	C6	C4AQIEW6100M3BJ
Resistencia 150 $k\Omega$	R1	ROX2SJ150K
Conector terminal	J1	CMP-1502-02731-3
Conector terminal	J2	CMP-1502-02694-3
Receptor fibra óptica	B1, B4	AFBR-2521CZ
Convertidores DC/DC: 5-15V	B2, B3	IES0112S12
Controladores de puerta con aislamiento galvánico	B5, B6	UCC5320SCDWVR
Convertidor DC-DC: 12-5V	B7	TMR 4-1211
Inductor 4,7 μ H	-	74436404702224
Inductor 10 μ H	-	2201-V-RC
Inductor 22 μ H	-	2205-V-RC
Inductor 47 μ H	-	2309-V-RC
Inductor 100 μ H	-	PT100R-1550

5.2. Estrategia de Modulación Implementada

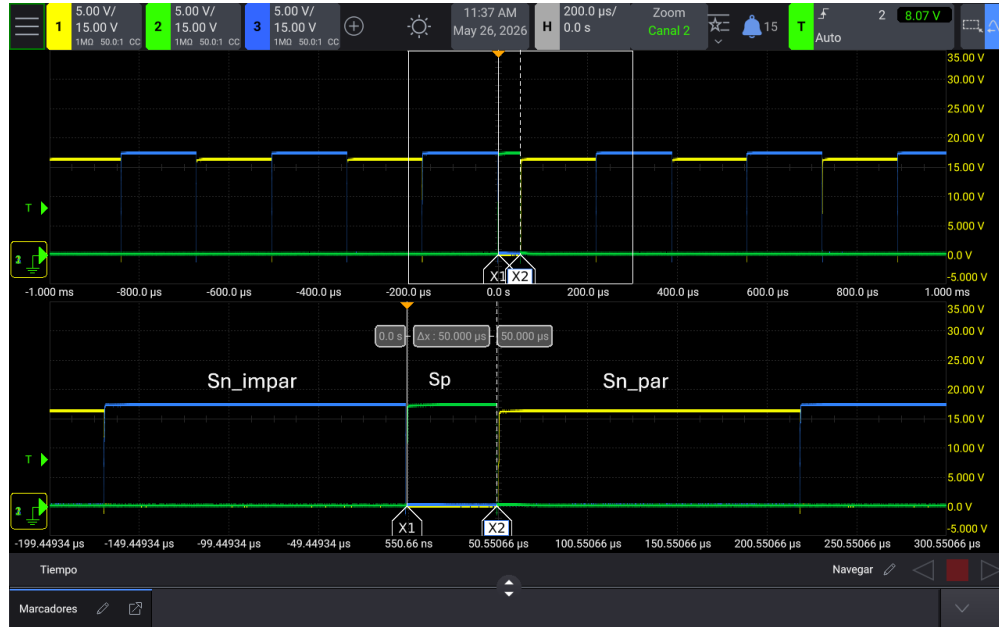
La generación de las señales de disparo para los submódulos del convertidor se realizó mediante una plataforma RTBox1, utilizada para implementar la lógica de la estrategia descrita en el Capítulo 2. A través de esta plataforma se configuraron las señales correspondientes a los estados de carga y transferencia de energía del convertidor, permitiendo modificar parámetros de operación tales como frecuencia de conmutación, secuencia de activación y tiempos muertos entre señales.

Con el objetivo de evitar superposición entre estados de conmutación y prevenir caminos de corriente no deseados durante las transiciones, se incorporó un tiempo muerto programado de 1 μ s entre señales complementarias. Este intervalo permite asegurar que un semiconductor se encuentre completamente apagado antes de habilitar el siguiente estado de operación, como puede verse en la Fig. 5.3.

5.3. Armado del Rack Experimental

Para la implementación experimental del convertidor fue necesario integrar un rack compuesto por los submódulos de transferencia y almacenamiento previamente descritos. El sistema de modulación se realiza mediante un computador (PC), el cual envía las señales de disparo configuradas hacia la RTBox1. Posteriormente, estas señales son convertidas a fibra óptica y conectadas a la etapa de control de cada una de las placas de circuito impreso utilizadas en el convertidor.

Para alimentar la etapa de control de los submódulos se emplea una fuente auxiliar de 12 V, encargada de energizar los drivers y circuitos asociados al control de los semiconductores. Por otra parte, la fuente principal V_s del convertidor también es suministrada mediante una fuente de alimentación externa.

(a) Secuencia de los pulsos S_p , S_{n_par} y S_{n_impar} .

(b) Tiempo muerto aplicado entre señales de disparo.

Figura 5.3: Secuencia de modulación medida experimentalmente mediante sondas de voltaje sobre las señales de disparo de los IGBT y visualizada mediante osciloscopio.

Con el objetivo de medir las variables eléctricas de interés del sistema, se utilizaron puntas diferenciales de voltaje para registrar los voltajes de los condensadores y puntas de corriente para medir las corrientes en los inductores de rama. Estas señales fueron visualizadas y registradas mediante sus respectivos osciloscopios. Finalmente, la salida del convertidor fue conectada a una carga resistiva para realizar las pruebas experimentales del sistema. La interconexión general de

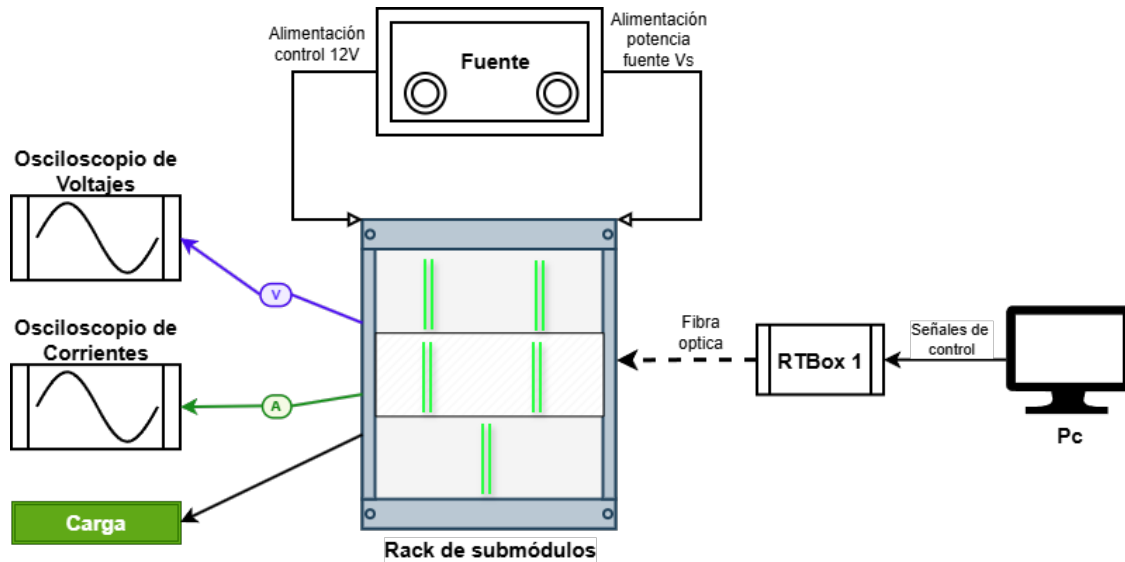


Figura 5.4: Diagrama general de conexiones utilizado para la implementación experimental del convertidor.

los equipos y del convertidor experimental se presenta en la Fig. 5.4.

Un aspecto importante durante la implementación experimental fue la necesidad de trabajar con los condensadores previamente precargados antes de iniciar la secuencia de transferencia de energía.

Para ello, inicialmente se implementó un modo de operación correspondiente a la secuencia no activa, donde únicamente se alternan las señales $S_{n_{par}}$ y $S_{n_{impar}}$ mientras el voltaje de la fuente V_s aumenta progresivamente hasta alcanzar el valor deseado. Posteriormente, una vez alcanzada la condición inicial requerida, el sistema cambia al modo secuencial de operación, en el cual se incorpora la señal S_p junto con la secuencia no activa para ejecutar el proceso de carga y transferencia de energía durante el número de ciclos definido para el ensayo experimental. Una vez ensamblados los submódulos y verificado el correcto funcionamiento de las señales de control, se procedió al montaje del sistema completo sobre una estructura tipo rack, permitiendo organizar de manera segura las etapas de potencia, control y conexión entre submódulos.

El rack experimental fue diseñado con el objetivo de facilitar la interconexión modular entre las placas, permitiendo además un acceso rápido a los terminales de medición y a los elementos intercambiables utilizados durante los ensayos experimentales, tales como las inductancias de rama.

En la configuración implementada, el submódulo de entrada SM_0 se ubicó junto a la fuente de alimentación principal, mientras que los submódulos de transferencia y almacenamiento (SM_{1-4}) fueron conectados secuencialmente siguiendo la topología propuesta para el convertidor. Asimismo, se integraron las conexiones correspondientes a las señales de disparo mediante fibra óptica y la distribución de alimentación auxiliar para las etapas de control. Para la descarga de los condensadores se utilizó una resistencia cilíndrica tipo CAV de $150\ \Omega$ y 2,5 kW de potencia. La implementación se puede ver en la Fig. 5.5.

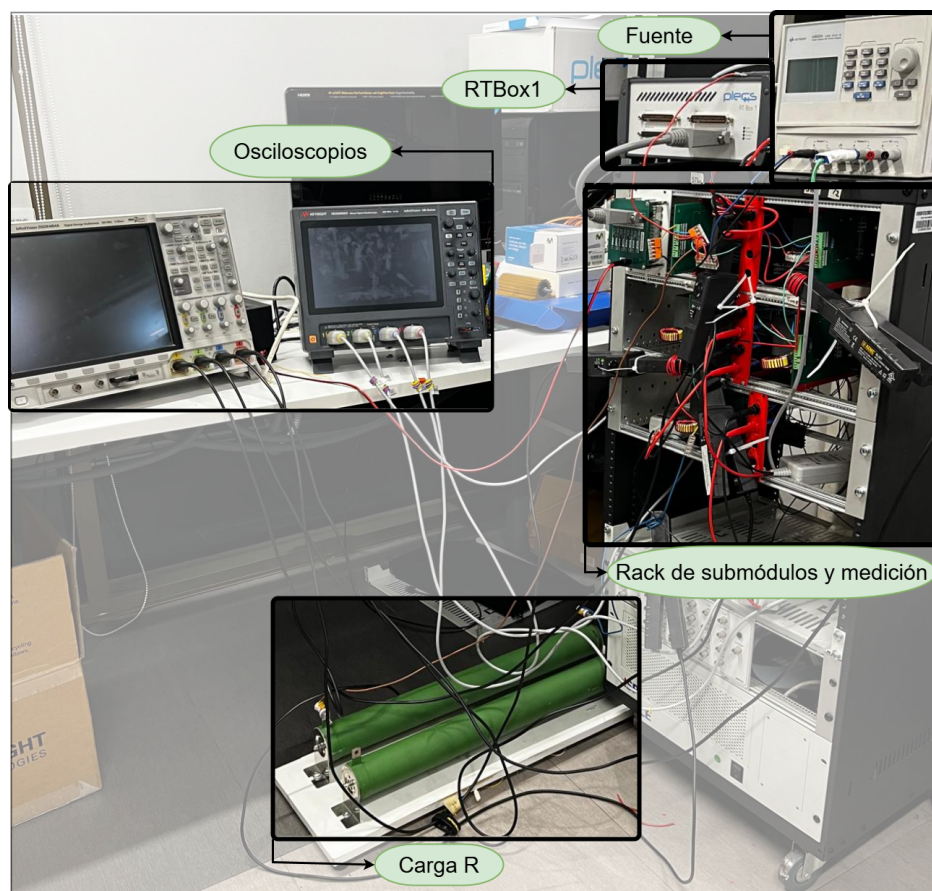


Figura 5.5: Montaje experimental del convertidor modular implementado sobre estructura tipo rack.

5.4. Resultados Experimentales

Para la realización de las pruebas experimentales se consideró inicialmente el comportamiento de las inductancias de interconexión frente a las corrientes máximas generadas durante el proceso de carga de los condensadores. Debido a que valores bajos de inductancia producen variaciones de corriente más abruptas, el sistema experimental presentó una limitación asociada a la corriente máxima soportada por las inductancias de rama utilizadas en el prototipo.

En particular, para el caso de $L = 10 \mu\text{H}$, las inductancias utilizadas poseen una corriente máxima nominal de aproximadamente 3,3 A. Como consecuencia, fue necesario limitar el voltaje de alimentación de la fuente a 30 V para evitar condiciones de sobrecorriente durante la operación experimental del convertidor.

Considerando esta restricción, se decidió mantener el mismo nivel de voltaje de entrada para todos los ensayos experimentales realizados con los distintos valores de inductancia, permitiendo así establecer una comparación consistente entre los casos analizados.

Para todos los casos experimentales, el convertidor fue operado utilizando las frecuencias de conmutación calculadas a partir de la frecuencia angular ω_2 , cuyos valores se presentan en la Tabla 4.6. Asimismo, para cada ensayo se consideró una secuencia de 30 ciclos de operación con el objetivo de analizar la evolución de los voltajes en los condensadores durante el proceso de carga.

5.4.1. Análisis de Voltaje

La Fig. 5.6 presenta la evolución experimental de los voltajes de los condensadores para distintos valores de inductancia de interconexión utilizando un voltaje de alimentación de aproximadamente 30 V.

En las mediciones experimentales presentadas, el condensador VC_1 corresponde a la señal visualizada en color amarillo asociada al canal 1 del osciloscopio, mientras que VC_2 se representa mediante la señal verde correspondiente al canal 2. De manera similar, VC_3 corresponde a la señal azul del canal 3 y, finalmente, VC_4 se identifica mediante la señal rosada asociada al canal 4.



(a) $L = 10 \mu\text{H}$



(b) $L = 22 \mu\text{H}$



(c) $L = 47 \mu\text{H}$



(d) $L = 100 \mu\text{H}$

Figura 5.6: Voltajes experimentales de los condensadores para distintos valores de inductancia de interconexión.

A partir de los resultados experimentales obtenidos, se confirma el comportamiento observado previamente en simulación, donde el aumento de la inductancia de interconexión produce una disminución en las oscilaciones presentes en los voltajes de los condensadores. Esto se debe a que

inductancias mayores limitan las variaciones abruptas de corriente durante la transferencia de energía, generando una respuesta más amortiguada del sistema.

Asimismo, se observa que al incrementar la inductancia, el convertidor presenta menores variaciones de voltaje entre ciclos consecutivos, evidenciando un comportamiento más estable durante el proceso de carga de los submódulos.

Las formas de onda experimentales presentan una tendencia similar a la esperada teóricamente y obtenida mediante simulación, manteniendo la secuencia de carga progresiva entre los distintos condensadores del convertidor. Sin embargo, a diferencia de los resultados simulados en alta tensión, experimentalmente los voltajes no alcanzan a cruzarse entre sí durante el proceso de convergencia.

Este efecto se debe principalmente a que el prototipo opera con un voltaje de alimentación reducido, cercano a 30 V, por lo que las caídas de tensión asociadas a los diodos de conducción adquieren una influencia considerable sobre la dinámica del sistema. En consecuencia, las pérdidas relativas introducidas por cada etapa de conducción limitan el incremento efectivo de voltaje entre submódulos.

Sin embargo, con el objetivo de evaluar la estabilización de los voltajes experimentales, se consideró el comportamiento de V_{C4} , ya que corresponde al último capacitor de la cadena y presenta la dinámica de carga más lenta. A partir de los gráficos obtenidos, se estimó el número de ciclos requeridos para alcanzar una condición cuasi estacionaria, definida como el instante en que la pendiente promedio del voltaje se aproxima a cero y las variaciones entre ciclos consecutivos se vuelven mínimas. Los resultados muestran que para $L = 10 \mu\text{H}$ no se observa una estabilización evidente dentro de los 30 ciclos registrados. En contraste, para $L = 22 \mu\text{H}$ la estabilización comienza a apreciarse alrededor de los ciclos 27 a 28, mientras que para $L = 47 \mu\text{H}$ y $L = 100 \mu\text{H}$ esta condición se alcanza aproximadamente en los ciclos 23 y 20, respectivamente. Estos resultados confirman experimentalmente que el aumento de la inductancia favorece una respuesta más amortiguada y una estabilización más rápida de los voltajes de los submódulos.

Tabla 5.2: Estimación experimental de los ciclos requeridos para alcanzar una condición cuasi estacionaria en V_{C4} .

Inductancia L	Ciclos de estabilización
$10 \mu\text{H}$	> 30
$22 \mu\text{H}$	≈ 28
$47 \mu\text{H}$	≈ 23
$100 \mu\text{H}$	≈ 20

5.4.2. Análisis de Corriente

La Fig. 5.8 presenta las corrientes experimentales medidas en las inductancias de rama para distintos valores de inductancia de interconexión utilizando un voltaje de alimentación cercano a 30 V.

En las mediciones realizadas, la corriente I_{L1} corresponde a la señal visualizada en color amarillo asociada al canal 1 del osciloscopio, mientras que I_{L2} se representa mediante la señal

verde correspondiente al canal 2. De manera similar, I_{L3} corresponde a la señal azul del canal 3 y, finalmente, I_{L4} se identifica mediante la señal rosada asociada al canal 4. La Fig. 5.7 presenta un detalle temporal de las corrientes medidas experimentalmente, permitiendo visualizar con mayor claridad la propagación secuencial de energía entre los distintos submódulos del convertidor.

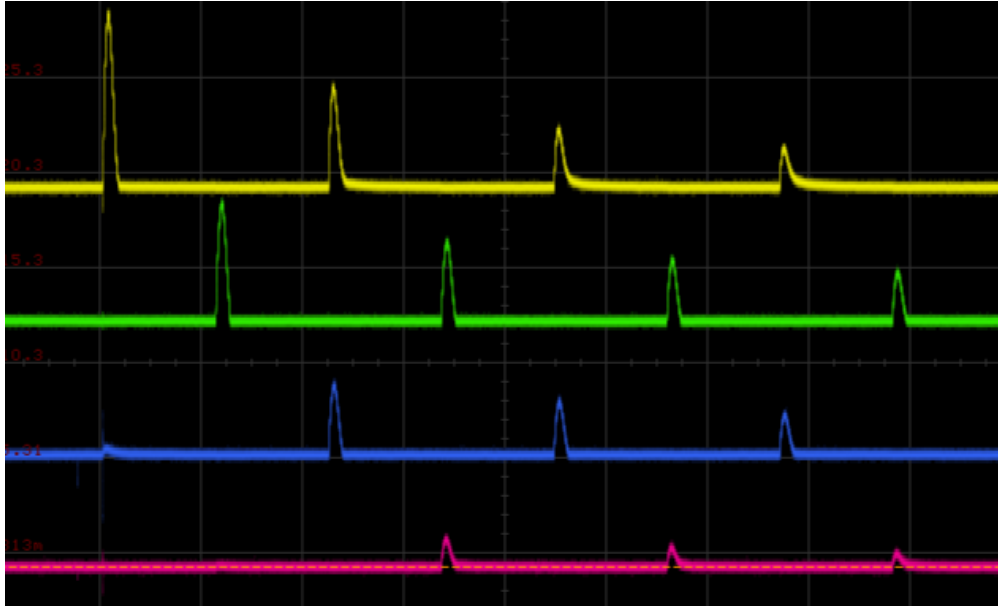


Figura 5.7: Detalle experimental de las formas de onda de corriente durante la transferencia secuencial de energía entre submódulos.

Para la medición experimental de las corrientes de rama se utilizaron puntas de corriente conectadas al osciloscopio. Debido a que las amplitudes medidas en el prototipo son reducidas y presentaban ruido en la visualización, se realizaron siete vueltas del cable sobre la punta de corriente. De esta forma, la señal medida por el osciloscopio se amplifica proporcionalmente al número de vueltas, mejorando la relación señal-ruido durante la medición.

Por lo tanto, los valores visualizados directamente en el osciloscopio deben ser divididos por el número de vueltas utilizadas para obtener la corriente real en la rama:

$$I_{real} = \frac{I_{medida}}{N_{vueltas}} \quad (5.1)$$

donde $N_{vueltas} = 7$. Los valores de corriente máxima presentados en la Tabla 5.3 corresponden a las corrientes reales luego de aplicar esta corrección.

Tabla 5.3: Corriente máxima experimental real en I_{L1} para distintos valores de inductancia

Inductancia	$I_{L1,max}$ real [A]
10 μ H	3,31
22 μ H	3,14
47 μ H	2,43
100 μ H	1,89

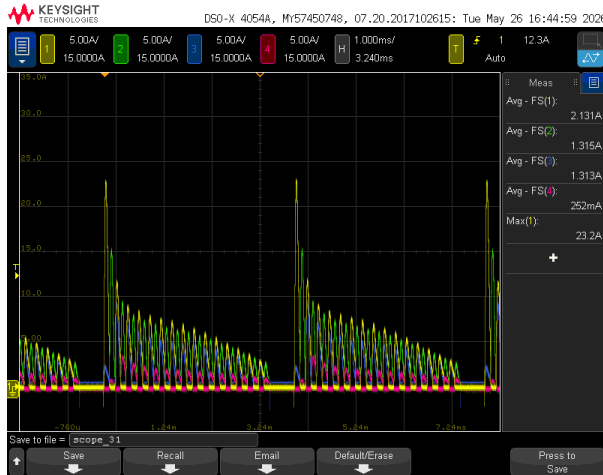
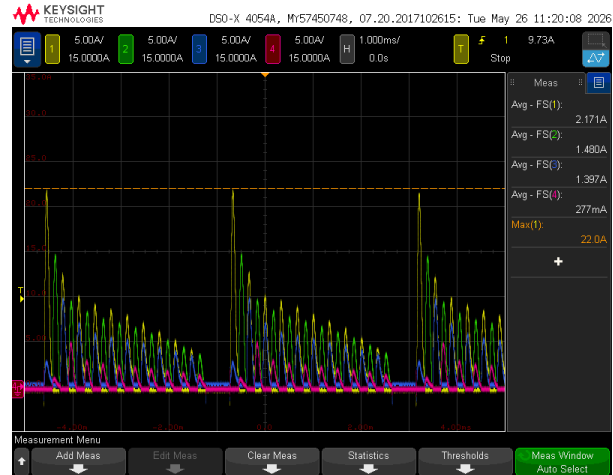
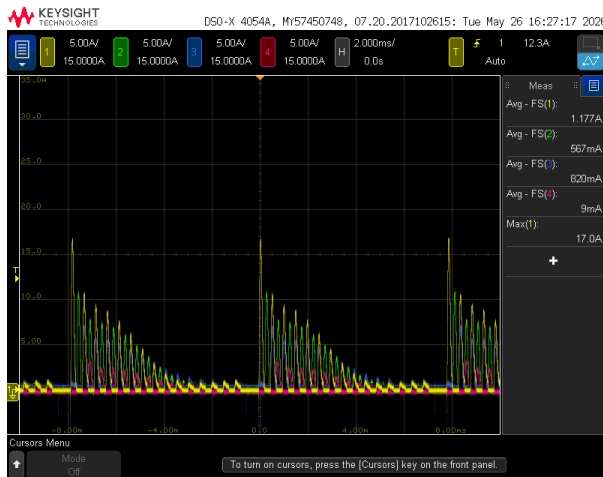
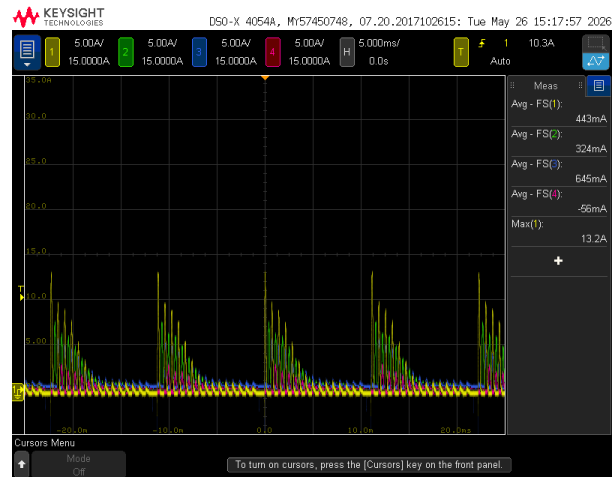
(a) $L = 10 \mu\text{H}$ (b) $L = 22 \mu\text{H}$ (c) $L = 47 \mu\text{H}$ (d) $L = 100 \mu\text{H}$

Figura 5.8: Corrientes experimentales en las inductancias de rama para distintos valores de inductancia de interconexión.

A partir de los resultados experimentales obtenidos, se observa un comportamiento consistente con el análisis teórico y los resultados de simulación presentados anteriormente. En todos los casos, la corriente I_{L1} corresponde a la componente predominante del sistema, alcanzando los mayores valores máximos de corriente durante el proceso de transferencia de energía.

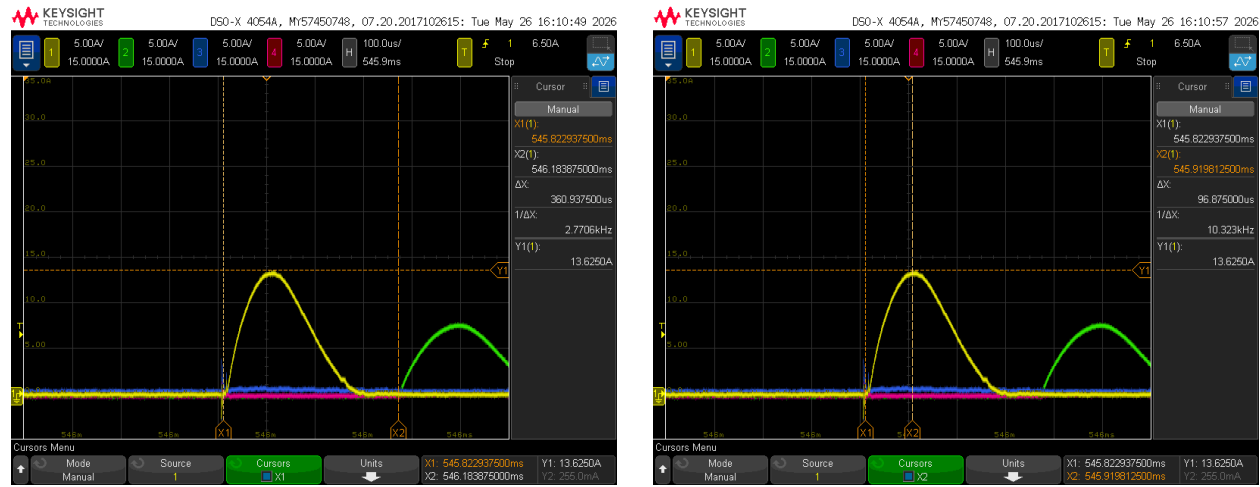
Asimismo, se identifica claramente el efecto de la inductancia de interconexión sobre la dinámica de corriente del convertidor.

Para valores bajos de inductancia, las corrientes presentan mayores amplitudes y variaciones más abruptas, mientras que al incrementar el valor de L las corrientes disminuyen considerablemente, generando una respuesta más amortiguada del sistema.

Este comportamiento confirma experimentalmente que la inductancia de interconexión actúa limitando la rapidez de variación de corriente durante las transiciones de conmutación, reduciendo los valores máximos de corriente y mejorando la estabilidad dinámica del convertidor.

Además de la magnitud de corriente máxima, se realizó un análisis temporal experimental considerando el instante en que ocurre la corriente máxima I_{L1} , definido como $T_{\max}$, y el tiempo total asociado al pulso resonante, definido como T_{fin2} . Estos parámetros fueron obtenidos directamente desde las mediciones experimentales utilizando cursores temporales en el osciloscopio.

Los resultados muestran que al incrementar la inductancia de interconexión, tanto $T_{\max}$ como T_{fin2} aumentan progresivamente. Este comportamiento coincide con lo esperado teóricamente, ya que un aumento de la inductancia disminuye la pendiente de crecimiento de corriente $\frac{di}{dt}$, produciendo una respuesta resonante más lenta y amortiguada.



(a) Medición mediante cursores para calcular T_{fin2} . (b) Medición mediante cursores para calcular $T_{\max}$.

Figura 5.9: Medición de T_{fin2} y $T_{\max}$ para la corriente I_{L1} , para $L = 100 \mu\text{H}$.

En consecuencia, inductancias mayores generan menores corrientes máximas, pero a su vez aumentan el tiempo necesario para completar la transferencia de energía entre submódulos. Este comportamiento experimental valida directamente la influencia de la inductancia de rama sobre la dinámica temporal del convertidor.

Esta medición se realizó para todas las variantes de inductancia de rama, obteniendo los valores tabulados en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4: Parámetros temporales experimentales de la corriente I_{L1}

$L [\mu\text{H}]$	$T_{\max} [\mu\text{s}]$	$T_{fin2} [\mu\text{s}]$
10	46,9	123,4
22	54,0	172,3
47	78,1	234,4
100	96,8	360,0

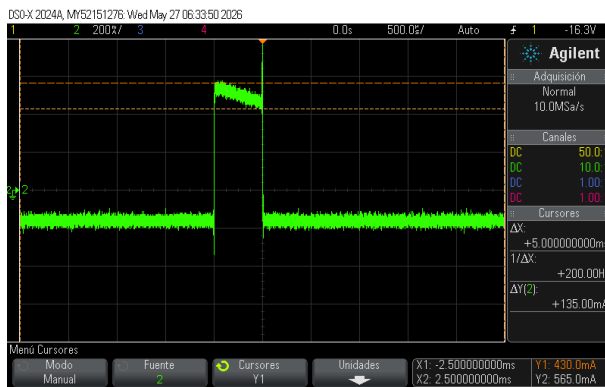
5.4.3. Análisis del Pulso de Salida

La carga utilizada corresponde a una resistencia cilíndrica tipo CAV de 150Ω , con una capacidad de disipación de potencia de hasta 2,5 kW. Bajo estas condiciones de operación, se obtuvieron

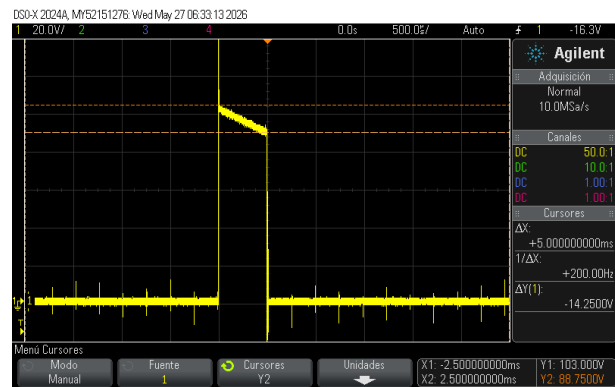
las formas de onda de voltaje y corriente presentadas a continuación.

Es importante destacar que la variación de la inductancia de interconexión afecta principalmente la dinámica interna de transferencia de energía entre los capacitores del convertidor, modificando parámetros como la corriente máxima de carga, la frecuencia característica y el tiempo requerido para completar la transferencia de energía. Sin embargo, dado que estas inductancias no forman parte del camino principal de descarga durante el estado activo, su influencia sobre la carga resulta prácticamente despreciable. En consecuencia, una vez alcanzado el régimen permanente y estabilizados los voltajes de los capacitores, las formas de onda de tensión y corriente aplicadas a la carga permanecen prácticamente invariantes para los distintos valores de inductancia analizados.

Por esta razón, se presenta únicamente un caso representativo de tensión y corriente en la carga, ya que las diferencias observadas entre los distintos valores de inductancia son mínimas y no alteran significativamente el comportamiento de salida del convertidor.



(a) Corriente de salida en la carga.



(b) Voltaje de salida de la carga.

Figura 5.10: Gráficas representativas de corriente y voltajes de salida.

En ambos casos se observa un pulso de voltaje y corriente con forma aproximadamente cuadrada, cuyo ancho está determinado por la duración de la señal S_p . Sin embargo, es posible apreciar que tanto el voltaje como la corriente presentan un valor máximo al inicio del pulso y luego disminuyen gradualmente a medida que transcurre el tiempo.

Este comportamiento se debe a que, al comienzo del estado activo, todos los capacitores se encuentran cargados a su tensión máxima. Al activarse la señal (S_p), los capacitores se conectan en serie y transfieren energía a la carga, provocando una descarga progresiva. Como consecuencia, el voltaje total disponible en la salida disminuye gradualmente durante el intervalo de conducción, aproximadamente un 20 %, lo que también produce una reducción de la corriente que circula por la carga.

Por lo tanto, la pendiente descendente observada en las formas de onda corresponde al proceso natural de descarga de los capacitores durante la entrega de energía. Experimentalmente, se obtuvo un voltaje máximo de salida de aproximadamente 103 V y una corriente máxima de 565 mA al inicio del pulso, valores que disminuyen gradualmente hasta finalizar el intervalo definido por la señal (S_p).

5.5. Comparación Experimental y Simulación mediante Escalamiento

Con el objetivo de establecer una comparación consistente entre los resultados obtenidos mediante simulación y experimentación, se realizó un análisis en por unidad (p.u.) de las principales variables eléctricas del convertidor. Este procedimiento permite comparar sistemas que operan en distintos niveles de tensión y potencia utilizando magnitudes normalizadas respecto a un valor base.

En el caso experimental, el convertidor fue alimentado con una fuente de aproximadamente 30 V, obteniendo un voltaje total de salida cercano a 103 V considerando las caídas de tensión presentes en los dispositivos semiconductores. Por otro lado, en simulación el convertidor opera con una fuente de 1 000 V, alcanzando un voltaje de salida aproximado de 10,7 kV.

Para el análisis en por unidad se consideraron como valores base las condiciones nominales esperadas de operación en cada sistema. En el caso experimental, el voltaje nominal de salida corresponde a 120 V, mientras que para simulación corresponde a 12 kV. Esto implica un escalamiento aproximado de 100× entre ambos sistemas en términos de tensión de salida.

Considerando la relación:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (5.2)$$

y manteniendo la misma resistencia de carga en ambos casos, el escalamiento de potencia resulta proporcional al cuadrado del escalamiento de tensión. Por lo tanto:

$$P_{scale} = 100^2 = 10\,000 \quad (5.3)$$

A partir de esta lógica se definieron las bases de corriente y potencia utilizadas para el análisis en por unidad.

Tabla 5.5: Valores nominales utilizados como base de 1 p.u. para el sistema experimental y de simulación

Variable	Experimental nominal	Simulación nominal
V_{dc} [V]	30	1000
V_o [V]	120	12 000
Número de celdas	4	12
R [Ω]	150	150
I_o [A]	0,8	80
P_{peak} [W]	96	960 000

Los valores mostrados en la Tabla 5.5 corresponden a las magnitudes nominales utilizadas como referencia para el análisis en por unidad. Por definición:

$$x_{base} = 1 \text{ p.u.} \quad (5.4)$$

Posteriormente, se obtuvieron los valores reales medidos experimentalmente y los resultados reales obtenidos mediante simulación, presentados en la Tabla 5.6.

Tabla 5.6: Resultados reales obtenidos experimentalmente y en simulación

Variable	Experimental real	Simulación real
V_{dc} [V]	30	1 000
V_o [V]	103	10 745
Número de celdas	4	12
R [Ω]	180	150
I_o [A]	0,565	71,63
P_{peak} [W]	58	769 708

El voltaje de salida en por unidad se define como:

$$V_{o,pu} = \frac{V_o}{V_{base}} \quad (5.5)$$

Por lo tanto, para el caso experimental:

$$V_{o,pu}^{exp} = \frac{103}{120} = 0,858 \quad (5.6)$$

Mientras que para el caso simulado:

$$V_{o,pu}^{sim} = \frac{10745}{12000} = 0,895 \quad (5.7)$$

De forma análoga, la corriente de salida en por unidad se obtiene mediante:

$$I_{o,pu} = \frac{I_o}{I_{base}} \quad (5.8)$$

Obteniéndose:

$$I_{o,pu}^{exp} = \frac{0,565}{0,8} = 0,706 \quad (5.9)$$

$$I_{o,pu}^{sim} = \frac{71,63}{80} = 0,895 \quad (5.10)$$

Asimismo, la potencia en por unidad se calculó utilizando:

$$P_{pu} = \frac{P}{P_{base}} \quad (5.11)$$

Para el sistema experimental:

$$P_{pu}^{exp} = \frac{58}{96} = 0,604 \quad (5.12)$$

Y para el sistema simulado:

$$P_{pu}^{sim} = \frac{769\,708}{960\,000} = 0,802 \quad (5.13)$$

Los resultados obtenidos muestran que, pese a las diferencias entre los niveles absolutos de tensión y potencia utilizados en simulación y experimentación, el comportamiento global del convertidor presenta una respuesta consistente en términos relativos.

Ahora, para comparar las corrientes máximas de rama presentes en el convertidor para distintos valores de inductancia, se definió una corriente base asociada a cada submódulo. Debido a que el número de celdas utilizadas en simulación y experimentación es diferente, la corriente base se normalizó respecto al número total de celdas presentes en cada configuración.

La corriente base por celda se definió como:

$$I_{celda,base} = \frac{I_o}{N} \quad (5.14)$$

donde I_o corresponde a la corriente nominal de salida y N al número total de celdas utilizadas en el convertidor.

Para el caso de simulación:

$$I_{celda,base}^{sim} = \frac{80}{12} = 6,67 \text{ A} \quad (5.15)$$

Mientras que para el caso experimental:

$$I_{celda,base}^{exp} = \frac{0,8}{4} = 0,2 \text{ A} \quad (5.16)$$

Posteriormente, las corrientes máximas de rama fueron expresadas en por unidad utilizando:

$$I_{pu} = \frac{I}{I_{base}} \quad (5.17)$$

Obteniéndose los resultados mostrados en la Tabla 5.7.

Tabla 5.7: Corrientes máximas de rama expresadas en por unidad

$L [\mu\text{H}]$	$I_{L1}^{sim} [\text{p.u.}]$	$I_{L1}^{exp} [\text{p.u.}]$
10	11,78	16,55
22	9,42	15,70
47	7,35	12,05
100	5,58	9,45

Si bien las corrientes máximas normalizadas difieren entre simulación y experimentación, estas diferencias son esperables debido a que el modelo de simulación considera componentes con parámetros nominales y simplificaciones que no representan completamente el comportamiento del prototipo experimental. En particular, la resistencia serie equivalente (ESR) de los condensadores, las inductancias y resistencias parásitas del cableado y de las pistas del circuito impreso, las tolerancias de fabricación de los componentes y los tiempos de conmutación de los dispositivos semiconductores modifican la amplitud de los transitorios de corriente observados experimentalmente. No obstante, la reducción progresiva de la corriente máxima al aumentar la

inductancia de interconexión se mantiene en ambos casos, validando la capacidad del modelo para reproducir la dinámica dominante del sistema.

Además de la comparación de amplitudes de corriente, se analizaron dos parámetros temporales característicos de la respuesta transitoria del convertidor: el tiempo asociado al máximo de corriente (T_{max}) y el tiempo final de amortiguamiento (T_{fin2}). Para ambos casos se utilizaron las mismas frecuencias ω_2 obtenidas para cada valor de inductancia, permitiendo realizar una comparación directa entre los resultados de simulación y experimentación.

La Tabla 5.8 presenta los valores obtenidos para T_{max} .

Tabla 5.8: Comparación del tiempo al máximo de corriente

L [μH]	T_{max} exp [s]	T_{max} sim [s]	Error [%]
10	$4,69 \times 10^{-5}$	$3,67 \times 10^{-5}$	22
22	$5,40 \times 10^{-5}$	$4,13 \times 10^{-5}$	24
47	$7,81 \times 10^{-5}$	$6,41 \times 10^{-5}$	18
100	$9,68 \times 10^{-5}$	$9,84 \times 10^{-5}$	2

Los resultados muestran una buena concordancia entre simulación y experimentación, observándose errores inferiores al 25 % para la mayoría de los casos analizados e incluso una diferencia de sólo un 2 % para el caso de $L = 100 \mu\text{H}$. Asimismo, se observa que al aumentar la inductancia aumenta el tiempo requerido para alcanzar la corriente máxima, comportamiento que coincide con la teoría y con los resultados obtenidos en simulación.

Las diferencias observadas entre los valores experimentales y simulados de T_{max} se atribuyen principalmente a que el instante de máxima corriente depende directamente de la frecuencia natural del circuito, la cual es sensible a las variaciones de inductancia y capacitancia presentes en el montaje físico. Además, los retardos de propagación de los dispositivos de potencia y de los circuitos de accionamiento, junto con las inductancias parásitas de las conexiones, introducen pequeños desplazamientos temporales que no son considerados en el modelo de simulación. A pesar de estas diferencias, la evolución de T_{max} con la inductancia mantiene la misma tendencia en ambos casos.

La Tabla 5.9 presenta la comparación del tiempo final de amortiguamiento de la corriente.

Tabla 5.9: Comparación del tiempo final de amortiguamiento

L [μH]	T_{fin2} exp [s]	T_{fin2} sim [s]	Error [%]
10	$1,23 \times 10^{-4}$	$7,90 \times 10^{-5}$	56
22	$1,72 \times 10^{-4}$	$1,09 \times 10^{-4}$	58
47	$2,34 \times 10^{-4}$	$1,56 \times 10^{-4}$	50
100	$3,60 \times 10^{-4}$	$2,24 \times 10^{-4}$	38

En conjunto, la comparación entre simulación y experimentación demuestra que el modelo reproduce adecuadamente la dinámica dominante del convertidor, especialmente en cuanto a la influencia de la inductancia de interconexión sobre las corrientes máximas y los tiempos característicos del proceso de transferencia de energía. Las discrepancias observadas se explican principalmente por las simplificaciones adoptadas en el modelo —como la consideración de componentes ideales y la omisión de elementos parásitos—, además de las incertidumbres propias

de la implementación experimental y del proceso de medición. Sin embargo, dichas diferencias no modifican las tendencias físicas observadas, lo que confirma que el modelo constituye una herramienta válida para el análisis y diseño del convertidor.

Por lo tanto, los resultados obtenidos para T_{max} y T_{fin2} permiten validar la capacidad del modelo de simulación para representar la dinámica transitoria del convertidor, reproduciendo adecuadamente la influencia de la inductancia sobre los tiempos característicos del sistema.

5.5.1. Análisis de variables críticas experimentales

A pesar de que los criterios utilizados para evaluar la estabilización difieren entre simulación y experimento, en ambos casos se observa la misma tendencia general. Al incrementar la inductancia de interconexión, disminuye el número de ciclos requeridos para alcanzar una condición estable en los voltajes de los condensadores. Este comportamiento se explica porque una mayor inductancia reduce la amplitud de las oscilaciones asociadas al proceso de transferencia de energía, favoreciendo una respuesta más amortiguada y permitiendo que el sistema alcance su condición de equilibrio en un menor número de ciclos. Por lo tanto, los resultados experimentales validan cualitativamente el comportamiento observado en simulación, confirmando la influencia positiva de la inductancia sobre la estabilidad dinámica del convertidor.

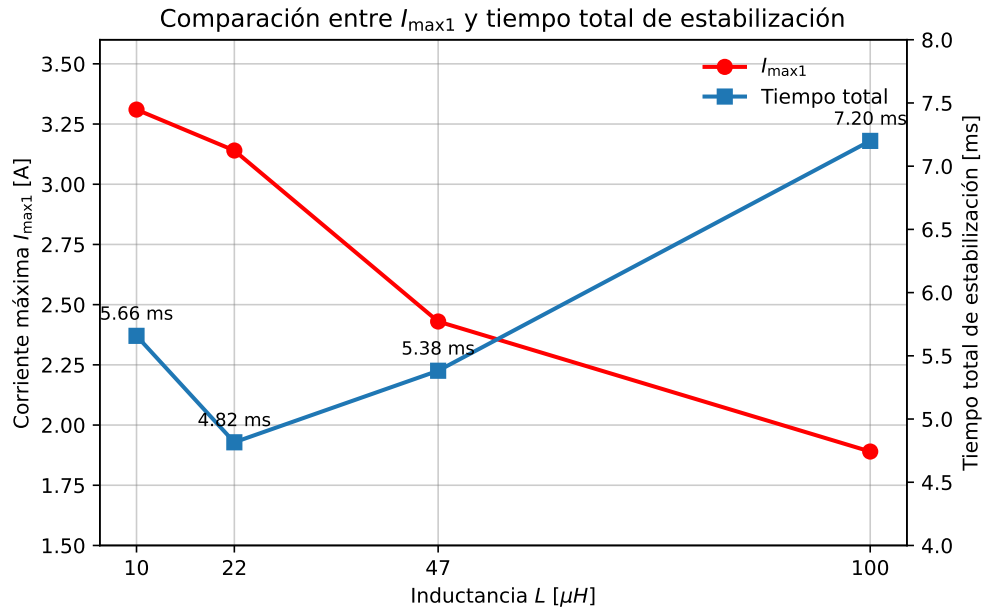


Figura 5.11: Comparación entre la corriente máxima I_{L1} y el tiempo de estabilización del voltaje para distintos valores de inductancia de interconexión.

A partir de la Fig. 5.11, se observa que la corriente máxima de transferencia disminuye progresivamente al incrementar la inductancia de interconexión. Este comportamiento coincide con lo predicho por el modelo matemático y las simulaciones realizadas, ya que una inductancia mayor limita la variación de corriente durante la transferencia de energía entre submódulos, reduciendo el esfuerzo eléctrico sobre los dispositivos semiconductores y los elementos pasivos del convertidor.

Por otra parte, el análisis de estabilización presenta ciertas diferencias respecto a los resultados

obtenidos en simulación. Mientras que en el estudio numérico la convergencia fue evaluada mediante un criterio de error relativo sobre los voltajes finales de los condensadores, en el prototipo experimental fue necesario adoptar un criterio alternativo basado en el número de ciclos requeridos para alcanzar una condición cuasi estacionaria en el voltaje del condensador (V_{C4}). Esta diferencia se debe principalmente a que el montaje experimental opera con una fuente de aproximadamente 30 V y un número reducido de submódulos, condiciones bajo las cuales las caídas de tensión en diodos y dispositivos semiconductores adquieren una influencia significativa sobre la dinámica del sistema, impidiendo reproducir exactamente el comportamiento ideal observado en simulación.

A pesar de estas diferencias, los resultados experimentales conservan la misma tendencia general observada en el análisis teórico. Al aumentar la inductancia, el número de ciclos necesarios para alcanzar una condición cuasi estacionaria disminuye, evidenciando una reducción de las oscilaciones y una respuesta más amortiguada. Sin embargo, debido a que el tiempo de transferencia de energía asociado a cada ciclo también aumenta con la inductancia, el tiempo total requerido para la estabilización no necesariamente disminuye de la misma forma.

Este comportamiento pone de manifiesto un compromiso de diseño entre la corriente máxima de transferencia y el tiempo total de estabilización. Valores elevados de inductancia permiten reducir significativamente los picos de corriente, aumentando la robustez y confiabilidad del convertidor, aunque a costa de procesos de transferencia de energía más lentos. Por el contrario, inductancias menores favorecen tiempos de estabilización más reducidos, pero generan mayores esfuerzos de corriente sobre los componentes. En consecuencia, la selección de la inductancia de interconexión debe realizarse considerando el equilibrio deseado entre velocidad de estabilización y limitación de corriente, dependiendo de los requerimientos específicos de la aplicación.

En este capítulo se presentó la implementación experimental del convertidor modular y se validó el funcionamiento de la topología propuesta mediante ensayos de laboratorio. Los resultados experimentales mostraron una buena concordancia con las simulaciones y con las predicciones del modelo matemático, permitiendo corroborar la factibilidad práctica de la arquitectura propuesta. Finalmente, en el siguiente capítulo se presentan las conclusiones generales de la investigación, los principales aportes del trabajo y las líneas de investigación futura.

Capítulo 6

Conclusiones y Trabajo Futuro

6.1. Conclusiones Principales

El tratamiento de aguas constituye actualmente una de las áreas de mayor relevancia para el desarrollo sostenible, debido al creciente impacto ambiental asociado a las actividades industriales y urbanas. En este contexto, el avance de nuevas tecnologías de tratamiento resulta fundamental para mejorar el desempeño de los procesos y reducir el uso de sustancias químicas potencialmente contaminantes. Entre estas alternativas destaca la electroporación aplicada al tratamiento electroquímico de aguas, la cual requiere la utilización de generadores de pulsos de alto voltaje capaces de suministrar la energía necesaria para inducir modificaciones en las membranas celulares de microorganismos y contaminantes presentes en el agua. De esta manera, la aplicación de pulsos eléctricos representa una alternativa atractiva frente a métodos convencionales basados en compuestos clorados u otros agentes químicos, contribuyendo a disminuir el impacto ambiental asociado al proceso de desinfección.

A lo largo de esta tesis se realizó un estudio sistemático de distintas topologías de generadores de pulsos de alto voltaje reportadas en la literatura, comenzando desde configuraciones clásicas hasta llegar al generador en cascada utilizado en este trabajo. El análisis realizado permitió identificar las ventajas de esta topología para aplicaciones de electroporación, particularmente debido a la simplicidad de su estrategia de conmutación. La operación basada en tres estados fundamentales reduce considerablemente la complejidad de sincronización de los dispositivos semiconductores y facilita su implementación práctica en comparación con otras soluciones de mayor complejidad estructural.

Bajo la filosofía de dividir un problema complejo en subsistemas más simples, se desarrolló una metodología de análisis basada en el estudio individual de la transferencia energética entre submódulos. Esta aproximación permitió representar el comportamiento dinámico del convertidor mediante modelos equivalentes de segundo orden del tipo RLC, obteniendo expresiones capaces de predecir los tiempos característicos del sistema, tales como el instante en que la corriente alcanza su valor máximo, el tiempo efectivo de transferencia de energía entre capacitores y los voltajes finales alcanzados en cada estado de operación. Los resultados obtenidos demostraron que, a pesar de la complejidad inherente de la topología multiceldas, es posible describir su comportamiento mediante modelos matemáticos relativamente simples que conservan una elevada capacidad predictiva.

La validez de los modelos desarrollados fue verificada inicialmente mediante simulaciones y posteriormente mediante la implementación de un prototipo experimental a escala reducida. Los resultados experimentales mostraron una buena concordancia con las predicciones teóricas y los resultados de simulación, reproduciendo adecuadamente las tendencias observadas durante el proceso de transferencia de energía entre celdas. Asimismo, el análisis en por unidad permitió establecer una comparación consistente entre ambos escenarios, demostrando la escalabilidad del modelo propuesto.

Finalmente, los resultados obtenidos permitieron validar la hipótesis principal planteada en esta investigación. Se comprobó que el incremento de la inductancia de interconexión produce una reducción significativa de las corrientes máximas presentes durante la transferencia de energía, disminuyendo las exigencias eléctricas sobre los dispositivos semiconductores y favoreciendo una operación más controlada del convertidor. Al mismo tiempo, se observó que el aumento de la inductancia modifica los tiempos característicos de la transferencia energética, generando un compromiso entre la reducción de corriente y la velocidad de convergencia del sistema. En consecuencia, el valor de la inductancia puede ser utilizado como una variable de diseño que permite adaptar el comportamiento dinámico del convertidor a los requerimientos específicos de cada aplicación, ya sea privilegiando menores corrientes máximas o menores tiempos de estabilización.

En síntesis, este trabajo establece una metodología de análisis, diseño y validación para convertidores en cascada destinados a la generación de pulsos de alto voltaje, aportando herramientas teóricas y experimentales que pueden servir como base para futuros desarrollos orientados a aplicaciones de tratamiento electroquímico de aguas mediante electroporación.

6.2. Aportes del trabajo

Los principales aportes de esta investigación pueden clasificarse en aportes científicos y aportes técnicos, los cuales contribuyen tanto a la comprensión del funcionamiento de convertidores pulsados en cascada como a su implementación práctica para aplicaciones de tratamiento electroquímico de aguas.

6.2.1. Aportes científicos

Uno de los principales aportes científicos de este trabajo corresponde al desarrollo de una metodología de análisis simplificada para un convertidor modular de generación de pulsos de alto voltaje. Mediante la descomposición del proceso de transferencia energética en etapas independientes, fue posible modelar el comportamiento dinámico del convertidor utilizando circuitos equivalentes de segundo orden tipo RLC. Esta aproximación permitió obtener expresiones analíticas para los tiempos característicos de transferencia de energía, las corrientes máximas de rama y los voltajes finales alcanzados por los condensadores, proporcionando una herramienta de análisis sencilla y con buena capacidad predictiva.

Asimismo, el trabajo permitió estudiar sistemáticamente la influencia de la inductancia de interconexión sobre la dinámica del convertidor. Los resultados obtenidos demostraron que el aumento de la inductancia reduce las corrientes máximas presentes durante la transferencia de energía entre condensadores, modificando simultáneamente los tiempos característicos del sistema.

Esta relación permite establecer criterios de diseño orientados a seleccionar el valor de inductancia más adecuado en función de los requerimientos de velocidad de convergencia o limitación de corriente.

Adicionalmente, este trabajo aporta una caracterización analítica, numérica y experimental de la influencia de la inductancia de interconexión sobre la dinámica de transferencia energética del convertidor. Mediante el estudio de distintos valores de inductancia fue posible cuantificar su efecto sobre parámetros relevantes como la corriente máxima de rama, el tiempo asociado a dicha corriente y el tiempo efectivo de transferencia de energía entre condensadores. Los resultados obtenidos permitieron identificar un compromiso de diseño entre la reducción de esfuerzos de corriente y el aumento de los tiempos de convergencia, proporcionando criterios prácticos para la selección de la inductancia en futuras implementaciones de convertidores multicelulares destinados a la generación de pulsos de alto voltaje.

Finalmente, la validación experimental realizada permitió corroborar las tendencias predichas por el modelo analítico y las simulaciones, demostrando que el comportamiento dinámico del convertidor puede ser descrito adecuadamente mediante modelos simplificados, incluso en presencia de los efectos no ideales propios de una implementación física.

6.2.2. Aportes técnicos

Desde el punto de vista técnico, uno de los aportes más relevantes corresponde a la implementación de una arquitectura modular capaz de generar pulsos de alto voltaje utilizando dispositivos semiconductores de baja tensión. Tradicionalmente, los generadores de pulsos de alto voltaje requieren interruptores capaces de soportar elevados niveles de tensión, lo que incrementa significativamente el costo y complejidad de los sistemas. La topología estudiada permite distribuir el esfuerzo de tensión entre múltiples submódulos, evitando la necesidad de utilizar dispositivos de alto voltaje y facilitando la escalabilidad del sistema hacia mayores niveles de tensión de salida. Esta característica adquiere especial relevancia considerando que el convertidor estudiado utiliza múltiples celdas conectadas en cascada, donde el uso de dispositivos de alta tensión en cada posición implicaría un incremento considerable del costo total del sistema.

Otro aporte importante fue la incorporación del submódulo cero dentro de la arquitectura del convertidor. En trabajos previos desarrollados durante esta investigación, el primer condensador permanecía cargado de forma prácticamente constante, generando una condición asimétrica dentro de la estructura. La incorporación del submódulo cero permitió introducir una dinámica de carga y descarga sobre dicho condensador, logrando que todos los submódulos participen activamente en el proceso de transferencia energética. Como resultado, se obtuvo una operación más uniforme y simétrica del convertidor, mejorando la distribución energética entre las distintas etapas de la cascada.

Adicionalmente, se propuso una disposición simétrica entre el submódulo inicial y el submódulo final de la estructura. Esta configuración surge de la observación de que el semiconductor superior del primer submódulo y el semiconductor inferior del último submódulo no requieren conmutación activa durante la operación normal del convertidor. En ambos casos, la conducción ocurre únicamente a través de los diodos antiparalelo integrados en los dispositivos. Mantener estos elementos como interruptores completos, en lugar de reemplazarlos directamente por diodos discretos, permitió conservar la simetría estructural del convertidor. Asimismo, esta decisión evitó

la necesidad de implementar tiempos muertos adicionales y redujo la aparición de corrientes indeseadas que alteraban la dinámica de los condensadores, contribuyendo a una operación más estable y predecible del sistema.

Finalmente, el desarrollo del prototipo experimental permitió validar la factibilidad práctica de la topología propuesta, estableciendo una plataforma de pruebas capaz de reproducir los fenómenos observados en simulación y proporcionando una base para futuras implementaciones orientadas a aplicaciones reales de electroporación y tratamiento electroquímico de aguas.

6.3. Trabajo Futuro

Como trabajo futuro, se propone avanzar hacia el diseño de una nueva placa de circuito impreso orientada a una implementación de mayor escala, con características más cercanas a una aplicación real. Para ello, será necesario seleccionar componentes capaces de soportar mayores niveles de tensión y corriente, especialmente en las etapas de potencia, considerando los esfuerzos eléctricos identificados durante la validación experimental y de simulación.

Asimismo, resulta relevante estudiar con mayor detalle el comportamiento del convertidor frente a una carga más representativa de una aplicación real de tratamiento de aguas mediante electroporación. En este trabajo se utilizó una carga resistiva para validar la operación del prototipo; sin embargo, en futuras implementaciones sería necesario incorporar modelos eléctricos o cargas experimentales que representen de mejor manera el medio líquido tratado, considerando su conductividad, impedancia y variación durante la aplicación de los pulsos.

Otra línea de trabajo futura corresponde al estudio de otros dispositivos semiconductores para la etapa de conmutación. En esta tesis se utilizaron IGBT debido a su robustez y disponibilidad; no obstante, tecnologías como MOSFET o dispositivos basados en GaN podrían ofrecer ventajas en términos de velocidad de conmutación, reducción de pérdidas y mejora en la respuesta frente a pulsos de alta frecuencia. La comparación entre estas tecnologías permitiría optimizar el diseño del convertidor según los requerimientos específicos de tensión, corriente y frecuencia de operación.

Finalmente, se propone continuar el estudio de la inductancia de interconexión como variable de diseño. Si bien en este trabajo se analizaron distintos valores de inductancia y se demostró su influencia sobre la corriente máxima y los tiempos característicos del convertidor, futuras investigaciones podrían explorar un rango más amplio de valores, incluyendo el diseño físico de inductores optimizados para la aplicación. Esto permitiría definir con mayor precisión el compromiso entre reducción de corriente, tiempo de transferencia de energía y velocidad de convergencia del sistema.

6.4. Publicaciones derivadas de esta investigación

Los resultados obtenidos durante el desarrollo de esta tesis fueron difundidos mediante publicaciones científicas en conferencias internacionales del área de electrónica de potencia. Estas publicaciones permitieron validar y comunicar los principales aportes de la investigación a la comunidad científica especializada.

La primera publicación corresponde al artículo titulado *Three-state modulation strategy for capacitor charging in modular high-voltage pulse generator*, presentado en la conferencia *IECON 2025 – 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. En este trabajo se presenta el primer alcance de la topología propuesta y la estrategia de modulación basada en tres estados, analizando mediante simulaciones el proceso de carga de los condensadores y la influencia de parámetros de diseño, como la inductancia de interconexión y la frecuencia de conmutación.

Posteriormente, se desarrolló el artículo *Analytical Modeling of Capacitor Charging Dynamics in Modular High Voltage Pulse Generators*, aceptado para su publicación en la conferencia *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG 2026)*. Este trabajo profundiza en el desarrollo del modelo matemático del proceso de carga de los submódulos, obteniendo expresiones analíticas para la evolución de los voltajes, las corrientes máximas y los tiempos característicos del convertidor, las cuales son posteriormente validadas mediante simulaciones numéricas.

En conjunto, ambas publicaciones reflejan los principales aportes de esta investigación, abordando tanto el desarrollo de la topología y su estrategia de modulación como la formulación y validación del modelo matemático que describe la dinámica de carga del convertidor modular de pulsos de alta tensión.

- S. A. Velásquez, J. I. Guzmán, M. A. Pérez y J. Samanes, "Three-state modulation strategy for capacitor charging in modular high-voltage pulse generator," *IECON 2025 – 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2025.
- S. A. Velásquez, J. I. Guzmán, M. A. Pérez y J. Samanes, "Analytical Modeling of Capacitor Charging Dynamics in Modular High Voltage Pulse Generators," *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, accepted for publication, 2026.

Apéndice A

Información, esquemáticos y códigos

A.1. Electroporación reversible e irreversible

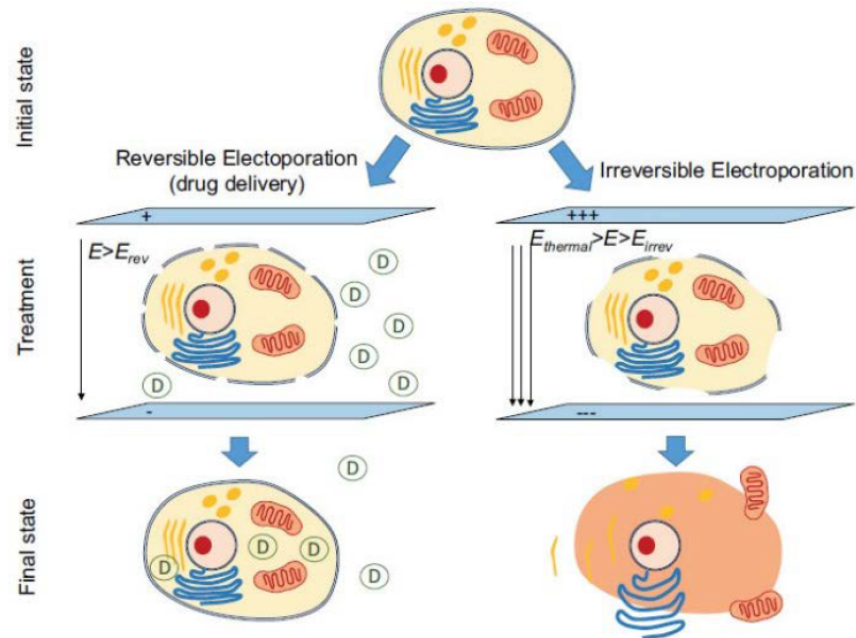
La electroporación es una técnica que consiste en la aplicación de pulsos eléctricos de alta intensidad y corta duración con el fin de inducir la formación de poros en la membrana celular. Estos poros alteran temporal o permanentemente la permeabilidad de la célula, dependiendo de los parámetros del campo eléctrico aplicado.

En función de la intensidad del campo eléctrico, la electroporación puede clasificarse en reversible e irreversible. La electroporación reversible ocurre cuando el campo aplicado es suficiente para generar poros en la membrana, pero no lo suficientemente intenso como para causar daño permanente. En este caso, las células son capaces de recuperar su estado original una vez que cesa el estímulo eléctrico, lo que permite su uso en aplicaciones como la transferencia de genes o fármacos.

Por otro lado, la electroporación irreversible se produce cuando el campo eléctrico supera un umbral crítico, generando daños permanentes en la membrana celular que conducen a la muerte celular. Este fenómeno es ampliamente utilizado en aplicaciones biomédicas, como tratamientos contra el cáncer, donde se busca la destrucción controlada de tejidos específicos.

En general, la transición entre ambos regímenes depende de parámetros como la intensidad del campo eléctrico, la duración del pulso y el tipo de célula, siendo necesario un control preciso de estos factores para garantizar el efecto deseado en cada aplicación.

La electroporación irreversible se alcanza cuando la intensidad del campo eléctrico supera ciertos valores umbrales, los cuales dependen del tipo de célula. Para células de mamíferos se reporta un valor aproximado de 2,5 kV/cm, mientras que para células vegetales y bacterias los valores aumentan hasta aproximadamente 12 kV/cm y 24 kV/cm, respectivamente. En aplicaciones de IRE sobre células de mamíferos, el ancho de pulso suele encontrarse entre 1 μ s y varios cientos de microsegundos, con un número de pulsos típicamente entre 1 y 100 [10].



ahora

Figura A.1: Proceso de electroporación: reversible (izquierda) e irreversible (derecha) [10].

A.2. Código para el modelo de entrada SM_0

El código hecho en Matlab.

```
% Parámetros
R      = 0.3;           % Ohm (suma Ron diodo + Ron IGBT)
L      = (10e-6)/2;    % H
C      = 100e-6;       % F
Vs     = 1000;         % V
VD     = 0.7;          % V, este es el valor mas real
VCini  = 983.857;      % V

result = sim_submodule0(R, L, C, Vs, VD, VCini);

% Ver resultados numéricos
t_fin= result.t_fin
t_max= result.t_max
I_max_sub0=result.I_max
V_fin= result.V_fin
tau=result.tau
w_sub0=result.w

function result = sim_submodule0(R, L, C, Vs, VD, VCini)

%-----
% 1) Parámetros dinámicos
```

```

%-----
tau = 2*L / R;          % constante de tiempo (2L/R)
w2 = 1/(L*C) - 1/(tau^2);

if w2 <= 0
    error('w^2 <= 0. Revisa R, L y C (no hay régimen oscilatorio).');
end

w = sqrt(w2);           % frecuencia natural

% Componentes del voltaje del capacitor
VCO = Vs - VD;          % componente de equilibrio
VCB = VCini - VCO;      % componente dinámica coseno
VCA = VCB / (w*tau);     % componente dinámica seno

% Coeficiente de la corriente (forma analítica)
ILA = (C/tau) * (VCB*w*tau + VCA);

%-----
% 2) Tiempos característicos
%-----
t_fin = pi / w;         % medio período (iL vuelve aprox. a 0)

% Vector de tiempo para simular
N = 2000;
t = linspace(0, t_fin, N);

%-----
% 3) Formas de onda iL(t), vC(t)
%-----
exp_term = exp(-t/tau);

% Corriente según el modelo (puede salir negativa)
iL_raw = ILA .* exp_term .* sin(w*t);

% Cambio de referencia: queremos que la corriente de carga sea positiva
iL = -iL_raw;

% Voltaje del capacitor
vC = VCO ...
    + VCA .* exp_term .* sin(w*t) ...
    + VCB .* exp_term .* cos(w*t);

% Voltaje final (analítico y numérico)
V_fin_analytic = VCO - VCB * exp(-t_fin/tau);
V_fin = vC(end); % muy cercano al analítico

%-----

```

```

% 4) Imax y Tmax a partir de la señal simulada
%-----
[I_max, idxMax] = max(iL);
t_max = t(idxMax);

%-----
% 5) Gráficos
%-----
figure;

% ===== Corriente =====
subplot(2,1,1);
plot(t, iL, 'LineWidth', 1.5); hold on; grid on;
xlabel('Time [s]');
ylabel('iL [A]');
title('Inductor current (submodule 0)');

% Punto de Imax
plot(t_max, I_max, 'ro', 'MarkerFaceColor', 'r');

% Ajuste de eje Y con margen
yl = ylim;
rangeY = yl(2) - yl(1);
margin = 0.15 * rangeY;
ylim([yl(1)-margin, yl(2)+margin]);

% Offset vertical para el texto
yOffset = 0.08 * (rangeY + 2*margin);
text(t_max, I_max + yOffset, ...
      sprintf('I_{max} = %.2f A', I_max), ...
      'HorizontalAlignment','center');

% ===== Voltaje =====
subplot(2,1,2);
plot(t, vC, 'LineWidth', 1.5); hold on; grid on;
xlabel('Time [s]');
ylabel('vC [V]');
title('Capacitor voltage (submodule 0)');

% Punto de Vfin
plot(t_fin, V_fin, 'ro', 'MarkerFaceColor', 'r');

% Ajuste de eje Y con margen
yl = ylim;
rangeY = yl(2) - yl(1);
margin = 0.05 * rangeY;
ylim([yl(1)-margin, yl(2)+margin]);

```

```

% Offset vertical para el texto de Vfin
yOffset = 0.06 * (rangeY + 2*margin);
text(t_fin, V_fin + yOffset, ...
      sprintf('V_{fin} = %.2f V', V_fin), ...
      'HorizontalAlignment','center');

%-----
% 6) Salida de resultados
%-----
result.t      = t;
result.iL     = iL;
result.vC     = vC;
result.t_fin  = t_fin;
result.t_max  = t_max;
result.I_max  = I_max;
result.V_fin  = V_fin;
result.V_fin_analytic = V_fin_analytic;
result.tau    = tau;
result.w      = w;
end

```

A.3. Código para el modelo de transferencia entre submódulos

El código hecho en Matlab.

```

R      = 0.3;          % Ohm (suma Ron diodo + Ron IGBT)
L      = 10e-6;        % H
C      = 100e-6;       % F
VD     = 0.7;          % V
VC1_ini = 992.391;     % V (más alto)
VC2_ini = 981.91;     % V (más bajo)

res2 = sim_submodules_1N(R, L, C, VD, VC1_ini, VC2_ini);

t_fin=res2.t_fin
t_max=res2.t_max
I_max_subN=res2.I_max
VC1_fin=res2.VC1_fin
VC2_fin=res2.VC2_fin
W_subN=res2.w
%tau=res2.tau

function result = sim_submodules_1N(R, L, C, VD, VC1_ini, VC2_ini)

%-----
% 1) Parámetros dinámicos
%-----

```

```

tau = 2*L / R; % constante de tiempo
w2 = 2/(L*C) - 1/(tau^2); % w^2 (Ceq = C/2)

if w2 <= 0
    error('w^2 <= 0. Revisa R, L y C (no hay régimen oscilatorio).');
end

w = sqrt(w2); % frecuencia natural

% Componentes simétricas de los voltajes (según el modelo analítico)
VC0 = (VC1_ini + VC2_ini + VD)/2; % componente de equilibrio
VCq = (VC1_ini - VC2_ini - VD)/2; % componente dinámica coseno

VCd = VCq / (w * tau);

% Coeficiente de la corriente (ecuación iL(t))
ILd = C * (w*VCq + VCd/tau);

%-----
% 2) Tiempos característicos
%-----
t_fin = pi / w; % T/2
N = 2000;
t = linspace(0, t_fin, N);

%-----
% 3) Formas de onda
%-----
exp_term = exp(-t/tau);

% Corriente según el modelo
iL = ILd .* exp_term .* sin(w*t);

% Si la corriente máxima sale negativa, invertimos el signo
[~, idxPeakRaw] = max(abs(iL));
if iL(idxPeakRaw) < 0
    iL = -iL;
    ILd = -ILd;
end

% Voltajes de los capacitores (del modelo analítico)
vC1 = VC0 + VCd.*exp_term.*sin(w*t) + VCq.*exp_term.*cos(w*t);
vC2 = VC0 - VCd.*exp_term.*sin(w*t) - VCq.*exp_term.*cos(w*t);

% Voltajes finales en t = Tfin (sin(w*Tfin)=0, cos(w*Tfin)=-1)
VC1_fin = VC0 - VCq*exp(-t_fin/tau);
VC2_fin = VC0 + VCq*exp(-t_fin/tau);
%-----

```

```

% 4) Imax y Tmax desde la señal
%-----
[I_max, idxMax] = max(iL);
t_max = t(idxMax);
%-----
% 5) Gráficas
%-----
figure;
% ===== Corriente =====
subplot(2,1,1);
plot(t, iL, 'LineWidth', 1.5); hold on; grid on;
xlabel('Time [s]');
ylabel('iL [A]');
title('Inductor current (submodules 1..N)');
plot(t_max, I_max, 'ro', 'MarkerFaceColor', 'r', 'HandleVisibility','off');

yl = ylim;
rangeY = yl(2) - yl(1);
margin = 0.15 * rangeY;
ylim([yl(1)-margin, yl(2)+margin]);
yOffset = 0.08 * (rangeY + 2*margin);

text(t_max, I_max + yOffset, ...
     sprintf('I_{max} = %.2f A', I_max), ...
     'HorizontalAlignment','center');

% ===== Voltajes =====
subplot(2,1,2);
h1 = plot(t, vC1, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName','v_{C1}(t)'); hold on;
h2 = plot(t, vC2, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName','v_{C2}(t)');
grid on;
xlabel('Time [s]');
ylabel('v_{C1}, v_{C2} [V]');
title('Capacitor voltages (submodules 1..N)');
legend([h1,h2], 'Location', 'best');

% Puntos finales (sin que entren a la leyenda)
plot(t_fin, VC1_fin, 'ro', 'MarkerFaceColor', 'r', 'HandleVisibility','off');
plot(t_fin, VC2_fin, 'ko', 'MarkerFaceColor', 'k', 'HandleVisibility','off');

yl = ylim;
rangeY = yl(2) - yl(1);
margin = 0.05 * rangeY;
ylim([yl(1)-margin, yl(2)+margin]);
yOffsetV = 0.06 * (rangeY + 2*margin);

text(t_fin, VC1_fin + yOffsetV, ...
     sprintf('V_{C1,fin} = %.2f V', VC1_fin), ...

```

```

        'HorizontalAlignment','center', 'Color','r');
text(t_fin, VC2_fin - yOffsetV, ...
     sprintf('V_{C2,fin} = %.2f V', VC2_fin), ...
     'HorizontalAlignment','center', 'Color','k');
%-----
% 6) Salida de resultados
%-----
result.t      = t;
result.iL     = iL;
result.vC1    = vC1;
result.vC2    = vC2;
result.t_fin  = t_fin;
result.t_max  = t_max;
result.I_max  = I_max;
result.VC1_fin = VC1_fin;
result.VC2_fin = VC2_fin;
result.tau    = tau;
result.w      = w;
end

```

A.4. Código para modulación del convertidor

```

if (t>=DT1)
{
    if (s==3)           //deadtime antes de Sp
    {
        s=0;
        DT1=t+Ts1;
    }
    else if (s==0)      //pulso Sp
    {
        s=4;
        DT1=t+Tdead;
    }
    else if (s==4)      //deadtime despues de Sp
    {
        s=1;
        DT1=t+Ts2;
        n=0;
    }
    else                //estados de carga Sn_par / Sn_odd
    {
        n=n+1;
        DT1=t+Ts2;
    }
}

```



```
        if (s==1)
        {
            s=2;
        }
        else
        {
            s=1;
        }

        if (n==Nciclos)
        {
            s=3;
            DT1=t+Tdead;
        }
    }
}

OutputSignal(0,0)=s;
OutputSignal(0,1)=DT1;

//salidas
if(s==0)
{
    OutputSignal(0,2)=1;    //Sp
    OutputSignal(0,3)=0;
    OutputSignal(0,4)=0;
}
else if(s==1)
{
    OutputSignal(0,2)=0;
    OutputSignal(0,3)=1;    //Sn_par
    OutputSignal(0,4)=0;
}
else if(s==2)
{
    OutputSignal(0,2)=0;
    OutputSignal(0,3)=0;
    OutputSignal(0,4)=1;    //Sn_impar
}
else
{
    OutputSignal(0,2)=0;    //deadtime: todo apagado
    OutputSignal(0,3)=0;
    OutputSignal(0,4)=0;
}
```

Apéndice B

Tablas suplementarias

B.1. Validación de modelo matemático de voltaje de los capacitores

Las celdas destacadas en las Tablas [B.1-B.4](#) corresponden a los voltajes iniciales obtenidos desde la simulación, los cuales se utilizan como parámetros conocidos en el modelo matemático. A partir de estos valores, el modelo calcula los voltajes finales de cada caso. Estos voltajes finales representan, a su vez, las condiciones iniciales para la siguiente etapa de carga, permitiendo describir la transferencia secuencial de energía entre submódulos.

La comparación entre los resultados de simulación y el modelo matemático muestra errores bajos para los casos analizados, validando que el modelo reproduce adecuadamente la evolución de los voltajes de los capacitores. Sin embargo, debido a que el objetivo principal del diseño corresponde a limitar las corrientes máximas durante la conmutación, el análisis detallado se centra principalmente en las corrientes del convertidor.

Tabla B.1: $L = 10 \mu\text{H}$

$L = 10\text{e-}6$				
	V_{C1}	V_{C2}	V_{C3}	V_{C4}
Simulación				
V_{ini} Caso 1	961.91			
$V_{ini1,2}$ Caso 2	1000.70	960.52		
$V_{ini1,2}$ Caso 3	974.25	986.58	958.48	
$V_{ini1,2}$ Caso 4		968.43	976.62	956.95
			964.03	969.53
Modelo matemático				
V_{fin} Caso 1	1001.48			
$V_{fin1,2}$ Caso 2	971.36	990.56		
$V_{fin1,2}$ Caso 3		966.22	979.54	
$V_{fin1,2}$ Caso 4			962.52	971.75
Error				
	0.08 %			
	0.30 %	0.40 %		
		0.23 %	0.30 %	
			0.16 %	0.23 %

Tabla B.2: $L = 22 \mu\text{H}$

$L = 22\text{e-}6$				
	V_{C1}	V_{C2}	V_{C3}	V_{C4}
Simulación				
V_{ini} Caso 1	962.88			
$V_{ini1,2}$ Caso 2	1006.49	961.82		
$V_{ini1,2}$ Caso 3	973.92	994.33	960.69	
$V_{ini1,2}$ Caso 4		969.95	985.09	959.74
			966.06	977.95
Modelo matemático				
V_{fin} Caso 1	1006.88			
$V_{fin1,2}$ Caso 2	977.32	991.69		
$V_{fin1,2}$ Caso 3		972.48	983.24	
$V_{fin1,2}$ Caso 4			968.74	976.79
Error				
	0.04 %			
	0.35 %	0.27 %		
		0.26 %	0.19 %	
			0.28 %	0.12 %

Tabla B.3: $L = 47 \mu\text{H}$

$L = 47\text{e-}6$				
	V_{C1}	V_{C2}	V_{C3}	V_{C4}
Simulación				
V_{ini} Caso 1	963.54			
$V_{ini1,2}$ Caso 2	1012.08	962.72		
$V_{ini1,2}$ Caso 3	972.86	1001.90	961.89	
$V_{ini1,2}$ Caso 4		970.31	993.46	961.16
			968.04	986.56
Modelo matemático				
V_{fin} Caso 1	1007.35			
$V_{fin1,2}$ Caso 2	971.87	1002.63		
$V_{fin1,2}$ Caso 3		970.23	994.26	
$V_{fin1,2}$ Caso 4			968.00	987.32
Error				
	0.47 %			
	0.10 %	0.07 %		
		0.01 %	0.08 %	
			0.00 %	0.08 %

Tabla B.4: $L = 100 \mu\text{H}$

$L = 100\text{e-}6$				
	V_{C1}	V_{C2}	V_{C3}	V_{C4}
Simulación				
V_{ini} Caso 1	964.02			
$V_{ini1,2}$ Caso 2	1017.07	963.31		
$V_{ini1,2}$ Caso 3	971.55	1008.76	962.58	
$V_{ini1,2}$ Caso 4		969.89	1001.39	961.99
			968.31	995.03
Modelo matemático				
V_{fin} Caso 1	1017.15			
$V_{fin1,2}$ Caso 2	971.56	1009.52		
$V_{fin1,2}$ Caso 3		969.75	1002.29	
$V_{fin1,2}$ Caso 4			968.20	995.88
Error				
	0.01 %			
	0.00 %	0.08 %		
		0.01 %	0.09 %	
			0.01 %	0.09 %

Comparación entre voltajes iniciales de simulación y voltajes finales calculados mediante el modelo matemático para distintos valores de inductancia. Las celdas destacadas corresponden a los voltajes iniciales utilizados como parámetros conocidos en el modelo.

Bibliografía

- [1] [Online]. Available: https://www.dni.gov/files/documents/SpecialReport_ICAGlobalWaterSecurity.pdf
- [2] [Online]. Available: <https://www.unesco.org/en/wwap/wwdr>
- [3] Naciones Unidas en Chile, “Recursos hídricos en Chile: desafíos y oportunidades,” Naciones Unidas en Chile, Santiago, Chile, Policy Brief, Mar. 2021. [Online]. Available: <https://chile.un.org/sites/default/files/2021-03/PB%20Recursos%20H%C3%ADricos.FINAL.17%20de%20marzo.pdf>
- [4] B. Mundial, “El agua en Chile: Elemento de desarrollo y resiliencia,” 2021.
- [5] X.-T. Bui, C. Chiemchaisri, T. Fujioka, and S. Varjani, *Water and Wastewater Treatment Technologies*. Springer, 2019.
- [6] N. P. Cheremisinoff, *Handbook of Water and Wastewater Treatment Technologies*. Butterworth-Heinemann, 2002.
- [7] P. Drogui, R. D. Tyagi, R. Y. Surampalli, T. C. Zhang, S. Yan, and X. Zhang, *Electro-Coagulation and Electro-Oxidation in Water and Wastewater Treatment*. EWRI, 2022.
- [8] E. Vorobiev and N. I. Lebovka, *Pulsed Electric Field Technology for the Food Industry. Fundamentals and Applications*. Springer, 2006.
- [9] L. D. O. Arenas, G. de Azevedo e Melo, and C. A. Canesin, “Electronic ballast design for uv lamps based on uv dose, applied to drinking water purifier,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4816–4825, 2016.
- [10] M. R. Q. R. Abadi, M. H. Marzebali, V. Abolghasemi, and M. H. Anisi, “High-voltage pulse generators for electroporation applications: A systematic review,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 64 933–64 951, 2022.
- [11] S. Kono and N. Tominaga, “Gfp introduction for raw264.7 cells by combining nanosecond high voltage pulse and millisecond pulse,” in *2021 IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*, 2021, pp. 1–4.
- [12] X. Guo, D. Zheng, and F. Blaabjerg, “Power electronic pulse generators for water treatment application: A review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10 285–10 305, 2020.
- [13] Y. Zhuge, J. Liang, M. Fu, T. Long, and H. Wang, “Comprehensive overview of power electronics intensive solutions for high-voltage pulse generators,” *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 5, pp. 1–20, 2024.

- [14] A. Ranjan, A. Abhishek, N. Kumar, and B. K. Verma, "Review of nanosecond pulse generator with high-power switching devices," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 71, no. 9, pp. 5165–5176, Sep. 2024.
- [15] A. Bagheri, H. Iman-Eini, and M. Emaneini, "Underwater arc discharge treatment using a high-voltage arc-robust supply," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 3261–3269, 2023.
- [16] S. Dong, C. Yao, Y. Mi, C. Li, Y. Zhao, Y. Lv, and H. Liu, "Design of bipolar pulse generator topology based on marx supplied by double power," in *2016 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, 2016, pp. 26–31.
- [17] M. Coban and M. Fidan, "High voltage pulse generator for pulsed electric field treatments," in *2019 3rd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, 2019, pp. 1–4.
- [18] L. Li, M. Ning, C. Dehuai, L. Lun, K. Qiang, L. Mingjia, C. Yong, and P. Yuan, "Study on double resonant performance of air-core spiral tesla transformer applied in repetitive pulsed operation," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 22, no. 4, pp. 1916–1922, 2015.
- [19] D. K. Sinha, M. S. Ansari, A. Ray, G. Trivedi, A. Chatterjee, and R. D. Schrimpf, "Fast ionization-front-induced anomalous switching behavior in trigger bipolar transistors of marx-bank circuits under base-drive conditions," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 46, no. 6, pp. 2064–2071, 2018.
- [20] L. Wang and J. Liu, "Solid-state nanosecond pulse generator using photoconductive semiconductor switch and helical pulse forming line," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 45, no. 12, pp. 3240–3245, 2017.
- [21] S. Mohsenzade, M. Zarghany, M. Aghaei, and S. Kaboli, "A high-voltage pulse generator with continuously variable pulsewidth based on a modified pfn," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 45, no. 5, pp. 849–858, 2017.
- [22] Y. Mi, Y. Zhang, J. Wan, C. Yao, and C. Li, "Nanosecond pulse generator based on an unbalanced blumlein-type multilayered microstrip transmission line and solid-state switches," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 5, pp. 795–802, 2016.
- [23] G. Schroeder and E. Vossenberg, "A prototype high power pulse generator for the beam abort systems of cern's proposed 8 tev collider lhc," in *Nineteenth IEEE Symposium on Power Modulators*, 1990, pp. 104–108.
- [24] T. Shao, D. Zhang, Y. Yu, C. Zhang, J. Wang, P. Yan, and Y. Zhou, "A compact repetitive unipolar nanosecond-pulse generator for dielectric barrier discharge application," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, no. 7, pp. 1651–1655, 2010.
- [25] A. A. Elserougi, M. Faiter, A. M. Massoud, and S. Ahmed, "A transformerless bipolar/unipolar high-voltage pulse generator with low-voltage components for water treatment applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2307–2319, May 2017.

- [26] A. Elserougi, S. Ahmed, and A. Massoud, "Multi-module high voltage pulse generator based on dc-dc boost converter and cdvms for drinking water purification," in *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, March 2016, pp. 334–338.
- [27] —, "High-voltage pulse generator based on capacitor-diode voltage multiplier centrally fed from dc-dc boost converter," in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, April 2016, pp. 1–4.
- [28] A. A. Elserougi, A. M. Massoud, and S. Ahmed, "A unipolar/bipolar high-voltage pulse generator based on positive and negative buck–boost dc–dc converters operating in discontinuous conduction mode," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5368–5379, July 2017.
- [29] J.-W. Baek, D.-W. Yoo, G.-H. Rim, and B.-M. Song, "A 2 kv-40 a pulse generator using boost converter array," in *Digest of Technical Papers. PPC-2003. 14th IEEE International Pulsed Power Conference (IEEE Cat. No.03CH37472)*, vol. 2, 2003, pp. 1423–1426 Vol.2.
- [30] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, and P. M. Garcia-Vite, "Novel dc-dc multilevel boost converter," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 2146–2151.
- [31] S. K. Lyubutin, M. S. Pedos, A. Ponomarev, S. N. Rukin, B. G. Slovikovsky, S. N. Tsyranov, and P. V. Vasiliev, "High efficiency nanosecond generator based on semiconductor opening switch," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, no. 4, pp. 1221–1227, 2011.
- [32] A. A. Elserougi, A. M. Massoud, and S. Ahmed, "Modular multilevel converter-based bipolar high-voltage pulse generator with sensorless capacitor voltage balancing technique," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 7, pp. 1187–1194, July 2016.
- [33] M. A. Elgenedy, A. M. Massoud, S. Ahmed, and B. W. Williams, "A high-gain, high-voltage pulse generator using sequentially charged modular multilevel converter submodules, for water disinfection applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1394–1406, Sep. 2018.
- [34] A. Elserougi, A. Massoud, M. Daoud, and S. Ahmed, "A hybrid boost modular multilevel converter-based bipolar high voltage pulse generator," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 24, no. 5, pp. 2873–2880, 2017.
- [35] A. Ranjan, A. Abhishek, N. Kumar, N. M. Ryskin, V. N. Titov, and R. A. Torgashov, "Simulation and analysis of solid-state switch-based high voltage pulse power supply using marx generator," in *2024 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, April 2024, pp. 1–8.
- [36] A. Chinnusamy, H. Baik, and J. Roy, "High power density solid state marx generator based pulsed power driver for nonlinear transmission line," in *2025 IEEE Energy Conversion Congress & Exposition Asia (ECCE-Asia)*, May 2025, pp. 1–6.
- [37] S. Edhah, A. Ibraim, M. Salih, J. Alsawalhi, B. Beig, N. Harid, G. N. Appiah, A. Barysevich, F. Albarracin, and F. Vega, "Design, analysis and prototyping of high voltage nanosecond solid-state marx generator," in *2024 6th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, Dec 2024, pp. 13–18.

- [38] H. Gholamalitabar, J. Adabi, and M. Rezanejad, "A modular step-up high-voltage bipolar pulse generator," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 5, pp. 2736–2741, 2019.
- [39] L. Li, J. Yan, S. Shen, and W. Ding, "A bipolar high voltage pulse generator used for irreversible electroporation ablation," in *2019 IEEE Pulsed Power & Plasma Science (PPPS)*, June 2019, pp. 1–4.
- [40] Y. Liu, R. Fan, X. Zhang, Z. Tu, and J. Zhang, "Bipolar high voltage pulse generator without h-bridge based on cascade of positive and negative marx generators," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 26, no. 2, pp. 476–483, April 2019.
- [41] Y. He, X. You, J. Ma, L. Yu, W. Zeng, S. Dong, Z. Zhang, and C. Yao, "A polarity-adjustable nanosecond pulse generator suitable for high impedance load," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 48, no. 10, pp. 3409–3417, Oct 2020.
- [42] H. M. Zapata-Fonseca, J. I. Guzman, and M. A. Perez, "High voltage pulse generator based on multilevel modular converter for water treatment," in *IECON 2024 - 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2024, pp. 1–6.
- [43] S. Franco-Vergara, J. I. Guzman, and M. A. Perez, "Modular high-voltage pulse generator based on flying capacitor submodules," in *2025 IEEE 19th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2025, pp. 1–6.
- [44] S. A. Velasquez, J. I. Guzman, M. A. Perez, and J. Samanes, "Three-state modulation strategy for capacitor charging in modular high-voltage pulse generator," in *IECON 2025 – 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2025, pp. 1–6.