



Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Estudio de Convertidores Conmutados con Procesamiento de Potencia Redundante para Aplicaciones en Energías Renovables

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Doctor en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

M.C. Iván Alfonso Reyes Portillo

Asesor:

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña

San Luis Potosí, S. L. P.

Febrero 2024





Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado



Doctorado en Ingeniería Eléctrica
Opción Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía

“Estudio de Convertidores Conmutados con Procesamiento de Potencia Redundante para Aplicaciones en Energías Renovables”

Presenta:

M.C. Iván Alfonso Reyes Portillo

Sinodales:

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña
(Asesor de tesis)

Dra. Elvia Ruth Palacios Hernández

Dr. Juan Segundo Ramírez

Dr. Rafael Peña Gallardo

Dr. Jesús Leyva Ramos

Dr. Mario Arturo González García



19 de octubre de 2023

**M.C. IVÁN ALFONSO REYES PORTILLO
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 19 de octubre del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

“Estudio de Convertidores Conmutados con Procesamiento de Potencia Redundante para Aplicaciones en Energías Renovables”

Introducción.

1. Descripción de convertidores CD/CD de alta eficiencia.
2. Estructuras y características de los convertidores con procesamiento de potencia redundante.
3. Análisis y modelado de los convertidores para aplicaciones en energías renovables.
4. Estudio comparativo de los convertidores con procesamiento de potencia redundante.

Conclusiones.

Referencias

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

A T E N T A M E N T E

**DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR**



Copia. Archivo.
*etn.



www.uaslp.mx

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336

“UASLP, más de un siglo educando con autonomía”



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
Área de Investigación y Estudios de Posgrado

DECLARACIÓN

El presente trabajo que lleva por título:

Estudio de Convertidores Conmutados con Procesamiento de Potencia Redundante para Aplicaciones en Energías Renovables

se realizó en el periodo agosto de 2019 a febrero de 2024 bajo la dirección del Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña.

Originalidad

Por este medio aseguro que he realizado el trabajo reportado, y la escritura de este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la UASLP de las opiniones vertidas en este trabajo escrito y asume la responsabilidad total del mismo.

Este trabajo no ha sido sometido como tesis o trabajo terminal a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total, exceptuando el caso cuando existe un convenio específico de doble titulación celebrado entre ambas instituciones.

Se autoriza a la UASLP para que divulgue este documento para fines académicos.

El autor del trabajo escrito, Iván Alfonso Reyes Portillo

Study of Switched Converters with Redundant Power Processing for Renewable Energy Applications

ABSTRACT

Currently, climate change and its environmental consequences are of concern to governments around the world. In the last decade, renewable energy systems have been expanding rapidly as an option to solve environmental problems without reducing energy production. Off-grid systems are used for portable applications or rural areas with difficult access to the grid.

Renewable energy has great relevance as an alternative source of energy generation due to easy implementation, long useful life, absence of environmental pollution, short installation time, great mobility, portability of its elements, and high-power levels to satisfy different load requirements. Systems based on renewable energy have been reported for applications from electrical grids such as battery charging, water pumping systems, electric vehicles, and power supply systems for satellites.

Improving the efficiency of these systems requires aspects such as: low input current ripple, high power processing efficiency and wide voltage/current transformation ratios for versatility in power applications. There is a great effort to improve the performance of these systems. Therefore, DC/DC converters play a fundamental role, being a relevant research topic for the power industry, which aims to increase the energy efficiency of these systems.

This thesis work is a study of switched converters based on the principle of reduced redundant power processing (R^2P^2) applied in DC/DC conversion to renewable energies. In this study, three aspects of interest are derived, which are directed toward modeling, analysis, and comparison with converter topologies, as well as satisfying requirements to be applied in renewable energies. In the study of these systems, due to the diversity of schemes and forms of interconnection of the basic converters with the R^2P^2 concept, the modeling is presented and the characteristics of these systems are analyzed. In addition to compares with the structures reported in the literature to demonstrate the advantages of the concept.

Acrónimos

Los acrónimos usados a lo largo de este trabajo son descritos por sus siglas en inglés, para facilidad de referencia.

CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de óxido Metálico-Semiconductor.
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada
ER	Energías Renovables
MPPT	Seguimiento del Punto de Máxima Potencia
CMV	Celdas Multiplicadoras de Voltaje
ZVS	Conmutación Voltaje Cero
ZCS	Conmutación corriente Cero
ZVT	Transición Cero Voltaje
ZCT	Transición Cero Corriente
R²P²	Procesamiento de Potencia Redundante Reducida
PFC	Corrección del Factor de Potencia
PPP	Procesamiento Parcial de Potencia
PMW	Modulación por Ancho de Pulso
VA	Volt-Amper
SFV	Sistema de Fotovoltaico
FV	Fotovoltaico
RMS	Valor Cuadrático Medio

Índice general

INTRODUCCIÓN	1
1. DESCRIPCIÓN DE CONVERTIDORES CD/CD DE ALTA EFICIENCIA	11
1.1. Convertidores básicos y sus principales características	11
1.2. Convertidores con estructuras en cascada	16
1.3. Convertidores con estructuras intercaladas y sus principales retos	17
1.4. Convertidores con celdas multiplicadoras y acoplamiento magnético	19
1.5. Convertidores resonantes y sus limitaciones de operación	21
1.6. Convertidores con procesamiento de potencia redundantes	23
2. ESTRUCTURAS Y CARACTERÍSTICAS DE LOS CONVERTIDORES CON PROCESAMIENTO DE POTENCIA REDUNDANTE	25
2.1. Concepto del procesamiento de potencia redundante reducido	25
2.2. Estructuras con R^2P^2	26
2.3. Familias de convertidores con R^2P^2	28
2.4. Diseño de los convertidores con R^2P^2	30
3. ANÁLISIS Y MODELADO DE LOS CONVERTIDORES PARA APLICACIONES EN ENERGÍAS RENOVABLES	49
3.1. Técnicas de modelado aplicadas en convertidores CD/CD	49
3.2. Modelo del convertidor de alta ganancia en corriente	54
3.3. Modelado del convertidor reductor cuadrático	68
3.4. Modelo del convertidor reductor cuadrático intercalado	80
3.5. Modelado del convertidor reductor-elevador semicuadrático	85
4. ESTUDIO COMPARATIVO DE LOS CONVERTIDORES CON PROCESAMIENTO DE POTENCIA REDUNDANTE	95
4.1. Resultados experimentales del convertidor 1	95
4.2. Resultados experimentales del convertidor 2	102
4.3. Resultados experimentales del convertidor 3	110
CONCLUSIONES	115
REFERENCIAS	119

Índice de figuras

1.	Producción energética en América Latina a partir de energías renovables [7].	3
2.	Procesos de conversión de la energía eléctrica.	5
1.1.	Clasificación de las estructuras básicas y sus derivaciones.	12
1.2.	Convertidor reductor y su ganancia en voltaje.	13
1.3.	Convertidor elevador y su ganancia en voltaje.	14
1.4.	Convertidor reductor-elevador y su ganancia en voltaje.	14
1.5.	Estructuras eléctricas de los convertidores Sepic, Cúk y Zeta.	15
1.6.	Estructuras generales de los convertidores en cascada.	17
1.7.	Estructuras generales de los convertidores intercalados.	18
1.8.	Estructuras generales de los convertidores con celdas multiplicadoras, a) CMV básica modelo 1, b) CMV básica modelo 2, CMV básica Modelo 3, d) CMV con switch controlado y e) CMV basado en corriente [49].	19
1.9.	Estructuras generales de los convertidores integrados con CIC, a) modelo básico, b) celda tipo pinza activa, c) celda tipo pinza activa con snubber, d) tanque de carga + pinza activa y e) tanque de carga de alta ganancia + pinza activa [49].	21
1.10.	Pérdidas de conmutación dura en convertidores básicos.	22
1.11.	Circuitos resonantes aplicados en convertidores CD/CD, a) ZCS(ZCS-cuasiresonante), b) ZVS(ZVS-cuasiresonante), c) ZVS-PMM, d) ZVT-PWM, e) ZCT-PWM y f) ZCS-PWM [54].	22
1.12.	Estructura de tres puertos en reguladores con PFC.	24
2.1.	Flujo de potencia en una estructura de tres puertos, a) Tipo I, b) Tipo II y c) Tipo III.	27
2.2.	Estructuras con R^2P^2 , a) Tipo I-I, b) Tipo I-II y c) Tipo I-III y d) Tipo II-III . . .	27
2.3.	Familias de las estructuras I-II y I-III basados en el concepto R^2P^2	28
2.4.	Redes eléctricas generalizadas de la estructura I-II, a) I-IIA, b) I-IIB y c) I-IIC. . .	28
2.5.	Redes eléctricas generalizadas de la estructura I-III, a) I-IIIA, b) I-IIIB y c) I-IIIC.	29
2.6.	Familia de la estructura II-III basados en el concepto R^2P^2	29
2.7.	Redes eléctricas de convertidores básicos con salida de voltaje positivo o negativo [65].	30
2.8.	Suma o restas de voltajes de los puertos con los convertidores 1 o 2.	31
2.9.	Convertidor reductor cuadrático derivado de la estructura I-IIIB [70].	33
2.10.	Punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos, a) máximo global y b) máximo local.	34

2.11. Integración del filtro π con paneles fotovoltaicos y el convertidor.	34
2.12. Integración del filtro π con paneles fotovoltaicos y el convertidor.	35
2.13. Estados de operación del convertidor 1, a) estado ON y b) estado OFF.	36
2.14. Formas de onda en un período de conmutación del convertidor 1.	37
2.15. Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con estructura I-IIIB.	38
2.16. Redes eléctricas resultantes de la operación del convertidor, a) estado ON y b) estado OFF.	39
2.17. Formas de onda en el convertidor reductor cuadrático I-IIIB.	39
2.18. Modelo eléctrico de pérdidas presente en el convertidor 2.	41
2.19. Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con función intercalada.	43
2.20. Redes eléctricas equivalentes en los estados de operación del convertidor 3, a) estado ON-A, b) estado ON-B y c) estado OFF.	43
2.21. Formas de onda del convertidor 3.	44
2.22. Propuesta del convertidor reductor-elevador semicuadrático con estructura I-IIIB.	45
2.23. Redes eléctricas correspondientes a los estados de operación del convertidor reductor-elevador semicuadrático, a) ON y b) OFF.	46
2.24. Formas de onda presentes en un periodo de conmutación del convertidor reductor-elevador semicuadrático.	46
2.25. Ganancia del convertidor reductor-elevador semicuadrático, operando en modo reductor y modo elevador.	47
3.1. Esquema general del procesamiento de potencia en convertidores de dos puertos.	52
3.2. Formas de onda durante el procesamiento de potencia indirecta en elementos reactivos.	53
3.3. Modelo VA general de un convertidor reductor de tres puertos.	53
3.4. Red eléctrica correspondiente a estado ON de convertidor de alta ganancia en corriente.	54
3.5. Red eléctrica correspondiente a estado ON de convertidor de alta ganancia en corriente.	55
3.6. Formas de onda de voltaje en los capacitores del sistema obtenidas del modelo conmutado y modelo promedio.	58
3.7. Formas de onda de corriente en los inductores del sistema obtenidas del modelo conmutado y modelo promedio.	59
3.8. Respuestas en frecuencia del modelo conmutado y modelo lineal.	59
3.9. Esquema del convertidor 1 en lazo cerrado.	61
3.10. Variaciones de corriente en la entrada del convertidor.	62
3.11. Variaciones de carga en el convertidor.	62
3.12. Transitorio ante perturbaciones de carga.	63
3.13. Etapas de procesamiento de potencia del convertidor 1.	63
3.14. Modelado del área VA de la potencia de entrada y salida del SFV propuesto.	64
3.15. Potencias directas y diferenciales procesadas por el filtro y el convertidor 1.	65
3.16. Potencia promedio procesada por el convertidor 2 y el búfer.	66

3.17. Área del factor k recomendado para la operación del convertidor.	67
3.18. Voltajes en los capacitores C_2 de la estructura propuesta y la estructura en cascada.	68
3.19. Potencia promedio procesada en los capacitores C_2 : Propuesta (Rojo) y cascada (Negro).	68
3.20. Red eléctrica correspondiente al estado ON del convertidor reductor cuadrático.	69
3.21. Red eléctrica correspondiente al estado OFF del convertidor reductor cuadrático.	69
3.22. Validación del modelo promedio y el modelo conmutado del convertidor reductor cuadrático.	71
3.23. Respuesta en frecuencia del modelo lineal y el modelo conmutado del convertidor 2.	72
3.24. Respuesta en frecuencia y esquema en lazo cerrado.	73
3.25. Variaciones de voltaje en la entrada.	74
3.26. Cambios de carga en el sistema en lazo cerrado.	74
3.27. transitorio durante el cambio de carga del convertidor en lazo cerrado.	75
3.28. Modelado del área VA de la potencia de entrada y salida del convertidor reductor cuadrático.	76
3.29. Etapas de procesamiento de potencia en el convertidor reductor cuadrático.	76
3.30. Potencia promedio procesada en la primera etapa del convertidor reductor cuadrático.	77
3.31. Potencia promedio procesada en la segunda etapa del convertidor reductor cuadrático.	79
3.32. Área del factor k propuesto en el convertidor reductor cuadrático.	79
3.33. Red eléctrica correspondiente al estado (ON-A).	80
3.34. Red eléctrica correspondiente al estado (ON-B).	81
3.35. Red eléctrica correspondiente al estado OFF.	82
3.36. Formas de onda del modelo promedio y modelo conmutado.	84
3.37. Formas de onda del modelo promedio y modelo conmutado.	85
3.38. Red eléctrica correspondiente al estado ON de convertidor reductor-elevador	86
3.39. Red eléctrica correspondiente al estado OFF de convertidor reductor-elevador.	86
3.40. Formas de onda del modelo promedio y del modelo conmutado.	89
3.41. Respuesta en frecuencia del modelo lineal y del modelo conmutado en G_1	90
3.42. Lugar geométrico de polos-ceros en G_1	91
3.43. Respuesta en frecuencia del modelo lineal y del modelo conmutado en G_2	91
3.44. Lugar geométrico de polos-ceros en G_2	92
3.45. Comparación de ganancias de convertidores reductores-elevadores.	93
4.1. Prototipos experimentales del SFV a) con filtro y b) sin filtro.	96
4.2. Formas de onda de corriente, a) Ganancia (M) experimental en relación de la corriente del panel (I_{PV}) y la corriente de salida (I_o) y b) corriente de entrada del convertidor con filtro y sin filtro.	96
4.3. Formas de onda del ciclo de trabajo (D) y el voltaje en el capacitor C_{PV}	97
4.4. Formas de onda de voltajes en los capacitores a) C_3 , b) C_2 y c) C_3	97
4.5. Formas de onda de corrientes en los inductores a) L_1 , b) L_2 y c) L_3	98

4.6.	Eficiencia global e individual de cada etapa del SFV.	99
4.7.	Gráfica del porcentaje de pérdidas globales presentes en el SFV.	100
4.8.	Gráficas de eficiencias experimentales: Propuesta del SVF con R^2P^2 (Azul), convertidor con R^2P^2 sin filtro [16] (Rojo) y convertidor en cascada [95] con filtro (Negro).	100
4.9.	Comparación gráfica de ganancia en corriente de los convertidores analizados en la Tabla 4.2.	102
4.10.	Prototipos experimentales, a) Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 , b) Convertidor reductor cuadrático en cascada.	102
4.11.	Formas de onda de corriente en la entrada del convertidor (I_{in}), a) propuesta del convertidor R^2P^2 , b) convertidor en cascada.	103
4.12.	Formas de ondas experimentales de corrientes en los inductores (a- R^2P^2 y b-cascada), a) L_1 y b) L_2	104
4.13.	Formas de ondas experimentales de voltajes en los capacitores (a- R^2P^2 y b-cascada), a) C_1 y b) C_2	104
4.14.	Gráfico experimental de las eficiencias obtenidas del convertidor R^2P^2 propuesto y del convertidor en cascada.	105
4.15.	Gráfica del porcentaje de pérdidas globales presentes en el convertidor.	106
4.16.	voltaje en el capacitor C_1 : propuesta R^2P^2 (Rojo), convertidor en cascada (Azul). 107	
4.17.	Comparación de ganancia (M) contra ciclo de trabajo (D) de convertidores reductores reportados en la literatura.	109
4.18.	Eficiencia de las topologías reductoras descritas en la literatura.	110
4.19.	Prototipo del convertidor reductor cuadrático intercalado.	110
4.20.	Señales de PWM empleadas para la activación de los interruptores Q	111
4.21.	Formas de onda de corrientes en los inductores, a) corrientes en los inductores L_1 y L_3 , b) corrientes en los inductores L_2 y L_4	112
4.22.	Corriente de salida del convertidor reductor cuadrático intercalado.	112
4.23.	Relación de transformación en corriente de los convertidores reductores.	113
4.24.	Comparación estrés de la de corriente en los interruptores controlados, a) Q_1 y b) Q_2	114

Índice de tablas

2.1.	Convertidores con R^2P^2 reportados en la literatura.	32
2.2.	Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 1.	37
2.3.	Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 2.	40
2.4.	Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 3.	45
2.5.	Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 4.	48
3.1.	Parámetros de diseño del SFV.	57
3.2.	Parámetros de diseño del compensador tipo III.	60
3.3.	Parámetros de diseño del convertidor reductor cuadrático.	71
3.4.	Coefficientes de la función de transferencia del convertidor 2.	72
3.5.	Parámetros de diseño del compensador tipo III.	73
3.6.	Parámetros de diseño del convertidor reductor cuadrático intercalado.	83
3.7.	Parámetros de diseño del convertidor reductor-elevador semicuadrático.	88
3.8.	Coefficientes de las funciones de transferencia G_1 y G_2	89
3.9.	Comparación de convertidores reductores-elevadores	92
4.1.	Cálculo de pérdidas en de forma experimental.	99
4.2.	Comparación de convertidores de alta ganancia.	101
4.3.	Cálculo de pérdidas en el prototipo del convertidor reductor cuadrático.	106
4.4.	Comparación de convertidores reductores. Q^* (interruptores), S^* (diodos), C^* (capacitores), L^* (inductores), M^* (ganancia), I_L^* (corriente en L), V_C^* (Voltaje en C).	108
4.5.	Comparación de convertidores reductores.	113

DEDICATORIA:

A MIS PADRES JAVIER Y BEATRIZ POR BRINDARME SU APOYO INCONDICIONAL NO SOLO DURANTE ESTA ETAPA, SINO A TRAVÉS DEL TRANSCURSO DE MI VIDA, SIN USTEDES AMADOS PADRES JAMÁS LO HUBIERA LOGRADO. A USTEDES LES DEBO TODO LO QUE SOY, ES UNA BENDICIÓN TENERLOS EN MI VIDA, GRACIAS POR DARME MÁS ALLÁ DE LO QUE ESTABA A SU ALCANCE. A MIS HERMANOS GLADYS Y FRANCISCO POR APOYARME INCONDICIONALMENTE, POR SU CONFIANZA Y POR DECIRME LAS PALABRAS ADECUADAS EN EL MOMENTO PRECISO PARA FOMENTAR LA CONFIANZA EN MÍ. GRACIAS HERMANOS POR LOS SACRIFICIOS Y ESFUERZOS QUE REALIZARON PARA APOYAR MI DESARROLLO PROFESIONAL.

Agradecimientos

A dios, por darme la fortaleza necesaria para seguir adelante durante este trayecto vida.

A mi asesor, el Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña por el apoyo que recibí, por la comprensión, la paciencia y consejos, así como los conocimientos brindados para el desarrollo de este trabajo doctoral.

Al comité revisor conformado por la Dra. Elvia Palacios, el Dr. Juan Segundo, el Dr. Mario González, el Dr. Jesús Leyva y el Dr. Rafael Peña, por sus aportaciones para mejorar este trabajo de investigación.

A Dora Castro, Claudia Rivera, Saúl Méndez, Julio Hernández y Edgardo Netzahuatl amigos de doctorado, que me acompañaron durante este proceso de formación académica.

A la Universidad Autónoma de San Luis Potosí por brindarme todos los recursos necesarios para mi desarrollo académico, profesional y personal.

Al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencia y Tecnología, el por los recursos para el desarrollo de este proyecto de tesis.

Introducción

ANTECEDENTES

La humanidad tiene una larga historia con el uso de las Energías Renovables (ER). Durante muchos siglos, las fuentes de energía renovable como solar, eólica e hídrica han sido utilizadas por los seres humanos en los hogares, la agricultura, la artesanía y el comercio. Esta situación difícil se vivió hasta la primera revolución industrial. Las ER fueron sustituidas por los combustibles fósiles, como el petróleo y el carbón, que en aquella época eran fuentes de energía baratas y abundantes. Sin embargo, esto provocó grandes problemas ambientales, que actualmente se experimentan, como el cambio climático, la contaminación de los mantos acuíferos, la destrucción de la capa de ozono y la contaminación de los océanos. Ante estas problemáticas, los gobiernos mundiales han sumado esfuerzos para reparar los daños provocados por esos combustibles fósiles. Las energías renovables se han convertido en una solución que promete mejorar la situación medioambiental. Sin embargo, las ER aún no son capaces de sustituir por completo la energía producida por los combustibles fósiles, debido a que presentan retos importantes durante su proceso de producción. Algunos de estos retos se están abordando desde el punto de vista de la ingeniería, como la integración de la electrónica de potencia con las fuentes de ER (paneles fotovoltaicos, generadores eólicos y celdas de hidrógeno). En este capítulo se abordará un panorama general del uso de las ER en un ámbito global y nacional, además de plantear las problemáticas y el objetivo general de este trabajo de investigación.

LAS ENERGÍAS RENOVABLES EN UN ESCENARIO GLOBAL

Las ER han tomado gran relevancia en la generación de energía eléctrica a nivel global. En algunas zonas, el desarrollo de estas tecnologías es más avanzado debido a sus grandes fortalezas económicas. El continente europeo lleva una gran ventaja en el desarrollo de estas tecnologías. Sin embargo, América Latina cuenta con mayor potencial debido a sus recursos y su ubicación geográfica. A continuación, se describen algunos datos actuales que han motiva-

do el interés por las ER en estas dos zonas geográficas.

Europa

La tensión política entre la Unión Europea (UE) y Rusia ha complicado el traslado y la venta del gas natural. Este recurso es una de las principales fuentes de energía empleadas por los países miembros europeos. Por tal motivo, los países miembros de la UE han apostado fuerte al uso de las ER para suplir esas carencias energéticas. En la UE, las ER generaron el 38 % de la electricidad en 2020, superando a los combustibles fósiles en el 37 %. Hasta el momento, nueve países miembros de la UE han iniciado una eliminación gradual del carbón, mientras que otros trece han acordado una fecha para hacerlo y cuatro están considerando posibles fechas. En 2020, las emisiones de gases de efecto invernadero en Europa de veintisiete disminuyeron en casi un 10 % en comparación con 2019, lo que representa una disminución sin precedentes debido a la pandemia de COVID-19, que provocó una reducción del 31 % en las emisiones globales en comparación con 1990 [1]. La tecnología solar ha experimentado un crecimiento en Europa debido a la falta de gas natural. Países como Alemania, Grecia y Austria instalaron aproximadamente 150,000 metros cuadrados de recolectores solares. Actualmente, Alemania es el líder en instalación de colectores solares con aproximadamente 470,000 metros cuadrados. Los países europeos mantienen el liderazgo en el empleo de las ER. En 2019, Portugal constituyó el parque de energía solar fotovoltaica con el menor costo en el mundo, que hasta la fecha aún se mantiene [2, 3].

Los países europeos con la mayor cuota energética procedente de fuentes renovables son Suecia, Finlandia, Letonia, Dinamarca y Austria. En 2018, se revisaron e integraron medidas sobre energía limpia con el objetivo de alcanzar en 2030 un mínimo del 32 %. Las ER, junto con la eficiencia energética, son un pilar fundamental que buscan los países de la UE para alcanzar una independencia energética de países como Rusia y China. Durante el período de 2015 a 2023, la UE ha experimentado un crecimiento constante en la capacidad de generación de ER y adoptó políticas ambiciosas para promover la transición hacia un sistema de energía más limpio, sostenible e independiente [4, 5].

América Latina

El escaso acceso a la energía en las poblaciones rurales constituye un problema mundial. Según el Banco Mundial, en 2014, solo el 73.03 % de la población rural en todo el mundo tenía acceso a la electricidad, mientras que en América Latina y el Caribe (ALC), 17 millones de personas no tenían acceso a dicha forma de energía, siendo las poblaciones rurales las más afectadas. En los años setenta y ochenta, los países pusieron en marcha programas de electrificación

rural, generalmente a través de la extensión de la red nacional de electricidad. Sin embargo, debido al difícil acceso a estas zonas, se ha apostado por microredes de corriente directa (CD) basadas en energías renovables, principalmente paneles fotovoltaicos [6]. Debido a esto, los nuevos gobiernos en América Latina y el Caribe han demostrado estar más interesados en la transición energética, pasando de los combustibles fósiles a las ER.

Según un informe publicado por la organización de investigación Global Energy Monitor, la capacidad eólica y solar a gran escala de la región aumentará en más del 460 % para 2030. Para entonces, se producirían aproximadamente 319 GW de potencia solar y eólica. Uno de los principales proyectos de energía renovable en Latinoamérica es el Parque Eólico H2 Magallanes, en Chile, que generará hasta 10 GW y comenzará a funcionar en 2027. Otro proyecto que pretende generar 5.7 GW está ubicado en Brasil, y lleva por nombre "Berço Das Gerais", el cual sería uno de los parques solares más grandes de Latinoamérica. Con este proyecto, Brasil podría tener una capacidad de 217 GW entre potencia eólica y solar para 2030, lo que lo convertiría en líder de la región. Según el reporte, le siguen países como Chile, Colombia, Perú y México en esta carrera por el liderato de las ER en Latinoamérica [7]. En la Figura 1 se presenta la gráfica del incremento de la producción energética a partir de las energías renovables en América Latina.

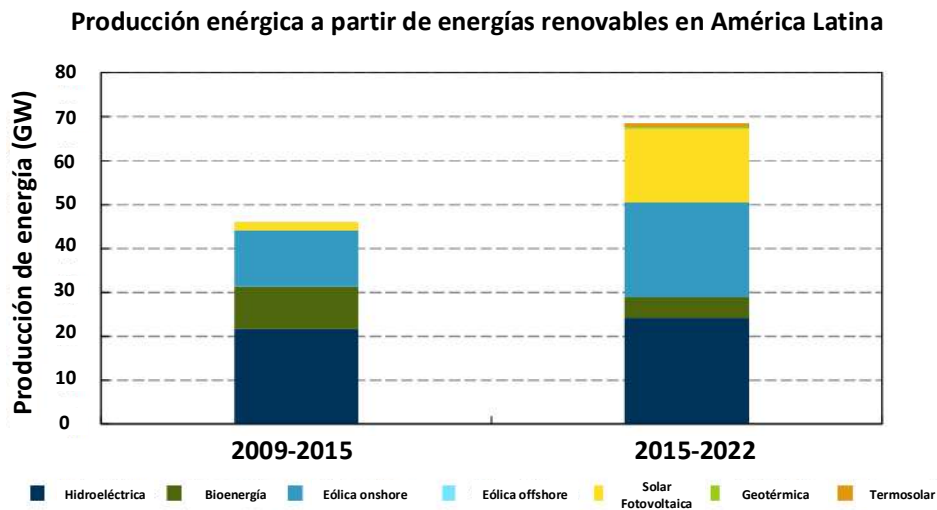


Figura 1: Producción energética en América Latina a partir de energías renovables [7].

LAS ENERGÍAS RENOVABLES EN MÉXICO

En México uno de sus objetivos es que el 35 % de la generación de electricidad provenga de fuentes de energía limpia para 2024. En el 2022 México generó el 26.7 % de su electricidad a partir de fuentes renovables. Sin embargo, continúa expandiendo su sector renovable, ya que se espera que la demanda de electricidad en México crezca un 12.7 % para 2024. A medida que México avanza en la adopción de fuentes de energía renovable, se espera que la expansión de este sector genere más empleos de alta calidad y contribuya al logro del objetivo de México de alcanzar emisiones netas de carbono cero para el año 2050. Además, las energías renovables ofrecen una alternativa económica para electrificar áreas rurales de difícil acceso.

Según el informe del Departamento de Energía de los Estados Unidos, México posee un potencial significativo para el desarrollo de la industria de energías renovables, con la capacidad de generar 24,918 GW de potencia solar fotovoltaica en todo el país. México se encuentra entre los cinco países con mayor potencial en la generación de energía solar en el mundo. La cantidad promedio de energía solar recibida en el país es de 5 kWh por metro cuadrado al día, lo que sugiere que el potencial solar bruto equivale a aproximadamente 50 veces la energía eléctrica total generada en el país [8, 9]. Por otro lado, se generan 3.669 GW de potencia eólica, 2.5 GW de potencia geotérmica convencional y 1.2 GW de potencia hidráulica. A pesar de estos logros, todavía se enfrentan desafíos significativos, especialmente en lo que respecta a la eficiente gestión de la energía generada por estas fuentes.

INTEGRACIÓN DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA EN LAS ENERGÍAS RENOVABLES

La electrónica de potencia es la parte de la electrónica que se encarga del control y la conversión de la energía eléctrica [10]. Esta rama es fundamental en la gestión de la energía producida por las fuentes de ER. Dentro de la electrónica de potencia, existen cuatro etapas de conversión, como se muestra en la Figura 2. Cada etapa presenta diferentes sistemas que ayudan a llevar a cabo esa conversión. Para convertir Corriente Alterna (CA) a Corriente Directa (CD), normalmente se emplean rectificadores no controlados construidos con diodos. Para la conversión de CD a CA, se utilizan inversores construidos con IGBT y MOSFETs. Sin embargo, para la conversión de CA a CA, se emplean cicloconvertidores, principalmente en aplicaciones donde se requiere cambiar la frecuencia de la onda sinusoidal fundamental.

Este trabajo de investigación se centra principalmente en el estudio del proceso de conversión de CD a CD debido a que la mayoría de las fuentes de ER producen este tipo de energía

eléctrica, como los paneles fotovoltaicos, las celdas de combustibles y los generadores eólicos de imanes permanentes como el modelo BE1L6-SPSE2L0, por mencionar algunos. Los convertidores CD/CD son sistemas construidos con MOSFETs o IGBTs que integran filtros reactivos y operan a alta frecuencia para lograr esa conversión de energía [11]. Sin embargo, para integrar los diferentes sistemas de conversión a las energías renovables, hay ciertos requisitos que se deben cumplir. De ahí la motivación del estudio de la conversión de CD a CD.

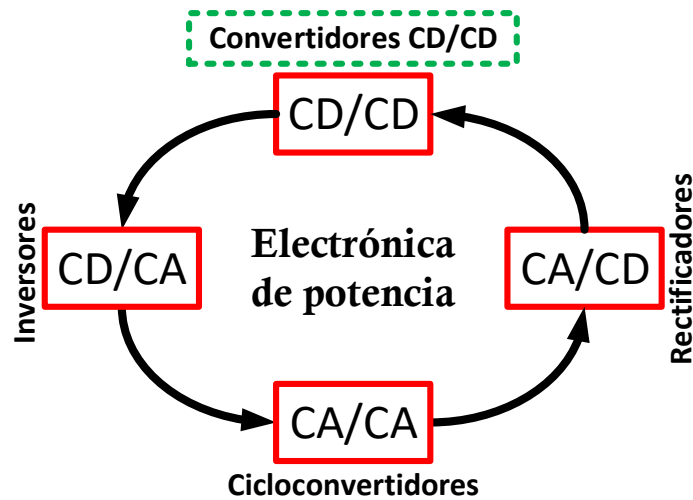


Figura 2: Procesos de conversión de la energía eléctrica.

REQUERIMIENTOS DE LOS CONVERTIDORES CD/CD APLICADOS EN ENERGÍAS RENOVABLES.

La gestión de la energía eléctrica generada por fuentes de ER requiere un adecuado procesamiento del voltaje y la corriente. Los convertidores CD/CD se utilizan para acondicionar la energía generada por la fuente (módulo fotovoltaico, generador eólico y celda de combustible). Un problema de los convertidores de potencia es su vida útil, la cual se ve reducida debido a los esfuerzos térmicos y eléctricos a los que son sometidos durante este proceso de conversión. Con las nuevas tendencias de aplicaciones donde se requieren altos niveles de corriente y bajos niveles de voltaje, el estrés térmico y energético en los semiconductores aumenta. Por tanto, es importante realizar una selección adecuada del convertidor CD/CD en el diseño de sistemas de generación de energía. Existen diferentes estructuras de convertidores CD/CD para el acondicionamiento de energía. Sin embargo, los requisitos deseables de los CD/CD para su integración con fuentes de ER son:

- Alta relación de conversión de voltaje/corriente.
- Alta eficiencia en el proceso de conversión de energía.
- Demanda de corriente continua a las fuentes de ER.
- Alta densidad de potencia.
- Bajo nivel de rizado de corriente/voltaje en la salida del convertidor.
- Bajo nivel de complejidad en su implementación.
- Adecuada regulación de voltaje/ corriente en la salida del convertidor [12].

Lograr todos los requerimientos antes mencionados se vuelve una ardua tarea y al mismo tiempo un área de oportunidad para el desarrollo de nuevas estructuras CD/CD. Esta investigación se enfocó en el diseño y análisis de convertidores que satisfacen algunos de los requerimientos anteriores los cuales son descritos en las contribuciones de este trabajo.

PROBLEMÁTICA

El desarrollo de nuevos convertidores CD/CD con alta ganancia y con alta eficiencia es un aspecto de interés debido al gran mercado que tienen como sistemas de alimentación a partir de fuentes renovables. Actualmente se han desarrollado una serie de familias de convertidores con alta relación de transformación basados en el principio de procesamiento de potencia redundante. Sin embargo, los modelos, el estudio de las características dinámicas y la operación de los convertidores para diferentes tipos de aplicaciones no han sido abordadas, por lo cual es un área de potencial oportunidad por su impacto en el desarrollo de sistemas de alimentación más eficientes integrando fuentes de ER.

HIPÓTESIS

Es posible mejorar aspectos de manejo de energía en la parte de conversión CD/CD en los sistemas enfocados a energías renovables con el uso de convertidores con procesamiento de potencia redundante reducida, en comparación con las topologías convencionales y algunas estructuras típicas empleadas en estas aplicaciones.

OBJETIVO GENERAL

Realizar el estudio de convertidores conmutados con procesamiento de potencia redundante reducida (R^2P^2) para aplicaciones en energías renovables; donde las topologías satisfagan los diferentes requerimientos asociados a la aplicación.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Los objetivos específicos de esta tesis se presentan a continuación:

- Establecer los requerimientos y criterios de diseño de convertidores para diferentes aplicaciones tales como sistemas de alimentación con iluminación por LEDS, bancos de baterías, etc.
- Analizar de convertidores basados en el procesamiento de potencia redundante que exhiban grandes relaciones de transformación elevadoras y reductoras.
- Proponer topologías de convertidores basados en el procesamiento de potencia redundante.
- Seleccionar al menos dos topologías que satisfagan los requerimientos establecidos.
- Realizar el análisis de diseño y operación de las topologías seleccionadas.
- Desarrollar modelos y esquemas de control que permitan satisfacer la tarea de regulación en las variables de interés en el convertidor.
- Comprobar a partir de simulación los modelos de los convertidores y los esquemas de control.
- Construir prototipos y realizar pruebas experimentales de los prototipos para validar los resultados teóricos obtenidos.

PUBLICACIONES

Las publicaciones de este trabajo doctoral se mencionan a continuación, las cuales fueron plasmadas y presentadas en diferentes foros nacionales e internacionales, así como en revistas indexadas en el Journal Citation Reports (JCR). Los trabajos se enfocaron el principalmente en el desarrollo de modelos y diseños de técnicas de regulación aplicados en energías renovables.

Además de proponer nuevas estructuras con R^2P^2 con potencial para aplicaciones que requieran altos niveles de corriente como vehículos eléctricos, iluminación LED y carga de baterías. A continuación, se enlistan los trabajos presentados en foros nacionales e internacionales.

- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, E. M. Netzahuatl-Huerta, E. R. Palacios Hernández y S. R. Méndez-Elizondo; **Modeling of a Quadratic Buck Converter Based on the R^2P^2 Concept for PV Applications**; IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2020 [13].
- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, E. M. Netzahuatl-Huerta, E. R. Palacios-Hernández, S. R. Méndez-Elizondo y E. Reyes-Sánchez; **Design of a DC Transformerless Step-Down Regulator**; IEEE International Autumn Meeting on Power Electronics and Computing (ROPEC), 2021 [14].
- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo, E. R. Palacios-Hernández y C. A. Rivera-Romero; **Modeling of an Interleaved Quadratic Buck Converter**; Congreso Nacional de Control Automático, 2022 [15].
- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo, A. Hernández-Rodríguez, E. R. Palacios-Hernández y C. A. Rivera-Romero; **Analysis and Design of Buck Converter R^2P^2 with Interleaved Function**; IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2022 [16].
- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo y C. A. Rivera-Romero; **Convertidor Buck Cuadrático R^2P^2 para Aplicaciones de Iluminación Led**, Congreso Nacional de Circuitos y Sistemas (CONCYS), 2022 [17].
- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo, A. Hernández-Rodríguez, E. R. Palacios-Hernández y C. A. Rivera-Romero; **Modeling of a Buck-Boost Converter With High Transformation Range for EV**, IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2023 [78].

Como productos de esta investigación se obtuvieron dos publicaciones en revistas JCR, pertenecientes a el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). A continuación, se presenta los trabajos publicados:

- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo, C. A. Rivera-Romero, E. R. Palacios-Hernández; **Design and Modeling of a High Current Ratio Converter for PV Applications**; IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, 2023, Factor de Impacto 1.3 [18].

- I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, E. M. Netzahuatl-Huerta y R. Loera-Palomo; ***Design and Analysis of Quadratic Buck Converter Based on the Reduced Redundant Power Processing***, IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, 2023, Factor de Impacto 5.5 [19].

CONTRIBUCIONES

Las contribuciones de este trabajo se describen a continuación:

- Se analizó un convertidor elevador de corriente para aplicaciones fotovoltaicas, con demanda de corriente continua en la entrada y alta eficiencia. El cual fue reportado en la revista IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS.
- Se analizó un convertidor reductor cuadrático con un solo interruptor controlado, voltaje diferencial a la salida y alta eficiencia. Se comprobó las ventajas del convertidor con procesamiento de potencia redundante reducida a través del modelado por áreas VA. Los resultados obtenidos fueron reportados en la revista IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS.
- Se propusieron dos nuevos convertidores obtenidos a partir del concepto R^2P^2 . Un convertidor reductor cuadrático intercalado con alta densidad de potencia y bajo nivel de rizado de corriente/voltaje en la salida y un convertidor reductor-elevador semicuadrático con alta ganancia en voltaje y con capacidad reductora. Ambos convertidores fueron presentados en el congreso internacional IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC).

ESTRUCTURA DE LA TESIS

Este documento de tesis se divide en cuatro capítulos, los cuales se estructuran de la siguiente manera:

- En el Capítulo I se presenta una descripción de las diferentes estructuras de convertidores CD/CD propuestas en la literatura, considerando sus ventajas y limitaciones para su aplicación en fuentes de energías renovables.
- En el Capítulo II se introduce el concepto de procesamiento de potencia redundante reducida, junto con las estructuras que componen dicho concepto. Se definen las familias

de convertidores pertenecientes a cada estructura y partir de esas familias se presentan los convertidores seleccionados para el estudio realizado en este trabajo de tesis.

- En el Capítulo III se desarrolla el modelo promedio y lineal de los convertidores seleccionados en el capítulo anterior. Además, se realiza una validación numérica para corroborar los modelos. Por último, se analiza a través del modelado por áreas el procesamiento de potencia redundante y se sugiere las áreas de operación de cada convertidor considerando el factor k .
- En el Capítulo IV se discuten los resultados experimentales obtenidos en prototipos mínimos funcionales de los convertidores propuestos en este trabajo. Estos resultados se comparan con las estructuras presentadas y reportadas en la literatura con el propósito de demostrar las ventajas de las estructuras propuestas con R^2P^2 .

Al final de este documento, se presentan las conclusiones y recomendaciones de las estructuras presentadas, así como los trabajos futuros.

1

Descripción de convertidores CD/CD de alta eficiencia

1.1. CONVERTIDORES BÁSICOS Y SUS PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS

Las fuentes de ER no pueden operar de manera autónoma como un sistema de generación debido a su naturaleza intermitente [20, 21]. Los convertidores CD/CD se emplean principalmente para ajustar el voltaje y la corriente de salida de acuerdo con las necesidades de las diferentes aplicaciones. Estos sistemas han desempeñado un papel importante en el campo de la ingeniería energética. Su uso se extiende ampliamente a aplicaciones industriales y sistemas de fuentes de ER. Los convertidores desempeñan un rol fundamental en cualquier sistema de ER, ya que pueden estabilizar el voltaje de salida en situaciones intermitentes. La calidad del procesamiento de la potencia en los sistemas de ER depende en gran medida de la operación estable de los convertidores de potencia y de su estrategia de control [22, 23]. Por ejemplo, en sistemas solares de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), se utiliza combinado con un convertidor elevador. Este convertidor aumenta el voltaje de entrada de los paneles fotovoltaicos. No obstante, la mayoría de los convertidores y las técnicas de control convencionales presentan diversas limitaciones que afectan su eficiencia en los sistemas de ER. Existe

un grupo de estructuras de convertidores CD/CD muy conocidos y estudiados en la literatura que se han aplicado en ER y que actualmente se consideran básicos. Estas estructuras presentan cierta simplicidad en su implementación y, por lo tanto, han dominado el mercado de las fuentes conmutadas. Dentro de la clasificación de convertidores básicos existen dos vertientes, los convertidores aislados, los cuales cuentan con inductores acoplados cercanos a la fuente, y los convertidores no aislados [24, 25, 26]. Los convertidores no aislados presentan estructuras derivadas de sus características principales. En la Figura 1.1 se presenta la clasificación de las estructuras básicas y sus derivaciones.

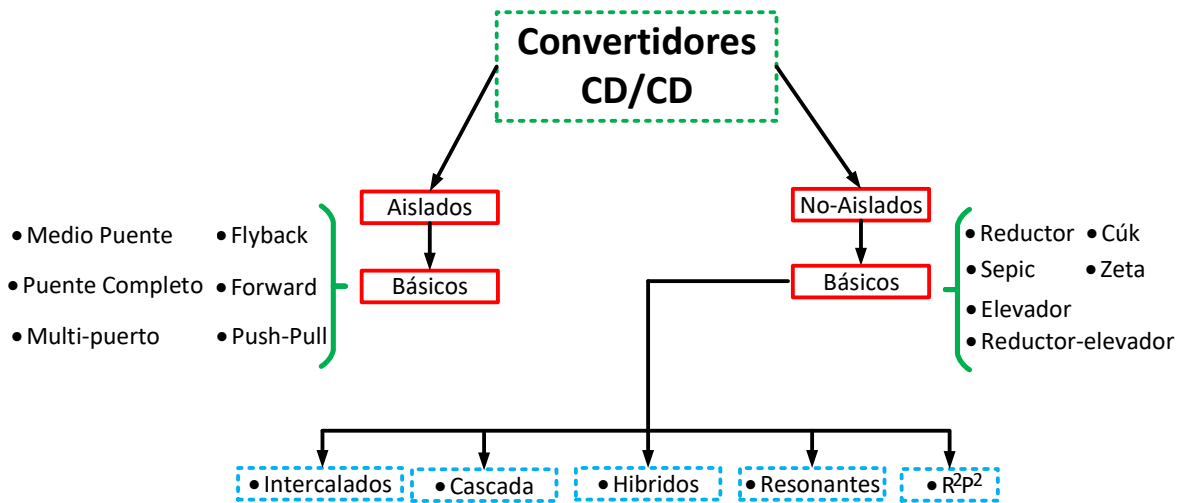


Figura 1.1: Clasificación de las estructuras básicas y sus derivaciones.

Debido a el amplio número de convertidores existentes en la literatura, este trabajo de investigación se centró en las estructuras no aisladas. Las eficiencias de los convertidores básicos está dado por:

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (1.1)$$

donde P_o es la potencia de salida y P_{in} es la potencia de entrada. A continuación, se presenta una descripción general de cada convertidor básicos no aislado.

CONVERTIDOR REDUCTOR

El convertidor reductor, también conocido como reductor, es un dispositivo de conversión de potencia que opera con corriente continua. La salida produce un voltaje continuo menor que el voltaje de entrada. Este tipo de convertidor es una fuente conmutada que consta de dos componentes semiconductores (un transistor Q y un diodo S), un inductor L y un capacitor C

en la salida. Este convertidor es un sistema de segundo orden con características de fase mínima en su función de transferencia del ciclo de trabajo (D) con respecto a su voltaje de salida (V_o). En la Figura 1.2 se presenta el convertidor reductor y su ganancia de voltaje de entrada/salida en función del ciclo de trabajo. Este convertidor se caracteriza por su simplicidad en diseño y operación. Una limitación de este convertidor es la ganancia, ya que para aplicaciones que requieren altos niveles de reducción, es necesario operar el convertidor con un bajo ciclo de trabajo, lo que resulta en un mayor estrés de corriente y voltaje en los semiconductores [25, 26].

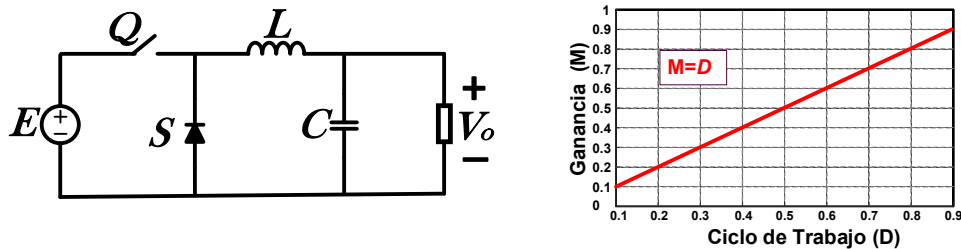


Figura 1.2: Convertidor reductor y su ganancia en voltaje.

Otra desventaja de esta estructura cuando se emplea en aplicaciones de ER es que se presenta una corriente discontinua en la entrada del convertidor. Esta característica no es favorable para las celdas de combustibles y los paneles fotovoltaicos, ya que reduce la vida útil de estas fuentes de ER. Para remediar esta característica, es necesario agregar un filtro LC , lo que aumenta el tamaño del sistema [13]. Este convertidor, al tener una alta relación de transformación de corriente, presenta mayores pérdidas en conducción, lo que resulta en una baja eficiencia en el procesamiento de potencia.

CONVERTIDOR ELEVADOR

Los convertidores elevadores tienen la función de elevar el voltaje de entrada, lo que permite utilizar esta configuración para suministrar voltajes elevados a la carga. Esta estructura generalmente opera con bajos niveles de corriente en la salida del sistema. Debido a sus características de operación y su alta eficiencia, esta estructura es ampliamente utilizada en aplicaciones de ER [27]. En la Figura 1.3 se presenta la estructura eléctrica del convertidor elevador y su aumento de voltaje en función del ciclo de trabajo.

Este convertidor presenta una demanda de corriente continua en la entrada del convertidor. Otra ventaja del convertidor elevador son los bajos niveles de corriente en los semiconductores, lo que hace que los dispositivos sean más económicos. Algunas limitaciones de este convertidor están relacionadas con su ganancia de conversión. Esto se debe a que, para lograr

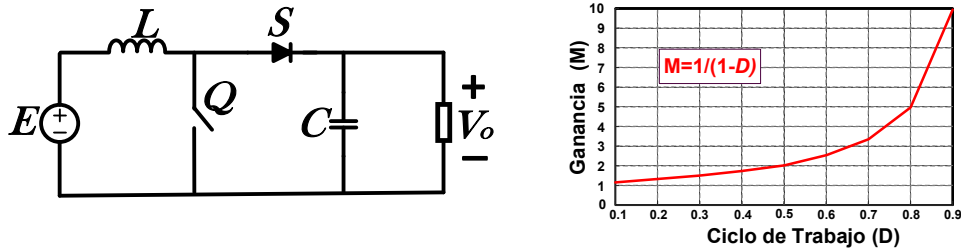


Figura 1.3: Convertidor elevador y su ganancia en voltaje.

una alta relación de transformación, debe operar con ciclos de trabajo superiores al 0.7, lo cual no es conveniente ya que esto deteriora su eficiencia y lo hace más susceptible a fallas en los semiconductores debido a los altos niveles de estrés de voltaje. Otra desventaja de este convertidor es que presenta características de fase no mínima en su función de transferencia que relaciona el voltaje de salida con respecto a su ciclo de trabajo [28]. Debido a esta característica, el diseño de controladores para regular la salida se vuelve más complejo.

CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR

El convertidor reductor-elevador es una estructura que tiene la capacidad de elevar o reducir el voltaje de entrada. Esta estructura es ampliamente utilizada en aplicaciones de ER debido a su operación [29]. Este convertidor sirve de base para otros convertidores CD/CD, como los convertidores Cúk, Sepic y Zeta, que buscan mejorar algunas características de operación, pero manteniendo la misma ganancia en voltaje. En la Figura 3.45 se muestra la estructura eléctrica del convertidor reductor-elevador y su ganancia de voltaje en sus modos elevador y reductor.

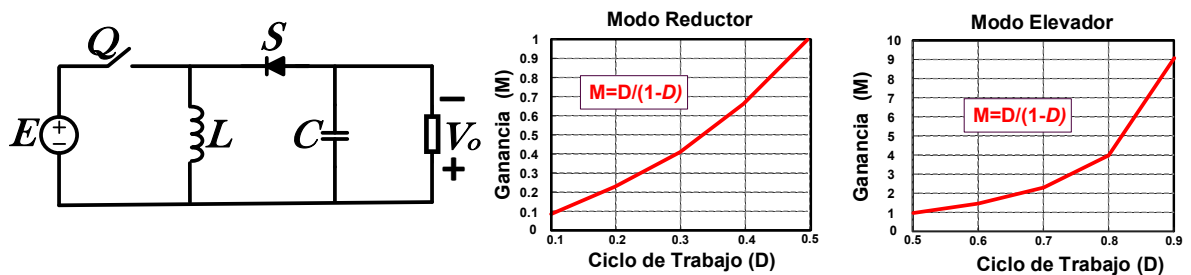


Figura 1.4: Convertidor reductor-elevador y su ganancia en voltaje.

Algunas desventajas de este convertidor incluyen la presencia de un voltaje invertido en la salida, lo que puede causar problemas de implementación e incluso fallos en las conexiones a tierra. Además, este convertidor presenta características de fase no mínima en la función de transferencia que relaciona el voltaje de salida con el ciclo de trabajo, lo que requiere el diseño

de controladores más complejos. También presenta una corriente discontinua en la entrada, lo cual no es conveniente para las fuentes de ER [29, 30]. Aunque esta estructura ofrece muchas flexibilidades de operación, también plantea numerosos desafíos desde el punto de vista del control.

CONVERTIDORES SEPIC, CÚK Y ZETA

Los convertidores Sepic, Cúk y Zeta son derivados del convertidor reductor-elevador y se consideran básicos debido a que han sido ampliamente estudiados en la literatura. Estos convertidores son sistemas de cuarto orden, constituidos por dos inductores y dos capacitores, con la capacidad de reducir y elevar el voltaje de entrada de acuerdo con el valor en el que opera el ciclo de trabajo. La ganancia de estos convertidores es igual a la desarrollada por el convertidor reductor-elevador [36]. En la Figura 1.5 se muestran los esquemas de los convertidores Sepic, Cúk y Zeta.

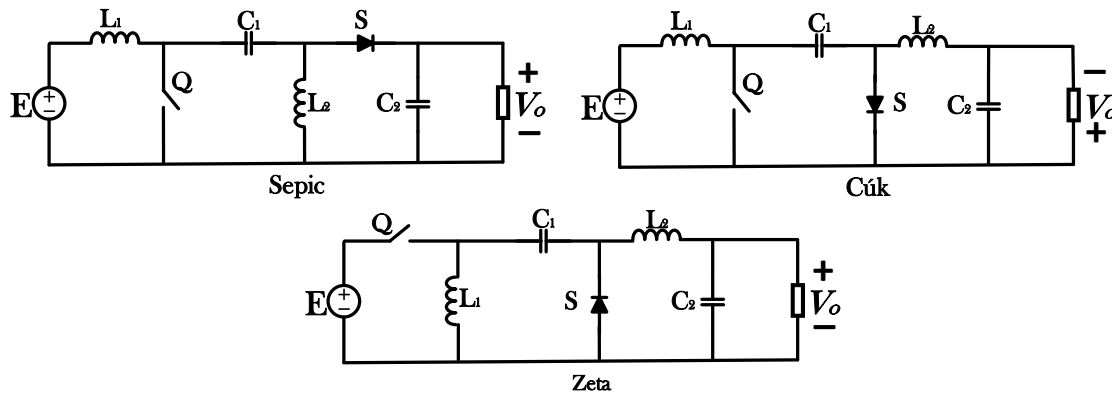


Figura 1.5: Estructuras eléctricas de los convertidores Sepic, Cúk y Zeta.

El convertidor Sepic presenta características de fase mínima en el voltaje de salida con respecto a su ciclo de trabajo, lo que facilita la regulación de las variables de salida. Además, presenta una demanda de corriente continua en la entrada del convertidor, lo cual es ideal para ER. Sus desventajas radican principalmente en la baja densidad de potencia y en una limitada relación de transformación. Esto se debe a que, para obtener altas ganancias, se debe operar con ciclos de trabajo cercanos al 0.9 o 0.1, dependiendo de la aplicación en la que se requiera [31, 32].

El convertidor Cúk presenta un voltaje invertido, similar al convertidor reductor-elevador, y también tiene características de fase no mínima en el voltaje de salida. La principal ventaja de esta estructura radica en un menor estrés de voltaje y corriente en los semiconductores [33, 34, 35].

El convertidor Zeta presenta características similares al convertidor reductor-elevador, la única diferencia es que presenta un voltaje no invertido en la salida [36]. Sin embargo, tiene una menor densidad de potencia en comparación con la estructura del reductor-elevador.

Estas seis estructuras son la base para la mayoría de los nuevos convertidores no aislados propuestos en la literatura. La mayoría de los nuevos convertidores buscan mejorar algunas características desfavorables de los convertidores básicos, tales como:

- La baja relación de transformación.
- La baja densidad de potencia.
- Las características de fase no- mínima.
- La baja eficiencia.
- La corriente discontinua en la entrada del convertidor.

A continuación, se describen las diferentes estructuras propuestas en la literatura para mejorar algunas de estas problemáticas.

1.2. CONVERTIDORES CON ESTRUCTURAS EN CASCADA

La conexión de convertidores multietapa se presenta como la estrategia más sencilla para aumentar la relación de transformación de voltaje. Estas estructuras, también son conocidas como convertidores en cascada o multinivel. Están compuestas por la combinación de dos o más convertidores básicos. La estructura general de los convertidores en cascada se muestra en la Figura 1.6. En consecuencia, los convertidores en cascada permiten lograr una mayor ganancia de voltaje en comparación con los convertidores CD/CD básicos [37, 38]. Debido a su facilidad de implementación y análisis, numerosas investigaciones han centrado sus esfuerzos en el desarrollo de convertidores CD/CD basados en estas estructuras en cascada para aplicaciones en ER. Una ventaja de estas estructuras es que disminuyen el estrés energético en los semiconductores. Además, pueden cumplir con una doble funcionalidad cuando la estructura se realiza con dos interruptores controlados (transistores). En el caso de las ER, esta función es de mucha utilidad, sobre todo en fuentes intermitentes como paneles fotovoltaicos y generadores eólicos, donde se debe garantizar la obtención de la máxima potencia y una adecuada regulación de voltaje/corriente en la carga. En [39] y [40] se presentan convertidores en cascada que incorporan un solo dispositivo de conmutación controlada. Esta solución simplifica la

complejidad de control, dado que solo se requiere una señal de activación. Sin embargo, limitan su funcionalidad a una sola tarea, ya sea encontrar el punto de máxima potencia o regular la salida.

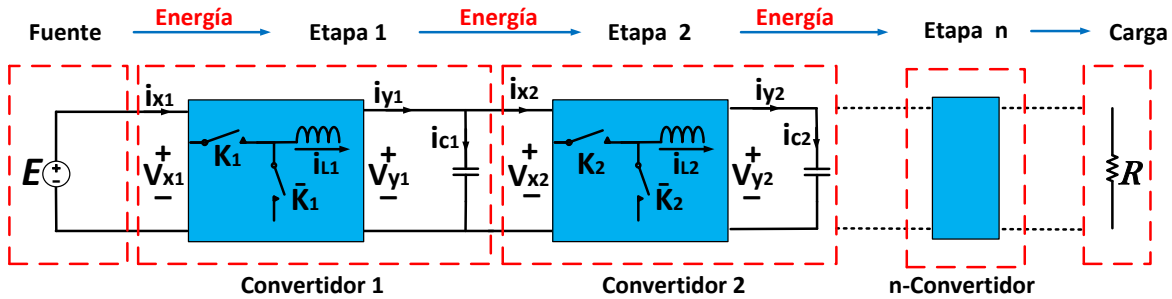


Figura 1.6: Estructuras generales de los convertidores en cascada.

En estas estructuras, para conseguir altas relaciones de transformación, tienen que procesar la energía de las fuentes de ER, en cada etapa del convertidor, lo que afecta directamente en su eficiencia. La eficiencia de las estructuras en cascada está dada por:

$$\eta_T = \eta_1 \eta_2 \dots \eta_n \quad (1.2)$$

donde η_1 y η_2 son las eficiencias del convertidor uno y dos respectivamente y η_n son diferentes etapas que se agreguen a la estructura en cascada. Otra desventaja de estas estructuras es que presentan baja densidad de potencia debido al aumento de elementos reactivos (capacitores e inductores). Además, los valores de corriente en el inductor de salida tendrán que soportar la misma corriente que un convertidor básico, lo que mantiene el mismo volumen de este elemento. En su gran mayoría, las estructuras en cascada presentan características de fase mínima en conjunto con el sistema. Algunas alternativas incluyen el desacoplamiento de cada etapa con un capacitor de gran valor, pero esto aún afecta más la densidad de potencia.

1.3. CONVERTIDORES CON ESTRUCTURAS INTERCALADAS Y SUS PRINCIPALES RETOS

Las estructuras intercaladas son ampliamente utilizadas en aplicaciones de ER. Estas estructuras consisten en la conexión de dos o más convertidores básicos CD/CD en paralelo, como se muestra en la Figura 1.7. Los beneficios obtenidos con estas estructuras son los siguientes: la distribución de la corriente en la salida del convertidor entre el número de convertidores o fases, la reducción del rizado de corriente en la salida del convertidor y la disminución

de la demanda de corriente discontinua en la fuente de entrada [41, 42]. Estas estructuras presentan simplicidad en su diseño con convertidores básicos. La operación de estos convertidores requiere el desfase de las señales de control entre cada convertidor.

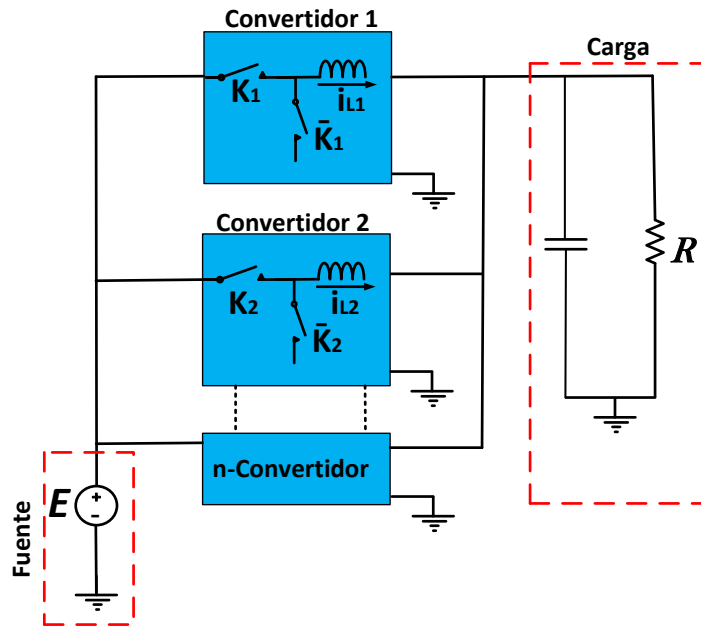


Figura 1.7: Estructuras generales de los convertidores intercalados.

El desfase será determinado por el número de convertidores que integran la estructura, es decir, será de 360° entre el número de fases del convertidor. Las principales aplicaciones de estas estructuras son aquellas donde se requieren altos niveles de corriente, como vehículos eléctricos, iluminación y microprocesadores de potencia. Otra ventaja de esta estructura es que si se opera cada fase por encima de su valor del ángulo desfase, se elimina la corriente discontinua presente en los convertidores básicos (reductor, reductor-elevador, Cúk y Zeta). Los convertidores intercalados presentan alta densidad de potencia debido a que la corriente de salida se divide entre el número de fases y los elementos magnéticos disminuyen su volumen. Debido al desfase de las señales de control, se presenta el efecto de cancelación del rizado, lo que aumenta la frecuencia y reduce el rizado de corriente en la salida del convertidor [43]. Este efecto también beneficia al capacitor de salida, disminuyendo su valor. Sin embargo, a pesar de todos los beneficios mencionados, estas estructuras presentan limitaciones en la relación de transformación de voltaje, ya que ofrecen ganancias similares a los convertidores básicos. En [41] se presenta un estudio sobre el efecto de desequilibrio de corriente en los convertidores intercalados. Una de las principales causas del desequilibrio son los diferentes valores de resistencias parásitas presentes en cada fase, las incertidumbres paramétricas en los inductores y

las variaciones en el ciclo de trabajo en cada transistor. El desequilibrio afecta directamente la eficiencia y aumenta la tasa de fallos debido al estrés de temperatura en los semiconductores. La eficiencia de estos sistemas está dada por la siguiente expresión 1.3.

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_o + \sum (P_{loss_{C1}} + P_{loss_{C2}} + \dots P_{loss_{Cn}})} \quad (1.3)$$

donde P_{loss_C} son las pérdidas presentes en cada convertidor que se agregue en la estructura intercaladas. Las estructuras tienen un gran potencial en aplicaciones de ER. Sin embargo, también presentan grandes retos de operación y control para un desempeño adecuado.

1.4. CONVERTIDORES CON CELDAS MULTIPLICADORAS Y ACOPLAMIENTO MAGNÉTICO

Los convertidores que integran celdas multiplicadoras de voltaje incorporan varios elementos reactivos y diodos a las estructuras básicas para aumentar la relación de transformación a la salida del convertidor. Estas estructuras se aplican a sistemas que tienen la función de elevar el voltaje, habitualmente el convertidor elevador. En la Figura 1.8 se muestra la estructura de los convertidores con celdas multiplicadoras de voltaje y sus diferentes celdas multiplicadoras de voltaje (CMV).

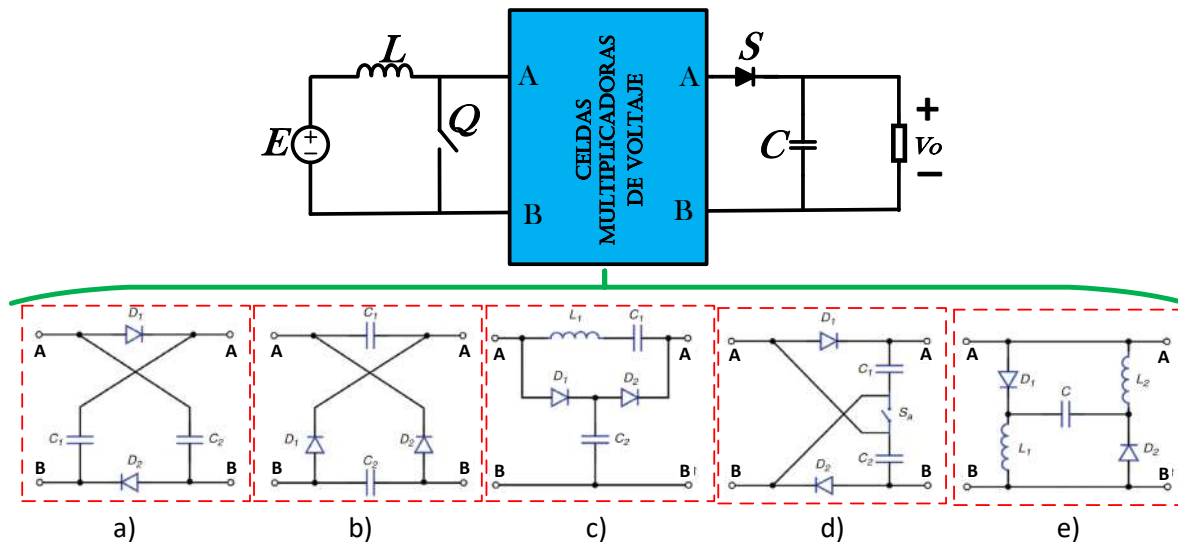


Figura 1.8: Estructuras generales de los convertidores con celdas multiplicadoras, a) CMV básica modelo 1, b) CMV básica modelo 2, CMV básica Modelo 3, d) CMV con switch controlado y e) CMV basado en corriente [49].

Los CMV se han incorporado en circuitos de mayor complejidad, en conjunto con varios convertidores CD/CD, con el fin de crear convertidores de alta ganancia. En [44], se propone un convertidor elevador cuadrático mediante la incorporación de una CMV. Este nuevo convertidor solo requiere de dos inductores y es capaz de lograr un aumento significativo en el voltaje de salida. Las CMV se han empleado combinadas como una estrategia para incrementar los voltajes de salida en convertidores elevadores. Sus principales ventajas incluyen la simplicidad de operación e implementación, dado que solo se requieren diodos y capacitores. Sin embargo, presentan limitaciones, como una ganancia de voltaje limitada, el aumento en el número de componentes a medida que se incrementa la cantidad de CMV y una diferencia de voltaje para las celdas a), b) y d), lo que aumenta la complejidad en la regulación de la salida [45]. Las estructuras que emplean CMV presentan un procesamiento de potencia similar al de las estructuras en cascada, lo que se refleja directamente en la eficiencia. La eficiencia total de estas estructuras está definida por la expresión 1.4.

$$\eta_T = \eta_1 \eta_{CM_1} \quad (1.4)$$

donde η_1 es la eficiencia del convertidor básico y η_{CM_1} es la eficiencia de la CMV. Otra alternativa para obtener altas relaciones de transformación son celdas con inductores acoplados (CIA). Los convertidores aislados emplean estas celdas para obtener un aislamiento galvánico entre la fuente y la carga. Sin embargo, recientes investigaciones emplean estas celdas en estructuras no aisladas para aumentar la ganancia en voltaje incorporando el interruptor controlado dentro de estas celdas [46, 47, 48]. En la Figura 1.9 se muestra la estructura general de los convertidores con CIA. Si bien estas estructuras que incluyen CIA proporcionan altas relaciones de transformación, es importante considerar el gran aumento en la variación de la corriente de entrada que se requiere para alcanzar estas relaciones de transformación. Esto exige la necesidad de implementar un filtro de entrada, lo que provoca un retraso en la recuperación del diodo inverso debido a la inductancia de magnetización. Además, la incorporación de las CIA en los convertidores CD/CD aumenta el tamaño, el peso, el volumen y el costo debido a los elementos magnéticos que las integran [50]. La eficiencia de estos sistemas está estrechamente relacionada con las pérdidas en el núcleo magnético, lo que resulta en convertidores con eficiencia reducida y baja densidad de potencia.

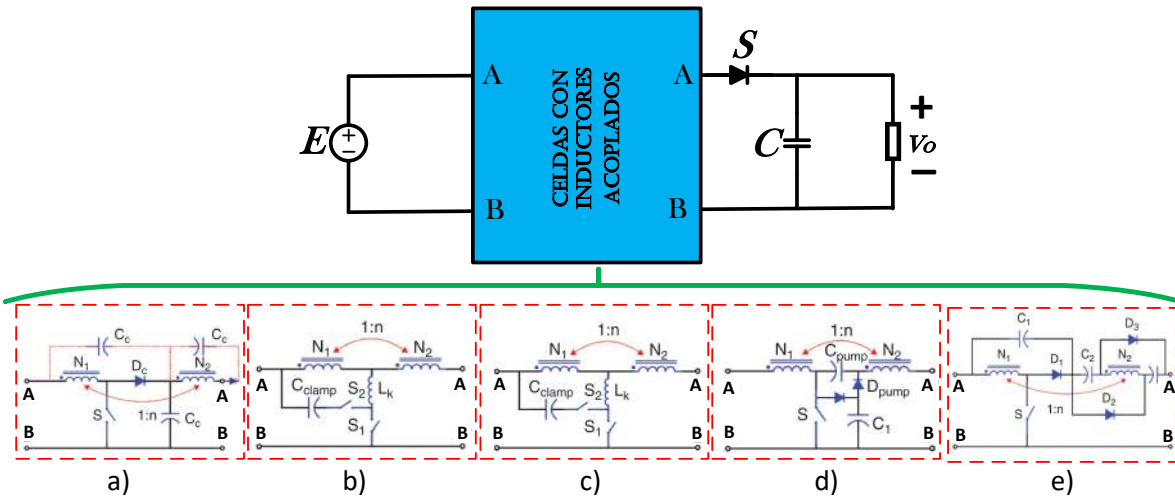


Figura 1.9: Estructuras generales de los convertidores integrados con CIC, a) modelo básico, b) celda tipo pinza activa, c) celda tipo pinza activa con snubber, d) tanque de carga + pinza activa y e) tanque de carga de alta ganancia + pinza activa [49].

1.5. CONVERTIDORES RESONANTES Y SUS LIMITACIONES DE OPERACIÓN

Los convertidores resonantes han tomado gran relevancia en aplicaciones con fuentes de energía renovable. La principal función de un convertidor resonante es minimizar las pérdidas durante el proceso de conmutación en los semiconductores [51]. Para lograr este beneficio, el convertidor resonante integra un circuito resonante, compuesto por capacitores e inductores cercanos al semiconductor. El principio de operación de un convertidor resonante se basa en operar a una frecuencia cercana a la frecuencia de resonancia de estos capacitores e inductores. En la Figura 1.10 se presentan las formas de onda del proceso de conmutación dura presentes en los convertidores básicos. Para disminuir las pérdidas durante este proceso de conmutación, los convertidores resonantes emplean la conmutación suave. Este concepto tiene cuatro vertientes:

Conmutación Voltaje Cero (ZVS): es cuando la conmutación se lleva a cabo con un voltaje instantáneo entre el drenaje y la fuente (V_{DS}) cercano a cero. Esta condición se logra al dirigir una corriente inversa a través del diodo en antiparalelo interno del transistor. En esta situación, el voltaje V_{DS} es exactamente la inversa del voltaje del ánodo al cátodo del diodo en conducción [51].

Conmutación Corriente Cero (ZCS): la conmutación del transistor se produce cuando la corriente es cero o cercana a cero [51].

Transición Cero Voltaje (ZVT): en la ZVT, se envía una señal al interruptor principal después de que su voltaje se encuentre en cero en el circuito resonante, de modo que el interruptor principal se encuentre en estado apagado en ese momento. De este modo, se garantiza que el interruptor principal se encienda en ZVT sin pérdidas, el interruptor auxiliar se apague y el diodo principal se encienda en ZCS [52].

Transición Cero Corriente (ZCT): en ZCT, la corriente del interruptor se reduce en el circuito resonante mientras el interruptor principal está encendido. Después, se aplica una señal de puerta al interruptor principal mientras su corriente se mantiene en el valor cero. Así, el interruptor principal se apaga en ZCT sin pérdidas, el diodo principal se enciende en ZVS y el interruptor auxiliar se enciende en ZCS [53].

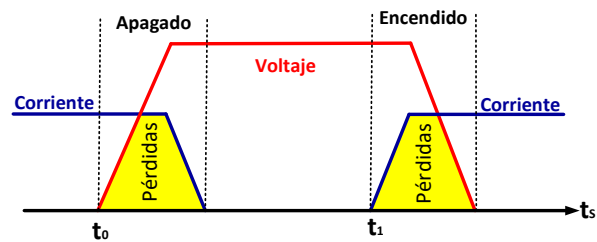


Figura 1.10: Pérdidas de conmutación dura en convertidores básicos.

Los convertidores que integran circuitos resonantes con conmutación ZCT y ZVT operan a frecuencia constante; estas dos vertientes surgieron a partir de ZVS y ZCS. En la Figura 1.11 se muestran las diferentes redes eléctricas de los circuitos resonantes reportados en la literatura.

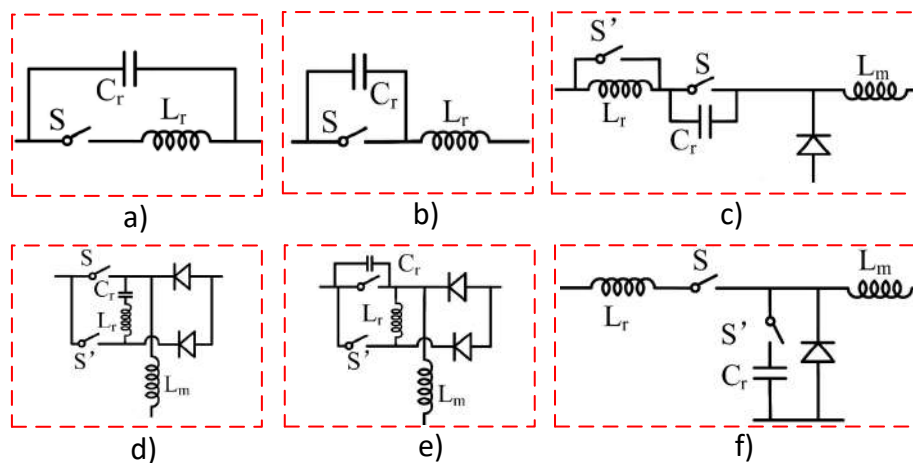


Figura 1.11: Circuitos resonantes aplicados en convertidores CD/CD, a) ZCS(ZCS-cuasiresonante), b) ZVS(ZVS-cuasiresonante), c) ZVS-PMM, d) ZVT-PWM, e) ZCT-PWM y f) ZCS-PWM [54].

Aunque el principal compromiso de los convertidores resonantes es la eficiencia, para alcanzarla se sacrifican aspectos importantes, como la simplicidad de diseño, debido a que todos los parámetros deben ser muy precisos para lograr el efecto de resonancia, lo que resulta en altos costos en los dispositivos. Otra desventaja es que el convertidor se debe diseñar para un punto de operación. Si el convertidor tiene variaciones significativas en la frecuencia de operación o se presentan incertidumbres paramétricas, se pierden las características de ZVS, ZCS, ZVT y ZCT. Otra desventaja de estos convertidores es la obtención de los modelos lineales, los cuales dificultan la regulación de voltaje/corriente con los métodos tradicionales. Además, se aumenta de manera significativa el número de elementos que conforman el convertidor CD/CD. Esto incrementa en gran medida la complejidad de la implementación [51-54].

1.6. CONVERTIDORES CON PROCESAMIENTO DE POTENCIA REDUNDANTES

Durante el proceso de transformación del voltaje/corriente en convertidores CD/CD se pierde una considerable cantidad de energía debido a las numerosas etapas de procesamiento de potencia. Por lo tanto, el principal objetivo del método de procesamiento de potencia redundante reducida (R^2P^2) es minimizar esas pérdidas [55]. El concepto R^2P^2 propone una metodología sistemática para desarrollar familias de convertidores no aislados a partir de las estructuras básicas. La selección de los convertidores R^2P^2 se limita a pocas topologías específicas, ya que no se ha explorado completamente en todas las posibles derivaciones topológicas de convertidores de potencia. A pesar de que el enfoque R^2P^2 promete mejorar la eficiencia en comparación con los métodos de procesamiento multietapa o en cascada, esto se logra aumentando la complejidad de los convertidores [56]. El concepto de R^2P^2 surge en aplicaciones de corrección del factor de potencia (PFC), donde su principal objetivo es mejorar la eficiencia. Estos sistemas suelen consistir en un convertidor operando en discontinuo que se encarga de la PFC y un convertidor CD/CD que regula el voltaje en su salida. En el desarrollo de estos reguladores PFC, se propone a partir de un modelo de tres puertos. En este modelo, el flujo de potencia es unidireccional entre el puerto de entrada y la carga, mientras que el puerto de almacenamiento (búfer) permite un flujo de potencia bidireccional [57]. En la Figura 1.12 se presenta la estructura de tres puertos en la cual se basa el concepto R^2P^2 . El enfoque principal consiste en simplificar el procesamiento de energía en los circuitos conmutados, transfiriendo la energía desde el puerto de entrada al puerto de carga a través de un búfer donde se gestiona el flujo de energía entre los tres puertos de un convertidor R^2P^2 [58]. Para este propósito, solo

se pueden utilizar tres tipos de configuración en: **Tipo I**: la energía se transfiere de un puerto a otro puerto. **Tipo II**: la energía se transfiere de dos puertos a un puerto. **Tipo III**: la energía se transfiere de un puerto a dos puertos.

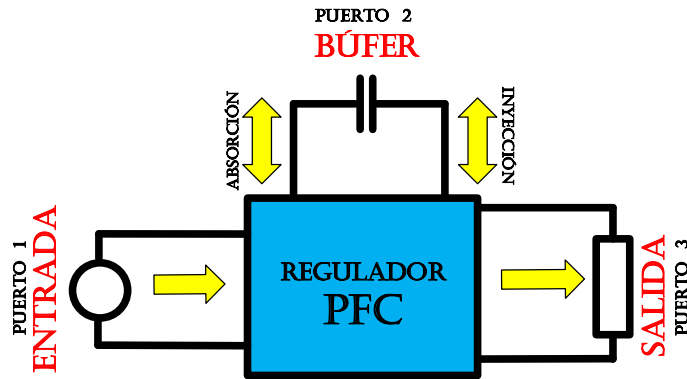


Figura 1.12: Estructura de tres puertos en reguladores con PFC.

En función de estas configuraciones, existen cuatro estructuras posibles que se detallarán en el siguiente capítulo. La ventaja de los convertidores con R^2P^2 en comparación con las estructuras en cascada radica en términos de eficiencia. La eficiencia de cada convertidor con R^2P^2 depende del flujo de procesamiento de potencia. La eficiencia para las estructuras Tipo I-III B está dada por la expresión 1.5.

$$\eta_T = \eta_1\eta_2 + (1 - k)\eta_2(1 - \eta_1) \quad (1.5)$$

donde k es un valor que pertenece al intervalo $(0, 1)$ y representa la relación en la que se divide la potencia de entrada [13]. Es importante destacar que el aumento en la eficiencia es, desde un punto de vista teórico, ya que la eficiencia puede verse afectada por otros parámetros, como los elementos parásitos (inductancias, capacitancias y resistencias) presentes en los componentes reactivos y semiconductores [14, 59].

2

Estructuras y características de los convertidores con procesamiento de potencia redundante

2.1. CONCEPTO DEL PROCESAMIENTO DE POTENCIA REDUNDANTE REDUCIDO

Hoy en día, los sistemas de alimentación de corriente directa (CD) se enfrentan al desafío de alcanzar relaciones de transformación significativas, especialmente en aplicaciones que requieren bajos niveles de voltaje, como 5/12/24/48 V, y altos niveles de corriente. Estas aplicaciones abarcan desde vehículos eléctricos y sistemas de iluminación LED hasta sistemas de bombeo de agua, carga de baterías y dispositivos electrónicos como teléfonos celulares, tabletas y computadoras. La integración de microrredes de CD con fuentes de energía renovables ha impulsado el desarrollo de convertidores con relaciones de transformación elevadas y altos niveles de eficiencia [17, 18]. El uso de convertidores de CD/CD básicos no proporciona las relaciones de transformación necesarias, ya que requerirían que el ciclo de trabajo se acerque

a sus límites de operación. Una alternativa común es la utilización de convertidores en cascada para lograr relaciones de transformación más altas. Sin embargo, el procesamiento de potencia en cada etapa tiene un impacto significativo en la eficiencia, especialmente en los convertidores reductores, donde las pérdidas debidas a la conducción de altos niveles de corriente en los semiconductores se incrementan [19].

El concepto R^2P^2 ha surgido como una alternativa prometedora que busca mejorar la eficiencia mientras conserva algunos de los beneficios de las estructuras en cascada, como las relaciones de transformación elevadas y la facilidad de implementación. Sin embargo, este concepto permite la creación de una variedad de convertidores, lo que continúa generando nuevas estructuras en constante evolución.

2.1.1. ANTECEDENTES

La idea del concepto Procesamiento de Potencia Redundante Reducida (R^2P^2 por sus siglas en inglés) se introdujo por Tse en [60] y se aplicó principalmente en el contexto de la Corrección del Factor de Potencia (PFC por sus siglas en inglés). Sin embargo, este concepto se ha extendido al ámbito de los convertidores CD/CD. En el estudio presentado en la referencia [61], se examinan las características y propiedades necesarias para desarrollar nuevas topologías capaces de llevar a cabo tanto la PFC como la regulación del voltaje en la salida. Como resultado de este análisis, se proponen cuatro estructuras posibles. Se hace énfasis en la creación de estructuras no-cascada para mejorar la eficiencia global del sistema. Este estudio se basa en un modelo de tres puertos, como se muestra en la Figura 1.12. Es importante destacar que algunas de las estructuras propuestas son inviables en un sentido de implementación debido a limitaciones físicas de los convertidores básicos no aislados. Sin embargo, para abordar estas limitaciones, se ha explorado la utilización de convertidores básicos aislados que incorporan multipuertos, como se describe en [62]. En un enfoque específico para aplicaciones de iluminación LED, los autores proponen una variante del convertidor Flyback con procesamiento de potencia redundante mediante la incorporación de un puerto de rizo [63]. Dada la amplia gama de convertidores que pueden desarrollarse utilizando la metodología del concepto R^2P^2 , este trabajo se centra en el diseño de estructuras no aisladas.

2.2. ESTRUCTURAS CON R^2P^2

La metodología de diseño de convertidores R^2P^2 se basa en el modelo de tres puertos mostrados en la Figura 1.12. La potencia de esa estructura solo puede fluir de tres formas

como se presenta en la Figura 2.1.

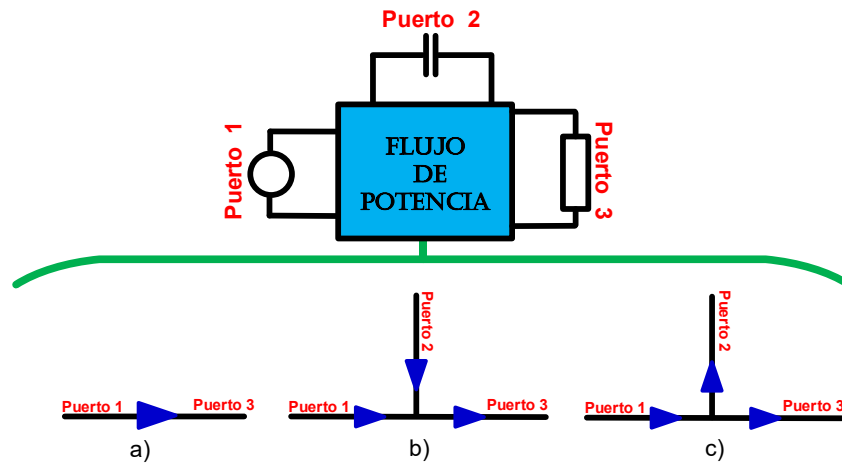


Figura 2.1: Flujo de potencia en una estructura de tres puertos, a) Tipo I, b) Tipo II y c) Tipo III.

Considerando los flujos de potencia anteriores y debido a que las topologías con R^2P^2 se proponen a partir de la unión de dos convertidores básicos, surgen cuatro posibles estructuras, como se muestra en la Figura 2.2 . Las estructuras I-II, I-III y II-III presentan reducción en el procesamiento de potencia hacia la salida, mientras que la estructura I-I presenta un procesamiento de potencia similar al de las estructuras en cascada.

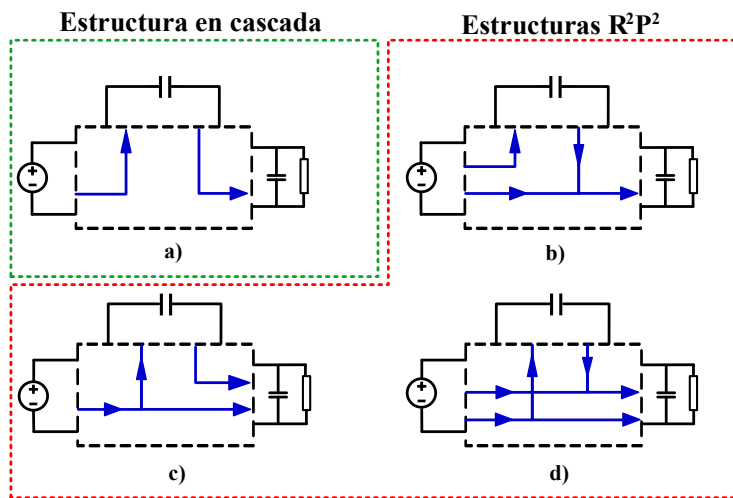


Figura 2.2: Estructuras con R^2P^2 , a) Tipo I-I, b) Tipo I-II y c) Tipo I-III y d) Tipo II-III

Con base en las estructuras I-II, I-III y II-III, se desarrollaron familias de topologías con variaciones en la dirección del flujo de potencia. La estructura II-III es la que presenta la mayor cantidad de variantes, pero también es la que aumenta la complejidad de la implementación.

2.3. FAMILIAS DE CONVERTIDORES CON R^2P^2

Con la incorporación de los convertidores en las estructuras, se obtienen diferentes formas de procesar la potencia. Las estructuras I-II y I-III presentan tres alternativas de flujo de potencia. Estas estructuras muestran la división de la potencia unitaria con la variable κ . En la Figura 2.3 se muestran las familias de las estructuras I-II y I-III.

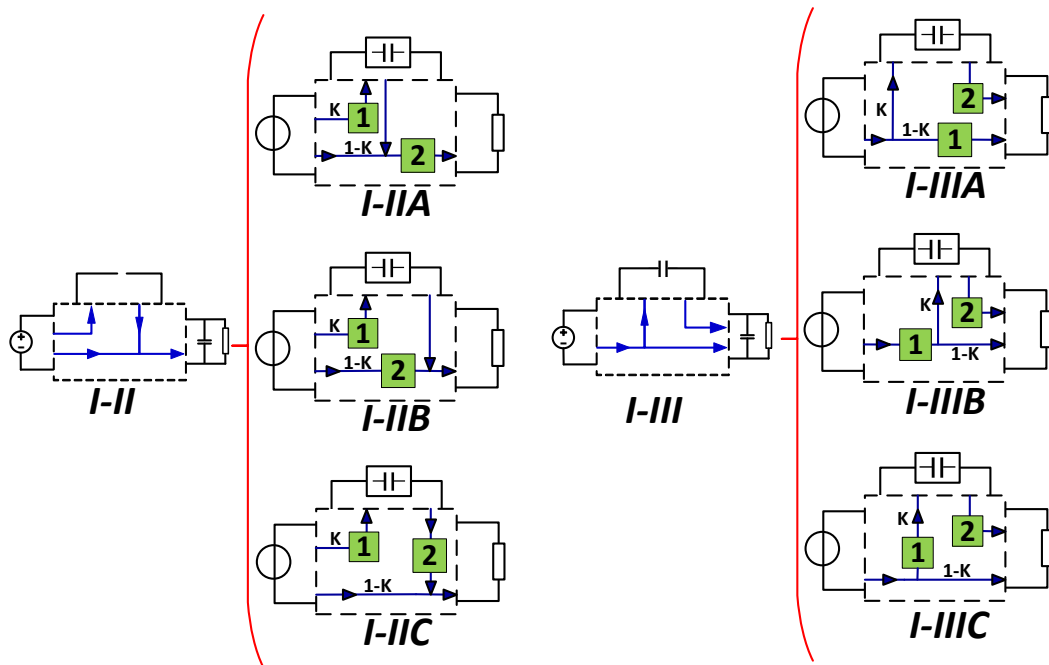


Figura 2.3: Familias de las estructuras I-II y I-III basados en el concepto R^2P^2 .

Las estructuras I-II y I-III son las más comunes con convertidores básicos, debido a su simplicidad durante el procesamiento de potencia. El procesamiento de potencia redundante en las estructuras I-II generalmente se presenta en el puerto de entrada. En la Figura 2.4 se muestran las redes eléctricas generalizadas de las estructuras I-II.

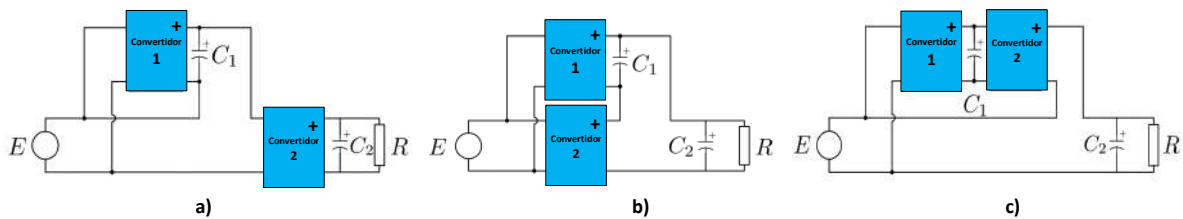


Figura 2.4: Redes eléctricas generalizadas de la estructura I-II, a) I-IIA, b) I-IIB y c) I-IIC.

La redundancia en las estructuras I-III se presenta en el puerto de salida. En la Figura 2.5 se muestran las redes eléctricas generalizadas de las estructuras I-III.

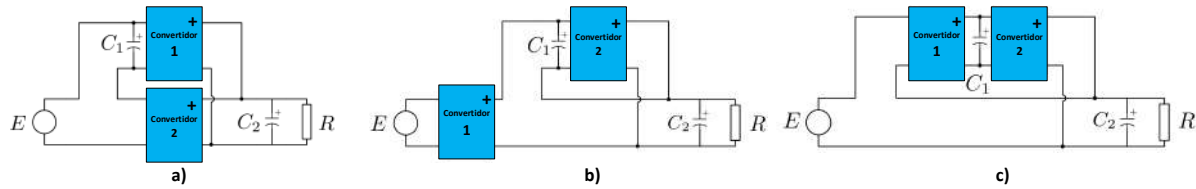


Figura 2.5: Redes eléctricas generalizadas de la estructura I-III, a) I-IIIa, b) I-IIIb y c) I-IIIc.

En la Figura 2.6 se muestra la familia de la estructura II-III, la cual está conformada por variantes del procesamiento de potencia y se incorpora un factor m , el cual representa la fracción de la potencia en la cual se divide la entrada. Si bien el procesamiento de potencia en la estructura II-III sugiere una reducción en la redundancia de potencia, la complejidad de implementación también aumenta. El procesamiento de los flujos de potencia de esta familia no es viable con algunos convertidores básicos no aislados.

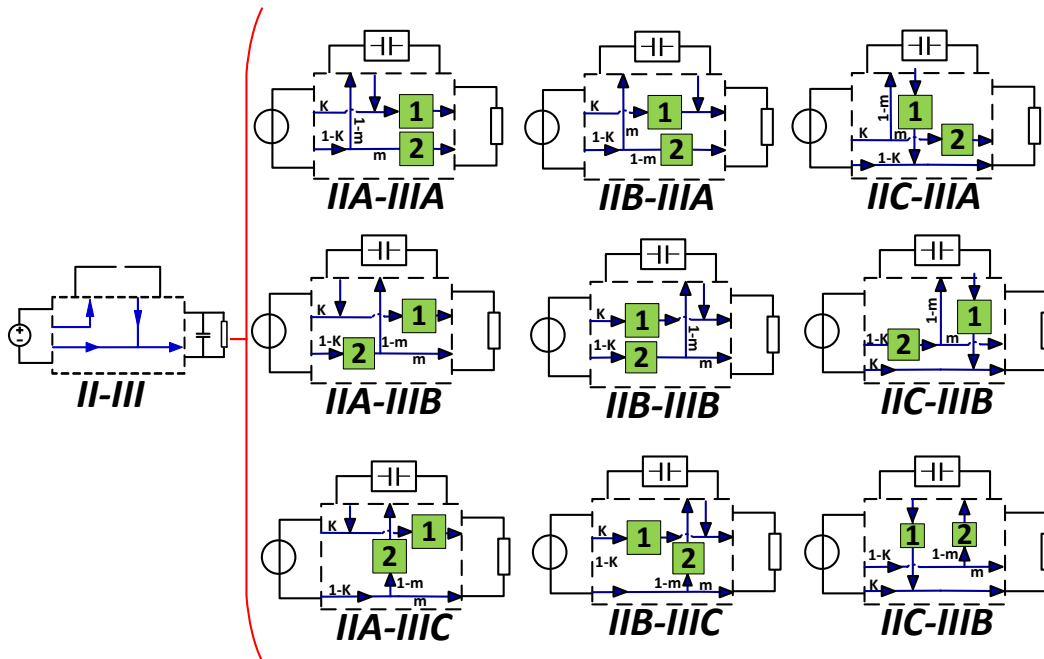


Figura 2.6: Familia de la estructura II-III basados en el concepto R^2P^2 .

Las estructuras IIA-IIIa, IIB-IIIb y IIC-IIIc no se pueden construir con convertidores básicos debido a que estarían en cortocircuito [64]. La literatura presenta quince posibles configuraciones R^2P^2 , aunque para el diseño de sistemas de simple entrada y simple salida (SISO por sus siglas en inglés) con convertidores no aislados, solo se pueden implementar 12 [64].

2.4. DISEÑO DE LOS CONVERTIDORES CON R^2P^2

Los convertidores reductor, elevador y reductor-elevador son los más empleados para construir las estructuras I-II y I-III. El análisis de viabilidad en la construcción de convertidores con R^2P^2 se aborda en [65]. Los tres convertidores básicos pueden presentar un voltaje de salida positivo o negativo, dependiendo de las configuraciones de las redes eléctricas, como se muestra en la Figura 2.7.

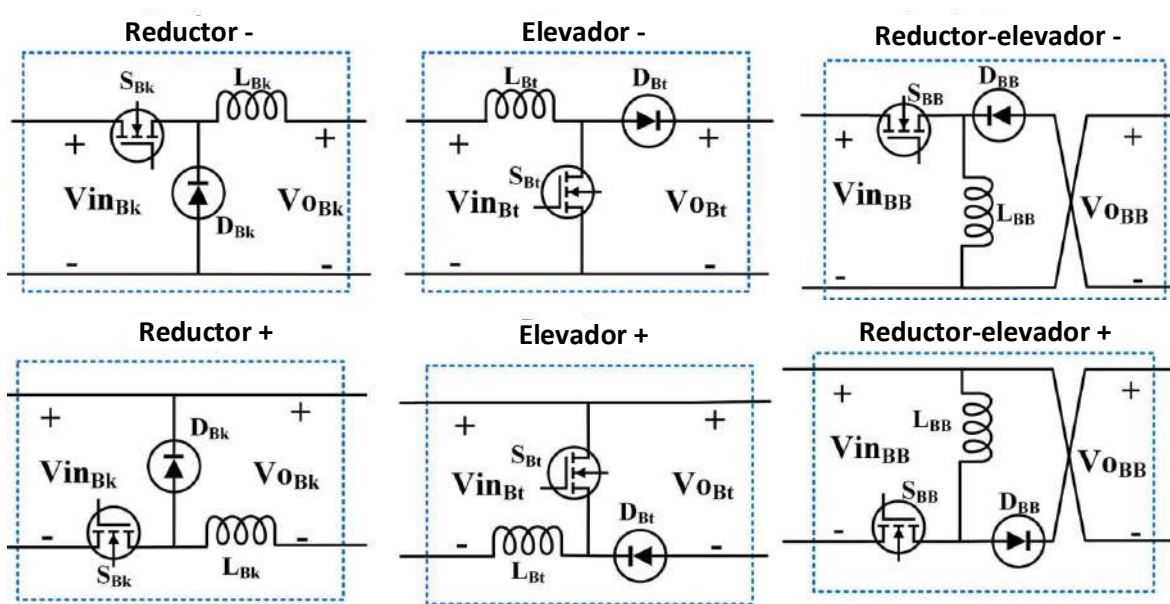


Figura 2.7: Redes eléctricas de convertidores básicos con salida de voltaje positivo o negativo [65].

Para la construcción de convertidores R^2P^2 se proponen tres reglas para la interconexión de convertidores básicos, las cuales consisten en:

1. Dado que los puertos están en términos de voltaje, la conexión de dos puertos debe ser conectados en serie a un convertidor.
2. La conexión de un puerto con las entradas o salidas de dos convertidores debe realizarse mediante una conexión en paralelo.
3. Para la conexión en serie de dos puertos, ya sea su suma o su resta, es posible tener dos casos de conexiones eléctricas.

La conexión en serie de dos puertos puede ser efectuada mediante la suma o la resta, dependiendo de la dirección del flujo de potencia en los diagramas. Asimismo, la conexión en serie

de dos puertos ofrece dos opciones al alternar la posición de los puertos, como se muestra en la Figura 2.8.

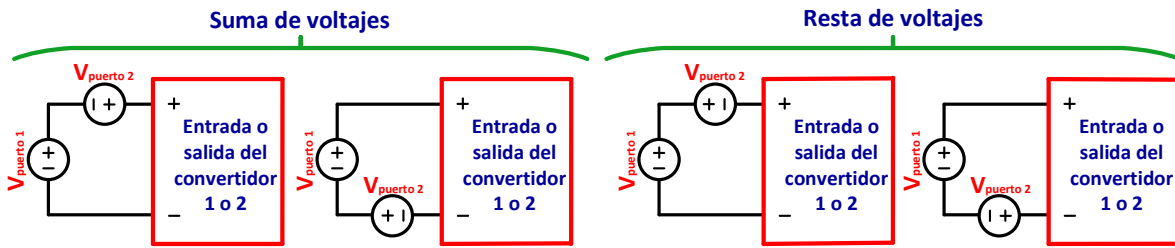


Figura 2.8: Suma o restas de voltajes de los puertos con los convertidores 1 o 2.

Considerando las redes eléctricas de los convertidores básicos presentados en la Figura 2.7 y las posibles configuraciones del voltaje en los puertos de la Figura 2.8, es posible determinar las estructuras que no son implementables, si se satisfacen alguno de los siguientes aspectos:

- Que exista un cortocircuito en la entrada/salida de la estructura R^2P^2 o en los convertidores 1 y 2.
- Que exista un cortocircuito en el búfer de la estructura R^2P^2 .
- Que exista un voltaje de salida en la estructura R^2P^2 o en los convertidores individuales con ganancia unitaria, es decir, $M_1 = 1$ o $M_2 = 1$, lo que hace que se pierda la controlabilidad del sistema, donde M_1 y M_2 son las relaciones de transformación en voltaje de los convertidores; respectivamente.
- Que exista un voltaje negativo en la entrada/salida de la estructura R^2P^2 o de los convertidores individuales, ya que esto es contrario a la polaridad positiva de la entrada/salida de los convertidores básicos.

Considerando estas reglas basadas en el concepto R^2P^2 , se han reportado un gran número de convertidores con alta relación de transformación. En la Tabla 2.1 se muestran algunas estructuras reportadas en la literatura con el concepto R^2P^2 .

La relación de transformación de voltaje proporciona un punto de partida para posibles aplicaciones. La mayoría de las estructuras reportadas en la literatura pertenecen a las estructuras I-II y I-III, debido a que presentan simplicidad en la implementación. Aunque existe una gran variedad de convertidores diseñados con el concepto R^2P^2 , la mayoría de los convertidores solo han sido propuestos, sin explorar sus posibles aplicaciones ni su operación funcional.

Tabla 2.1: Convertidores con R^2P^2 reportados en la literatura.

Convertidor	Estructura	Ganancia	No aislado	Aislado	Eficiencia (%)	Potencia (W)
Ref [61], 2001	<i>I-IIA</i>	-	-	X	88	120
Ref [66], 2007	<i>I-IIA</i>	-	-	X	84.3	100
Ref [67], 2007	<i>I-IIIA</i>	$\frac{D}{2\sqrt{Lf_s/R}}$	X	-	85	200
Ref [68], 2009	<i>I-IIA</i>	$\frac{1+D}{1-D}$	X	-	92	100
Ref [69], 2010	<i>I-IIIB</i>	$\frac{1}{1-D}$	X	-	84	75
Ref [70], 2013	<i>I-IIIC</i>	$\frac{D^2}{(1-D)^2+D}$	X	-	82	25
Ref [71], 2014	<i>I-IIA</i>	$\frac{1}{(1-D)^2}$	X	-	84	25
Ref [72], 2014	<i>I-IIA</i>	$\frac{1}{(1-D)^2}$	X	-	91	160
Ref [73], 2015	<i>I-IIIC</i>	$\frac{D+(1-D)^2}{(1-D)^2}$	X	-	80	50
Ref [74], 2017	<i>I-IIIC</i>	$\frac{2}{1-D_1-D_2}$	X	-	88	106
Ref [75], 2019	<i>I-IIA</i>	$\frac{2}{1-D_1-D_2}$	X	-	94.2	500
Ref [76], 2019	<i>I-IIA</i>	$\frac{N}{(1-D)^2}$	-	X	93.94	200
Ref [77], 2023	<i>I-IIIB</i>	$\frac{D}{1-D}$	X	-	90.5	500
Ref [78], 2023	<i>I-IIIB</i>	$\frac{D(2-D)}{(1-D)^2}$	X	-	-	2500

2.4.1. CONVERTIDOR DE ALTA GANANCIA EN CORRIENTE (CONVERTIDOR 1)

Hay una gran variedad de convertidores propuestos en la literatura, basados en el concepto R^2P^2 , que no han explorado sus posibles aplicaciones; la mayoría de ellos son solo propuestas de configuración con prototipos funcionales a baja potencia. Estas propuestas no han sido analizadas en profundidad, es decir, no se ha planteado de manera formal su operación y diseño. En [70] se presenta una familia de convertidores reductores basados en el concepto R^2P^2 con potencial para ser aplicados en ER. En la Figura 2.9 se muestra un convertidor cuadrático derivado de la estructura I-III B propuesto en [70].

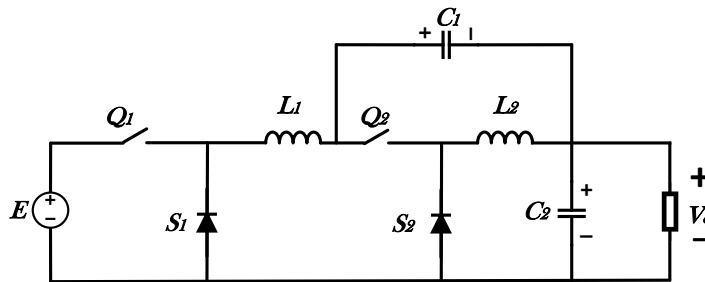


Figura 2.9: Convertidor reductor cuadrático derivado de la estructura I-III B [70].

El convertidor cuadrático propuesto promete una mayor eficiencia que una estructura en cascada. Esta estructura presenta una corriente discontinua en la entrada del convertidor, lo cual no es adecuado para paneles fotovoltaicos y celdas de combustibles, ya que estresa térmicamente estas fuentes y degrada su vida útil. La forma más común de solucionar este inconveniente es agregar un capacitor de desacople; sin embargo, este tendrá que ser de gran valor en el orden de mili-Faradios. Esto afecta directamente la densidad de potencia, incluso el capacitor presenta un mayor volumen que el propio convertidor [79]. Otra opción es la integración de un filtro con elementos reactivos que operan a alta frecuencia, para disminuir el volumen y aumentar la densidad de potencia. En aplicaciones fotovoltaicas y eólicas, es necesaria la implementación de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Para la implementación del algoritmo MPPT se requiere un sensado constante del voltaje y la corriente de la fuente (paneles y generador eólico). Sin embargo, un filtro LC no presenta la estructura adecuada para el sensado del voltaje directamente de la fuente, debido a que se pueden presentar caídas de voltaje en las resistencias parásitas presentes en los inductores. Esta caída de voltaje, sumada al sombreado parcial, puede ocasionar que el algoritmo MPPT encuentre un punto de máxima potencia (MPP) local y no el MPP global, como se muestra en la Figura 2.10.

Debido a la naturaleza intermitente de estas fuentes de ER, es importante aprovechar la máxima potencia posible, por lo cual se debe seleccionar de manera adecuada un filtro que

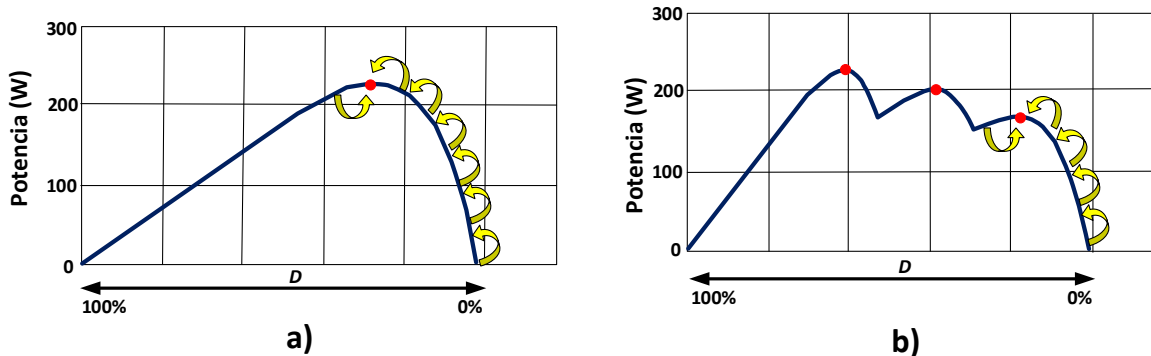


Figura 2.10: Punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos, a) máximo global y b) máximo local.

cumpla con los requisitos para la integración de todo el sistema (MPPT, control y diseño). Este trabajo propone la integración de un filtro π al convertidor propuesto en [70], conformado por dos capacitores y un inductor. El filtro, al presentar un capacitor en paralelo con la fuente de ER, ayuda al sensado de voltaje con mayor precisión. En la Figura 2.11 se muestra la integración del filtro π con paneles fotovoltaicos y el convertidor.

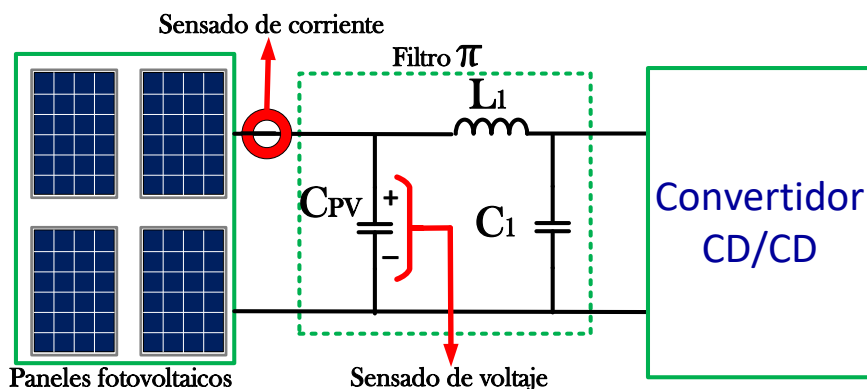


Figura 2.11: Integración del filtro π con paneles fotovoltaicos y el convertidor.

Algunas ventajas del filtro π son:

- **Supresión de ruido:** es capaz de suprimir ruidos y señales no deseadas de la fuente. Al usar una combinación de capacitores e inductores, filtra eficientemente el ruido de alta frecuencia.
- **Estabilidad y eficiencia:** el filtro π ofrece estabilidad y eficiencia, funcionando adecuadamente para aplicaciones relacionadas con ER. La combinación de inductores y ca-

pacitores ayuda a regular los niveles de voltaje y corriente, asegurando una fuente de alimentación estable y confiable.

- Tamaño compacto: los filtros π son compactos e ideales para aplicaciones con espacios limitados. El uso de dos elementos capacitivos cercanos a la fuente disminuye el valor de la capacitancia para el filtrado.

Los filtros π empleados se destacan por su alto nivel de voltaje. Son usados comúnmente en fuentes de alimentación para suavizar el rectificado de voltaje de CA y proporcionar una salida de CD estable. En la literatura, los paneles fotovoltaicos se modelan como una fuente de corriente [80]. Por tal motivo, se analiza el convertidor cuadrático con un filtro π y una fuente de corriente como entrada del sistema, como se muestra en la Figura 2.12.

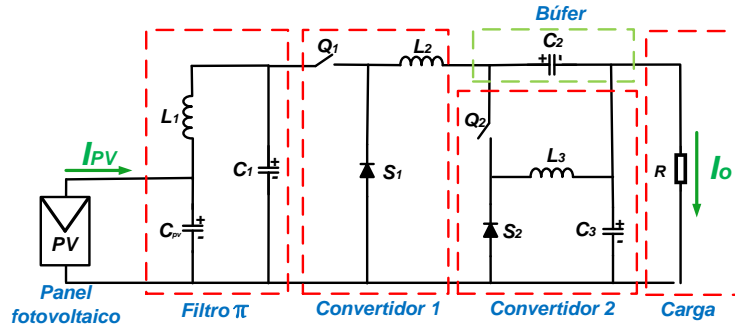


Figura 2.12: Integración del filtro π con paneles fotovoltaicos y el convertidor.

El sistema se analiza como un convertidor de corriente, dada la naturaleza de la fuente de ER empleada como entrada. El convertidor presenta una estructura I-IIIB basada en el concepto R^2P^2 . El convertidor integrado con el sistema fotovoltaico y el filtro π es un sistema de séptimo orden. La eficiencia total del sistema depende de la eficiencia individual de cada etapa. Para el sistema, se define la eficiencia del filtro como η_f y las eficiencias en los convertidores 1 y 2 como η_1 y η_2 , respectivamente. La eficiencia total del SFV resulta en (2.1).

$$\eta_T = \eta_f \eta_1 \eta_2 + (1 - k) \eta_2 (1 - \eta_1) \quad (2.1)$$

donde $k \in (0, 1)$ es la fracción de potencia procesada por el búfer hacia la carga de forma directa. Es importante notar que el incremento en la eficiencia es desde un punto de vista teórico, ya que la eficiencia es afectada por más factores, como la selección de componentes y el efecto de elementos parásitos en los dispositivos.

OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR 1

El convertidor propuesto presenta dos modos de operación, el Modo de Conducción Continua (MCC) donde las corrientes de los inductores son positivas y diferentes de cero, y el Modo de Conducción Discontinua (MCD) donde la corriente de los inductores es cero durante una fracción del periodo de conmutación. El sistema en MCC presenta dos estados de operación: el estado ON, que consiste en el encendido de los interruptores Q_1 y Q_2 , mientras que los diodos S_1 y S_2 no conducen corriente, como se muestra en la Figura 2.13 a). El 'Estado OFF' es cuando se abren los interruptores Q_1 y Q_2 , mientras que los diodos S_1 y S_2 conducen, como se muestra en la Figura 2.13 b). El inductor L_1 y el capacitor C_1 actúan como filtro para asegurar la corriente continua en el panel FV y ayudan a mitigar los efectos de la interferencia electromagnética (EMI) presente en el acoplamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia [81, 82]. El capacitor C_{PV} es útil para el sensado del voltaje al usar técnicas de extracción del punto de máxima potencia.

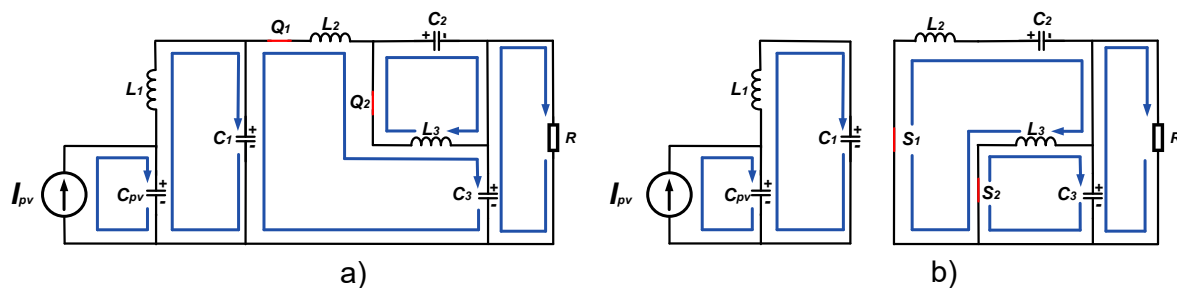


Figura 2.13: Estados de operación del convertidor 1, a) estado ON y b) estado OFF.

Basado en la operación del convertidor en MCC, es posible determinar las formas de onda clave durante un período de conmutación. En la Figura 2.14 se presentan las formas de onda del convertidor 1. A través de un análisis de estado estacionario, es posible determinar los puntos de equilibrio del convertidor. Este análisis solo es válido para el MCC y se considerarán los elementos ideales, es decir, no se tuvieron en cuenta los elementos parásitos (resistencias, capacitancias e inductancias). En la Tabla 2.2 se describe los puntos de operación y el dimensionamiento de los inductores y capacitores en términos de la corriente del panel FV (I_{PV}), el ciclo de trabajo (D) y la carga (R).

Es importante considerar el porcentaje de los rizados de voltaje (ΔV) y corriente (ΔI) de acuerdo con los requerimientos de la carga, así como la frecuencia de corte f_c en el inductor L_1 del filtro, el cual se recomienda diseñar a una fracción de la frecuencia de conmutación. En el siguiente capítulo se abordará el modelado y validación del diseño del sistema basándose en la Tabla 2.2.

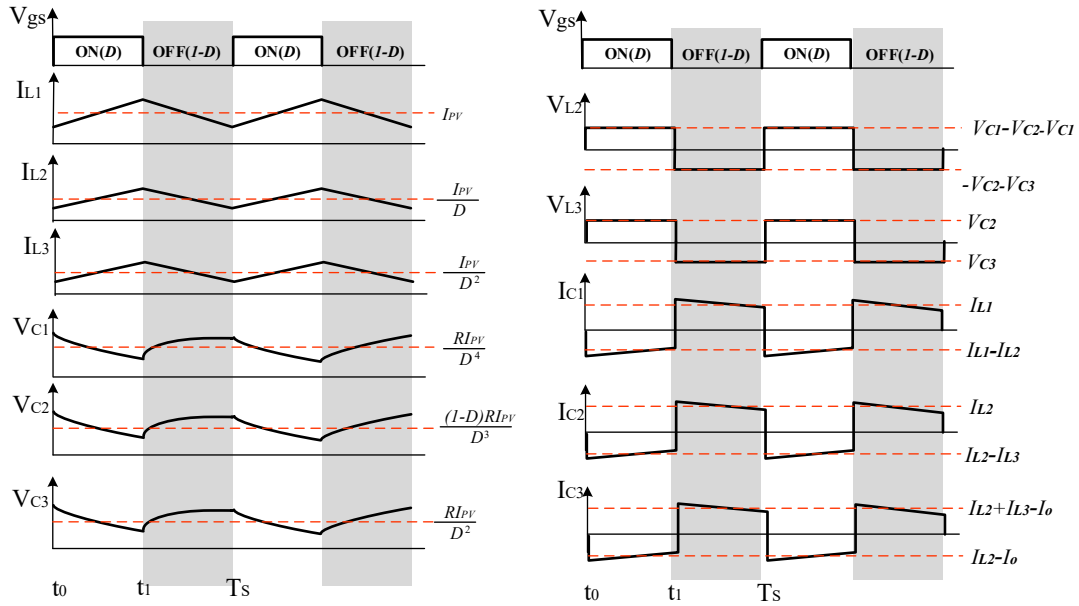


Figura 2.14: Formas de onda en un período de conmutación del convertidor 1.

Tabla 2.2: Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 1.

<i>Puntos de operación</i>	<i>Elementos reactivos</i>
$V_{C_1} = \frac{I_{PV}R}{D^4}$	$C_1 = \frac{I_{PV}(1-D)}{\Delta V_{C_1} f_s}$
$V_{C_2} = \frac{I_{PV}R(1-D)}{D^3}$	$C_2 = \frac{I_{PV}(1-D)}{\Delta V_{C_2} D f_s}$
$V_{C_3} = \frac{I_{PV}R}{D^2}$	$C_3 = \frac{I_{PV}(1-D)}{\Delta V_{C_3} D f_s}$
$I_{L_1} = I_{PV}$	$L_1 = \frac{1}{C_1(2\pi f_c)^2}$
$I_{L_2} = \frac{I_{PV}}{D}$	$L_2 = \frac{I_{PV}R(1-D)}{\Delta I_{L_2} D^3 f_s}$
$I_{L_3} = \frac{I_{PV}}{D^2}$	$L_3 = \frac{I_{PV}R(1-D)}{\Delta I_{L_3} D^2 f_s}$

2.4.2. CONVERTIDOR REDUCTOR CUADRÁTICO (CONVERTIDOR 2)

El segundo convertidor analizado en este trabajo es una variante del convertidor presentado en la Figura 2.9. Este convertidor se modificó de tal manera que fuera capaz de operar con un solo interruptor controlado, manteniendo las mismas características de R^2P^2 . Para lograr la operación del convertidor, la salida del convertidor se modificó a un voltaje diferencial. En la Figura 2.15 se presenta el convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con estructura I-III B.

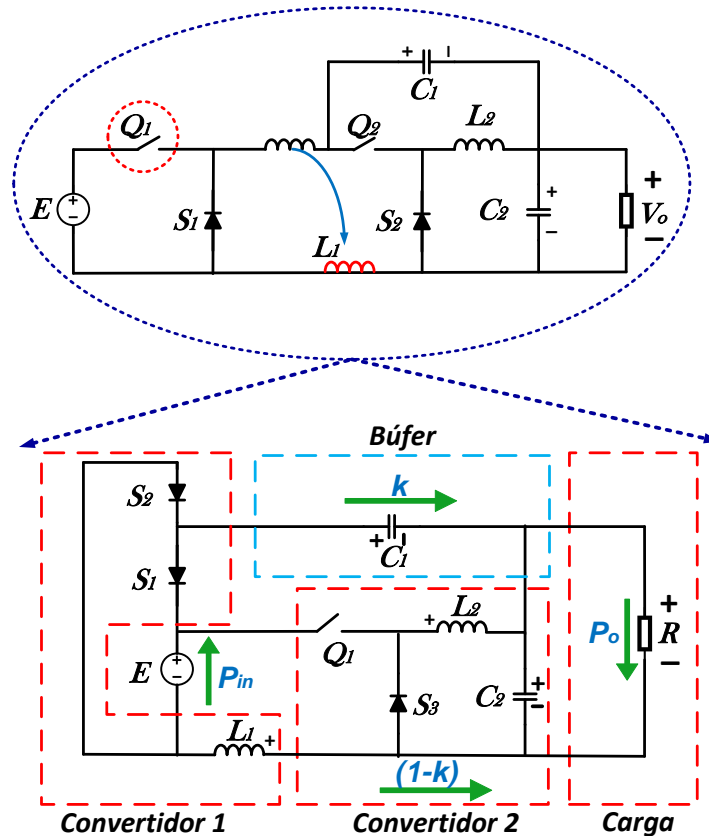


Figura 2.15: Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con estructura I-III B.

El convertidor puede operar en dos modos de conducción: el MCC, donde las corrientes del inductor son positivas y diferentes de cero, y el MCD, donde la corriente del inductor es cero en una fracción del periodo de conmutación. En este documento, solo se considera el análisis en MCC. En MCC, el convertidor tiene dos estados de funcionamiento: el estado ON, que consiste en que los interruptores Q_1 y S_1 están encendidos, mientras que los diodos S_2 y S_3 están apagados; y en el 'estado OFF', los interruptores Q_1 y S_1 están apagados, mientras que los diodos S_2 y S_3 están encendidos. Las redes resultantes de los estados de operación del convertidor se muestran en la Figura 2.16.

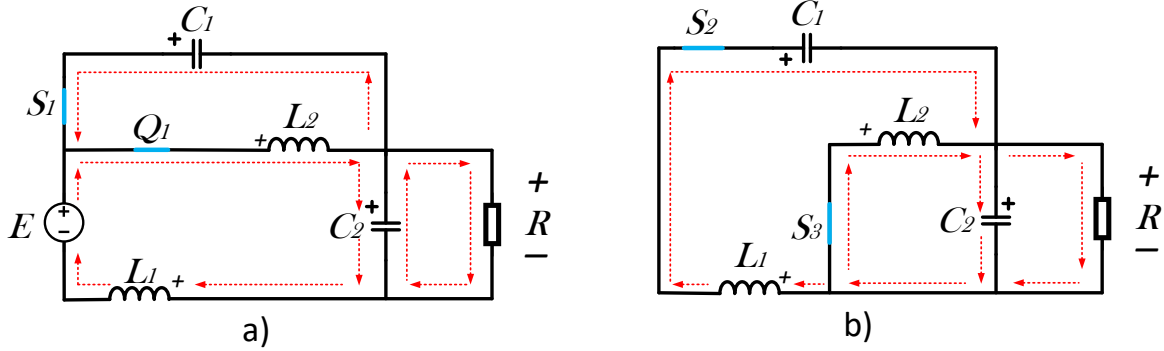


Figura 2.16: Redes eléctricas resultantes de la operación del convertidor, a) estado ON y b) estado OFF.

A partir de los estados de funcionamiento, es posible identificar las formas de onda durante un período de conmutación. Este análisis considera un funcionamiento ideal de los semiconductores (Figura 2.17). Las formas de onda muestran los valores medios de corriente y voltaje en un periodo de conmutación.

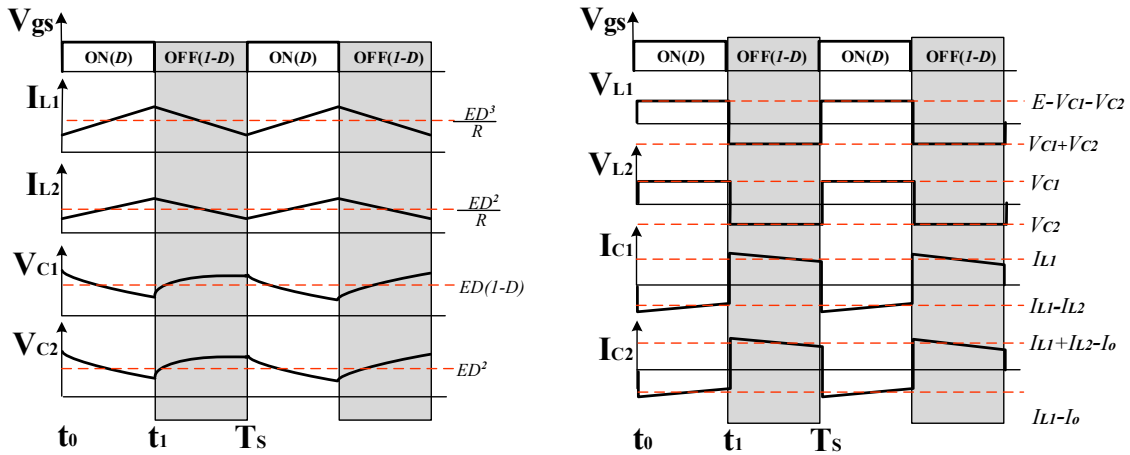


Figura 2.17: Formas de onda en el convertidor reductor cuadrático I-III B.

En MCC, la relación de transformación de voltaje se obtiene equilibrando el voltaje-segundo y el amperio-segundo en los circuitos mostrados en la Fig. 2.16, donde las expresiones del voltaje de los inductores vienen dadas por V_{L1} y V_{L2} . El estado ON se relaciona con la fracción DTs , y el estado OFF con el complemento $(1 - D)Ts$, resultando en:

$$(E - V_{C1} - V_{C2})DTs - (V_{C1} + V_{C2})(1 - D)Ts = 0 \quad (2.2)$$

$$V_{C_1}DTs - V_{C_2}(1 - D)Ts = 0 \quad (2.3)$$

De la Ecuación (2.3) se obtiene:

$$V_{C_1} = \frac{1 - D}{D}V_{C_2} \quad (2.4)$$

Sustituyendo la expresión (2.4) en (2.2) se obtiene:

$$\frac{V_{C_2}}{E} = D^2 \quad (2.5)$$

Asumiendo que el voltaje en C_2 es igual al voltaje de salida (V_o) entonces:

$$M = \frac{V_o}{E} = D^2 \quad (2.6)$$

donde M es la relación de transformación o ganancia del convertidor propuesto. También es posible determinar el valor promedio de los voltajes y corrientes en capacitores e inductores. Se obtienen las relaciones de los voltajes en los capacitores y las corrientes de los inductores en condiciones de estado estacionario en términos del ciclo de trabajo (D) y el voltaje de entrada (E), así como los puntos de operación en estado estacionario, como se presenta en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3: Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 2.

<i>Puntos de operación</i>	<i>Elementos reactivos</i>
$V_{C_1} = (1 - D)ED$	$C_1 = \frac{ED^3(1-D)}{\Delta V_{C_1}f_s R}$
$V_{C_2} = ED^2$	$C_2 = \frac{ED^3(1-D)}{\Delta V_{C_2}f_s R}$
$I_{L_1} = \frac{ED^3}{R}$	$L_1 = \frac{ED(1-D)}{\Delta I_{L_1}f_s}$
$I_{L_2} = \frac{ED^2}{R}$	$L_2 = \frac{ED^2(1-D)}{\Delta I_{L_2}f_s}$

Las principales pérdidas de energía en los convertidores CD/CD están asociadas al efecto de las resistencias parásitas presentes en los elementos reactivos (inductores y capacitores) y en los elementos de conmutación (diodos e interruptores). Las resistencias parásitas que se consideran para el análisis de pérdidas de este convertidor son R_{L_1} , R_{L_2} , R_{C_1} , R_{C_2} , $R_{DS_{ON}}$, R_{S_1} , R_{S_2} y R_{S_3} . Los diodos de silicio son térmicamente inestables debido a su dependencia de un coeficiente de temperatura. Sin embargo, los diodos de barrera Schottky de carburo de

silicio presentan estabilidad con las variaciones de temperatura. Según el estudio presentado en [83], las pérdidas de potencia en esta tecnología durante el estado de conducción pueden modelarse como resistencias parásitas. El modelo eléctrico con elementos parásitos se muestra en la Figura 2.18.

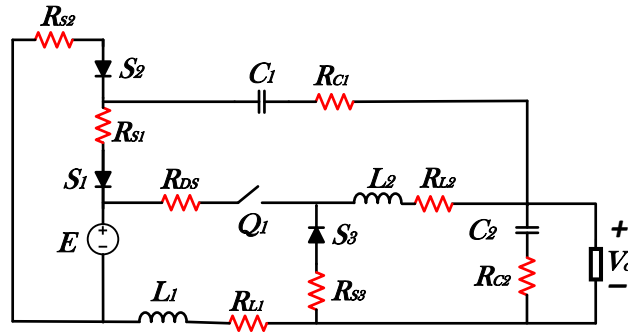


Figura 2.18: Modelo eléctrico de pérdidas presente en el convertidor 2.

Las pérdidas en los inductores tienen un papel relevante en la eficiencia global de los convertidores CD/CD, especialmente en los convertidores reductor, ya que por ellos circulan elevados niveles de corriente. El cálculo preciso de la pérdida en el núcleo de un inductor es muy complicado. La pérdida en el núcleo depende de varios factores, como la corriente de rizado de pico, la frecuencia de funcionamiento, el material, la estructura, el número de espiras y su volumen. La pérdida global del convertidor CD/CD se define por:

$$P_{loss} = \sum P_R + \sum P_{core} \quad (2.7)$$

donde P_{loss} son las pérdidas totales del convertidor, $\sum P_R$ representa la suma de pérdidas en cada resistencia parásita mostrada en la Figura 2.18 y $\sum P_{L_{core}}$ es la suma de pérdidas en los núcleos inductores. El rendimiento teórico total del convertidor viene dado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \quad (2.8)$$

donde η es la eficiencia global del convertidor y P_o es la potencia de salida del convertidor. El convertidor es un sistema de cuarto orden, presenta un voltaje diferencial en la salida, una corriente discontinua en la entrada del convertidor y pertenece a la estructura I-III B.

2.4.3. CONVERTIDOR REDUCTOR CUADRÁTICO INTERCALADO (CONVERTIDOR 3)

En aplicaciones donde se requieren bajos voltajes estandarizados de 12/24/48 V y corrientes de hasta 10 A, los convertidores presentan baja densidad de potencia debido a los altos niveles de corriente que circulan por los elementos magnéticos. Una solución factible es la inclusión de inductores acoplados de alta frecuencia en el lado de la fuente. Sin embargo, algunas desventajas son el aumento del volumen del convertidor, el incremento de su costo y las pérdidas de magnetización [84, 85]. La reducción de los componentes magnéticos se ha convertido en una ardua tarea que afecta directamente a la densidad de potencia. Los convertidores reductores son más afectados por el tamaño y peso de los componentes magnéticos debido a los altos valores de corriente que circulan a través de los inductores [85]. Una solución a este problema son los convertidores intercalados que están formados por convertidores básicos. La función es dividir la corriente de salida entre su número de convertidores, reduciendo el estrés de corriente en los interruptores, así como el tamaño y peso de los elementos magnéticos. Sin embargo, una desventaja de estos convertidores es la baja relación de transformación de voltaje. Para conseguir una alta relación de transformación, los interruptores deben operar con ciclos de trabajo pequeños, lo que supone una limitación en la frecuencia de conmutación, además de presentar un mayor estrés energético. Dadas las ventajas de los convertidores intercalados, se integró el concepto R^2P^2 a estas estructuras. Se tomó como base el convertidor presentado en la Figura 2.9.

El convertidor en MCC presenta dos estados de operación, el estado ON, que consiste en el encendido de los interruptores Q_1 y Q_2 , mientras que los diodos S_1 y S_2 se encuentran apagados, y el estado OFF, cuando dejan de conducir los interruptores Q_1 y Q_2 , mientras que los diodos S_1 y S_2 se encienden.

Para obtener la relación de transformación del voltaje y corriente, se aplica el balance de Volt-segundo y Amper-segundo. Las expresiones de los voltajes en los inductores V_{L_1} y V_{L_2} y las corrientes de los capacitores en el Estado ON están relacionadas con el ciclo de trabajo D , y el Estado OFF con el ciclo de trabajo complementario expresado como $(1 - D)$, resultando en:

$$M = \frac{V_o}{E} = \frac{I_{in}}{I_o} = D^2 \quad (2.9)$$

donde M es la relación de transformación o ganancia del convertidor cuadrático R^2P^2 . El convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con función intercalada, para aplicaciones que requieren altos niveles de corriente y bajo voltaje, se muestra en la Figura 2.19. El convertidor presenta un flujo de potencia similar a la estructura IIB-III B.

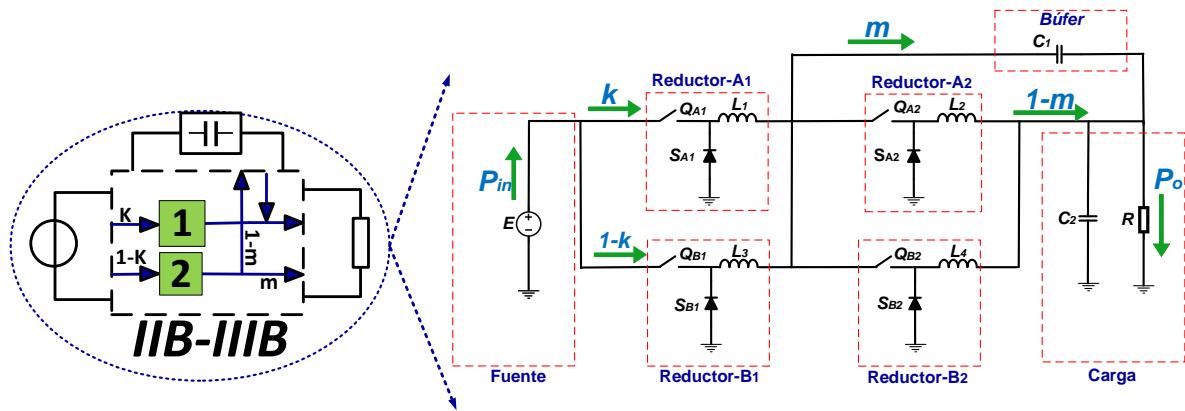


Figura 2.19: Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con función intercalada.

El convertidor en MCC presenta cuatro estados de operación: el estado (ON-A), que ocurre cuando los interruptores Q_{A1} y Q_{A2} están encendidos, mientras que los diodos S_{A1} y S_{A2} están apagados, y los diodos S_{B1} y S_{B2} están encendidos. El estado (ON-B), que ocurre cuando los interruptores Q_{B1} y Q_{B2} están encendidos, mientras que los diodos S_{B1} y S_{B2} están apagados, y los diodos S_{A1} y S_{A2} están encendidos. En el estado OFF, los cuatro diodos (S) están encendidos, mientras que los cuatro interruptores (Q) están apagados. Este estado se presenta dos veces en un periodo de conmutación. Los estados anteriores solo son válidos para el funcionamiento del convertidor con ciclos de trabajo (D) inferiores al 50% del periodo de conmutación. Si se supera el 50%, las señales de control se traslapan, dando origen a estados de funcionamiento e interesantes dinámicas como la eliminación de la corriente discontinua en la entrada que se discutirán en futuros trabajos. En la Figura 2.20 se muestran las redes eléctricas equivalentes en los estados de operación del convertidor 3.

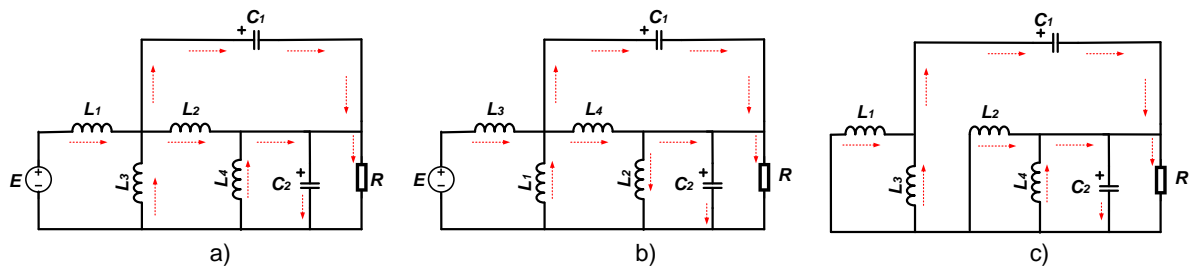


Figura 2.20: Redes eléctricas equivalentes en los estados de operación del convertidor 3, a) estado ON-A, b) estado ON-B y c) estado OFF.

A partir de los estados de operación es posible determinar las formas de onda durante un periodo de conmutación. La Figura 2.21 muestra las formas de onda del convertidor propuesto durante un periodo de conmutación, considerando elementos ideales.

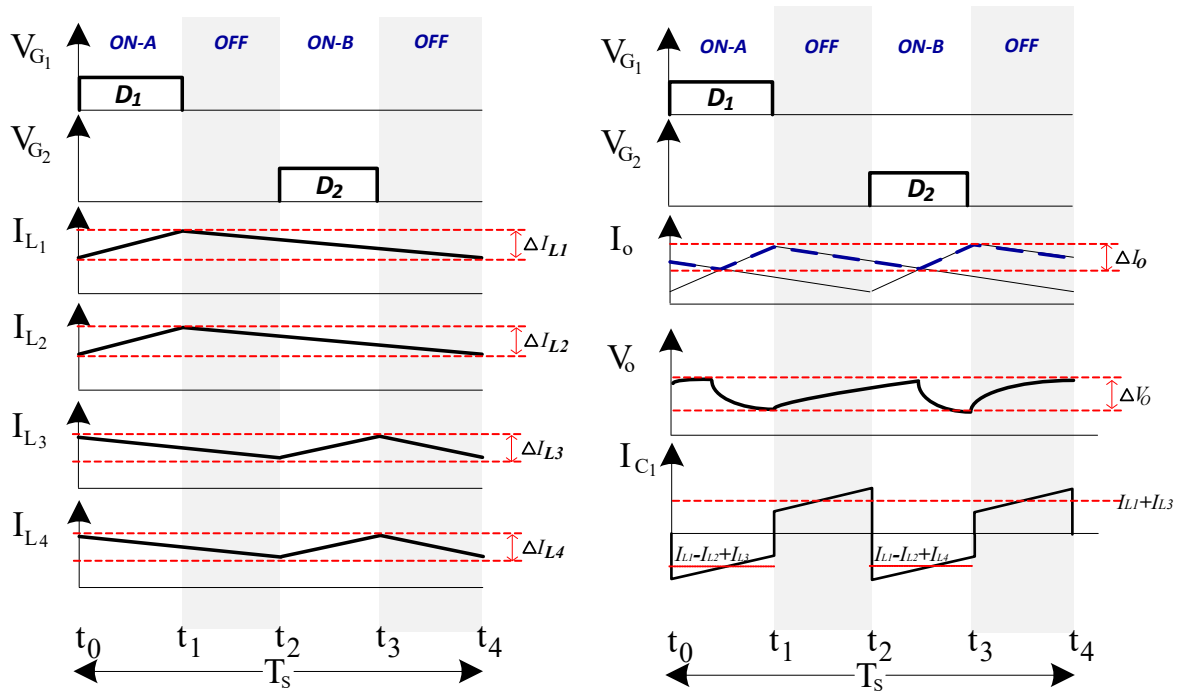


Figura 2.21: Formas de onda del convertidor 3.

Es importante mencionar que las señales de control se encuentran desfasadas 180° entre cada convertidor. El desfase de las señales beneficia las características de operación del convertidor, aumentando la frecuencia del voltaje y la corriente en la salida. La frecuencia de salida (f_{s_o}) de corriente y voltaje en el convertidor está dada por:

$$f_{s_o} = 2f_s \quad (2.10)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación de los interruptores. A través del análisis de estado estacionario es posible determinar los puntos de operación del convertidor. Este análisis sólo es válido para el MCC. En la Tabla 2.4 se presenta los valores de corriente y voltaje en el punto de operación del convertidor 3, así como el dimensionamiento de los elementos reactivos. Con el efecto de cancelación de rizo se disminuye el valor del capacitor búfer y el capacitor C_2 , afectando de manera positiva la densidad de potencia. Esta estructura permite operar con altos valores de corriente. Otra ventaja de la operación del convertidor es que sí se supera el valor del ciclo de trabajo mayor al 50%, se elimina la demanda de corriente discontinua en la entrada del convertidor. El convertidor es un sistema de sexto orden, con dos entradas de control, pertenecientes a la clasificación de los sistemas de múltiples entradas y salida simple (MISO). En el siguiente capítulo se abordarán los modelos dinámicos del sistema y se validarán

las ecuaciones de diseño.

Tabla 2.4: Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 3.

<i>Puntos de operación</i>	<i>Elementos reactivos</i>
$I_{L_1} = \frac{ED_1^3}{2R}$	$C_1 = \frac{ED_1^3(1-D_1)}{\Delta V_{C_1} f_{s_o} R}$
$I_{L_2} = \frac{ED_1^2}{2R}$	$C_2 = \frac{ED_1^3(1-D_1)}{\Delta V_{C_2} f_{s_o} R}$
$I_{L_3} = \frac{ED_2^3}{2R}$	$L_1 = \frac{ED_1(1-D_1)}{\Delta I_{L_1} f_s}$
$I_{L_4} = \frac{ED_2^2}{2R}$	$L_2 = \frac{ED_1(1-D_1)}{\Delta I_{L_2} f_s}$
$V_{C_1} = ED_1(1 - D_1)$	$L_3 = \frac{ED_2(1-D_2)}{\Delta I_{L_3} f_s}$
$V_{C_2} = ED_1^2$	$L_4 = \frac{ED_2(1-D_2)}{\Delta I_{L_4} f_s}$

2.4.4. CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR SEMICUADRÁTICO (CONVERTIDOR 4)

Basado en las reglas de diseño del concepto R^2P^2 , se propone un convertidor reductor-elevador semicuadrático con una elevada relación de transformación perteneciente a la estructura I-III B del concepto R^2P^2 , tal y como se muestra en la Figura 2.22.

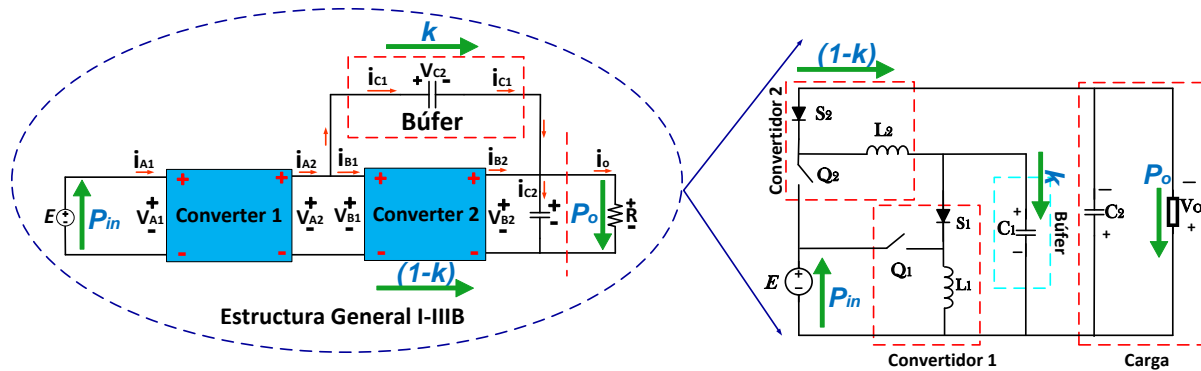


Figura 2.22: Propuesta del convertidor reductor-elevador semicuadrático con estructura I-III B.

El convertidor en MCC presenta dos estados de operación, el estado ON consiste en que los interruptores Q_1 y Q_2 están encendidos mientras que los diodos S_1 y S_2 no conducen corriente y el estado OFF cuando los interruptores Q_1 y Q_2 están abiertos mientras que los diodos S_1

y S_2 están encendidos. En la Figura 2.23 se muestra los estados de operación del convertidor reductor-elevador semicuadrático.

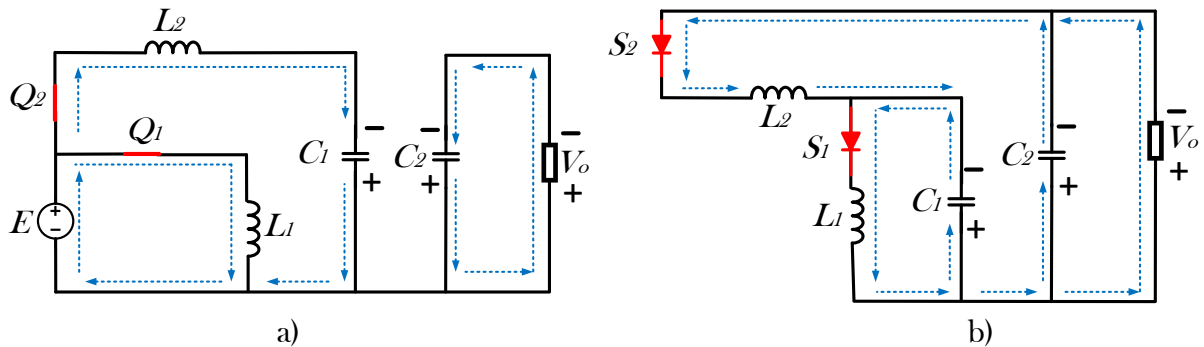


Figura 2.23: Redes eléctricas correspondientes a los estados de operación del convertidor reductor-elevador semicuadrático, a) ON y b) OFF.

A partir de los estados de operación, se identificaron las formas de onda durante un periodo de conmutación. El análisis no considera elementos parásitos en los dispositivos electrónicos (Figura 2.24). Las formas de onda muestran los valores promedio de corriente y voltaje en un periodo de conmutación.

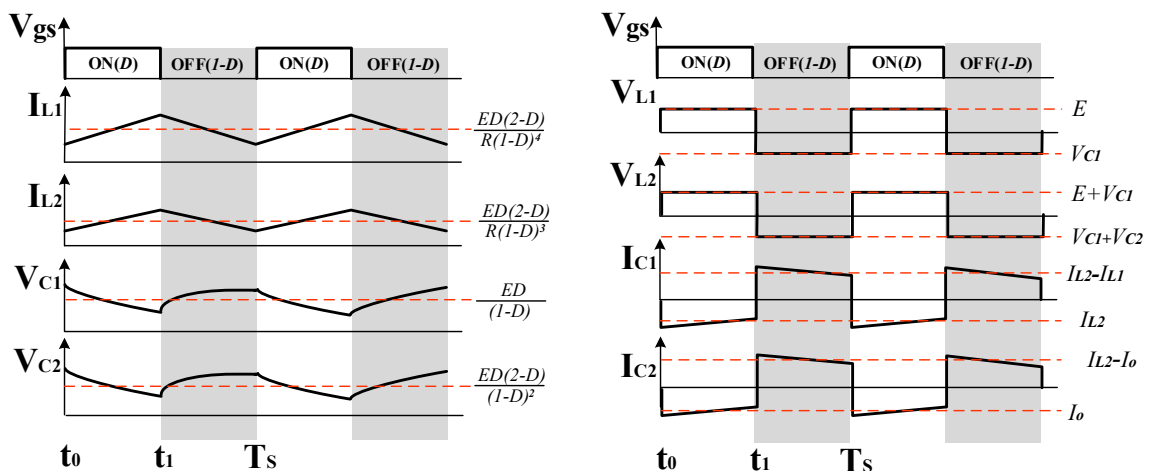


Figura 2.24: Formas de onda presentes en un periodo de conmutación del convertidor reductor-elevador semicuadrático.

En MCC, la relación de transformación de voltaje se obtiene equilibrando Volt-segundo y Amper-segundo en los circuitos mostrados en la Fig. 2.16, donde las expresiones del voltaje de

los inductores vienen dadas por V_{L1} y V_{L2} . El estado ON se relaciona con la fracción DT_s y el estado OFF con el complemento $(1 - D)T_s$, resultando:

$$(E)DT_s + (V_{C1})(1 - D)T_s = 0 \quad (2.11)$$

$$(E + V_{C1})DT_s + (V_{C1} + V_{C2})(1 - D)T_s = 0 \quad (2.12)$$

De la Ecuación (2.11) se obtiene:

$$V_{C1} = -\frac{ED}{(1 - D)} \quad (2.13)$$

Sustituyendo la Expresión (2.13) en (2.12) se obtiene:

$$\frac{V_{C2}}{E} = -\frac{D(2 - D)}{(1 - D)^2} \quad (2.14)$$

Asumiendo que el voltaje en C_2 es igual al voltaje de salida (V_o) entonces:

$$|M| = \frac{V_o}{E} = \frac{D(2 - D)}{(1 - D)^2} \quad (2.15)$$

donde M es la relación de transformación o ganancia del convertidor propuesto. El convertidor propuesto puede aumentar o reducir el voltaje de entrada. El convertidor con una relación de transformación de $0.01 < D < 0.29$ funciona como reductor, y con ciclos de trabajo entre $0.3 < D < 0.99$ funciona como elevador. En la Figura 2.25 se muestra la ganancia del convertidor operando en modo reductor y modo elevador.

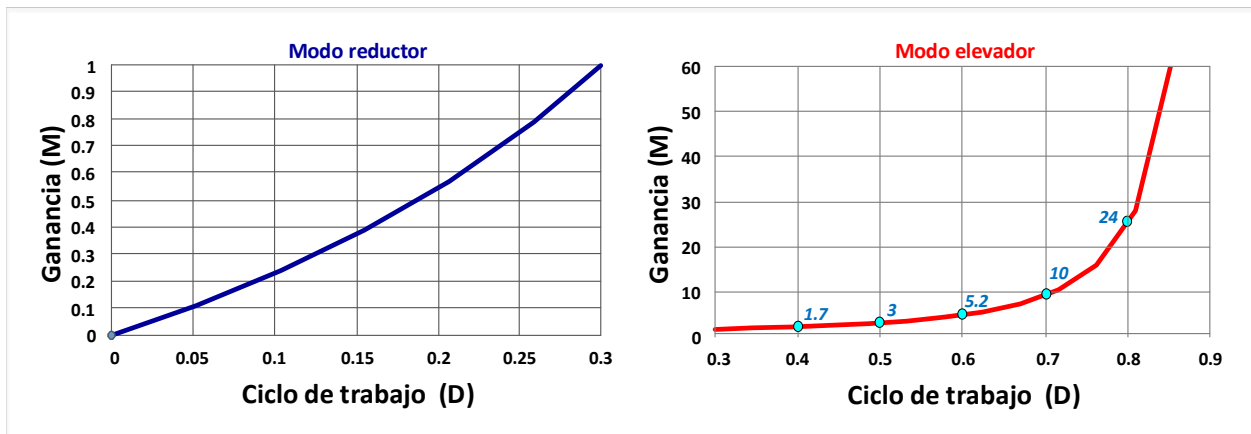


Figura 2.25: Ganancia del convertidor reductor-elevador semicuadrático, operando en modo reductor y modo elevador.

Para calcular el valor del ciclo de trabajo en relación a la ganancia deseada del convertidor propuesto se propone la Expresión (2.16).

$$D = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + |M|}} \quad (2.16)$$

En la Tabla 2.5 se presenta el valor promedio de los voltajes y corrientes en capacitores e inductores en los puntos de operación en términos del ciclo de trabajo (D) y el voltaje de entrada (E).

Tabla 2.5: Puntos de operación y dimensionamientos de elementos reactivos del convertidor 4.

<i>Puntos de operación</i>	<i>Elementos reactivos</i>
$V_{C_1} = \frac{ED}{(1-D)}$	$C_1 = \frac{ED^2(2-D)}{\Delta V_{C_1} f_s (1-D)^3 R}$
$V_{C_2} = \frac{ED(2-D)}{(1-D)^2}$	$C_2 = \frac{ED^2(2-D)}{\Delta V_{C_2} f_s (1-D)^2 R}$
$I_{L_1} = \frac{ED(2-D)}{R(1-D)^4}$	$L_1 = \frac{ED}{\Delta I_{L_1} f_s}$
$I_{L_2} = \frac{ED(2-D)}{R(1-D)^3}$	$L_2 = \frac{ED}{(1-D)\Delta I_{L_2} f_s}$

El convertidor reductor-elevador semicuadrático propuesto es un sistema de cuarto orden, perteneciente a los sistemas SISO. Presenta un voltaje invertido y una alta relación de transformación en voltaje/corriente. En el siguiente capítulo se presenta el modelado y diseño del convertidor propuesto.

3

Análisis y modelado de los convertidores para aplicaciones en energías renovables

3.1. TÉCNICAS DE MODELADO APLICADAS EN CONVERTIDORES CD/CD

Los modelos matemáticos de un sistema dinámico están compuestos por un conjunto de ecuaciones que representan con precisión, de manera satisfactoria, la dinámica de ese sistema. Existe una gran variedad de técnicas para modelar un sistema bajo diferentes condiciones y variables. Las diferentes perspectivas conducen a diversas representaciones matemáticas, lo que significa que un sistema puede tener varios modelos matemáticos. La dinámica de sistemas, como mecánicos, eléctricos, térmicos, económicos y biológicos, se describe mediante ecuaciones diferenciales. Estas ecuaciones diferenciales se derivan de las leyes físicas que rigen dicho sistema particular, como las leyes de Newton para sistemas mecánicos o las leyes de Kirchhoff para sistemas eléctricos. No debemos pasar por alto la importancia de desarrollar un modelo matemático consistente, ya que este constituye la fase fundamental de cualquier análisis.

Los modelos matemáticos se pueden desarrollar de diversas formas, dependiendo de las

circunstancias específicas. Por ejemplo, el empleo de representaciones en el espacio de estados facilita el análisis de la respuesta transitoria o la respuesta en frecuencia de los sistemas lineales con una entrada y una salida. Considerando la invariancia en el tiempo, la representación a través de la función de transferencia puede resultar más adecuada que otras alternativas. Una vez que se ha obtenido un modelo matemático para un sistema, se pueden utilizar diversos recursos analíticos y herramientas informáticas para su estudio y síntesis. Es importante considerar que la operación de los convertidores CD/CD pertenece a los sistemas no lineales, ya que cuentan con una función de conmutación entre dos o más circuitos equivalentes en cada estado. Un sistema que no es lineal, no se permite aplicar el principio de superposición. No se puede obtener la respuesta de un sistema no lineal de dos o más entradas simplemente sumando las respuestas de cada estado debido a las discrepancias existentes. Existen varias herramientas que permiten obtener un modelo aproximado de un sistema lineal, las cuales se abordarán en este capítulo.

3.1.1. MODELADO POR ESPACIO DE ESTADOS

Los sistemas no lineales son complejos y pueden involucrar múltiples entradas y salidas, además de ser variantes en el tiempo. Este modelado tiene como enfoque principal el concepto de estado, que ha sido utilizado durante mucho tiempo en el campo de la dinámica clásica y en otras disciplinas. El estado de un sistema dinámico se define como el conjunto mínimo de variables, conocidas como variables de estado, que, cuando se conoce su valor en el instante $t = t_0$, junto con el conocimiento de la entrada desde t mayor o igual t_0 , permite predecir completamente el comportamiento del sistema en cualquier momento t . Los estados de operación de un convertidor CD/CD se establecen habitualmente como una función de encendido y apagado de interruptores.

- Q: Encendido-Activación de los interruptores controlados (transistores).
- Q: Apagado-Activación de los interruptores no controlados (diodos).

Considerando esta condición, los modelos se derivan teniendo en cuenta la función de conmutación impuesta por el PWM en el interruptor controlado. De esta manera, es posible desarrollar modelos promedio asumiendo que la dinámica de los voltajes en los capacitores y las corrientes en los inductores presentan variaciones lentas en comparación con la frecuencia de conmutación (f_s). En consecuencia, los valores promedio se utilizan como aproximación de los valores en el punto de operación de las variables, y la variable de control se define como

el ciclo de trabajo $u(t)$ del interruptor, mientras que la variable $y(t)$ representa la salida del sistema.

Para obtener un modelo promedio, se debe considerar los diferentes estados de operación que se presentan en el sistema en un período de conmutación, resultando en:

$$A = A_1(x)(D) + A_2(x)(1 - D) + \dots A_n(x)(1 - D - D_n) \quad (3.1)$$

$$B = [B_1(x)(D) + B_2(x)(1 - D) + \dots B_n(x)(1 - D - D_n)]u \quad (3.2)$$

donde x representa los voltajes y corrientes promedio presentes en los capacitores e inductores en su punto de operación y $u \in [0,1]$ representa el valor del ciclo de trabajo. La validez de estos modelos está condicionada a la frecuencia de conmutación. Además, los modelos promedio resultantes se presentan como sistemas autónomos bilineales y pueden representarse de forma general como:

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u \quad (3.3)$$

$$y = C(x) \quad (3.4)$$

Con el propósito de obtener un modelo lineal para un sistema inicialmente no lineal, se supone que las variables experimentan pequeñas desviaciones respecto a alguna condición de operación. Para obtener una representación lineal alrededor del punto de operación del sistema, se perturban las variables con pequeñas señales de corriente alterna (\sim), obteniendo:

$$\tilde{\dot{x}} = A(\tilde{x}) + B(\tilde{u}) \quad (3.5)$$

$$\tilde{y} = C(\tilde{x}) \quad (3.6)$$

La linealización es válida solo en las proximidades de un punto de operación. No obstante, si las condiciones de operación experimentan variaciones significativas, las ecuaciones linealizadas resultantes pueden no ser apropiadas, y es necesario recurrir a ecuaciones no lineales. Es esencial tener en cuenta que un modelo matemático específico, utilizado en el análisis y diseño, puede reflejar con precisión la dinámica de un sistema real bajo ciertas condiciones de operación, pero puede carecer de información en otras condiciones.

3.1.2. MODELADO POR ÁREAS VOLT-AMPER (VA)

El análisis del procesamiento de potencia en los convertidores propuestos es de gran relevancia para mostrar los beneficios de la estructura R^2P^2 . Para el análisis del procesamiento de potencia se empleó el "modelado de área Volt-Amper (V·A)" [87, 88, 89]. Este método describe gráficamente las potencias promedio que se procesan en cada de etapa del sistema en estado estable. El método considera que la potencia de entrada y salida son aproximadas ($P_{in} \approx P_o$), es decir, no considera pérdidas por efectos parásitos. En este método se definen los siguientes conceptos:

- a) *Potencia Directa* (P_{dir}): es la potencia que se transfiere de un puerto a otro sin el paso interno por un elemento de almacenamiento (capacitores e inductores).
- b) *Potencia Indirecta* (P_{ind}): es la potencia que es almacenada y entregada durante el proceso de transferencia en un convertidor. La potencia P_{ind} es procesada por los elementos reactivos es decir capacitores e inductores.
- c) *Potencia Diferencial* (P_{dif}): es el límite inferior del procesamiento de potencia requerido para suministrar una potencia determinada a la salida. Esta se genera por la acción de los dispositivos de conmutación y es procesada por los elementos reactivos (inductores y capacitores).

El procesamiento de potencia en convertidores básicos se analiza como un sistema de dos puertos como se muestra en la Figura 3.1.

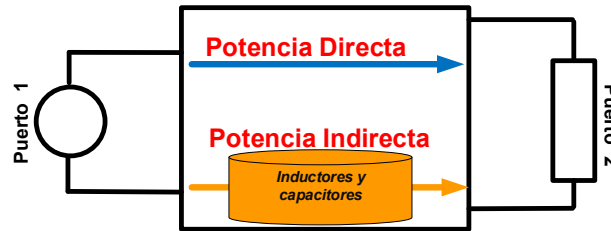


Figura 3.1: Esquema general del procesamiento de potencia en convertidores de dos puertos.

Para calcular la potencia indirecta de los elementos reactivos se propone la siguiente expresión [89]:

$$P_{ind} = \frac{1}{2T_s} \int_{t_0}^{T_s} |V_t \cdot I_t| dt \quad (3.7)$$

Para la evaluación de la potencia indirecta en capacitores e inductores, se analizan las etapas de carga y descarga de los elementos reactivos, en la Figura 3.2 se muestra las formas de onda que determinan el procesamiento de potencia indirecta en los elementos reactivos.

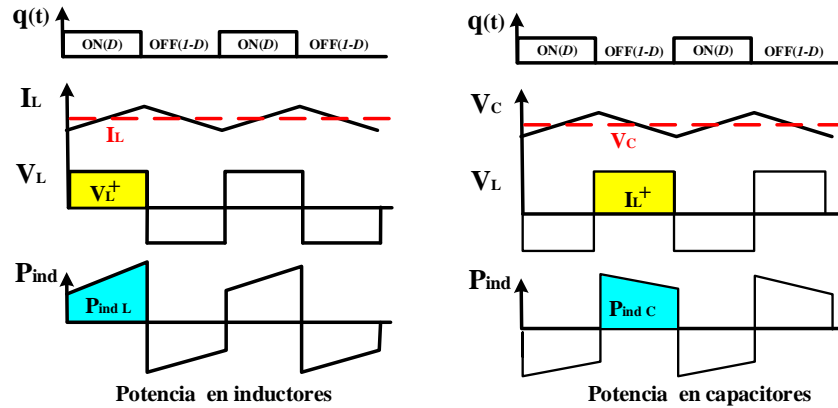


Figura 3.2: Formas de onda durante el procesamiento de potencia indirecta en elementos reactivos.

Durante el procesamiento de potencia en convertidores con tres puertos el voltaje de búfer (almacenamiento), juega un papel importante, debido a que es el camino por el cual se procesa una fracción de potencia. En convertidores reductores con función reductora el voltaje de búfer presenta un voltaje complementario al voltaje de entrada. En la Figura 3.3 se muestra el modelo VA general de un convertidor reductor de tres puertos.

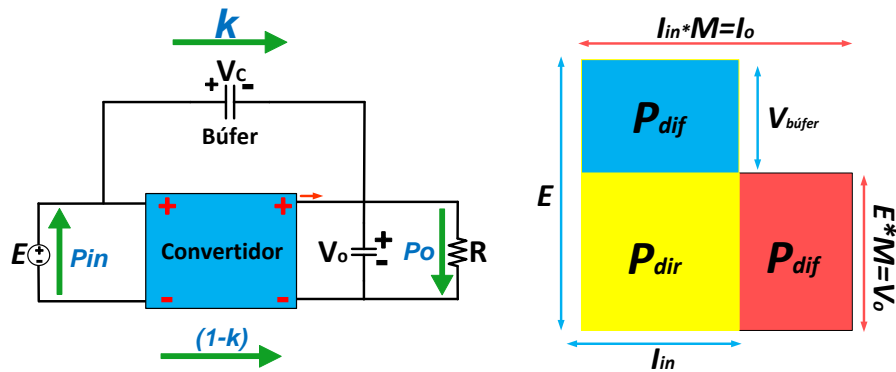


Figura 3.3: Modelo VA general de un convertidor reductor de tres puertos.

La ganancia del convertidor (M) durante el proceso de conversión de voltaje y corriente dependerá de la configuración del convertidor. Los convertidores con R^2P^2 presentan variantes de flujo de potencia dependiendo de la estructura y una metodología que permite realizar un análisis de este procesamiento de potencia es el modelado por áreas VA.

A continuación; con las técnicas de modelado promedio y VA descritas con anterioridad se analizaron las diferentes estructuras R^2P^2 propuestas en el capítulo anterior, con la finalidad de obtener información sobre las ventajas de las topologías.

3.2. MODELO DEL CONVERTIDOR DE ALTA GANANCIA EN CORRIENTE

El modelado del convertidor integrado por una fuente de corriente se realizó usando la técnica de espacio de estados promediados. Los estados corresponden a las corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores. La Figura 3.4 muestra la red eléctrica correspondiente al estado ON.

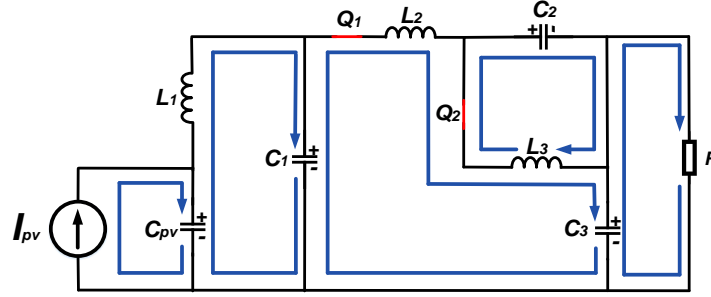


Figura 3.4: Red eléctrica correspondiente a estado ON de convertidor de alta ganancia en corriente.

Las siguientes expresiones describen el comportamiento del estado ON en un periodo de conmutación.

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{v_{C_{PV}}}{L_1} - \frac{v_{C_1}}{L_1} \quad (3.8)$$

$$\dot{i}_{L_2} = \frac{v_{C_1}}{L_2} - \frac{v_{C_2}}{L_2} - \frac{v_{C_3}}{L_2} \quad (3.9)$$

$$\dot{i}_{L_3} = \frac{v_{C_2}}{L_3} \quad (3.10)$$

$$\dot{v}_{C_{pv}} = \frac{i_{pv}}{C_{pv}} - \frac{i_{L_1}}{C_{pv}} \quad (3.11)$$

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{i_{L_1}}{C_1} - \frac{i_{L_2}}{C_1} \quad (3.12)$$

$$\dot{v}_{C_2} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{i_{L_3}}{C_2} \quad (3.13)$$

$$\dot{v}_{C_3} = \frac{i_{L_2}}{C_3} - \frac{v_{C_3}}{RC_3} \quad (3.14)$$

La Figura 3.5 muestra la red eléctrica correspondiente al estado OFF en un periodo de

conmutación.

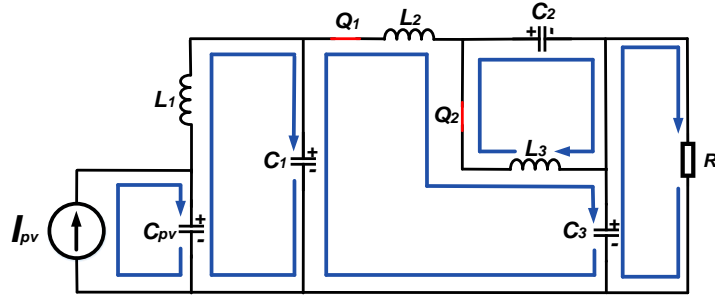


Figura 3.5: Red eléctrica correspondiente a estado ON de convertidor de alta ganancia en corriente.

Las siguiente expresiones describen el comportamiento del estado OFF.

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{v_{C_{pv}}}{L_1} - \frac{v_{C_1}}{L_1} \quad (3.15)$$

$$\dot{i}_{L_2} = -\frac{v_{C_2}}{L_2} - \frac{v_{C_3}}{L_2} \quad (3.16)$$

$$\dot{i}_{L_3} = -\frac{v_{C_3}}{L_3} \quad (3.17)$$

$$\dot{v}_{C_{pv}} = \frac{i_{pv}}{C_{pv}} - \frac{i_{L_1}}{C_{pv}} \quad (3.18)$$

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{i_{L_1}}{C_1} \quad (3.19)$$

$$\dot{v}_{C_2} = \frac{i_{L_2}}{C_2} \quad (3.20)$$

$$\dot{v}_{C_3} = \frac{i_{L_2}}{C_3} + \frac{i_{L_3}}{C_3} - \frac{v_{C_3}}{RC_3} \quad (3.21)$$

Empleando las expresiones obtenidas en cada estado de operación, es posible obtener un

modelo promedio durante un periodo de conmutación. El modelo promedio está dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{i}_{L_3} \\ \dot{v}_{C_{PV}} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \\ \dot{v}_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{L_3} & \frac{1-D}{L_3} \\ -\frac{1}{C_{PV}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{D}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_3} & \frac{1-D}{C_3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ i_{L_3} \\ v_{C_{PV}} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \\ v_{C_3} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{PV}} i_{pv} \quad (3.22)$$

Empleando la corriente del capacitor C_3 y considerando el equilibrio de Amper-segundo se obtiene:

$$0 = i_{L_2} + (1 - D)i_{L_3} - i_o \quad (3.23)$$

Sustituyendo la corriente promedio de los inductores I_{L_2} y I_{L_3} descritas en la Tabla 2.2 se obtiene:

$$i_o = \frac{i_{in}}{D} + \frac{i_{PV}}{D^2}(1 - D) \quad (3.24)$$

Despejando la corriente del panel FV (I_{PV}) del convertidor resulta en:

$$\frac{i_o}{i_{pv}} = \frac{1}{D} + \frac{(1 - D)}{D^2} \quad (3.25)$$

La ganancia del convertidor está dada por:

$$M = \frac{i_o}{i_{pv}} = \frac{1}{D^2} \quad (3.26)$$

donde M es la relación de transformación o ganancia del convertidor en términos de corriente entrada-salida. Se obtuvo el modelo lineal del convertidor a través de la técnica espacio de estados, analizando los diferentes modos de operación. Este modelo no considera las resistencias parásitas presentes en los dispositivos electrónicos. Los estados corresponden a las corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores. Para obtener una representación lineal alrededor del punto de operación del sistema se analizó los estados y entradas del sistema por su condición de operación y una variación o perturbación alrededor de ese punto donde

$d = D + \tilde{d}$, $I_{Pv} = I_{Pv} + \tilde{I}_{Pv}$, $x = X + \tilde{x}$, resultando en:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{i}_{L_3} \\ \tilde{v}_{C_{PV}} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \tilde{v}_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{L_3} & \frac{1-D}{L_3} \\ -\frac{1}{C_{PV}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{D}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_3} & \frac{1-D}{C_3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{i}_{L_3} \\ \tilde{v}_{C_{PV}} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \tilde{v}_{C_3} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{PV}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{i_{PV}R}{D^4} \\ 0 & \frac{i_{PV}R}{D^3} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{i_{PV}}{D} \\ 0 & -\frac{i_{PV}}{D^2} \\ 0 & \frac{i_{PV}}{D^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Pv} \\ \tilde{d} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

3.2.1. VALIDACIÓN

Se diseñó el SFV con R^2P^2 considerando un voltaje en el PMP de 130 V y una corriente de 2.5 A de tres paneles FV en serie del modelo BP Apollo 980. En la Tabla 3.1 se listan los parámetros de diseño y de los dispositivos empleados para realizar el análisis de validación entre el modelo eléctrico y un modelo promediado. La validación del modelo se basa en la comparación de la respuesta del modelo conmutado y el modelo promediado. Esta comparación se apoya en el software MATLAB y PowerSim.

Tabla 3.1: Parámetros de diseño del SFV.

Símbolo	Parámetro	Valor
I_{PV}	Corriente de entrada	2.5 A
P_o	Potencia de salida	325 W
I_o	Corriente de salida	6.9 A
f_s	Frecuencia	50 kHz
L_1, L_2, L_3	Inductores	66 uH, 1.35 mH, 1.12 mH
C_{PV}	Capacitores	1 uF
C_1, C_2, C_3	Capacitores	10 uF
D	Ciclo de trabajo	63 %
Q_1, Q_2	MOSFET's	C20N60CFD
S_1, S_2	Diodos	TO-220-L

La Figura 3.6 presenta las formas de onda de voltaje en los capacitores del sistema obtenidas del modelo conmutado y modelo promedio en estado estable, considerando los parámetros de la Tabla 3.1. Las formas de onda y valores de voltaje en el modelo promedio en los capacitores C_{PV} y C_1 son iguales dado que no se están considerando las resistencias parásitas de esos capacitores.

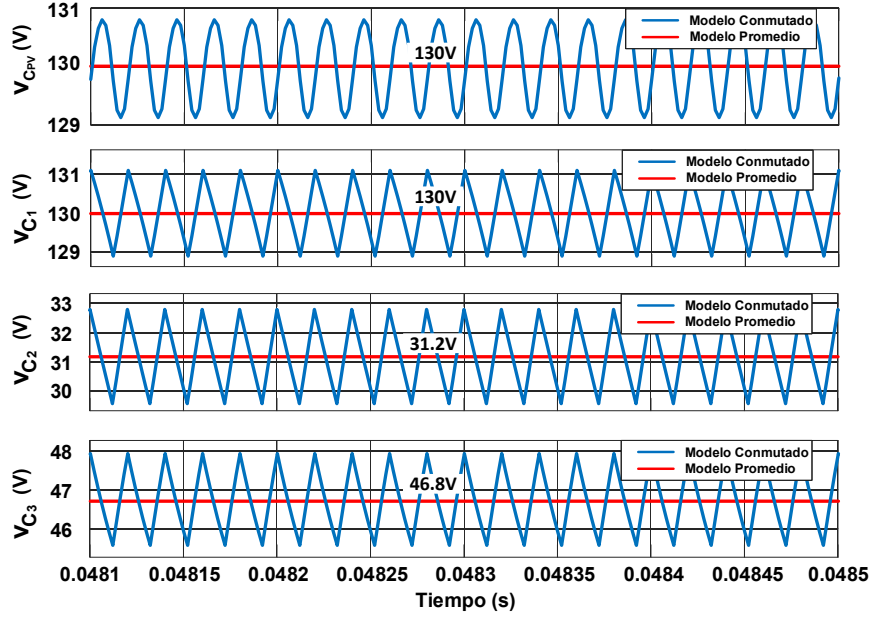


Figura 3.6: Formas de onda de voltaje en los capacitores del sistema obtenidas del modelo conmutado y modelo promedio.

Sin embargo, las formas de onda del modelo conmutado presentan diferentes comportamientos por las funciones que cumplen dentro del sistema. El voltaje presente en el elemento C_2 representa el voltaje en el búfer, siendo el encargado de procesar una fracción de la potencia del convertidor 1 directamente a la carga. En el análisis, al no considerarse los elementos parásitos el voltaje en C_3 es aproximado al voltaje de salida. En la Figura 3.7 se muestran las formas de onda de corriente en los inductores obtenidas a partir del modelo conmutado y el modelo promedio. La corriente obtenida por el modelo promedio en el elemento L_1 es igual a la corriente del panel FV (I_{PV}). Este elemento tiene la función de mantener una demanda de corriente continua a los paneles FV. El valor de la corriente del inductor L_3 en el modelo promedio es igual a la corriente de salida (I_o). En la Figura 3.8 se compararon las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencias obtenidas con el modelo lineal y comparadas con el modelo conmutado del circuito implementado en PowerSim. Las discrepancias entre el modelo lineal y el modelo conmutado se atribuyen a las características de los semiconductores presentes en el software PowerSim que dan una variación a las dinámicas por presencia de elementos parásitos.

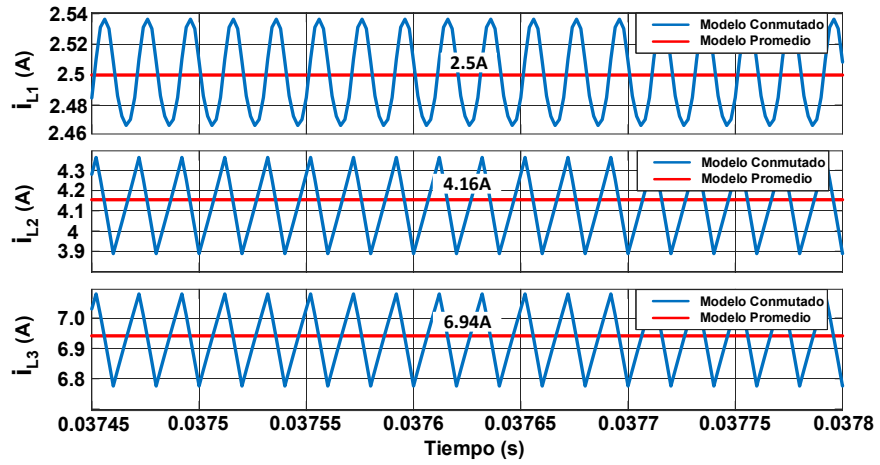


Figura 3.7: Formas de onda de corriente en los inductores del sistema obtenidas del modelo conmutado y modelo promedio.

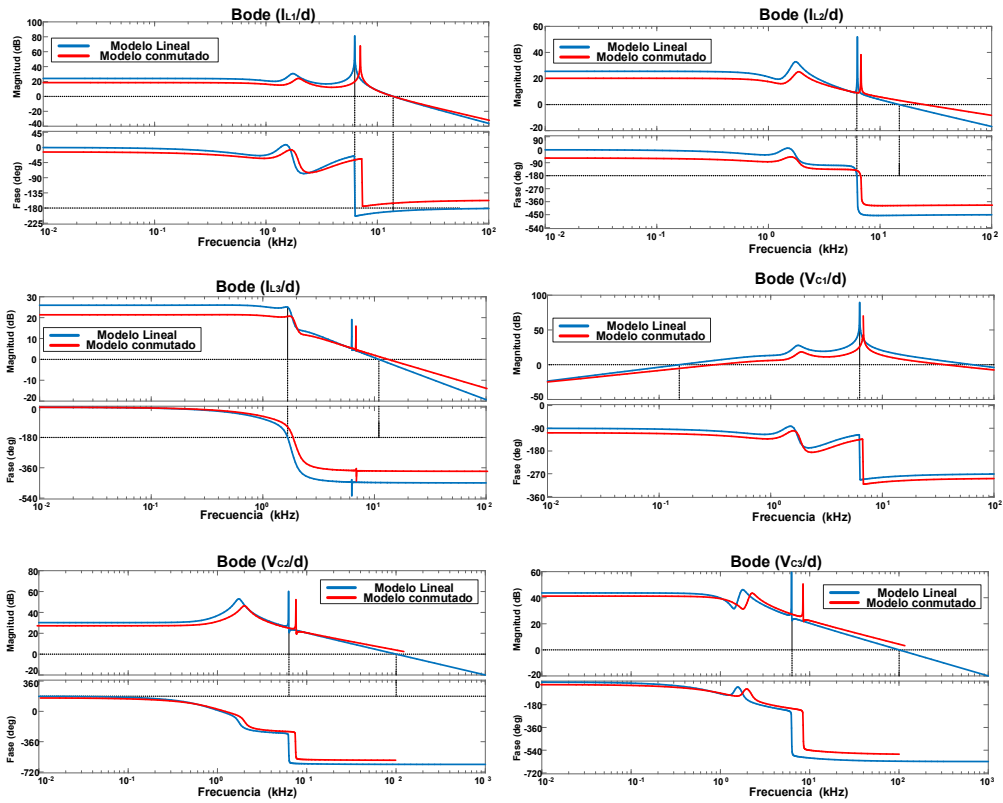


Figura 3.8: Respuestas en frecuencia del modelo conmutado y modelo lineal.

3.2.2. DISEÑO DEL CONTROLADOR MODO VOLTAJE

Con el fin de asegurar una adecuada regulación en la salida del sistema se propone el esquema de lazo cerrado basado en un compensador tipo III. La Expresión (3.28) representa la función de transferencia del compensador tipo III.

$$K(s) = \left(\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 C_6} \right) \left(\frac{\left(s + \frac{1}{R_2 C_5} \right) \left(s + \frac{1}{(R_1 + R_3) C_6} \right)}{s \left(s + \frac{C_4 + C_5}{R_2 C_4 C_5} \right) \left(s + \frac{1}{R_3 C_6} \right)} \right) \quad (3.28)$$

Este esquema de control contiene un polo en el origen, dos polos reales y dos ceros reales, los cuales pueden ser colocados donde el sistema lo requiera para garantizar la estabilidad. La ubicación de los dos polos y dos ceros se basa en analizar de manera adecuada la respuesta en frecuencia. Considerando la respuesta en frecuencia de la variable del voltaje en el capacitor C_3 se seleccionó voltaje de referencia es de $V_{ref} = 3V$ y una salida regulada $V_o = 48V$, con base en lo anterior es posible proponer los valores del divisor de voltaje encargado de sensar la salida de tal manera que $R_1 = 10k\Omega$ y mediante la relación $V_{Ra} = V_o R_a / (R_a + R_1)$ se calculó el valor $R_a = 500\Omega$. En la Figura 3.9 se muestra el esquema en lazo cerrado y la respuesta en frecuencia del convertidor 1. En la Tabla 3.2 se muestran los valores del controlador tipo III para el diseño del sistema en lazo cerrado.

Tabla 3.2: Parámetros de diseño del compensador tipo III.

<i>Símbolo</i>	<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>
R_a	Resistencia de sensado	500Ω
R_b	Resistencia de sensado	7.5Ω
R_1	Resistencia del compensador	$10k\Omega$
R_2	Resistencia del compensador	$2.14k\Omega$
R_3	Resistencia del compensador	$7.12k\Omega$
C_4	Capacitor del compensador	$4.2nF$
C_5	Capacitor del compensador	$12.5nF$
C_6	Capacitor del compensador	$9nF$

La respuesta del sistema en lazo cerrado es estable teniendo un margen de ganancia de 2.93 dB y un margen de fase de 24.6 grados. Una vez diseñado el controlador para el convertidor, se procedió verificar su funcionalidad a través de simulaciones en la plataforma de PowerSim. En la Figura 3.10 se presenta la respuesta del sistema en lazo cerrado, cuando existen perturbaciones en la fuente de corriente en la entrada. Las perturbaciones se establecieron del $\pm 50\%$.

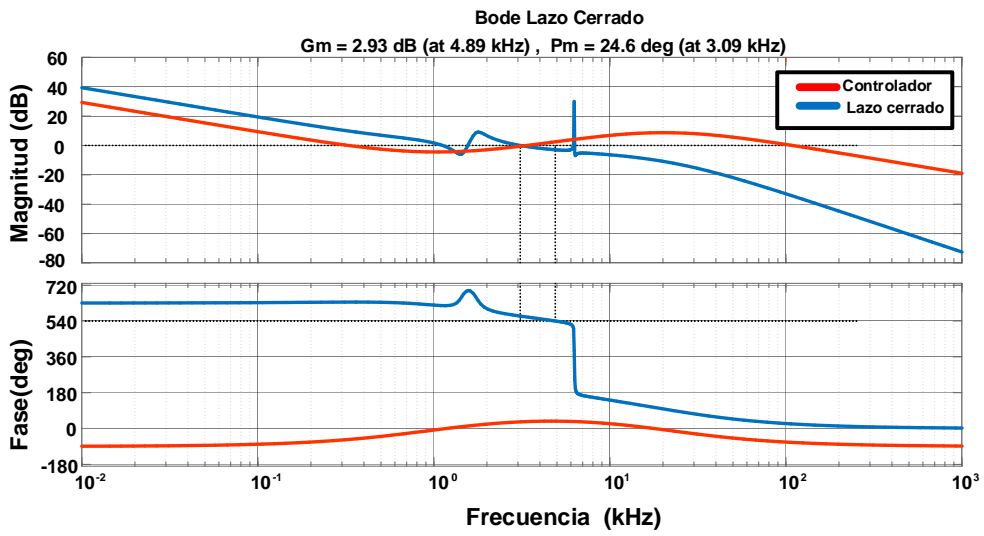
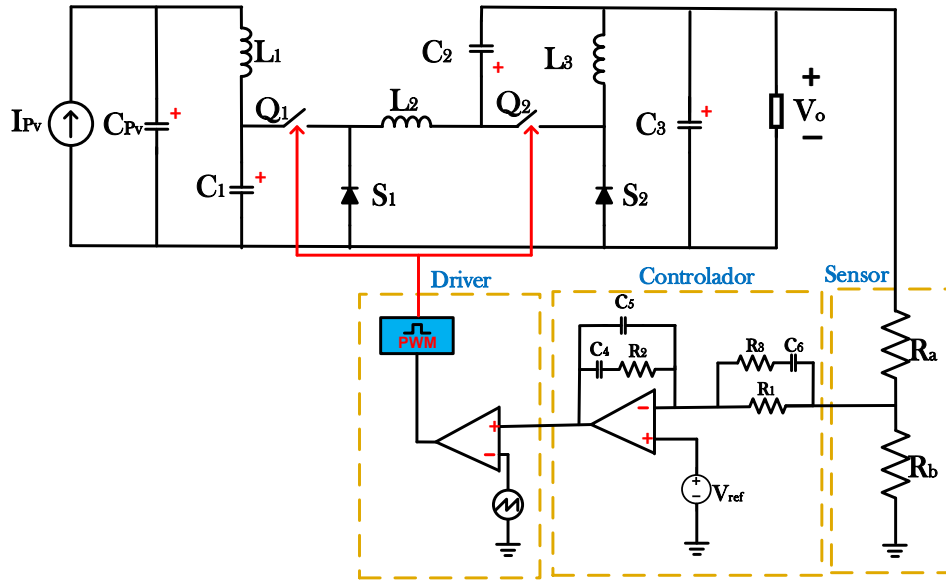


Figura 3.9: Esquema del convertidor 1 en lazo cerrado.

En la Figura 3.11 se presenta la respuesta del convertidor en lazo cerrado ante cambios de carga con valor del $\pm 50\%$, así como las variaciones de potencia resultantes de esas variaciones. En la Figura 3.12 se presenta el tiempo de estabilización del sistema en lazo cerrado, durante los cambios de carga. El tiempo de estabilización a 48 V es de aproximadamente 4.7 ms.

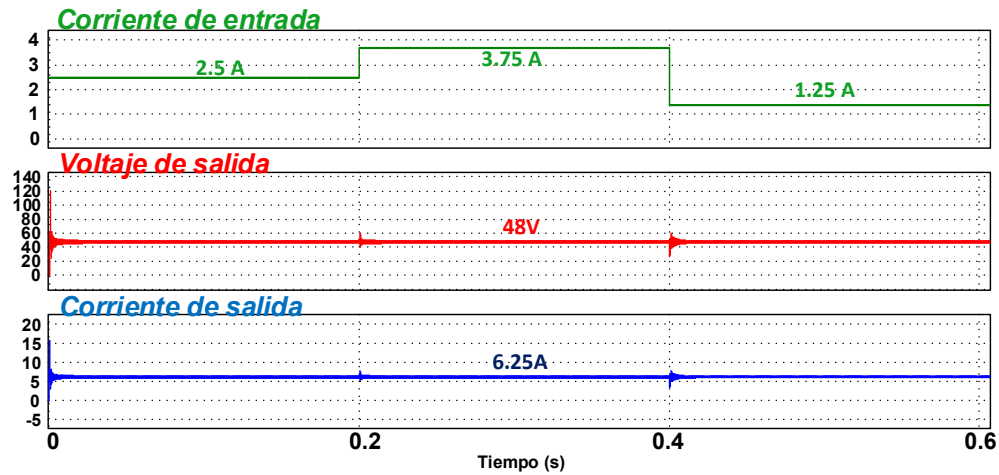


Figura 3.10: Variaciones de corriente en la entrada del convertidor.

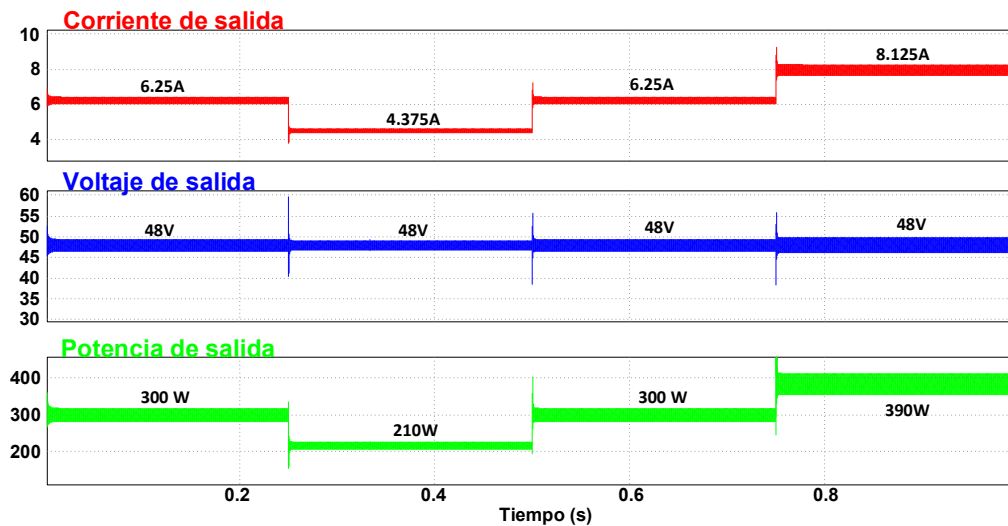


Figura 3.11: Variaciones de carga en el convertidor.

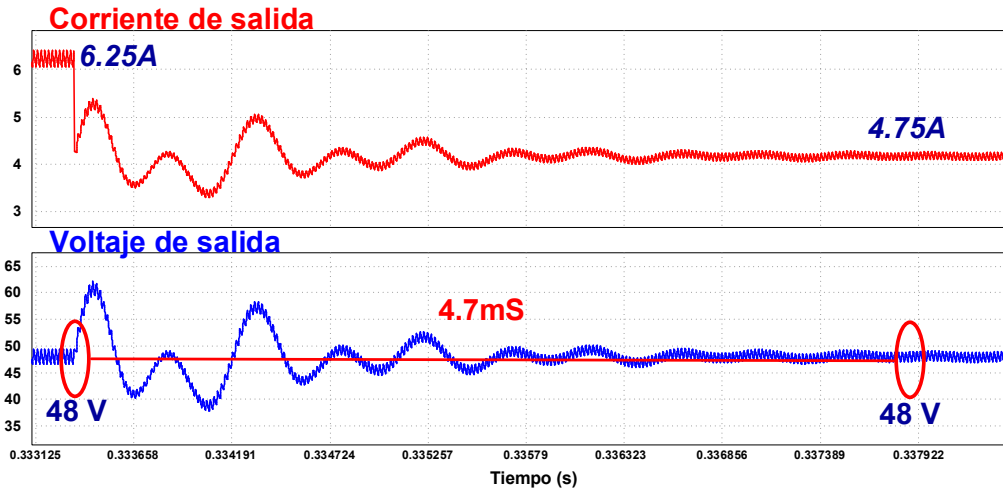


Figura 3.12: Transitorio ante perturbaciones de carga.

3.2.3. MODELADO POR ÁREAS VA

Dada la estructura del SFV como se muestra en la Figura 3.13 es posible analizar por separado cada etapa del procesamiento de potencia. En la Figura 3.14 se presenta las áreas de potencia procesadas por el SFV en la entrada y salida con relación a los voltajes/corrientes promedios.

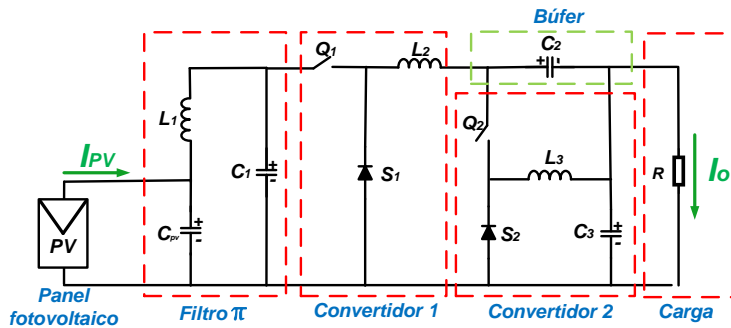


Figura 3.13: Etapas de procesamiento de potencia del convertidor 1.

En el filtro π , los elementos C_{PV} y L_1 son los encargados de procesar la potencia directa del sistema. Sin embargo, por la cercanía del elemento C_1 con el interruptor, es el encargado de procesar la potencia diferencial del filtro. La potencia P_{dif} en el capacitor C_1 está dado por:

$$P_{dif_{C_1}} = V_{C_1} \cdot I_{C_1}^+ \quad (3.29)$$

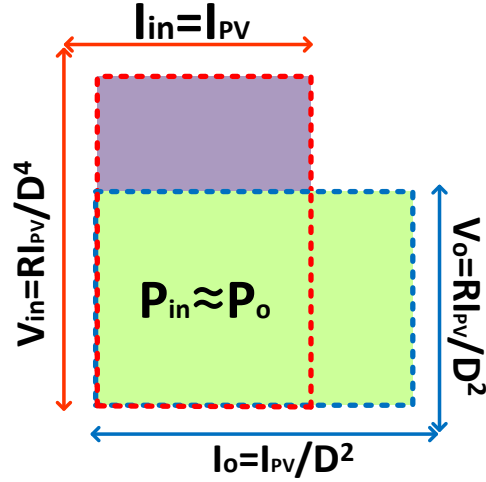


Figura 3.14: Modelado del área VA de la potencia de entrada y salida del SFV propuesto.

donde $I_{C_1}^+$ es la corriente promedio positiva presente en el capacitor C_1 en el periodo de conmutación que corresponde al estado OFF del sistema. La Ecuación (3.30) establece la corriente promedio positivo presente en el capacitor C_1 .

$$I_{C_1}^+ = I_{PV} \cdot (1 - D) \quad (3.30)$$

La potencia diferencial del capacitor C_1 está dada por:

$$P_{dif_{C_1}} = I_{PV}(1 - D) \cdot \frac{R \cdot I_{PV}}{D^4} = P_{in}(1 - D) \quad (3.31)$$

En el convertidor 1, el encargado de procesar la potencia diferencial es el inductor L_2 . La potencia P_{dif} en el inductor L_2 está dada por:

$$P_{dif_{L_2}} = V_{L_2}^+ \cdot I_{L_2} \quad (3.32)$$

donde $V_{L_2}^+$ es el voltaje promedio positivo presente en el inductor L_2 . El voltaje positivo de L_2 está presente en un lapso del periodo de conmutación corresponde al estado ON del sistema. La Ecuación (3.33) establece el voltaje promedio positivo presente en el inductor L_2 .

$$V_{L_2}^+ = V_{C_1} - V_{C_2} - V_{C_3} \quad (3.33)$$

Usando los voltajes promedios de los capacitores listados en la Tabla 2.2, se obtiene:

$$V_{L_2}^+ = \frac{R \cdot I_{PV}}{D^4} \cdot (1 - D) \cdot D \quad (3.34)$$

La potencia diferencial que del inductor L_2 está dada por:

$$P_{dif_{L_2}} = \frac{R \cdot I_{PV}}{D^4} \cdot (1 - D) \cdot D \cdot \frac{I_{PV}}{D} = P_{in}(1 - D) \quad (3.35)$$

El filtro CLC y el convertidor 1 se encuentran en una estructura en cascada por lo cual la potencia diferencial procesada en ambas etapas es aproximadas. En la Figura 3.15 se presenta el procesamiento de potencia del filtro π y el convertidor 1.

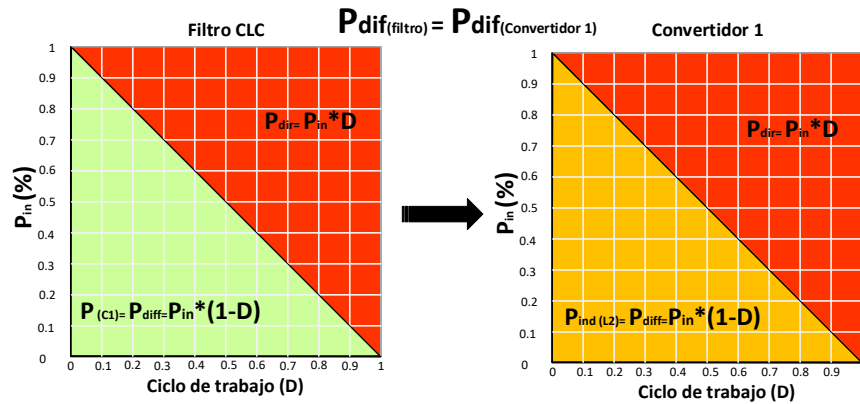


Figura 3.15: Potencias directas y diferenciales procesadas por el filtro y el convertidor 1.

El convertidor 2 y el búfer se relaciona con la potencia de salida P_o dado que esta etapa alimenta directamente la carga (Figura 3.20). La potencia diferencial es procesada por el búfer C_2 , el capacitor C_3 y el inductor L_3 . La potencia P_{dif} en el inductor L_3 está dada por:

$$P_{dif_{L_3}} = V_{L_3}^+ \cdot I_{L_3} \quad (3.36)$$

donde:

$$V_{L_3}^+ = V_{C_2} \cdot D = \frac{R \cdot I_{PV} \cdot (1 - D)}{D^3} \cdot D \quad (3.37)$$

La potencia $P_{dif_{L_3}}$ está definida por:

$$P_{dif_{L_3}} = \frac{R \cdot I_{PV} \cdot (1 - D)}{D^3} \cdot D \cdot \frac{I_{PV}}{D^2} = P_o(1 - D) \quad (3.38)$$

La potencia diferencial de los capacitores C_2 y C_3 está definida por:

$$P_{dif_{C_{2,3}}} = I_{C_{2,3}}^+ \cdot V_{C_{2,3}} \quad (3.39)$$

La corriente positiva de los capacitores se presenta en el estado OFF del convertidor. Las corrientes positivas promedio en los capacitores están definidas por:

$$I_{C_{2,3}}^+ = I_{L_2} \cdot (1 - D) = \frac{I_{PV}}{D} \cdot (1 - D) \quad (3.40)$$

La potencia P_{dif} de los capacitores son determinados por 3.41 y 3.42.

$$P_{dif_{C_2}} = \frac{R \cdot I_{PV}}{D^3} \cdot (1 - D) \cdot \frac{I_{PV}}{D} \cdot (1 - D) = P_o(1 - D)^2 \quad (3.41)$$

$$P_{dif_{C_3}} = \frac{R \cdot I_{PV}}{D^3} \cdot \frac{I_{PV}}{D} \cdot (1 - D) = P_o(1 - D)D \quad (3.42)$$

La potencia P_{dif} de L_3 , está relacionada con la potencia P_{dif} de los capacitores por la operación del convertidor. En la Ecuación (3.43) se presenta la relación de la potencia diferencial de los capacitores C_2 , C_3 y el inductor L_3 .

$$P_{dif_{L_3}} = P_{dif_{C_2}} + P_{dif_{C_3}} \quad (3.43)$$

En la Figura 3.16 se presentan las potencias promedio procesadas por el convertidor 2, donde se observa la relación de la potencia diferencial de los elementos reactivos en esta etapa del sistema.

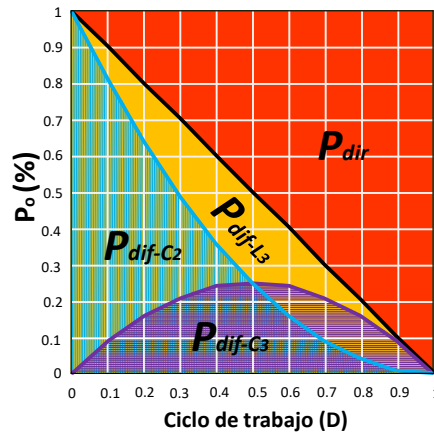


Figura 3.16: Potencia promedio procesada por el convertidor 2 y el búfer.

La fracción de la potencia transferida por el búfer C_2 está relacionada directamente con el factor k . El factor k se obtiene con la siguiente expresión:

$$k = \frac{P_{difC_2}}{P_o} = \frac{P_o(1 - D)^2}{P_o} = (1 - D)^2 \quad (3.44)$$

La Figura 3.17 muestra el área sugerida de operación del convertidor y los valores del factor k , donde el convertidor funciona, para mantener equilibrado los valores de corriente en los semiconductores. Entre más pequeño sea el ciclo de trabajo la potencia que se transferirá por el búfer será mayor, pero los niveles de corriente pico en Q_1 y Q_2 también aumentarán.

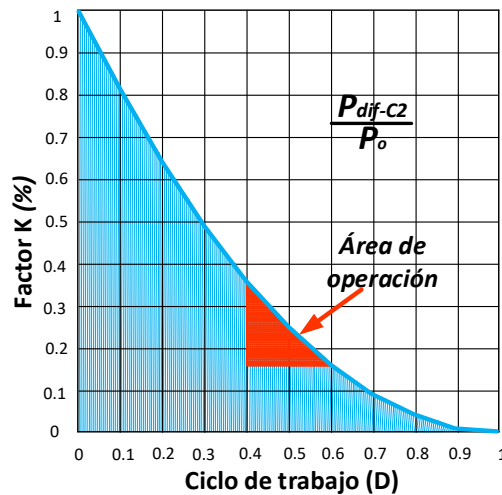


Figura 3.17: Área del factor k recomendado para la operación del convertidor.

En [15] se presenta una estructura I-III B con R^2P^2 basado en un convertidor reductor y se menciona que es igual de eficiente que una estructura en cascada tradicional, por el hecho de obtener la misma relación de transformación. Sin embargo, con el modelado por áreas se demuestra que la estructura R^2P^2 presenta diferencias en el procesamiento de potencia que afectan favorablemente la eficiencia. Una de las ventajas de la estructura propuesta sobre la estructura en cascada es el menor estrés de voltaje presente el capacitor C_2 (búfer). En la Figura 3.18 se muestran los voltajes en los capacitores C_2 en relación con el ciclo de trabajo y el voltaje en el punto de máxima potencia (PMP) de 130 V.

La corriente y el voltaje promedio en los demás elementos (inductores, capacitores, diodos y transistores) presentan los mismos valores en ambas estructuras. Otra ventaja de la estructura propuesta es la menor potencia procesada en el capacitor C_2 a diferencia de la estructura en cascada en las mismas condiciones de operación. En la Figura. 3.19 se presenta la potencia

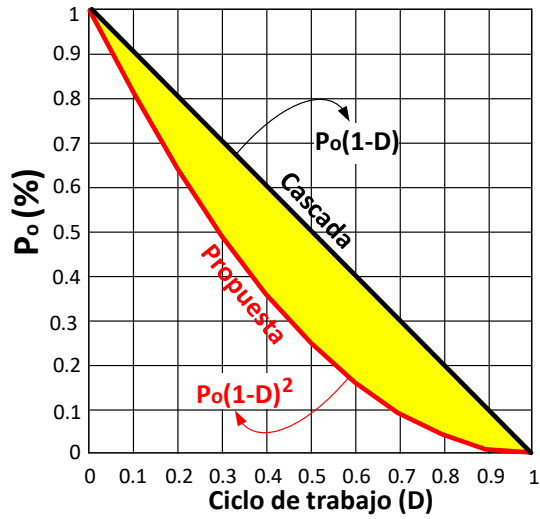


Figura 3.18: Voltajes en los capacitores C_2 de la estructura propuesta y la estructura en cascada.

procesada en los capacitores C_2 de la estructura R^2P^2 propuesta y la estructura en cascada.

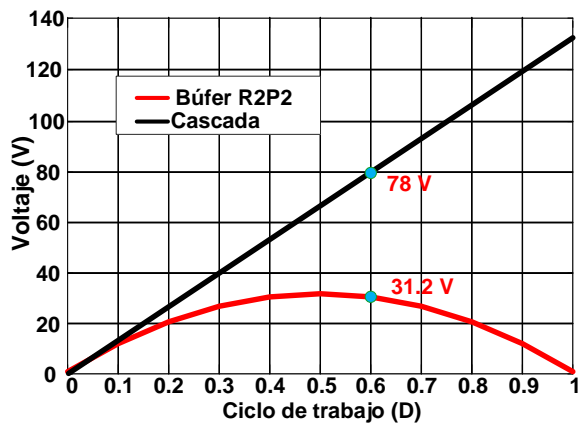


Figura 3.19: Potencia promedio procesada en los capacitores C_2 : Propuesta (Rojo) y cascada (Negro).

Las ventajas que presenta la estructura R^2P^2 propuesta benefician directamente en aspectos de eficiencia y densidad de potencia en comparación con una estructura en cascada.

3.3. MODELADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CUADRÁTICO

El modelado del convertidor se ha realizado mediante la técnica de espacio de estados, analizando los diferentes estados de funcionamiento. En la Figura 3.20 se muestra la red eléctrica correspondiente al estado ON.

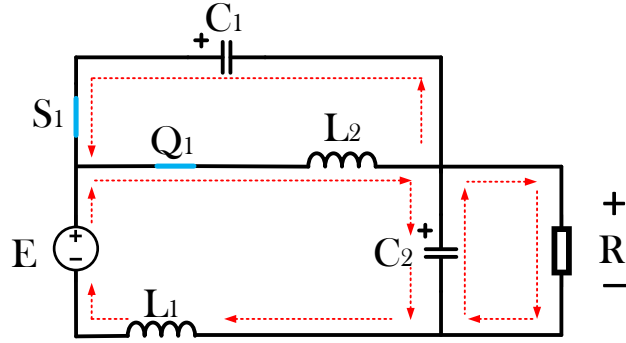


Figura 3.20: Red eléctrica correspondiente al estado ON del convertidor reductor cuadrático.

Las variables de estado son las corrientes de los inductores y los voltajes de los capacitores. Las Expresiones (3.45)-(3.48) describen el comportamiento del convertidor en el estado ON.

$$L_1 \dot{i}_{L_1} = E - v_{C_1} - v_{C_2} \quad (3.45)$$

$$L_2 \dot{i}_{L_2} = v_{C_1} \quad (3.46)$$

$$C_1 \dot{v}_{C_1} = i_{L_1} - i_{L_2} \quad (3.47)$$

$$C_2 \dot{v}_{C_2} = i_{L_1} - \frac{v_{C_2}}{R} \quad (3.48)$$

Este modelado no considera las resistencias parásitas presentes en los dispositivos electrónicos. La Figura 3.21 se muestra la red eléctrica del estado OFF.

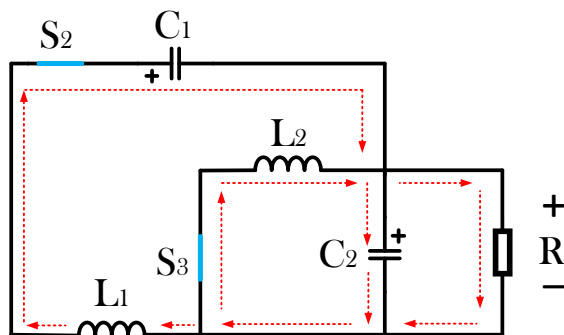


Figura 3.21: Red eléctrica correspondiente al estado OFF del convertidor reductor cuadrático.

Las Expresiones (3.49)-(3.52) describen el comportamiento del estado OFF mostrado en la

Figura 2.16 b).

$$L_1 \dot{i}_{L_1} = -v_{C_1} - v_{C_2} \quad (3.49)$$

$$L_2 \dot{i}_{L_2} = v_{C_2} \quad (3.50)$$

$$C_1 \dot{v}_{C_1} = i_{L_1} \quad (3.51)$$

$$C_2 \dot{v}_{C_2} = i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{v_{C_2}}{R} \quad (3.52)$$

Utilizando las expresiones obtenidas en cada estado de operación, es posible obtener un modelo promedio en un periodo de conmutación, dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{(1-D)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.53)$$

Para obtener el modelo linealizado, se perturbaron las variables con pequeñas señales de CA (\sim), de forma que $D = D + \tilde{d}$, $E = E + \tilde{e}$ resultando un modelo lineal válido en un rango de frecuencias. El modelo viene dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{(1-D)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & \frac{E}{L_1} \\ 0 & \frac{ED}{L_2} \\ 0 & -\frac{D^2 E}{RC_1} \\ 0 & -\frac{D^2 E}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e} \\ \tilde{d} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

El modelo es valido solo para un punto de operación y en un rango de frecuencia.

3.3.1. VALIDACIÓN

Los parámetros de diseño y validación del modelo promedio y modelo lineal se muestran en la Tabla 3.3. Considerando los parámetros listados en la Tabla 3.1 y el modelo promedio presentado en (3.53), se simuló en Matlab para obtener su respuesta en el punto de operación. En la Figura 3.22 se muestra la respuesta del modelo promedio y el modelo conmutado obtenido por el circuito eléctrico implementado el simulador Psim.

Tabla 3.3: Parámetros de diseño del convertidor reductor cuadrático.

Símbolo	Parámetro	Valor
E	Voltaje de entrada	120V
P_o	Potencia de entrada	400W
V_o	Voltaje de salida	24V
I_o	Corriente de salida	16.875A
f_s	Frecuencia	100kHz
L_1, L_2	Inductores	180uH, 120uH
C_1, C_2	Capacitores	10uF
D	Ciclo de trabajo	45 %
Q_1	MOSFET's	C20N60CFD
S_1, S_2, S_3	Diodos	TO-220-L

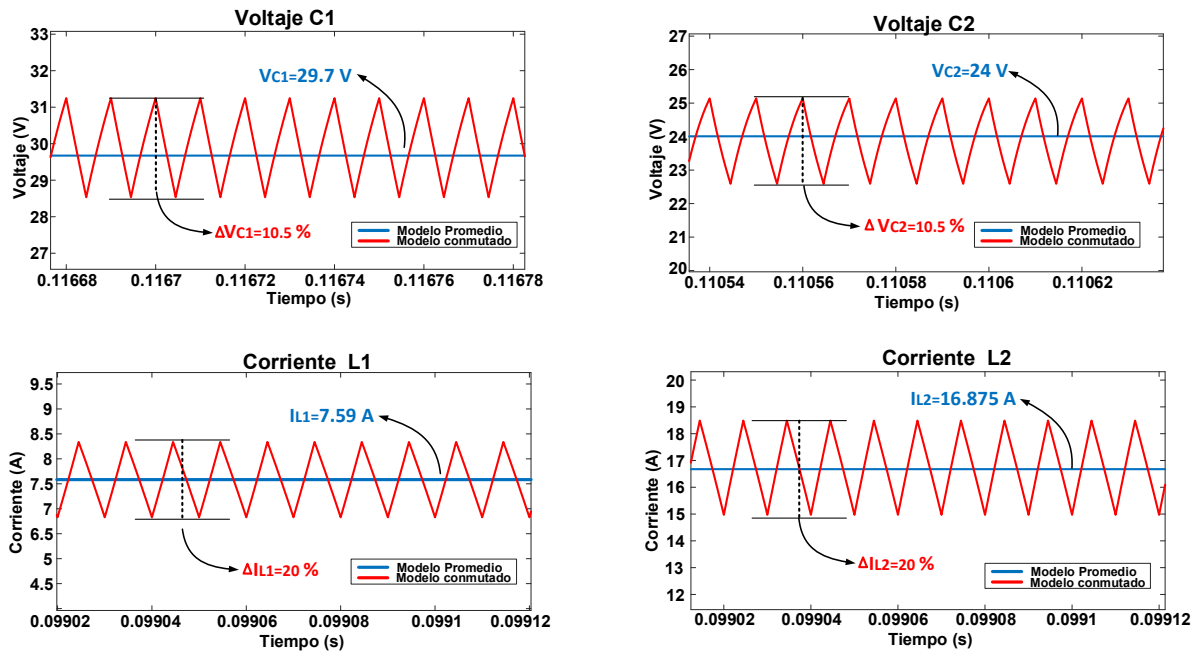


Figura 3.22: Validación del modelo promedio y el modelo conmutado del convertidor reductor cuadrático.

Los rizados de la corriente en los inductores se han diseñado para tener un 20 % y los rizados de voltaje en capacitores son del 10.5 %. En la Figura 3.23 se presenta la comparación de la respuesta en frecuencia del modelo lineal presentado en (3.54) y el modelo conmutado implementado en el simulador PowerSim.

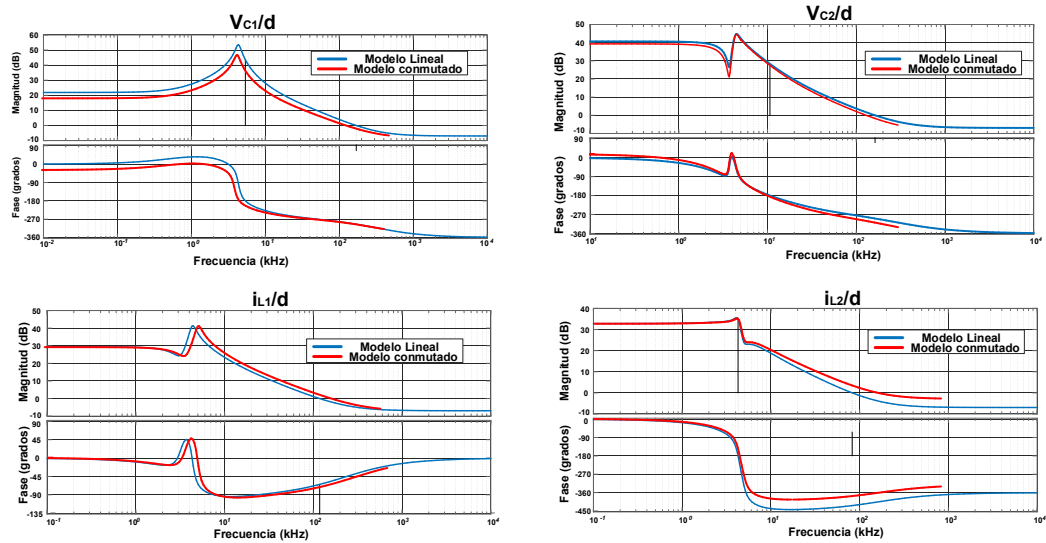


Figura 3.23: Respuesta en frecuencia del modelo lineal y el modelo conmutado del convertidor 2.

3.3.2. DISEÑO DEL CONTROLADOR MODO VOLTAJE

Se diseñó el control voltaje considerando una salida de 24V con esquema lazo cerrado basado en el compensador tipo III con función de transferencia mostrada en 3.28. La Expresión (3.55) representa la función de transferencia del convertidor 2 considerando el voltaje de salida y el ciclo de trabajo. La Tabla 3.4 presenta los coeficientes de la función de transferencia $G(s)$.

Tabla 3.4: Coeficientes de la función de transferencia del convertidor 2.

$a_4 = 0.45$	$b_4 = 1$
$a_3 = -954000$	$b_3 = 40000$
$a_2 = 6.14e^{20}$	$b_2 = 1.021e^9$
$a_1 = -2.34e^{14}$	$b_1 = 1.931e^{13}$
$a_0 = 2.231e^{19}$	$b_0 = 2.058e^{17}$

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_{C2}}{\tilde{d}} = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.55)$$

Para el diseño del controlador, el primer polo de $K(s)$ se colocó a una frecuencia de 6320 Hz y el segundo polo de $K(s)$ a la mitad de la frecuencia de conmutación, el primer cero de $K(s)$ se colocó a una décima parte de la frecuencia de conmutación y el segundo cero a una quinta parte de la frecuencia de conmutación. Con las consideraciones anteriores en la Figura 3.24 se observa la respuesta en frecuencia de la ganancia y el esquema en lazo cerrado. En la Tabla

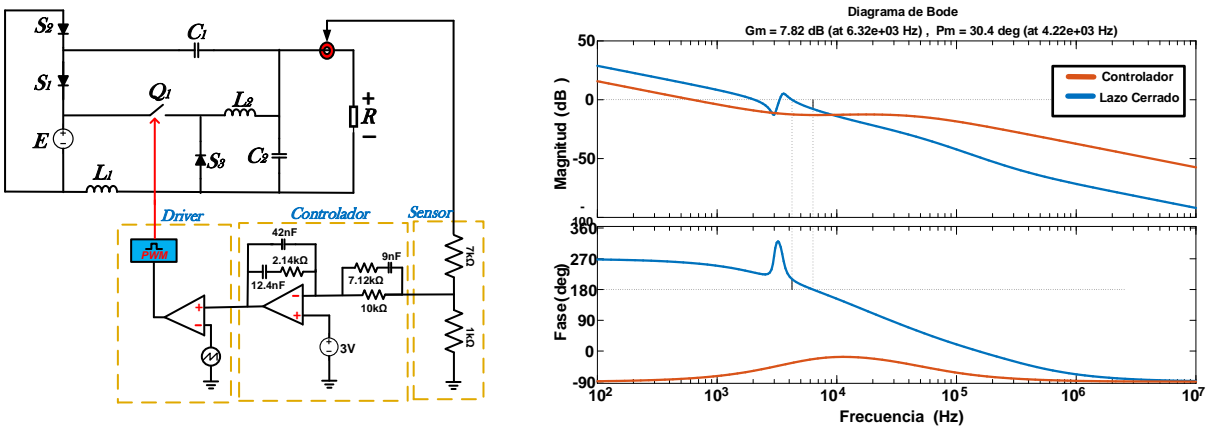


Figura 3.24: Respuesta en frecuencia y esquema en lazo cerrado.

3.5 se presenta los valores del compensador tipo III empleado en el sistema en lazo cerrado del convertidor reductor cuadrático.

Tabla 3.5: Parámetros de diseño del compensador tipo III.

Símbolo	Parámetro	Valor
R_a	Resistencia de sentido	$1k\Omega$
R_b	Resistencia de sentido	$7k\Omega$
R_1	Resistencia del compensador	$10k\Omega$
R_2	Resistencia del compensador	$2.14k\Omega$
R_3	Resistencia del compensador	$7.12k\Omega$
C_4	Capacitor del compensador	$42nF$
C_5	Capacitor del compensador	$12.4nF$
C_6	Capacitor del compensador	$9nF$

El sistema en lazo cerrado es estable teniendo un margen de ganancia de 7.82 dB y un margen de fase de 30.4 grados. Se seleccionó un voltaje de referencia de $V_{ref} = 3V$ y una

salida regulada $V_o = 24V$. Se implementó el controlador del convertidor 2 en la plataforma PowerSim. En la Figura 3.25 se presenta la respuesta del sistema en lazo cerrado, cuando existen perturbaciones en la fuente de entrada (E), y se compara con la respuesta del convertidor en lazo abierto. Las perturbaciones se establecieron en un $\pm 50\%$. El voltaje máximo de entrada es de 180 V y el mínimo es de 60 V durante las variaciones en las entradas.

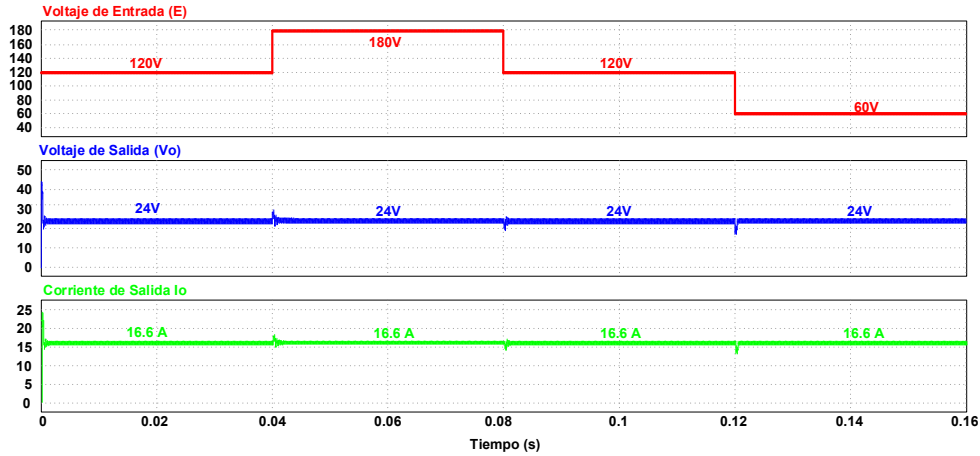


Figura 3.25: Variaciones de voltaje en la entrada.

En la Figura 3.26 se presenta la respuesta del convertidor en lazo cerrado ante cambios de carga con valor del $\pm 50\%$, así como las variaciones de potencia resultantes de esas variaciones. La potencia máxima regulada es de 398.5 W y la mínima es de 125 W, manteniendo una adecuada regulación de 24 V en la salida del convertidor 2.

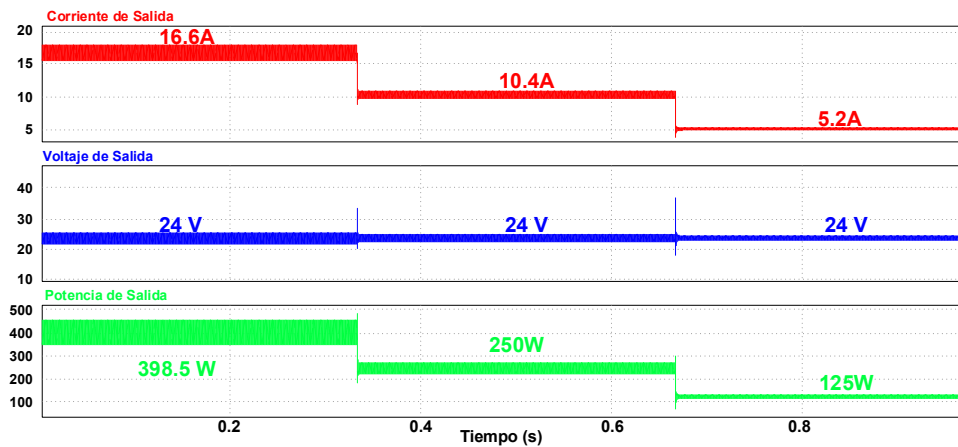


Figura 3.26: Cambios de carga en el sistema en lazo cerrado.

En la Figura 3.27 se muestra el tiempo de estabilización del sistema en lazo cerrado, durante los cambios de carga. El tiempo es aproximadamente de 1.156 ms, alcanzando un voltaje máximo de 33 V en el transitorio.

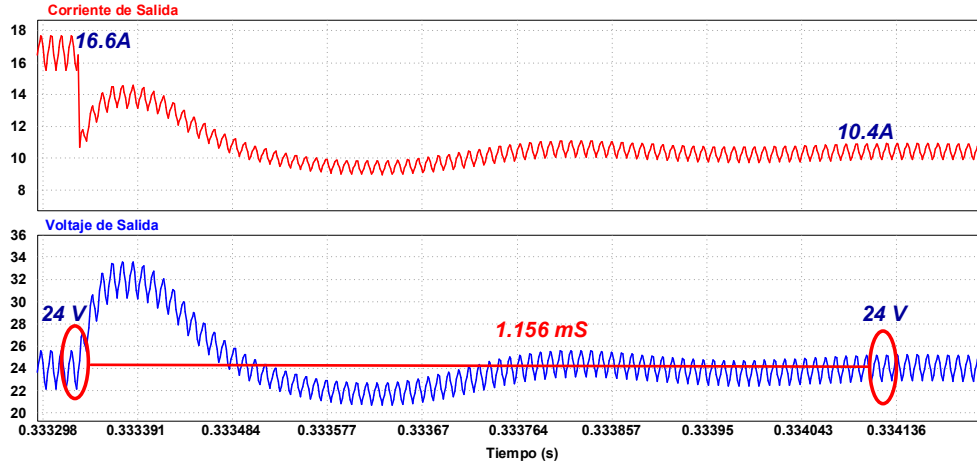


Figura 3.27: transitorio durante el cambio de carga del convertidor en lazo cerrado.

3.3.3. MODELADO POR ÁREAS VA

El método considera que las potencias de entrada y salida son aproximadas ($P_{in} \approx P_o$) por lo que se calcularon las potencias promedio en la entrada y salida del convertidor en términos de voltaje/corriente como se muestra en la Figura 3.28.

Dada la estructura del convertidor reductor cuadrático que se muestra en la Figura 3.29, es posible analizar por separado la potencia procesada en cada etapa del convertidor.

El convertidor 1 en la estructura I-IIIB es el encargado de procesar toda la potencia de entrada del sistema. La primera etapa de la topología propuesta es un convertidor reductor convencional. La potencia P_{ind} es procesada por el inductor L_1 . La potencia P_{ind} en el inductor L_1 viene dada por:

$$P_{indL_1} = V_{L_1}^+ \cdot I_{L_1} \cdot D \quad (3.56)$$

donde $V_{L_1}^+$ es el voltaje positivo presente en el inductor L_1 . En la Figura 2.17 el voltaje de L_1 está presente en el tiempo (t_0 a t_1) del periodo de conmutación correspondiente al estado ON del convertidor. La Ecuación (3.57) presenta el voltaje positivo promedio en el inductor L_1 .

$$V_{L_1}^+ = V_{in} - V_{C_1} - V_{C_2} \quad (3.57)$$

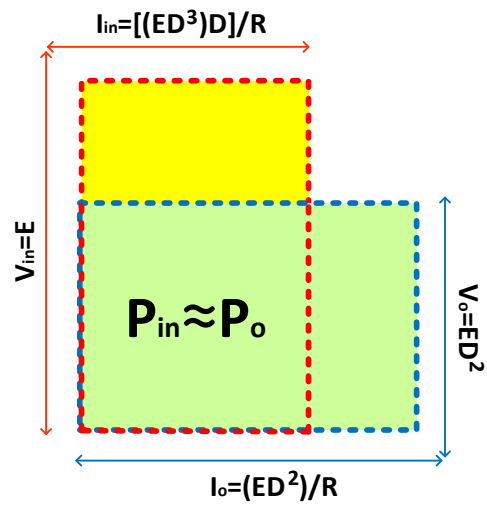


Figura 3.28: Modelado del área VA de la potencia de entrada y salida del convertidor reductor cuadrático.

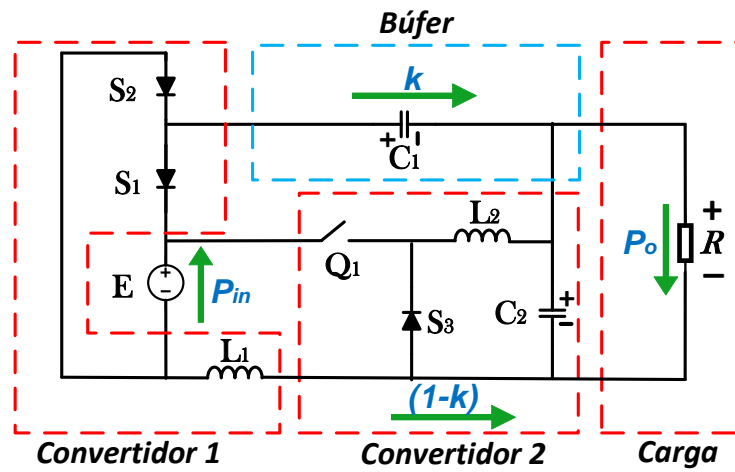


Figura 3.29: Etapas de procesamiento de potencia en el convertidor reductor cuadrático.

Empleando los voltajes promedios de los capacitores, se obtiene:

$$V_{L_1}^+ = E(1 - D) \quad (3.58)$$

La potencia indirecta del inductor L_1 viene dada por:

$$P_{ind_{L_1}} = E(1 - D) \cdot \frac{ED^3}{R} \cdot D = P_{in}(1 - D) \quad (3.59)$$

además, la potencia P_{ind} es igual a la potencia P_{diff} . La potencia diferencial para la primera etapa del convertidor propuesto se rige por la relación del ciclo de trabajo, como se muestra en la Figura 3.30.

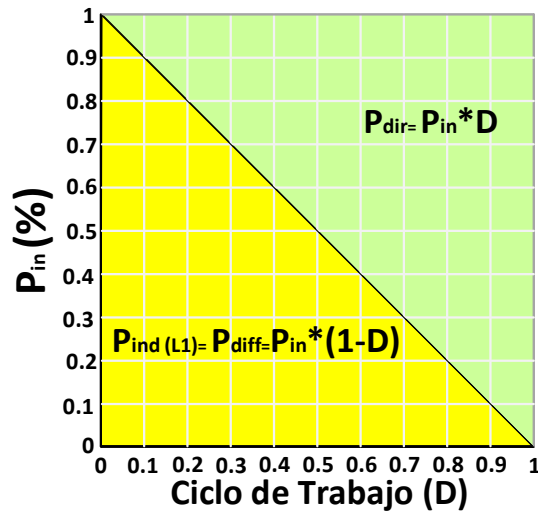


Figura 3.30: Potencia promedio procesada en la primera etapa del convertidor reductor cuadrático.

La segunda etapa del convertidor propuesto está relacionada con la potencia de salida P_o ; ya que la segunda etapa consiste en un convertidor de tres puertos y está directamente conectada a la carga del convertidor. La segunda etapa del convertidor está formada por el búfer y el convertidor 2. La potencia diferencial es procesada por el búfer (C_1), el condensador C_2 y el inductor L_2 . La potencia P_{diff} en el inductor L_2 es:

$$P_{diff_{L_2}} = V_{L_2}^+ \cdot I_{L_2} \cdot D \quad (3.60)$$

donde:

$$V_{L_2}^+ = V_{C_1} = ED(1 - D) \quad (3.61)$$

La potencia P_{diffL_2} está definida por:

$$P_{diffL_2} = ED(1 - D) \cdot \frac{ED^2}{R} \cdot D = P_o(1 - D) \quad (3.62)$$

La potencia diferencial de los capacitores C_1 y C_2 está definida por:

$$P_{diffC_{1,2}} = I_{C_{1,2}}^+ \cdot V_{C_{1,2}} \cdot (1 - D) \quad (3.63)$$

La corriente positiva de los capacitores se presenta en el estado OFF del convertidor. Las corrientes positivas promedio en los capacitores están definidas por:

$$I_{C_{1,2}}^+ = I_{L_1} = \frac{ED^3}{R} \quad (3.64)$$

La potencia P_{diff} de los capacitores se determina mediante las Expresiones (3.65) y (3.66).

$$P_{diffC_1} = ED(1 - D) \cdot \frac{ED^3}{R} \cdot (1 - D) = P_o(1 - D)^2 \quad (3.65)$$

$$P_{diffC_2} = ED^2 \cdot \frac{ED^3}{R} \cdot (1 - D) = P_o(1 - D)D \quad (3.66)$$

La potencia P_{diff} de L_2 está relacionado con la potencia P_{diff} de los capacitores por la operación del convertidor. En la Expresión (3.67) se presenta la relación de la potencia diferencial de los capacitores y el inductor L_2 .

$$P_{diffL_2} = P_{diffC_1} + P_{diffC_2} \quad (3.67)$$

En la Figura 3.31 se muestran las potencias promedio procesadas por la segunda etapa del convertidor, donde se observa gráficamente la relación de la potencia diferencial de los elementos reactivos de la segunda etapa del convertidor.

La fracción de potencia transferida por el búfer C_1 está directamente relacionada con el factor k propuesto en la Ecuación (1.5). El factor k se obtiene con la siguiente expresión:

$$k = \frac{P_{diffC_1}}{P_o} = \frac{P_o(1 - D)^2}{P_o} = (1 - D)^2 \quad (3.68)$$

La Figura 3.32 muestra el área de funcionamiento recomendada del convertidor y los valores del factor k , donde el convertidor tiene una funcionalidad adecuada para mantener valores de corriente equilibrados en los semiconductores.

Cuanto menor sea la relación de trabajo, más potencia se transferirá a través del búfer, pero

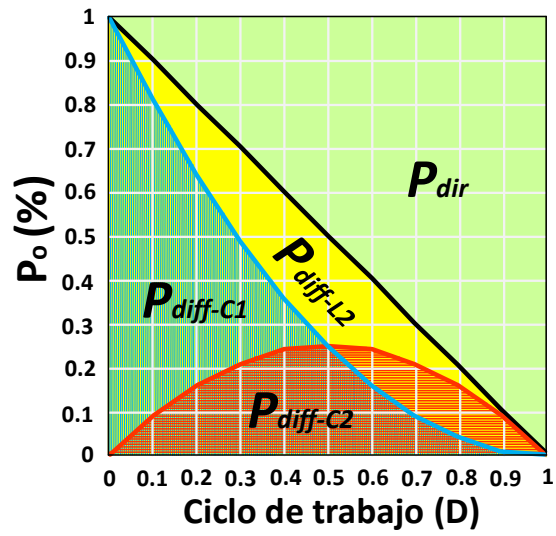


Figura 3.31: Potencia promedio procesada en la segunda etapa del convertidor reductor cuadrático.

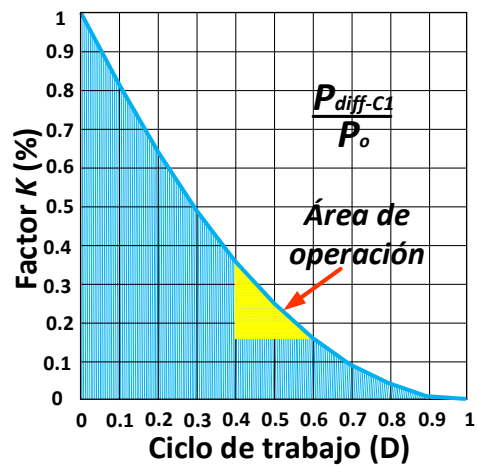


Figura 3.32: Área del factor k propuesto en el convertidor reductor cuadrático.

los niveles de corriente de pico en Q_1 y S_1 también aumentarán.

3.4. MODELO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CUADRÁTICO INTERC-LADO

El modelo del convertidor se realizó a través de la técnica de espacio de estados, analizando los diferentes estados de operación del convertidor. Las Expresiones (3.69)-(3.74) describen el comportamiento del convertidor en el estado (ON-A) como se muestra en la Figura 3.33.

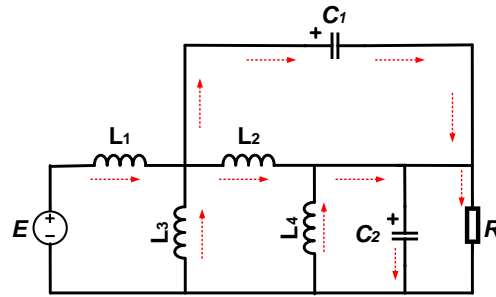


Figura 3.33: Red eléctrica correspondiente al estado (ON-A).

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{E}{L_1} - \frac{v_{C_1}}{L_1} - \frac{v_{C_2}}{L_1} \quad (3.69)$$

$$\dot{i}_{L_2} = \frac{v_{C_1}}{L_2} \quad (3.70)$$

$$\dot{i}_{L_3} = -\frac{v_{C_1}}{L_3} - \frac{v_{C_2}}{L_3} \quad (3.71)$$

$$\dot{i}_{L_4} = -\frac{v_{C_2}}{L_4} \quad (3.72)$$

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{i_{L_1}}{C_1} - \frac{i_{L_2}}{C_1} + \frac{i_{L_3}}{C_1} \quad (3.73)$$

$$\dot{v}_{C_2} = \frac{i_{L_1}}{C_2} - \frac{i_{L_3}}{C_2} - \frac{i_{L_4}}{C_2} - \frac{v_{C_2}}{C_2 R} \quad (3.74)$$

Las Expresiones (3.75)-(3.80) describen el comportamiento del convertidor en el estado (ON-B) como se muestra en la Figura 3.34.

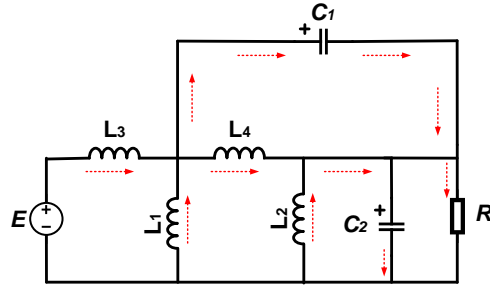


Figura 3.34: Red eléctrica correspondiente al estado (ON-B).

$$\dot{i}_{L_1} = -\frac{v_{C_1}}{L_1} - \frac{v_{C_2}}{L_1} \quad (3.75)$$

$$\dot{i}_{L_2} = -\frac{v_{C_2}}{L_2} \quad (3.76)$$

$$\dot{i}_{L_3} = E - \frac{v_{C_1}}{L_3} - \frac{v_{C_2}}{L_3} \quad (3.77)$$

$$\dot{i}_{L_4} = \frac{v_{C_1}}{L_4} \quad (3.78)$$

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{i_{L_1}}{C_1} + \frac{i_{L_3}}{C_1} - \frac{i_{L_4}}{C_1} \quad (3.79)$$

$$\dot{v}_{C_2} = \frac{i_{L_1}}{C_2} + \frac{i_{L_2}}{C_2} + \frac{i_{L_3}}{C_2} - \frac{v_{C_2}}{C_2 R} \quad (3.80)$$

Las Expresiones (3.81)-(3.86) representan el estado (OFF) del convertidor como se muestra en la Figura 3.35 c). Este estado de operación se presenta dos veces en un período de conmutación.

$$\dot{i}_{L_1} = -\frac{v_{C_1}}{L_1} - \frac{v_{C_2}}{L_1} \quad (3.81)$$

$$\dot{i}_{L_2} = -\frac{v_{C_2}}{L_2} \quad (3.82)$$

$$\dot{i}_{L_3} = -\frac{v_{C_1}}{L_3} - \frac{v_{C_2}}{L_3} \quad (3.83)$$

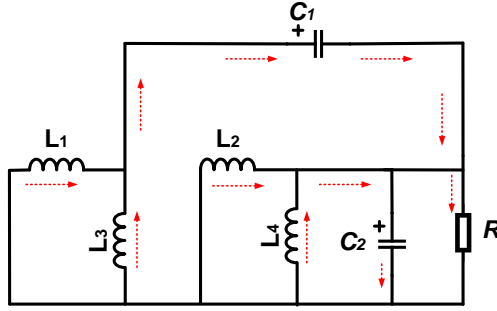


Figura 3.35: Red eléctrica correspondiente al estado OFF.

$$\dot{i}_{L4} = -\frac{v_{C2}}{L4} \quad (3.84)$$

$$\dot{v}_{C1} = \frac{i_{L1}}{C1} + \frac{i_{L3}}{C1} \quad (3.85)$$

$$\dot{v}_{v2} = \frac{i_{L1}}{C2} + \frac{i_{L2}}{C2} + \frac{i_{L3}}{C2} + \frac{i_{L4}}{C2} - \frac{v_{C2}}{C2R} \quad (3.86)$$

Usando las expresiones obtenidas de los cuatro estados de operación, es posible obtener un modelo promedio durante un periodo de conmutación, empleando la técnica de promediado de estados dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{i}_{L3} \\ \dot{i}_{L4} \\ \dot{v}_{C1} \\ \dot{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L1} & -\frac{1}{L1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D1}{L2} & -\frac{1-D1}{L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L3} & -\frac{1}{L3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D2}{L4} & -\frac{1-D2}{L4} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D1}{C1} & \frac{1}{C1} & -\frac{D2}{C1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C2} & \frac{1-D1}{C2} & \frac{1}{C2} & \frac{1-D2}{C2} & 0 & -\frac{1}{C2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D1}{L1} \\ 0 \\ \frac{D2}{L3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.87)$$

El convertidor es de sexto orden, con dos entradas de control. El modelo presenta restricción de operación, dado que si las señales d_1 y d_2 superan el 50 % del ciclo de trabajo aparecen nuevos estados de operación.

Para linealizar cualquier sistema es empleado el modelado de pequeña-signal, el cual consiste en expresar las variables instantáneas como la suma del componente de CD más la perturbación con pequeñas señales de CA ($\tilde{}$), de manera que $d = D + \tilde{d}$, $e = E + \tilde{e}$, $i_L = i_L + \tilde{i}_L$,

$v_C = v_C + \tilde{v}_C$ resultando en:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L3} \\ \dot{\tilde{i}}_{L4} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_1}{L_2} & -\frac{1-D_1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_2}{L_4} & -\frac{1-D_2}{L_4} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{D_1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{D_2}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1-D_1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & \frac{1-D_2}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \\ \tilde{i}_{L4} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_1} & \frac{E}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{ED_1}{L_2} & 0 \\ \frac{D_2}{L_3} & 0 & \frac{E}{L_3} \\ 0 & 0 & \frac{ED_1}{L_4} \\ 0 & -\frac{ED_1^2}{2RC_1} & -\frac{ED_2^2}{2RC_1} \\ 0 & -\frac{ED_1^2}{2RC_2} & -\frac{ED_2^2}{2RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e} \\ \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_2 \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

3.4.1. VALIDACIÓN

Para validar el modelo promedio y lineal se diseñó un convertidor reductor cuadrático R^2P^2 con función de intercalado considerando un voltaje de entrada de 150 V y un voltaje de salida de 24 V. La Tabla 3.6 lista los parámetros de diseño y de los dispositivos empleados para realizar el análisis numérico y funcional del convertidor. La validación del modelo promedio se realizó comparando el modelo conmutado y el modelo promedio utilizando los datos de la Tabla 3.6 e implementados en Matlab. Las formas de onda de corriente en los inductores del modelo conmutado y el modelo promedio se muestran en la Figura 3.36. Las formas de onda de corriente del modelo eléctrico y del modelo promedio fueron perturbadas +25%. Observando que los dos modelos siguen una respuesta similar en el conjunto transitorio entre 5ms y 7ms.

Tabla 3.6: Parámetros de diseño del convertidor reductor cuadrático intercalado.

Símbolo	Parámetro	Valor
E	Voltaje de entrada	150 V
I_o	Corriente de salida	21 A
P_o	Potencia de salida	504 W
V_o	Voltaje de salida	24 V
f_s	Frecuencia de conmutación	100 kHz
L_1, L_3	Inductores	200 uH
L_2, L_4	Inductores	100 uH
C_1	Capacitor	20 uF
C_2	Capacitor	50 uF
D_1, D_2	Ciclo de trabajo	40 %
Q_1, Q_2, Q_3, Q_4	MOSFET's	C20N60CFD
S_1, S_2, S_3, S_4	Diodo	TO-220-L

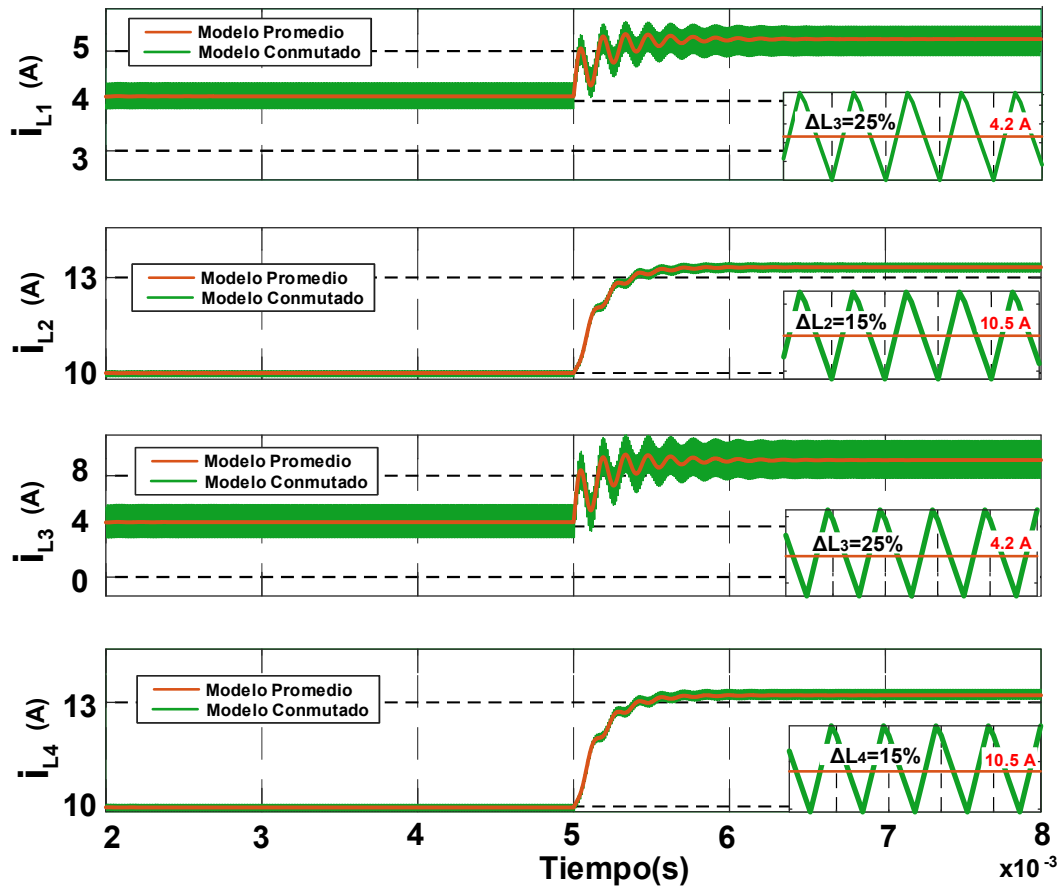


Figura 3.36: Formas de onda del modelo promedio y modelo conmutado.

En la Figura 3.37 se presentan las formas de onda de tensión en los condensadores (C_1 y C_2) del modelo eléctrico y del modelo promedio. Estas variables son importantes en el funcionamiento del convertidor, ya que la tensión en C_1 sirve de amortiguador entre los convertidores A_1 y B_1 a la carga. Mientras que la tensión en C_2 , representa indirectamente el voltaje a la salida del convertidor, esta variable se utiliza habitualmente para el diseño de controladores de voltaje de salida.

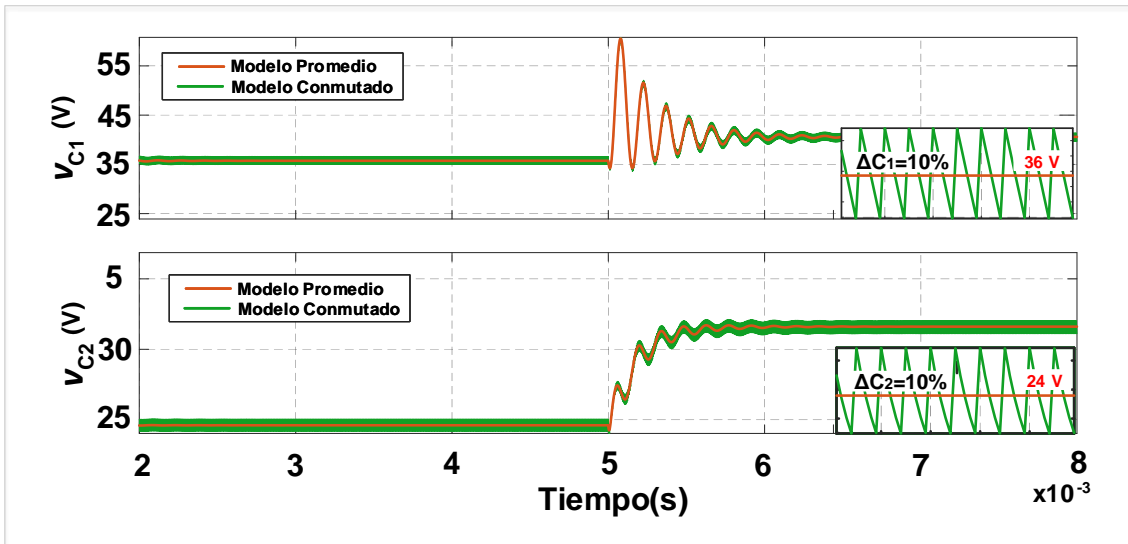


Figura 3.37: Formas de onda del modelo promedio y modelo conmutado.

3.5. MODELADO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR SEMICUADRÁTICO

Para el modelado del convertidor reductor-elevador semicuadrático se han considerado las siguientes variables i_{L_1} , i_{L_2} , v_{C_1} y v_{C_2} . Las variables corresponden a las corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores. Las Expresiones (3.89)-(3.92) representan las ecuaciones dinámicas del convertidor en estado ON como se muestra en la Figura 3.38.

$$\dot{i}_{L_1} = \frac{E}{L_1} \quad (3.89)$$

$$\dot{i}_{L_2} = \frac{E}{L_1} - \frac{v_{C_1}}{L_1} \quad (3.90)$$

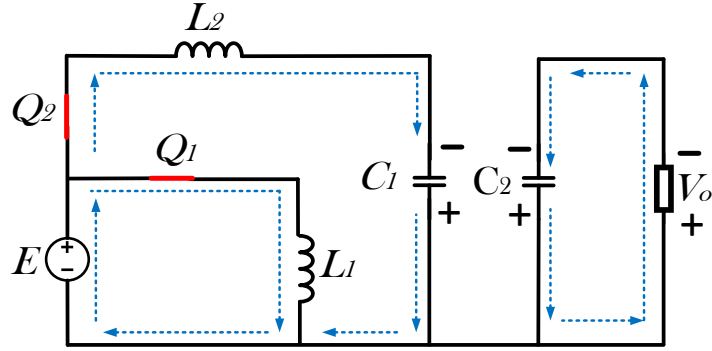


Figura 3.38: Red eléctrica correspondiente al estado ON de convertidor reductor-elevador

$$\dot{v}_{C1} = \frac{i_{L2}}{C1} \quad (3.91)$$

$$\dot{v}_{C2} = -\frac{v_{C2}}{C2R} \quad (3.92)$$

Las Expresiones (3.93-3.96) representan las ecuaciones dinámicas del convertidor en estado OFF como se muestra en la Figura 3.39.

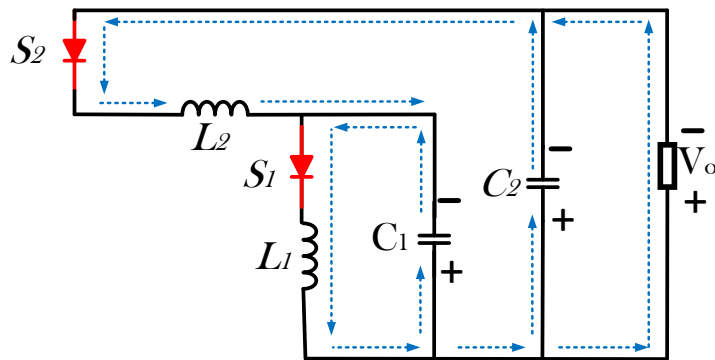


Figura 3.39: Red eléctrica correspondiente al estado OFF de convertidor reductor-elevador.

$$\dot{i}_{L1} = \frac{v_{C1}}{L1} \quad (3.93)$$

$$\dot{i}_{L2} = -\frac{v_{C1}}{L1} - \frac{v_{C2}}{L1} \quad (3.94)$$

$$\dot{v}_{C_1} = \frac{i_{L_2}}{C_1} - \frac{i_{L_1}}{C_1} \quad (3.95)$$

$$\dot{v}_{C_2} = \frac{i_{L_2}}{C_1} - \frac{v_{C_2}}{C_2 R} \quad (3.96)$$

Una vez obtenidas las expresiones de un periodo de conmutación, es posible obtener un modelo promedio dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} \\ -\frac{(1-D)}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.97)$$

El modelo lineal del sistema en un punto de operación se obtiene perturbando el modelo medio con pequeñas señales CA resultando en:

$$\tilde{\dot{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} \quad (3.98)$$

donde:

$$A\tilde{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} \\ -\frac{(1-D)}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

$$B\tilde{u} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & \frac{E}{(1-D)L_1} \\ \frac{D}{L_2} & \frac{E}{(1-D)^2 L_2} \\ 0 & \frac{ED(2-D)}{C_1 R(1-D)^4} \\ 0 & -\frac{ED(2-D)}{C_1 R(1-D)^3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e} \\ \tilde{d} \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

El convertidor resultante es un sistema simple-entrada, simple-salida considerando las señales de control en Q_1 y Q_2 se operan en sincronía.

3.5.1. VALIDACIÓN

Se diseñó un convertidor reductor-elevador con R^2P^2 considerando un voltaje de 48 V y una salida de 380 V. En la Tabla 3.7 se enumeran los parámetros de diseño utilizados para realizar un análisis de validación entre el modelo conmutado, el modelo promediado y el modelo lineal. El modelo promedio obtenido en (3.97) se desarrolló en Matlab y el modelo conmutado

se implementó en Powersim.

Tabla 3.7: Parámetros de diseño del convertidor reductor-elevador semicuadrático.

Símbolo	Parámetro	Valor
E	<i>Voltaje de entrada</i>	48V
I_o	<i>Corriente de salida</i>	6.58 A
P_o	<i>Potencia de salida</i>	2500 W
V_o	<i>Voltaje de salida</i>	380 V
f_s	<i>Frecuencia de conmutación</i>	100 kHz
L_1, L_2	<i>Inductores</i>	110uH, 325uH
C_1, C_2	<i>Capacitores</i>	27uF, 2.5uF
D	<i>Ciclo de trabajo</i>	66.5 %

La validación del modelo promedio se basa en la comparación con el modelo conmutado en estado estacionario. El modelo conmutado se implementó considerando un rizado del 5 % de corriente en los inductores y del 5 % de voltaje en los capacitores. La Figura 3.40 muestra las formas de onda del modelo conmutado y del modelo promedio. El voltaje presente en el elemento C_1 representa el voltaje en el búfer, siendo el encargado de procesar una fracción de la potencia del convertidor 1 directamente a la carga. En el análisis, el voltaje en C_2 es igual al voltaje de salida presente en la carga, ya que no se consideran los elementos parásitos. La corriente de salida no está directamente relacionada con ninguno de los valores de corriente en los inductores, esto es importante para diseñar un controlador para regular la salida del sistema.

La validación del modelo lineal obtenido en (3.98) se realizó analizando el comportamiento dinámico del sistema, utilizando las funciones de transferencia G_1 y G_2 . La función de transferencia G_1 está relacionada con el voltaje del capacitor C_2 y el ciclo de trabajo (D), mientras que G_2 está relacionada con la corriente de L_1 y D . Las Expresiones (3.101) y (3.102) muestran las funciones de transferencia de G_1 y G_2 . Las expresiones de los polinomios se presentan en la Tabla 3.8.

$$G_1 = \frac{\tilde{V}_{C_2}}{\tilde{d}} = - \frac{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4}{s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (3.101)$$

$$G_2 = \frac{\tilde{I}_{L_1}}{\tilde{d}} = - \frac{c_1 s^3 + c_2 s^2 + c_3 s + c_4}{s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (3.102)$$

A partir de (3.101) se obtuvo la respuesta en frecuencia con los valores listados en la Tabla ??, y se comparó con la respuesta en frecuencia del modelo conmutado implementado en

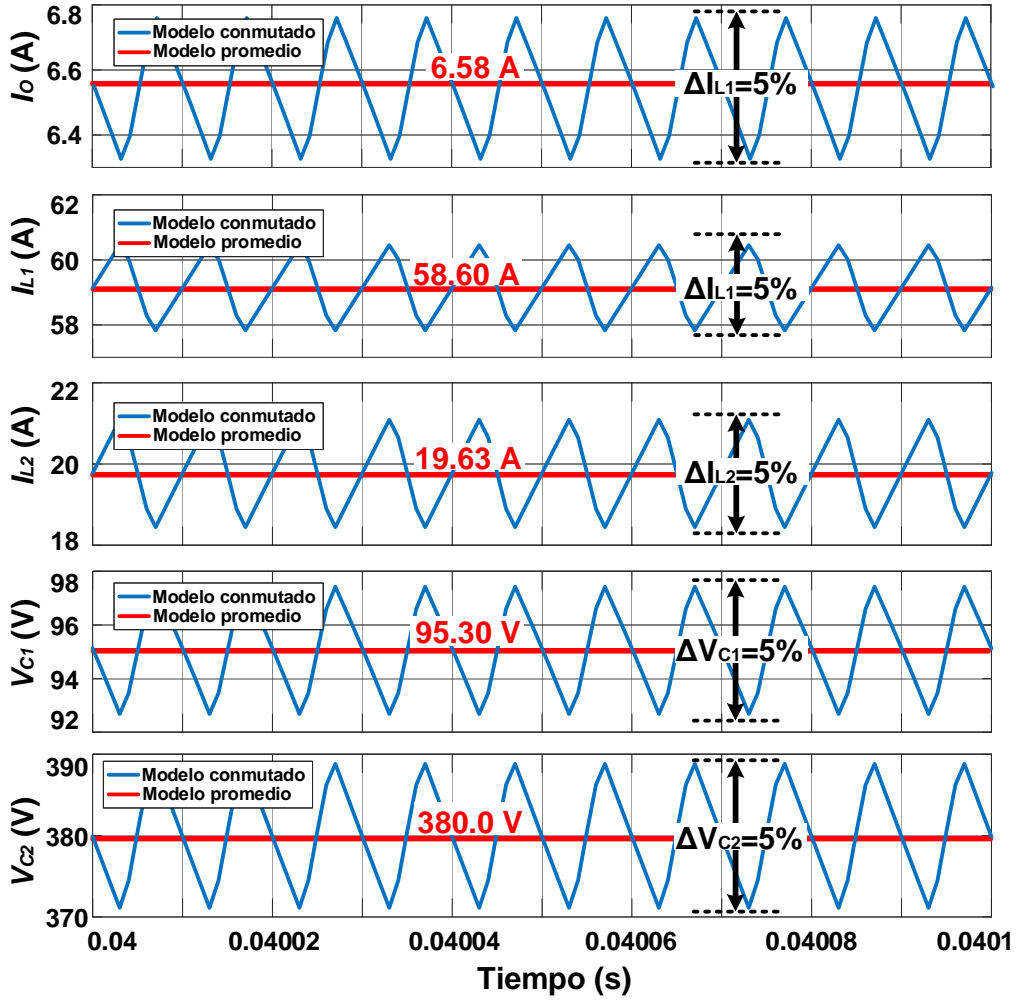


Figura 3.40: Formas de onda del modelo promedio y del modelo conmutado.

Tabla 3.8: Coeficientes de las funciones de transferencia G_1 y G_2 .

$a_1 = \frac{(2-D)DE}{(1-D)^3 C_2 R}$	$b_1 = \frac{1}{C_2 R}$	$c_1 = \frac{E}{(1-D)L_1}$
$a_2 = -\frac{E}{(1-D)C_2 L_2}$	$b_2 = \frac{C_2 L_1 + C_1(1-D)^2 L_1 + C_2(1-D)^2 L_2}{C_1 C_2 L_1 L_2}$	$c_2 = \frac{E L_2 [C_2(2-D)D + C_1(1-D)^2]}{(1-D)^3 C_1 C_2 L_1 L_2 R}$
$a_3 = \frac{(2-D)DE[L_2(1-D)^2 + 2L_1]}{(1-D)^3 C_1 C_2 L_1 L_2 R}$	$b_3 = \frac{L_1 + (1-D)^2 L_2}{C_1 C_2 L_1 L_2 R}$	$c_3 = \frac{E[2C_2(1-D)^2 R + C_1(1-D)^4 R + \frac{(2-D)DL_2}{R}]}{(1-D)^3 C_1 C_2 L_1 L_2 R}$
$a_4 = -\frac{2E(1-D)}{C_1 C_2 L_1 L_2}$	$b_4 = \frac{(1-D)^4}{C_1 C_2 L_1 L_2}$	$c_4 = \frac{2E[1+(2-D)D]}{(1-D)C_1 C_2 L_1 L_2 R}$

PowerSim con modelos eléctricos (diodos, MOSFETs, inductores y capacitores). La Figura 3.41 muestra la respuesta en frecuencia del modelo lineal comparado con el modelo conmutado de Psim.

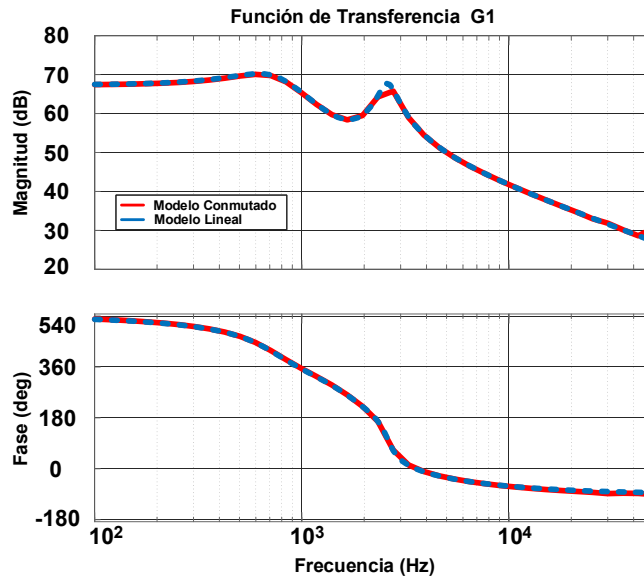


Figura 3.41: Respuesta en frecuencia del modelo lineal y del modelo conmutado en G_1 .

Las respuestas obtenidas en ambos modelos son similares, sin embargo, esta variable presenta características de fase no mínima, como puede apreciarse en el retrato de polos-ceros (Figura 3.42), lo que hace más compleja la ley de control.

La Figura 3.43 muestra la respuesta en frecuencia del modelo lineal y del modelo conmutado de la función de transferencia G_2 . De las variables del modelo lineal, la corriente L_1 es la única con características de fase mínima como se muestra en el retrato de polos-ceros de la Figura 3.44.

Esta característica ayuda en el diseño de controladores con una respuesta más rápida a las incertidumbres paramétricas.

3.5.2. COMPARACIÓN DE CONVERTIDORES REDUCTOR-ELEVADOR

La Tabla 3.9 muestra la comparación entre algunos convertidores reductor-elevador de la literatura y el convertidor propuesto. Esta comparación se basa en el número de condensadores, número de inductores, ganancia en términos de ciclo de trabajo, número de diodos e interruptores. Para conseguir una ganancia elevada una de las opciones es aumentar el ciclo de trabajo. Sin embargo, el aumento de la relación de trabajo aumenta la tensión de corriente

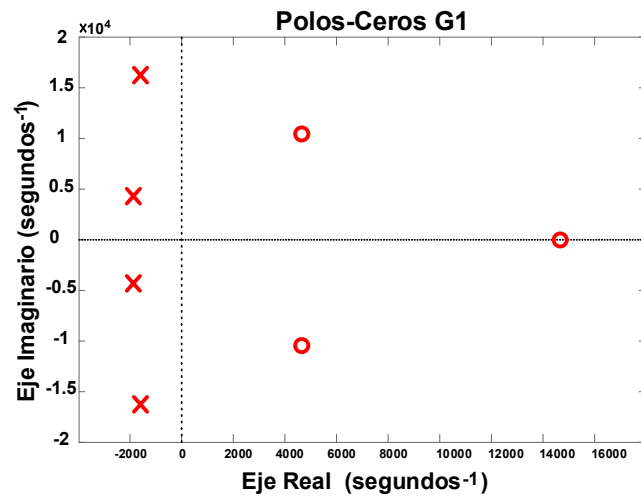


Figura 3.42: Lugar geométrico de polos-ceros en G_1

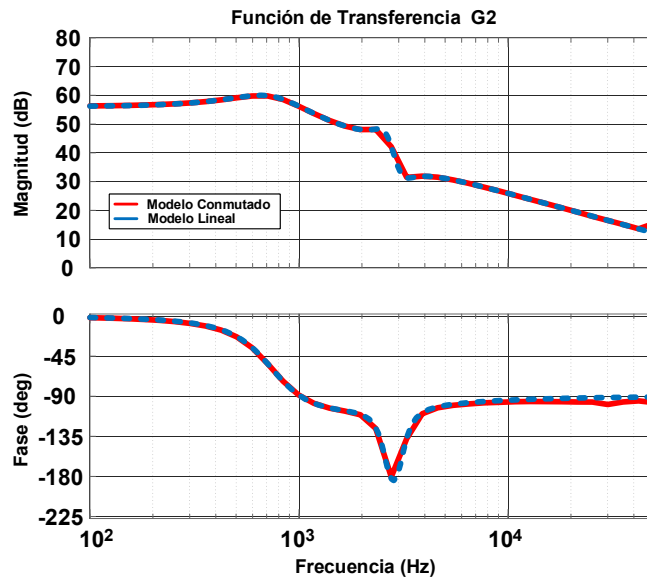


Figura 3.43: Respuesta en frecuencia del modelo lineal y del modelo conmutado en G_2 .

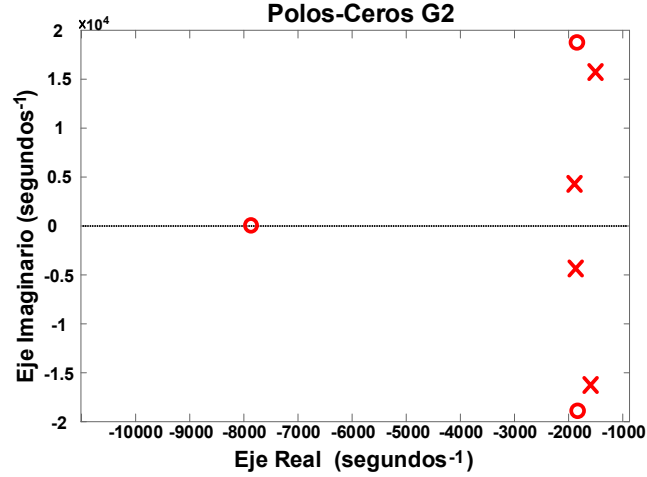


Figura 3.44: Lugar geométrico de polos-ceros en G_2 .

de pico en los diodos. La Figura 3.45 muestra la comparación de las ganancias de las topologías reductor-elevador en función de su ciclo de trabajo (D), donde se observa que el convertidor propuesto tiene una alta relación de ganancia cercana al convertidor elevador cuadrático, con la ventaja de que la estructura propuesta tiene la capacidad de reducir voltaje.

Tabla 3.9: Comparación de convertidores reductores-elevadores

Convertidor	Propuesta	Ref. [90]	Ref. [91]	Ref. [92]	Ref. [93]	Ref. [94]
Capacitores	2	1	2	3	2	1
Inductores	2	1	2	3	2	2
switches	2	1	2	2	2	3
Diodos	2	1	2	2	2	2
Ganancia (M)	$\frac{D(2-D)}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{2D}{1-D}$
Estrés (I_Q)	$Q_1 = \frac{ED^2(2-D)}{R(1-D)^3}$ $Q_2 = \frac{ED^2(2-D)}{R(1-D)^4}$	$Q = \frac{ED}{R(1-D)^2}$ X	$Q_1 = \frac{ED^3}{(1-D)^2 R}$ $Q_2 = \frac{ED^2}{(1-D)R}$	$Q_1 = \frac{ED^4}{R(1-D)^4}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R(1-D)^3}$	$Q_1 = \frac{ED^2}{R(1-D)^4}$ $Q_2 = \frac{ED}{R(1-D)^3}$	$Q_1 = \frac{4ED}{R(1-D)}$ $Q_2 = Q_3 = \frac{2ED}{R(1-D)}$

En este capítulo se presentó el modelo promedio y lineal de los cuatro convertidores propuestos en el capítulo anterior. Se validaron los modelos promedio en base a la respuesta en estado estacionario y los modelos lineales se validaron considerando las respuestas en frecuencia. En los convertidores 1 y 2 se mostraron los beneficios del procesamiento de potencia

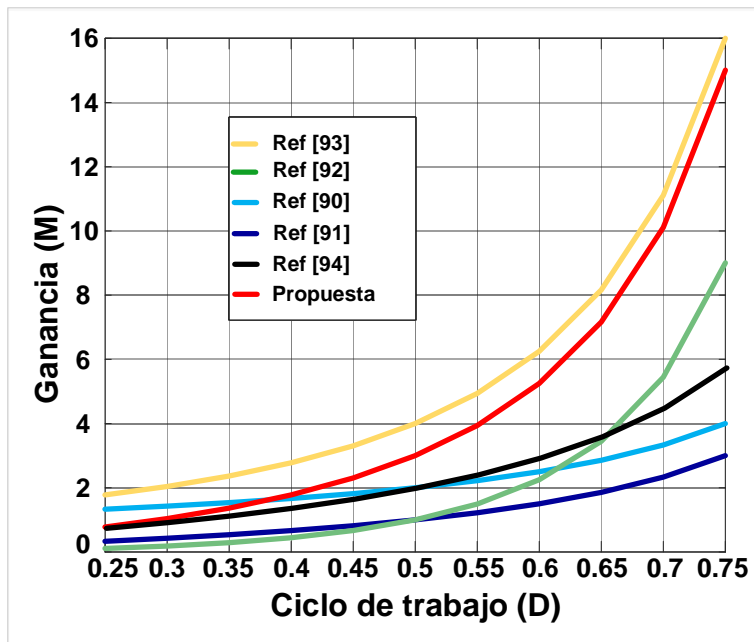


Figura 3.45: Comparación de ganancias de convertidores reductores-elevadores.

redundante en comparación con las estructuras en cascada a través de un modelado de áreas VA.

4

Estudio comparativo de los convertidores con procesamiento de potencia redundante

Este capítulo presenta los resultados experimentales y análisis de los convertidores propuestos en esta investigación. Se diseñaron prototipos funcionales con estructuras R^2P^2 y estructuras en cascada para corroborar las ventajas de los convertidores propuestos. El análisis de eficiencia consideró las pérdidas por elementos parásitos presentes en los prototipos y diferentes escenarios de potencia. Al final se presentan comparaciones con otras estructuras reportadas en la literatura con características similares en relación de transformación y aplicaciones similares en potencia.

4.1. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CONVERTIDOR 1

Con la finalidad de validar los resultados obtenidos en simulación y realizar una comparativa de eficiencias contra otras estructuras propuestas en la literatura se construyeron dos prototipos funcionales del SFV con estructura R^2P^2 . La Figura 4.1 muestran los prototipos funcionales construidos con filtros y sin filtro. Se diseñaron para operar en el Punto de Máxima Potencia de 325 W y con los parámetros listados en la Tabla 3.1.

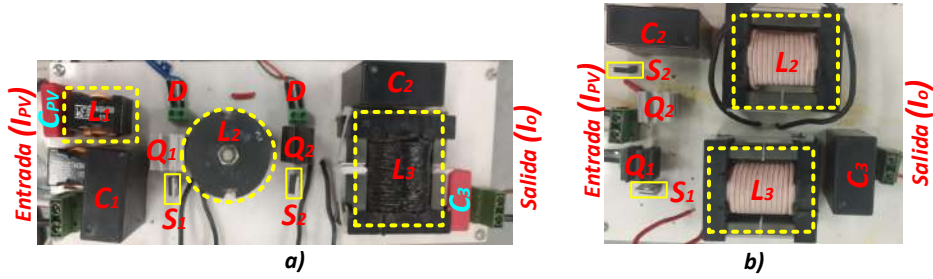


Figura 4.1: Prototipos experimentales del SFV a) con filtro y b) sin filtro.

Se diseñó el convertidor con un ciclo de trabajo de 0.6 para obtener una ganancia teórica de 2.77 veces la corriente de entrada. En la Figura 4.2 a) se muestra los valores de corriente de entrada/salida del Sistema FV y la ganancia obtenida de forma experimental. La ganancia experimental obtenida en el SFV propuesto fue de 2.767 veces la corriente de entrada del SFV, donde la una variación entre lo teórico y experimental es del 1 % aproximadamente. Se obtuvieron las formas de onda experimentales en cada variable, analizado en el modelo promedio para validar sus puntos de operación y comparar con el modelo conmutado de Powersim. La ventaja de la estructura propuesta para el SFV sobre la estructura reportada en [16], es la demanda de corriente continua a los paneles FV. En la Figura 4.2 b) se presentan las formas de onda de corriente de entrada del convertidor propuesto en comparación con la del convertidor presentado en [16].

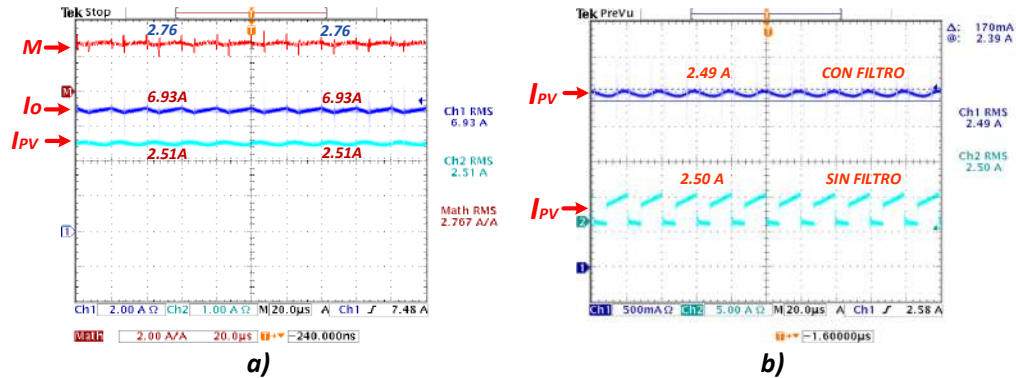


Figura 4.2: Formas de onda de corriente, a) Ganancia (M) experimental en relación de la corriente del panel (I_{pv}) y la corriente de salida (I_o) y b) corriente de entrada del convertidor con filtro y sin filtro.

La Figura 4.3 muestra la señal del ciclo de trabajo del convertidor y el voltaje en C_{PV} . El capacitor C_{PV} presenta un voltaje de 130 V y representa el voltaje aproximado del panel FV. El ciclo de trabajo se diseñó para operar en 60 % con una frecuencia de 50 kHz.

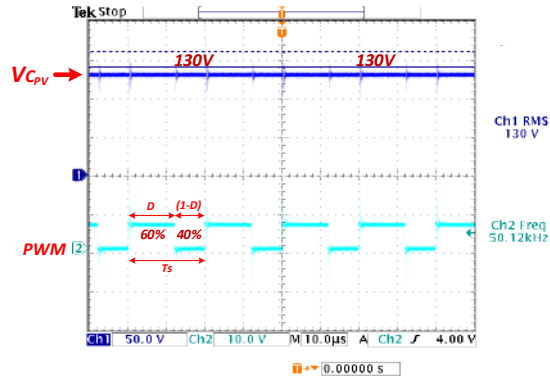


Figura 4.3: Formas de onda del ciclo de trabajo (D) y el voltaje en el capacitor C_{PV} .

La Figura 4.4 a) muestra el voltaje en el capacitor C_1 , el cual es un voltaje de 130 V. La Figura 4.4 b) muestra el voltaje en el capacitor C_2 . El voltaje en el capacitor C_2 es de 30.8 V, este elemento cumple la función de búfer, es decir procesa una fracción de potencia del convertidor 1 directamente a la carga. La potencia teórica procesada por este elemento es de 52 W sin considerar pérdidas por elementos parásitos. De forma experimental calculado la potencia con los valores de corriente del inductor L_2 se obtiene:

$$P_{dif_{C_2}} = I_{L_2} \cdot (1 - D) \cdot V_{C_2} = 51W \quad (4.1)$$

El elemento búfer en el punto de operación del SFV cumple la función de proporcionar el 15.69 % de la potencia de salida a la carga. El voltaje de salida del SFV está representado por el voltaje del capacitor C_3 por su posición en paralelo con la carga. En la Figura 4.4 c) se muestra la forma de onda del voltaje en C_3 de 47 V.

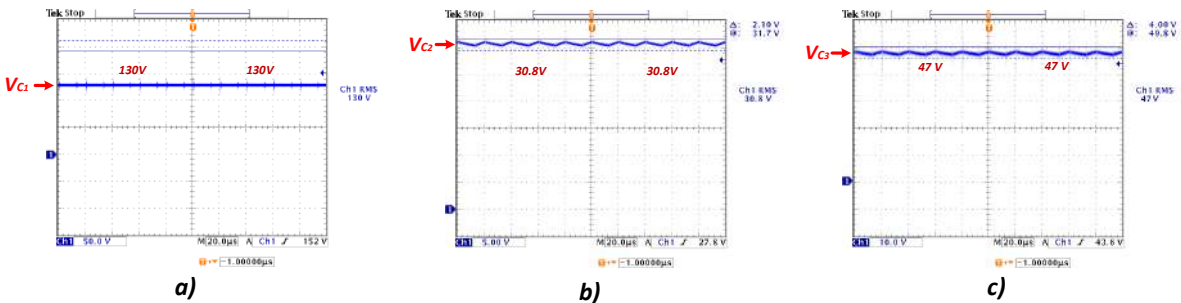


Figura 4.4: Formas de onda de voltajes en los capacitores a) C_1 , b) C_2 y c) C_3 .

La Figura 4.5 a) muestra la forma de onda de corriente en el inductor L_1 , esta corriente en el modelo promedio es igual a la corriente que puede proporcionar el panel FV. Sin em-

bargo, experimentalmente se observan variaciones por el efecto de las resistencias parásitas presentes en los elementos capacitivos. La Figura 4.5 b) muestra la forma de onda de corriente en el inductor L_2 . El inductor L_2 es el elemento encargado de procesar la potencia diferencial del convertidor 2. La potencia diferencial teórica procesada por este elemento es de 130 W y experimentalmente es de 130.7 W, estas variaciones están relacionadas con las incertidumbres paramétricas presentes en el prototipo como resistencias y capacitancias parásitas. En la Figura 4.5 c) se muestra la forma de onda de corriente en el inductor L_3 . La corriente promedio de este elemento es 6.94 A y experimentalmente es 6.89 A. Esa variable en el modelo promedio es igual a la corriente de salida (I_o). Sin embargo, en la parte experimental existen variaciones por no considerar todos los elementos parásitos en el modelo.

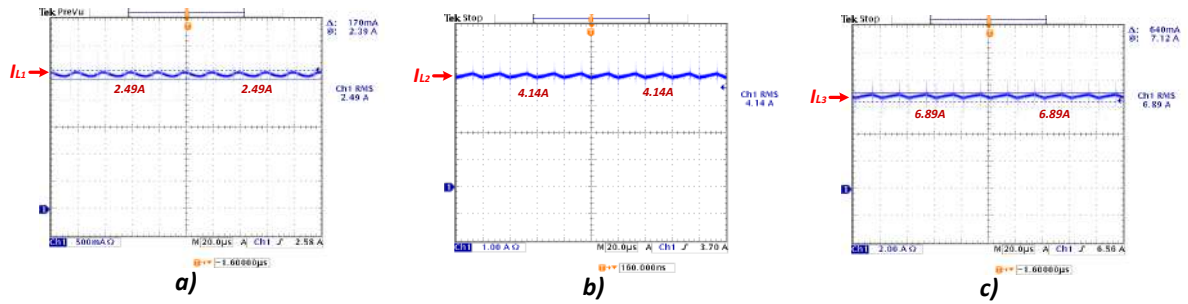


Figura 4.5: Formas de onda de corrientes en los inductores a) L_1 , b) L_2 y c) L_3 .

4.1.1. ANÁLISIS DE EFICIENCIAS Y PÉRDIDAS

La eficiencia del convertidor está ligada a diferentes condiciones, como los componentes del convertidor, la distribución de componentes y las resistencias parásitas de los dispositivos. En la Figura 4.6 se muestran las gráficas de eficiencia del sistema FV en cada etapa y la eficiencia global calculada a partir de las eficiencias individuales y la eficiencia global obtenida de manera experimental con las potencias entrada/salida. Para el caso de la potencia nominal, el convertidor presentó una eficiencia de 93.45 % con la potencia entrada/salida.

La potencia calculada se obtiene a partir de:

$$\eta_T = \eta_f \eta_1 \eta_2 + (1 - [1 - D]^2) \eta_2 (1 - \eta_1) \quad (4.2)$$

Empleando los valores de eficiencia obtenidas de forma individual en cada etapa y sustituyendo en (4.2) se obtiene la eficiencia 93.73 %. La variación entre la eficiencia global calculada y la eficiencia global experimental es de 0.28 %. La pérdida total por conducción (P_{loss}) en los

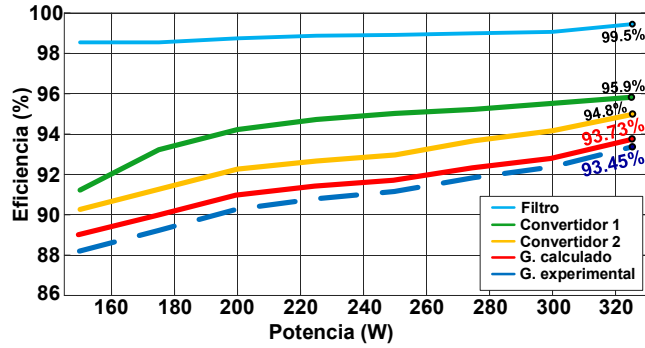


Figura 4.6: Eficiencia global e individual de cada etapa del SFV.

elementos electrónicos por resistencias parásitas son de 20.94 W. En la Tabla 4.1 se presenta el listado de las pérdidas en cada resistencia parásita consideradas en el SFV propuesto.

Tabla 4.1: Cálculo de pérdidas en de forma experimental.

Resistencia parásita	Corriente RMS (A)	Pérdidas (W)	Pérdidas (%)
$R_{L1}=150 \text{ m}\Omega$	2.49	0.930	4.5
$R_{L2}=190 \text{ m}\Omega$	4.14	3.256	15.20
$R_{L3}=230 \text{ m}\Omega$	6.89	10.92	51.5
$R_{C_{PV}}=15 \text{ m}\Omega$	1.08	0.018	0.09
$R_{C1}=20 \text{ m}\Omega$	2.06	0.085	0.41
$R_{C2}=20 \text{ m}\Omega$	3.31	0.219	1.09
$R_{C3}=20 \text{ m}\Omega$	3.25	0.211	1.04
$R_{Q1}=190 \text{ m}\Omega$	2.5	1.187	5.85
$R_{Q2}=190 \text{ m}\Omega$	4.17	3.303	16.30
$R_{S1}=90 \text{ m}\Omega$	1.64	0.2420	1.06
$R_{S2}=90 \text{ m}\Omega$	2.72	0.665	2.91
Pérdida total		20.935 W	100 %

La eficiencia global del SFV considerando las pérdidas totales por conducción esta dado por:

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \cdot 100 \% = 93,94 \% \quad (4.3)$$

Los valores de eficiencia global calculados experimentalmente en el SFV por pérdidas, por eficiencia independiente en cada subsistema y potencia entrada/salida son resultados que presentan ligeras variaciones por incertidumbre paramétricas. En la Figura 4.7 se muestra el porcentaje de pérdidas globales del SFV, siendo los inductores y los transistores, donde existe mayor pérdida de potencia.

Para el análisis de eficiencias experimentales se consideraron las mismas condiciones de operación presentadas en la Tabla 3.1. El análisis se realizó en la estructura propuesta, el convertidor reportado en [16] y se modificó el prototipo de la Figura 4.1 a) en estructura cascada

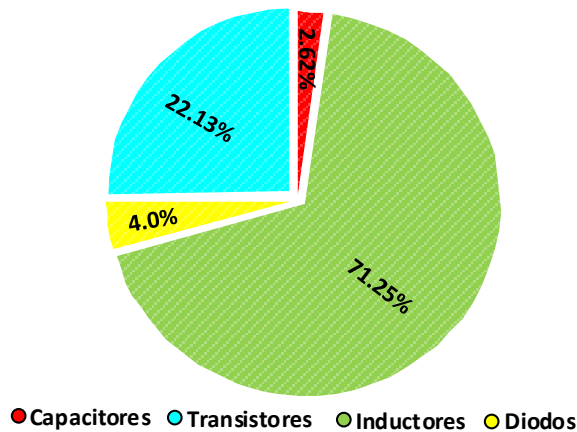


Figura 4.7: Gráfica del porcentaje de pérdidas globales presentes en el SFV.

presentada en [95] agregándole el filtro propuesto en este trabajo. La Figura 4.8 muestra las gráficas de eficiencias experimentales obtenidas en los prototipos mínimos funcionales.

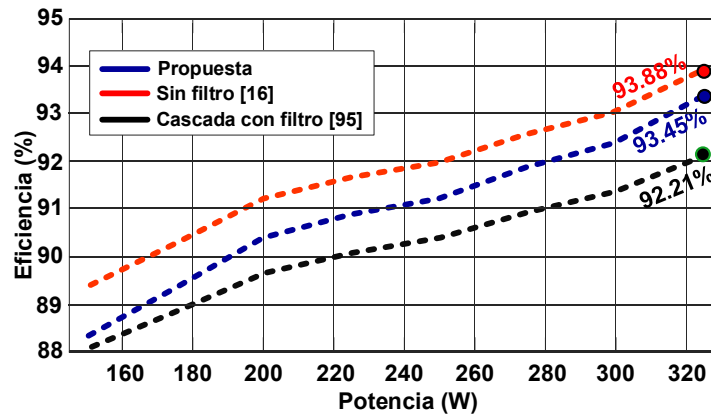


Figura 4.8: Gráficas de eficiencias experimentales: Propuesta del SVF con R^2P^2 (Azul), convertidor con R^2P^2 sin filtro [16] (Rojo) y convertidor en cascada [95] con filtro (Negro).

La eficiencia del convertidor presentado en [16] operando en el PMP es de 93.88 %, el de la estructura propuesta para el SVF es del 93.45 % y para el convertidor presentado en [95] con el filtro CLC es del 92.21 %. El convertidor propuesto en [16] presenta mayor eficiencia que la propuesta de este trabajo, esto se debe a que presenta menos elementos reactivos en el sistema. Sin embargo, el SFV presenta la ventaja de demandar una corriente continua a los paneles FV, lo que beneficia alargando la vida útil del sistema. La diferencia de eficiencia entre

el sistema propuesto y el presentado en [16] es del 0.45 %. Sin embargo, en la comparación de la estructura propuesta contra la estructura en cascada en las mismas condiciones (con filtro) de operación, es clara la ventaja en términos de eficiencia. El convertidor propuesto presenta una eficiencia mayor del 1.24 % que la estructura en cascada.

4.1.2. COMPARACIÓN CON TOPOLOGÍAS PARA APLICACIONES DE ALTA CORRIENTE.

En la Tabla 4.2 se muestra la comparación entre topologías reportadas y el SFV propuesto. Esta comparación se basa en estructuras sin acoplamiento magnético, el número de capacitores, el número inductores, la relación de transformación de corriente en términos de ciclo de trabajo, el número de interruptores controlados (Q), el estrés en corriente de los transistores (Q) y la corriente continua en la entrada (I_{in}).

Tabla 4.2: Comparación de convertidores de alta ganancia.

Convertidor	Propuesto	Ref[16]	Ref [25]	Ref [92]	Ref [31]	Ref[95]
Capacitores	4	2	1	2	2	2
Inductores	3	2	1	2	2	2
Interruptores	2	2	1	2	1	2
M (I_o/I_{in})	$\frac{1}{D^2}$	$\frac{1}{D^2}$	$\frac{1}{D}$	$\frac{(1-D)^2}{D^2}$	$\frac{1-D}{D}$	$\frac{1}{D^2}$
Estrés (I_Q)	$Q_1 = \frac{ED^4}{R}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R}$	$Q_1 = \frac{ED^4}{R}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R}$	$Q = \frac{ED^2}{R}$ X	$Q_1 = \frac{ED^4}{R(1-D)^4}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R(1-D)^3}$	$Q = \frac{ED^3}{R(1-D)^2}$ X	$Q_1 = \frac{ED^4}{R}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R}$
(I_{in}) continua	Si	No	No	No	Si	No

Para conseguir una alta relación de transformación en la conversión de corriente una de las opciones es disminuir el ciclo de trabajo (D) en los interruptores controlados. Los valores prácticos del ciclo de trabajo se encuentran establecido entre ($0.1 < D < 0.9$). En la Figura 4.9 se muestra la comparación de las ganancias de los convertidores listados en la Tabla 4.2 en función de D , donde se observa que el convertidor propuesto presenta una elevada relación de transformación o conversión en corriente al igual que la [16] y [95] con la ventaja de que la propuesta presenta corriente continua en la entrada del sistema.

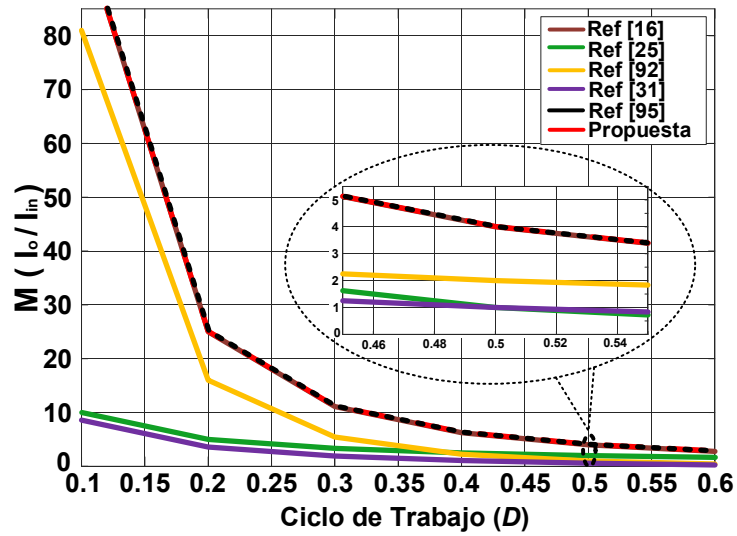


Figura 4.9: Comparación gráfica de ganancia en corriente de los convertidores analizados en la Tabla 4.2.

4.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CONVERTIDOR 2

Para validar los resultados de diseño obtenidos en la simulación, se construyó un prototipo experimental del convertidor reductor cuadrático con un interruptor. Para demostrar las ventajas del convertidor propuesto, se construyó un convertidor con estructura en cascada. Ambas estructuras fueron operadas bajo las mismas condiciones de potencia y con los parámetros presentados en la Tabla 3.3. En la Figura 4.10 se muestran los prototipos de los convertidores reductores cuadráticos donde se realizaron las diferentes pruebas experimentales reportadas en este trabajo. Ambos convertidores operan en MCC.

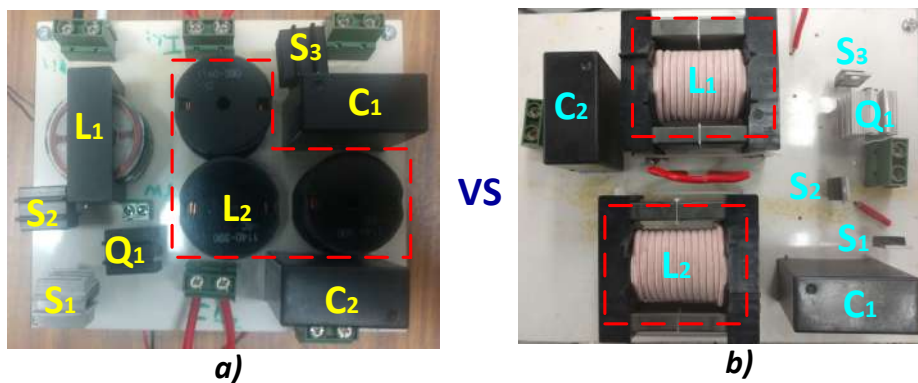


Figura 4.10: Prototipos experimentales, a) Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 , b) Convertidor reductor cuadrático en cascada.

La Figura 4.11 muestra las corrientes de entrada del convertidor propuesto y del convertidor en cascada. El convertidor propuesto presenta una corriente de entrada I_{in} de 3.47 A con un $\Delta I_{in} = 7.0$ A. Los convertidores reductores en general presentan una demanda de corriente discontinua en la fuente de entrada, esta característica no es favorable para las pilas de combustible. Sin embargo, muchas aplicaciones requieren altos niveles de relación de transformación de voltaje, por lo que estas estructuras se utilizan con un filtro LC para eliminar estas características desfavorables como se presenta en [13].

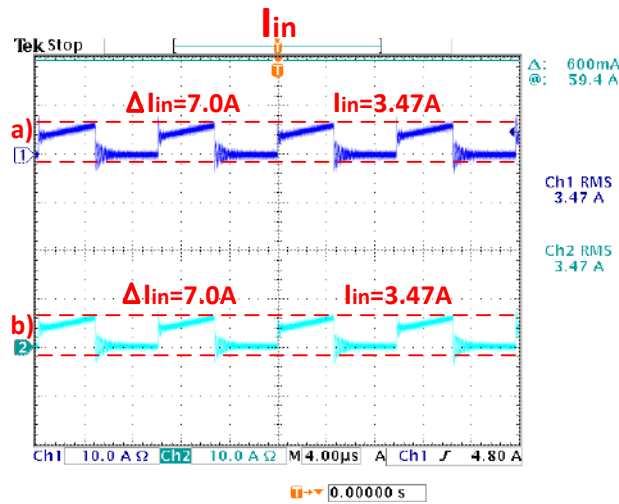


Figura 4.11: Formas de onda de corriente en la entrada del convertidor (I_{in}), a) propuesta del convertidor R^2P^2 , b) convertidor en cascada.

La Figura 4.12 a) muestra las formas de onda experimentales de la corriente en los inductores L_1 de los convertidores reductores cuadráticos. El convertidor propuesto presenta una corriente de 7.48 A con un rizado de corriente $\Delta I_{L_1} = 1.52$ A, correspondiente al 20 % de la corriente media. Considerando las mismas condiciones de funcionamiento, la estructura en cascada presenta una corriente de 7.69 A. La Figura 4.12 b) muestra las formas de onda experimentales de la corriente en el inductor L_2 . El valor en este elemento se aproxima a la corriente de salida (I_o) del convertidor. El convertidor propuesto presenta una corriente en L_2 de 16.6 A con un $\Delta I_{L_2} = 3.35$ A, que corresponde al 20 % del rizado de corriente, y el convertidor en cascada presenta una corriente de 16.5 A.

La Figura 4.13 a) muestra las formas de onda experimentales de los voltajes del capacitor C_1 . Este elemento realiza la función de búfer en el convertidor propuesto. La tensión en C_1 del convertidor propuesto es de 29.9 V con un $\Delta V_{C_1} = 3.20$ V correspondiente al 10.9 % del rizo de voltaje, mientras que el voltaje en la estructura en cascada es de 54.4 V. Una de las principales

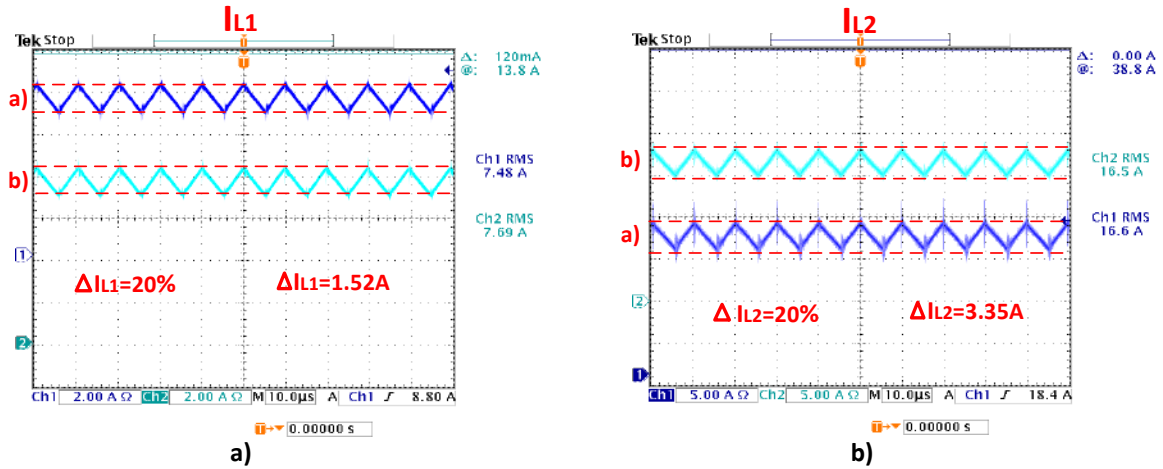


Figura 4.12: Formas de ondas experimentales de corrientes en los inductores (a- R^2P^2 y b-cascada), a) L_1 y b) L_2 .

ventajas del convertidor propuesto frente a la estructura en cascada es un menor estrés de voltaje en este elemento. El voltaje de salida (V_o) en el convertidor se aproxima al voltaje del capacitor C_2 debido a su posición en paralelo con la carga. La Figura 4.13 b) muestra las formas de onda de voltaje en C_2 , que es de 23.9 V con un $\Delta V_{C_2} = 2.49$ V correspondiente al 10.48 % del voltaje promedio y la estructura en cascada un voltaje de 24.37 V.

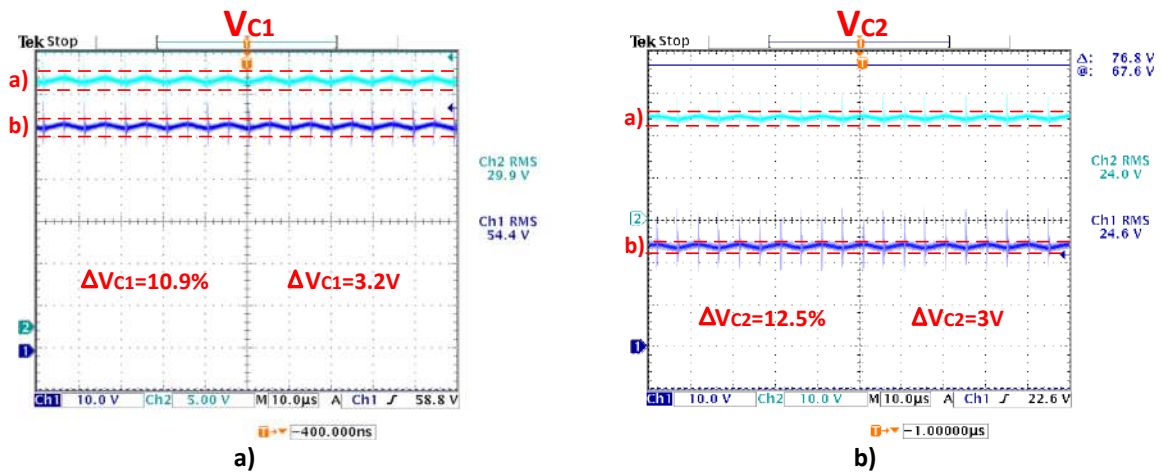


Figura 4.13: Formas de ondas experimentales de voltajes en los capacitores (a- R^2P^2 y b-cascada), a) C_1 y b) C_2 .

4.2.1. ANÁLISIS DE PÉRDIDAS Y EFICIENCIAS

La eficiencia del convertidor está relacionada con diferentes condiciones, como los componentes seleccionados, la distribución de los componentes en el diseño del convertidor y las resistencias parásitas de los dispositivos. La Figura 4.14 muestra la comparación gráfica de las eficiencias experimentales obtenidas del convertidor propuesto y de la estructura en cascada para diferentes condiciones de potencia de entrada y salida. La potencia nominal para los prototipos diseñados es de 400 W. El convertidor propuesto presenta una eficiencia del 93.21 %, y el convertidor con estructura en cascada presenta una eficiencia del 91.87 %. La eficiencia calculada con las pérdidas del convertidor es del 93.47 %. La diferencia entre las eficiencias de los convertidores R^2P^2 obtenidas de distintas formas es de 0.6 %.

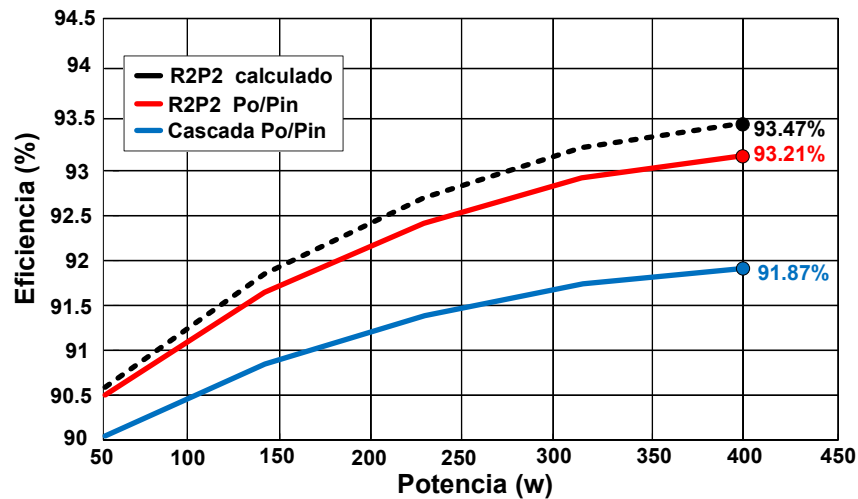


Figura 4.14: Gráfico experimental de las eficiencias obtenidas del convertidor R^2P^2 propuesto y del convertidor en cascada.

Las pérdidas de potencia en los elementos de conmutación y reactivos fueron de 27.912 W. La Tabla 4.3 enumera las pérdidas en cada resistencia parásita presente en la Figura 2.18 y las pérdidas en los núcleos inductores. La eficiencia calculada viene dada por:

$$\% \eta = \frac{400}{400 + 27,912} 100 \% = 93,47 \% \quad (4.4)$$

La eficiencia calculada por (4.4) considera las pérdidas en el convertidor, y la eficiencia calculada tomando la relación de potencias entrada-salida varía en 0.26 %. La Figura 4.15 muestra las pérdidas globales de potencia en el convertidor, siendo los inductores y el MOSFET, donde se presentan las mayores pérdidas de potencia.

Tabla 4.3: Cálculo de pérdidas en el prototipo del convertidor reductor cuadrático.

Símbolo	Corriente RMS (A)	Pérdidas (W)	Pérdidas (%)
R_{L1}	7.48	3.01	10.78
R_{L2}	16.5	9.73	34.84
R_{C1}	8.21	0.47	1.68
R_{C2}	8.24	0.48	1.71
$R_{DS_{ON}}$	8.78	5.43	19.48
R_{S1}	5.26	1.03	3.68
R_{S2}	5.12	1.22	4.36
R_{S3}	10.23	2.91	10.42
P_{coreL1}	7.48	1.36	4.87
P_{coreL2}	16.5	2.27	8.13
Pérdidas globales		27.912 W	100 %

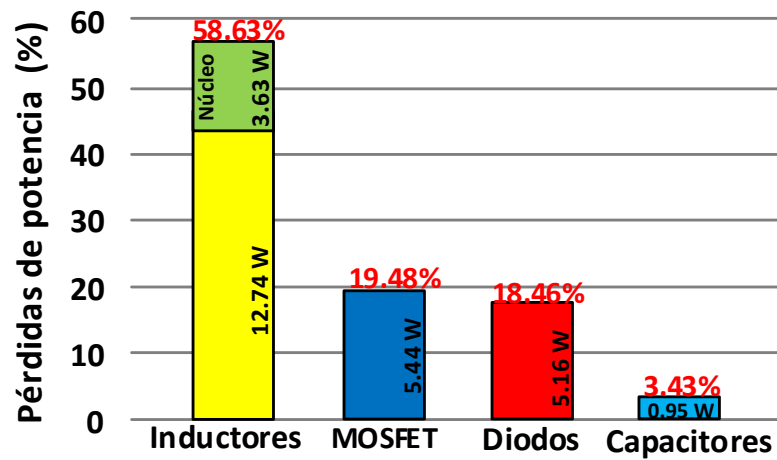


Figura 4.15: Gráfica del porcentaje de pérdidas globales presentes en el convertidor.

Para establecer la diferencia entre el funcionamiento del convertidor propuesto y el convertidor con estructura en cascada, se estableció un escenario de comparación numérica aplicando el software Matlab/Simscape, considerando las mismas condiciones de funcionamiento. Una de las ventajas del convertidor propuesto es la reducción del estrés de voltaje en el capacitor C_1 , lo que mejora la densidad de potencia. La Figura 4.16 muestra el voltaje presente en el capacitor C_1 de las tres estructuras, considerando un voltaje de entrada de 120 V. El voltaje en el capacitor C_1 del Convertidor reductor cuadrático R^2P^2 tiene un voltaje menor en comparación con la estructura en cascada. Este efecto beneficia en la disminución del valor de la capacitancia en C_1 .

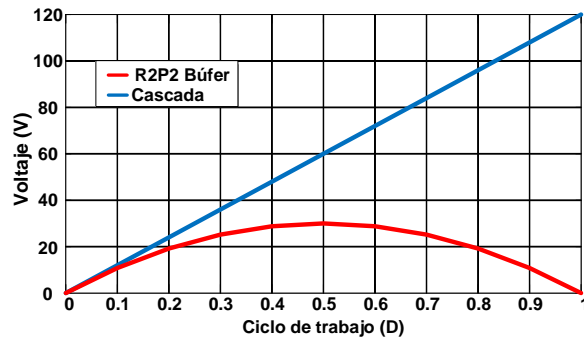


Figura 4.16: voltaje en el capacitor C_1 : propuesta R^2P^2 (Rojo), convertidor en cascada (Azul).

4.2.2. COMPARACIÓN DE CONVERTIDORES REDUCTORES

En la Tabla 4.4 se comparan las características de las topologías de la bibliografía y del convertidor propuesto. Esta comparación se basa en el número de diodos, interruptores controlados, condensadores, inductores, ganancia de tensión, tensión de corriente del inductor, tensión de tensión del condensador y el tipo de conmutación. Sin embargo, debido a los efectos causados por los elementos parásitos, los valores prácticos de D tienen un límite inferior y superior (normalmente $0,1 < D < 0,9$). La Figura 4.17 muestra las ganancias de las topologías reductoras reportadas en la Tabla 1, donde la topología propuesta presenta una mayor ganancia y una alta relación de transformación de voltaje sin estresar los semiconductores en sus límites de operación.

Una ventaja importante del convertidor propuesto está relacionada con el número de interruptores controlados, donde destaca la sencillez de su implementación. Uno de los objetivos del concepto R^2P^2 es mejorar la eficiencia del procesamiento de la energía. En la Figura 4.18 se muestran las eficiencias de los convertidores reportados en la literatura, así como el tipo de

Tabla 4.4: Comparación de convertidores reductores.

Q*(interruptores), S*(diodos), C*(capacitores), L*(inductores), M*(ganancia), I_L^* (corriente en L), V_C^* (Voltaje en C).

CD/CD	Q	S	C	L	M	I_L	V_C	Potencia/Eficiencia	Conmutación
Proposed	1	3	2	2	D^2	$I_{L1} = \frac{ED^3}{R}$ $I_{L2} = \frac{ED^2}{R}$	$V_{C1} = ED(1-D)$ $V_{C2} = ED^2$	400 W/ 93.2 %	Dura
Ref[96]	1	3	2	2	D^2	$I_{L1} = \frac{ED^3}{R}$ $I_{L2} = \frac{ED^2}{R}$	$V_{C1} = ED$ $V_{C2} = ED^2$	50 W/ 82 %	Dura
Ref[97]	1	1	1	1	$\frac{D}{1-D}$	$I_{L1} = \frac{ED}{(1-D)R}$	$V_{C1} = \frac{ED}{1-D}$	520 W/ 87 %	Dura
Ref[98]	1	1	1	1	D	$I_{L1} = \frac{DE}{R}$	$V_{C1} = ED$	220 W/ 91.7 %	Dura
Ref[99]	2	2	3	3	$\frac{D^2}{(1-D)^2}$	$I_{L1} = \frac{ED^3}{(1-D)^3R}$ $I_{L2} = \frac{ED^2}{(1-D)^2R}$	$V_{C2} = \frac{ED}{(1-D)}$ $V_{C3} = \frac{ED^2}{(1-D)^2}$	100 W/ 91.83 %	Dura
Ref[100]	1	3	2	2	$\frac{D(2-D)}{(1-D)^2}$	$I_{L1} = \frac{ED(2-D)}{(1-D)^3R}$ $I_{L2} = \frac{ED(2-D)}{(1-D)^2R}$	$V_{C1} = \frac{ED}{(1-D)R}$ $V_{C2} = \frac{ED(2-D)}{(1-D)^2R}$	60 W/ 94.5 %	Dura
Ref[101]	1	4	3	3	$\frac{D}{(2-D)(3D+2)}$	$I_{L1} = \frac{ED^2}{(2-D)R}$ $I_{L2} = \frac{ED}{2(2-D)(3D+2)R}$ $I_{L3} = \frac{ED}{2(2-D)(3D+2)R}$	$V_{C1} = \frac{E}{(2-D)}$ $V_{C2} = \frac{E}{(2-D)}$ $V_{C3} = \frac{ED}{(2-D)(3D+2)}$	5 W/ 89 %	Dura
Ref[102]	1	1	1	2	$\frac{ND}{(1-D)}$	$I_{L1} = \frac{EDN^2}{(1-D)R}$ $I_{L2} = \frac{EDN}{(1-D)R}$	$V_{C1} = \frac{EDN}{(1-D)}$	90 W/ 90 %	Dura
Ref[103]	2	2	4	2	$\frac{D(1-D)}{1+N-D}$	$I_{Lm1} = \frac{I_{in}D}{2(1-D)}$ $I_{Ln1} = \frac{I_{in}(2-D)}{2(1-D)} - \frac{NV_oD}{2f_{sw}L_{m1}}$ $I_{m2} = I_{Lm1} + I_{Ln1}$ $I_{Ln2} = NI_{L_n1}$	$V_{Cb} = \frac{NV_o}{1+N-D}$ $V_{Co} = \frac{ED(1-D)}{1+N-D}$	200 W/ 96.54 %	ZVS / ZCS
Ref[104]	3	0	2	4	$\frac{D}{2-D}$	$I_{La} = \frac{I_{Lo}}{N}$ $I_{Lo} = \frac{ED}{(2-D)R}$	$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_o(1-D)}{D}$ $V_{Cm} = \frac{V_o}{D}$ $V_{Co} = \frac{ED}{2-D}$	200 W/ 97 %	ZVS
Ref[105]	2	1	2	3	$\frac{D}{2-D}$	$I_{Li} = \frac{I_oD}{(2-D)}$ $I_L = \frac{ED}{(2-D)R}$	$V_{Co} = \frac{ED}{(2-D)}$ $V_{C1} = \frac{V_{Co}(1-D)}{D}$ $V_{Cm} = \frac{V_{Co}}{D}$	5 W/ 93.5 %	Dura
Ref[106]	4	0	2	4	$\frac{D}{2}$	$I_{L1} = I_{L2} = \frac{ED}{2R}$	$V_{C1} = V_{C2} = \frac{E}{2}$ $V_{C0} = \frac{ED}{2}$	1000 W/ 95.6 %	Dura
Ref[107]	4	0	4	4	$\frac{DN_2}{(N_1+2N_2)}$	$I_{L0} = \frac{EDN_2}{R(N_1+2N_2)}$	$V_{C1} = \frac{E}{(2-D)}$ $V_{C2} = V_{C0} = \frac{EDN_2}{(N_1+2N_2)}$ $V_{C3} = \frac{EDN_2}{D(N_1+2N_2)}$	33 W/ 94.8 %	ZVS
Ref[108]	2	1	6	3	$\frac{D}{1+2N}$	$I_m = \frac{1+2N}{N} \frac{I_{ops}}{D}$ $I_{Lo} = \frac{ED}{(1+2N)R}$	$V_C = NV_o + \frac{NLI_{ops}}{(1-D)^2}$ $V_{Co} = \frac{ED}{1+2N}$	120 W/ 94 %	ZVS / ZCS

conmutación y su potencia de operación. El convertidor propuesto presenta una eficiencia del 93.21 % utilizando conmutación dura. Esta eficiencia sólo es superada por los convertidores

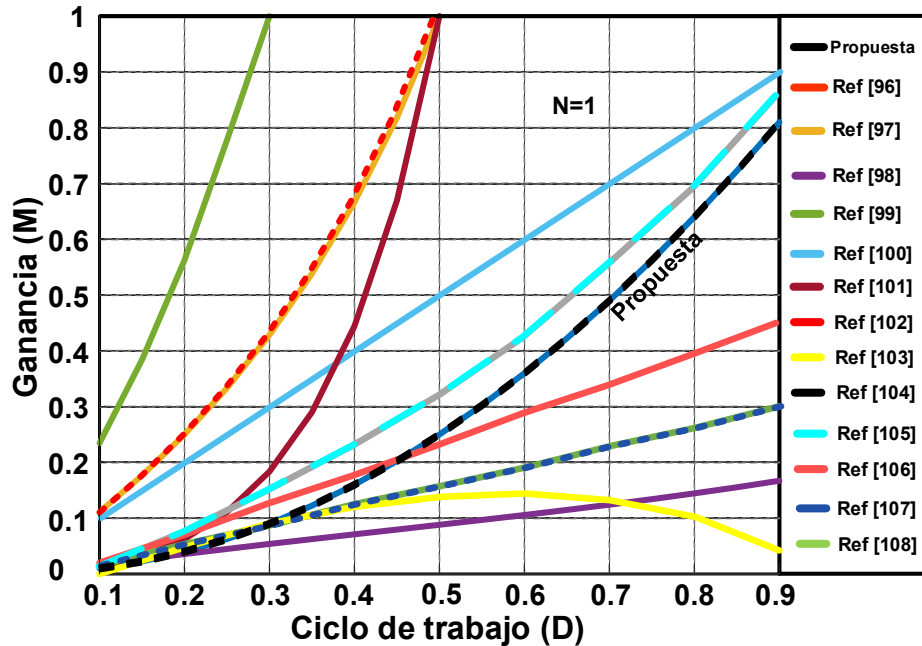


Figura 4.17: Comparación de ganancia (M) contra ciclo de trabajo (D) de convertidores reductores reportados en la literatura.

presentados en [100], [103], [104], [105], [106], [107] y [108].

Sin embargo, los convertidores [103], [104], [107] y [108] emplean conmutación ZVS y ZCS para conseguir altas eficiencias. Pero para lograr estas altas eficiencias sacrifican la simplicidad de implementación. Además de emplear circuitos resonantes LC que están limitados a una frecuencia de operación y hace más complejo el desarrollo de controladores para la regulación de tensión/corriente en la salida. El convertidor presentado en [100] está limitado en su relación de transformación ya que, debe operar con ciclos de trabajo inferiores a 0.3 limitando su número potencial de aplicaciones. Mientras que el convertidor propuesto en [105] emplea inductancias acopladas para conseguir una elevada relación de transformación. Sin embargo, está limitado en niveles de potencia principalmente por los altos valores de corriente que tienen que fluir a través del convertidor limitando también sus potenciales aplicaciones. El convertidor propuesto en [106] emplea cuatro interruptores controlados de manera síncrona para mejorar el manejo de potencia entre estos elementos. Sin embargo, esto aumenta la complejidad del circuito al requerir un mayor número de señales de control. El convertidor propuesto presenta una alta eficiencia en comparación con los convertidores presentados en [96], [97], [98], [99], [101] y [102] sin sacrificar su simplicidad de diseño y operación. Sin embargo, es posible alcanzar mayores eficiencias empleando técnicas de conmutación ZVS y

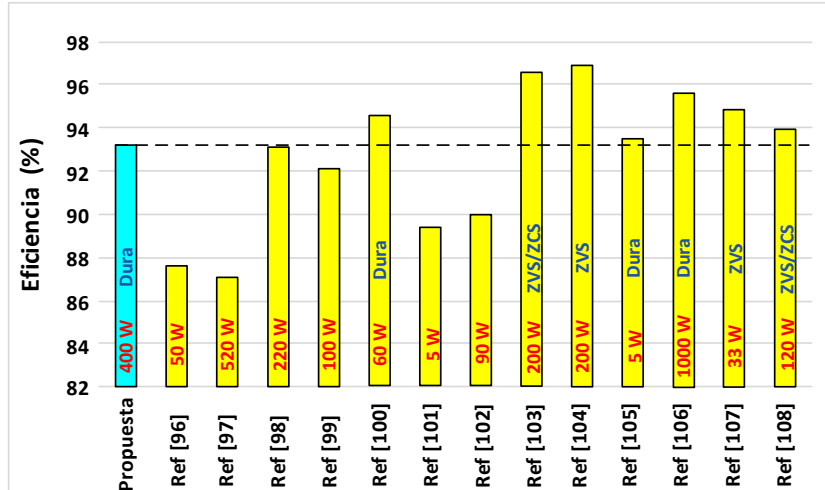


Figura 4.18: Eficiencia de las topologías reductoras descritas en la literatura.

ZCS, que serán exploradas en futuros trabajos.

4.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CONVERTIDOR 3

Con la finalidad de validar los resultados obtenidos en simulación y realizar una comparativa de eficiencias contra otras estructuras propuestas en la literatura se construyó un prototipo funcional del convertidor reductor cuadrático intercalado. La Figura 4.19 muestra el prototipo del convertidor reductor cuadrático intercalado con procesamiento de potencia redundante considerando los parámetros presentados en la Tabla 3.6.

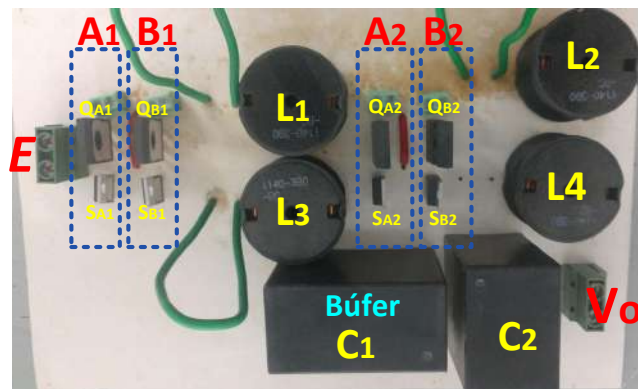


Figura 4.19: Prototipo del convertidor reductor cuadrático intercalado.

En la Figura 4.20 se presenta las señales de control empleadas para la activación de los interruptores Q . Las señales de control están desfasadas 180° y el valor de los ciclos de trabajo son del 40 % en D_1 y D_2 .

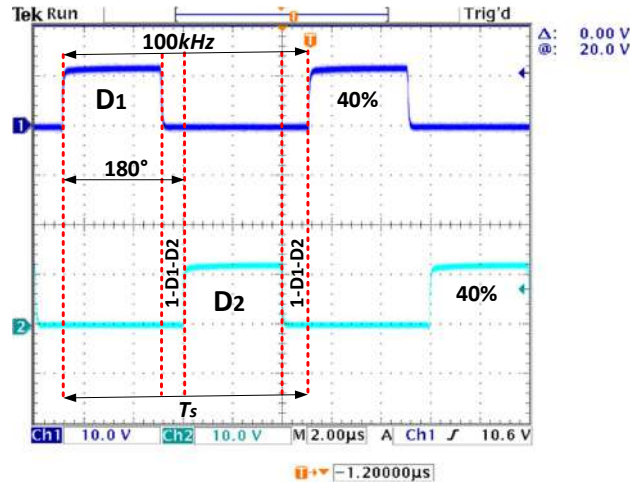


Figura 4.20: Señales de PWM empleadas para la activación de los interruptores Q .

En la Figura 4.21 se presenta las formas de onda de corrientes en los inductores. La Figura 4.21 a) muestra las corrientes en los inductores L_1 y L_3 , estos elementos son los encargados de procesar la potencia diferencial en la primera etapa del sistema, los rizados de corriente en estos inductores se diseñaron en un 25 %. En la Figura 4.21 b) se presentan las corrientes en los inductores L_2 y L_4 , el rizo se diseñó de un 20 %. La suma de las corrientes en estos elementos es aproximadamente la corriente de la salida.

La Figura 4.23 muestra la corriente de salida del convertidor propuesto. Por el efecto de cancelación de rizo la corriente presenta una frecuencia de 200 kHz y un rizo del 10 %. La corriente de salida es de 20.9 A.

4.3.1. COMPARACIÓN DE CONVERTIDORES REDUCTORES

La Tabla 4.5 muestra la comparación entre algunas topologías reductoras de la bibliografía y el convertidor propuesto. Esta comparación se basa en el número de condensadores, inductancias, relación de transformación de corriente en términos de ciclo de trabajo y corriente en sus interruptores controlados. Para conseguir una alta relación de transformación en la conversión de corriente una de las opciones es disminuir el ciclo de trabajo (D) en los interruptores controlados.

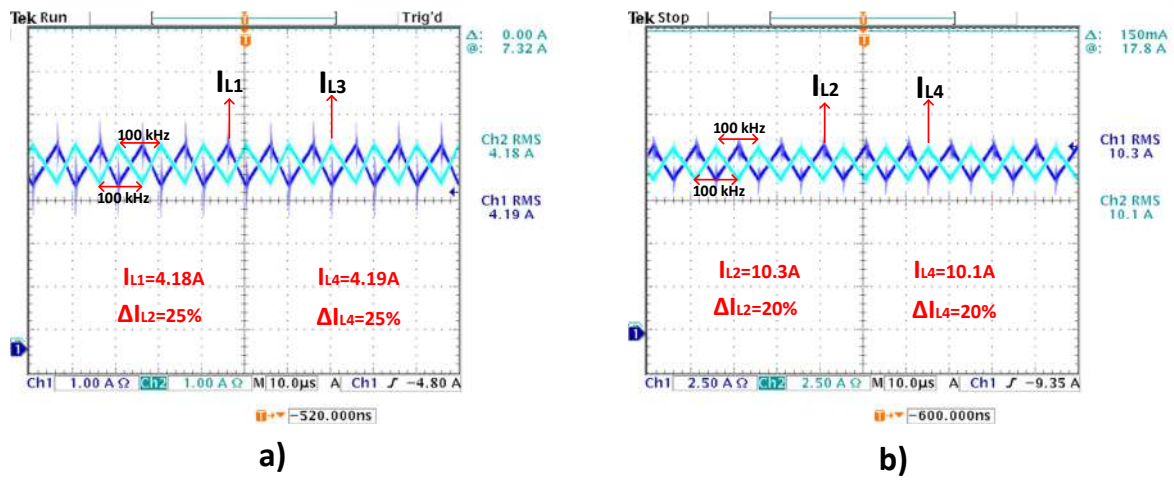


Figura 4.21: Formas de onda de corrientes en los inductores, a) corrientes en los inductores L_1 y L_3 , b) corrientes en los inductores L_2 y L_4 .

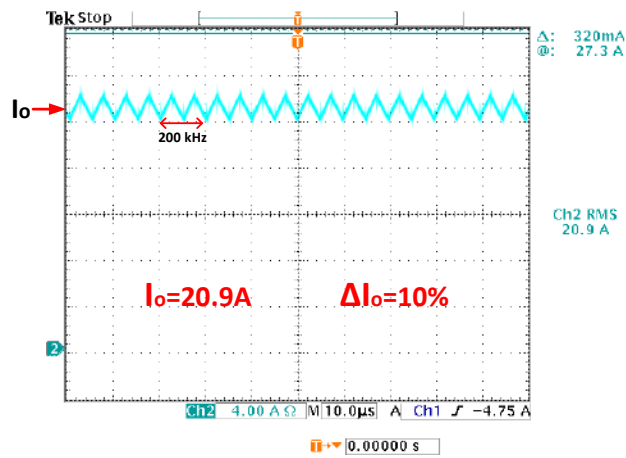


Figura 4.22: Corriente de salida del convertidor reductor cuadrático intercalado.

Tabla 4.5: Comparación de convertidores reductores.

Convertidores	Propuesta	Ref. [96]	Ref. [98]	Ref. [99]
Capacitores	2	2	1	2
Inductores	4	2	1	2
Ganancia (I_o/I_{in})	$\frac{1}{D^2}$	$\frac{1}{D^2}$	$\frac{1}{D}$	$\frac{(1-D)^2}{D^2}$
Estrés de corriente (Q)	$Q_1 = \frac{ED^4}{2R}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{2R}$	$Q_1 = \frac{ED^4}{R}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R}$	$Q = \frac{ED^2}{R}$	$Q_1 = \frac{ED^4}{R(1-D)^4}$ $Q_2 = \frac{ED^3}{R(1-D)^3}$

En la Figura 4.23 se muestra la comparación de las ganancias de las topologías reductoras en función de su ciclo de trabajo, donde se observa que el convertidor propuesto presenta una elevada relación de transformación de conversión de corriente igual a la del Convertidor reductor cuadrático.

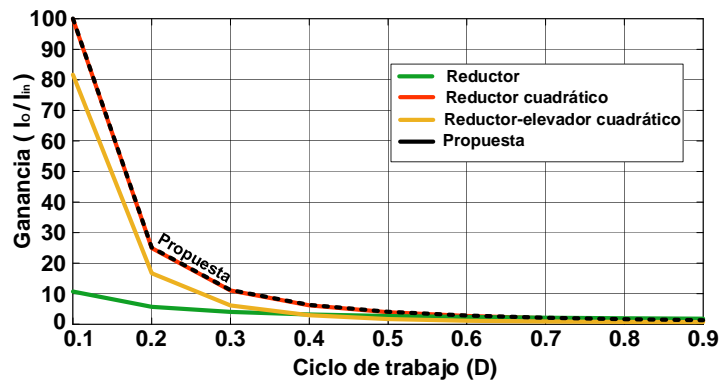


Figura 4.23: Relación de transformación en corriente de los convertidores reductores.

En la Figura 4.24 a) se muestra una comparación de del estrés de corriente en los interruptores controlados por Q_1 de los convertidores reductores presentados en la Tabla 4.5. Para esta comparación se ha considerado un voltaje de entrada de 150 v y una resistencia de 1.15 Ω . La Figura 4.24 b) muestra la comparación del estrés de la corriente en los interruptores controlados Q_2 . El convertidor propuesto presenta menor estrés de corriente en los interruptores controlados que los convertidores estudiados en la literatura.

Este convertidor presenta ventajas en aplicaciones donde se requiere altos niveles de co-

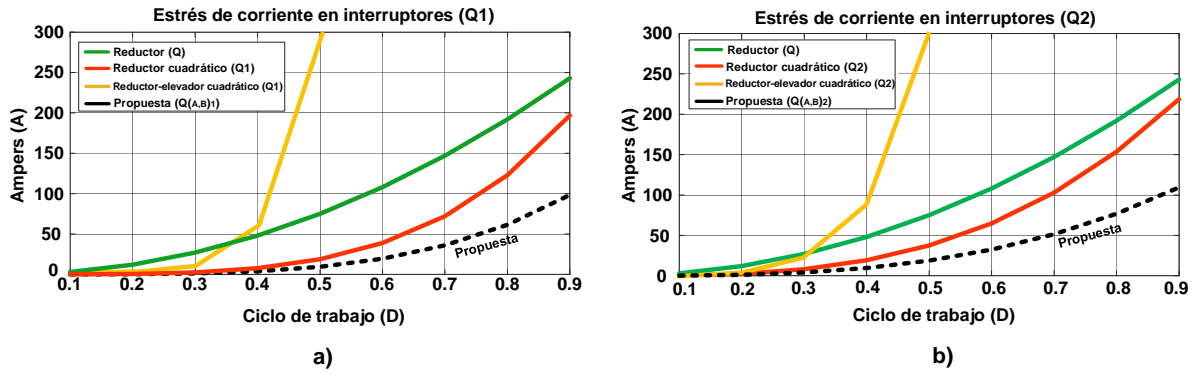


Figura 4.24: Comparación estrés de la de corriente en los interruptores controlados, a) Q_1 y b) Q_2 .

riente, debido a que presenta alta densidad de potencia y bajo rizado corriente/voltaje en la salida y entrada del convertidor. Sin embargo, el precio a pagar es la alta complejidad de implementación, al requerir cuatro señales de control y ser un sistema de sexto orden con características de un sistema MISO. Además de requerir un proceso de equalización de corrientes entre fases para mantener las características de bajo rizado y alta eficiencia.

Conclusiones

Esta tesis se centra en la investigación y análisis de convertidores que se basan en el concepto de procesamiento de potencia redundante reducida. Este enfoque resulta útil para la creación de nuevas topologías de convertidores conmutados, cuyas aplicaciones específicas se determinan según las características inherentes a cada topología. A continuación, se resume de manera concisa los resultados más significativos, así como algunos aspectos de interés que podrían orientar futuras investigaciones.

Se presentó el análisis de un convertidor integrado con un sistema fotovoltaico basado en el concepto R^2P^2 con alta relación de transformación en corriente. Se presentaron y validaron de forma numérica el modelo promedio y lineal. Se diseñó y construyó un prototipo experimental funcional del convertidor con una potencia nominal de 325 W, donde se llevaron a cabo pruebas de eficiencia y operación. Con los datos experimentales obtenidos se realizó la comparación con los resultados teóricos, validando su funcionamiento y su metodología de diseño. Además, se presentó un análisis de pérdidas por efectos de elementos parásitos en los dispositivos de conmutación y elementos reactivos. Este análisis se realizó bajo diferentes escenarios de potencia y se comparó la eficiencia usando las pérdidas de las resistencias parásitas y la eficiencia calculada por la relación de potencia entrada-salida. Se demostró de manera teórica y experimental la ventaja de la propuesta en comparación con la estructura en cascada. Este convertidor presenta características interesantes y favorables para aplicaciones de energías renovables como alta eficiencia, bajo estrés de voltaje en los semiconductores, alta densidad de potencia y corriente continua en la entrada. El proceso de implementación del esquema de control y regulación serán abordados en trabajos futuros.

Además, se analizó un convertidor reductor Cuadrático basado en el concepto R^2P^2 con voltaje diferencial a la salida. Se diseñó y construyó un prototipo experimental funcional del convertidor con una potencia nominal de 400 W, donde se realizaron pruebas de eficiencia y

funcionamiento. Los datos experimentales obtenidos se compararon con los resultados teóricos, validando su funcionamiento y metodología de diseño. Además, se presentó un análisis de las pérdidas debidas a efectos de elementos parásitos en dispositivos de conmutación y elementos reactivos. El procesamiento de potencia se analizó con herramientas de modelado de área VA, mostrando las ventajas de la estructura R^2P^2 frente a la estructura en cascada. Se demostraron experimental y numéricamente las ventajas del convertidor propuesto frente a la estructura tradicional en cascada. Algunas de las ventajas presentadas en este trabajo son una mayor eficiencia en el procesamiento de la potencia y un menor voltaje en el capacitor C_1 , lo que mejora directamente la densidad de potencia sin sacrificar la simplicidad de implementación. Una de las desventajas del convertidor es que tiene una corriente discontinua en la entrada. Sin embargo, una solución sencilla es añadir un filtro LC. Este convertidor tiene propiedades interesantes, como una alta eficiencia, bajo estrés de voltaje en los semiconductores y alta densidad de potencia, así como un voltaje diferencial a la salida. El proceso de implementación del esquema de control se abordará en futuros trabajos.

Se propuso un convertidor reductor cuadrático con función intercalada, cuyas ventajas como su alta relación de transformación, su menor estrés de corriente en los interruptores y su alta eficiencia teórica, lo convierte en una opción interesante para aplicaciones de energías renovables. Se presentaron sus estados de operación y las ecuaciones que las representa. Se presentó el modelo promedio y se comparó con el modelo conmutado, validando los resultados en simulación. El modelo propuesto tiene restricciones dadas por la operación del convertidor, es decir, el modelo sólo es válido para ciclos de trabajo menores al 0.5, dado que si opera con ciclos superiores a este valor se presentan diferentes estados de operación. En trabajos futuros se abordará el diseño de controladores, el análisis del convertidor con ciclos de trabajo superiores al 0.5, la comparación funcional con estructuras similares y el estudio de los beneficios del convertidor aplicado en energías renovables.

Y por ultimo se propuso un convertidor reductor-elevador semicuadrático con alta relación de transformación en voltaje, con ganancia similar a un elevador cuadrático, pero con la ventaja de tener la función reductora, esta estructura se basó en el concepto R^2P^2 y se presentó su modelo promedio y su modelo lineal. Así como sus validaciones numéricas y sus ecuaciones de diseño. Sin embargo, se limitó solo a un estudio de simulación. Aunque algunas topologías han sido reportadas en la literatura, aún existen en aspectos de diseño, optimización, regulación de voltaje, análisis de procesamiento de potencia relacionando el factor k que deben ser abordados y reportados.

TRABAJOS FUTUROS

El trabajo futuro que puede derivarse, a partir de los resultados obtenidos de este trabajo de tesis, se resume a continuación.

- Implementar los esquemas de control de forma experimental, de los convertidores 1 y 2 para verificar su desempeño.
- Analizar los resultados experimentales de convertidor intercalado, considerando aspectos de eficiencia y operación.
- Modelar los convertidores 3 y 4 con la herramienta del modelado por áreas VA e identificar las aportaciones de potencia redundante del búfer.
- Construir el convertidor 4 y realizar un análisis comparativo con estructuras reportadas en la literaria.
- Estudiar cuales son las ventajas y desventajas de emplear los convertidores 3 y 4 con energías renovables (paneles fotovoltaicos y aerogeneradores de CD).

Referencias

- [1] Comisión Europea. (2021). El camino hacia 2030: una Unión Europea más ecológica y más eficiente en el uso de los recursos; 2021. Disponible en: <https://ec.europa.eu/environment/strategies/pdf/EU-Environmental-policy-to-2030,ES.pdf>.
- [2] Agencia Internacional de Energía (IEA). (2020). Energías Renovables 2020.”Disponible en: <https://www.iea.org/reports/renewables-2020>.
- [3] Eurostat. (2021). ”Statistics Explained: Renewable energy statistics.”Disponible en: <https://ec.europa.eu/eurostat/statistics-explained/index.php/Renewable.energy.statistics>.
- [4] Agencia Internacional de Energía Renovable (IRENA); 2022. Renewable Capacity Statistics 2022.”Disponible en: <https://www.irena.org/publications/2022/Mar/Renewable-Capacity-Statistics-2022>.
- [5] Banco Europeo de Inversiones (BEI); Energías renovables en Europa. Tendencias y evolución de las inversiones en energías limpias; 2019. Disponible en: <https://www.eib.org/en/publications/eib-energy-report>.
- [6] Torroba, Agustín, Francisco Della Vecchia, and Ricardo Orozco Ramírez. Energías Renovables en el Mundo Rural, 2023.
- [7] Maria Monica Monsalve S. El enorme potencial de las energías renovables en América Latina, 2023. Disponible en: <https://globalenergymonitor.org/>
- [8] Mexico Energy Partners LLC. La panorama de las energías renovables en México, 2023. Disponible en: <https://mexicoenergyllc.com.mx/es/blogs/mexico-energy-insights/an-overview-of-renewable-energy-in-mexico>
- [9] Paulo Carreño King, La industria solar fotovoltaica y fototérmica en México, IER-Instituto de Energías Renovables-UNAM, pp. 23-27, Ciudad de México, 2017.

- [10] Kassakian, J. G., Perreault, D. J., Verghese, G. C., y Schlecht, M. F. (2023). Principles of power electronics. Cambridge University Press.
- [11] R. W Erickson and Maksimovic. Fundamentals of power electronics. Kluwer Academic Publisher, second edition, 2024.
- [12] Mumtaz, Farhan, et al. Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications. *Ain Shams Engineering Journal* 12.4 (2021): 3747-3763.
- [13] I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, E. M. Netzahuatl-Huerta, E. R. Palacios Hernández and S. R. Méndez-Elizondo, Modeling of a Quadratic Buck Converter Based on the R2P2 Concept for PV Applications, 2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2020, pp. 1-6.
- [14] I. A. R. Portillo, J. A. M. Saldaña, E. M. N. Huerta, E. R. P. Hernández, S. R. M. Elizondo and E. R. Sánchez. Design of a DC Transformerless Step-Down Regulator,”2021 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2021, pp. 1-6,
- [15] Reyes-Portillo, I., Morales-Saldaña, J., Méndez-Elizondo, S., Palacios-Hernández, E. & C. A. Rivera-Romero. Modeling of an Interleaved Quadratic Buck Converter. *Memorias del Congreso Nacional de Control Automático*, pp. 140-145, 2022.
- [16] I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo, A. Hernández-Rodríguez, E. R. Palacios-Hernández and C. A. Rivera-Romero, Analysis and Design of Buck Converter R2P2 with Interleaved Function, 2022 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2022, pp. 1-6.
- [17] I. A Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. Mendez-Elizondo y C. Rivera-Romero; Convertidor Buck Cuadrático R2P2 para Aplicaciones de Iluminacion Led, Congreso Nacional de Circuitos y Sistemas(CONCyS), San Luis Potosí, México, 2022, pag. 58-59.
- [18] I. A. Reyes-Portillo, J. Morales-Saldaña, C. Romero-Rivera and E. Palacios-Hernández, Design and Modeling of a High Current Ratio Converter for PV Applications, in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 21, no. 10, pp. 1144-1155, Oct. 2023.
- [19] I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, E. M. Netzahuatl-Huerta and R. Loera-Palomo, Design and Analysis of Quadratic Buck Converter Based on the Reduced Redundant Power Processing, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, doi: 10.1109/JEST-PE.2023.3322707.

- [20] Alayi R, Jahangiri M, Guerrero JWG, et al. Modelling and reviewing the reliability and multi-objective optimization of wind-turbine system and photovoltaic panel with intelligent algorithms. *Clean Energy*, 2021, 5:713–730.
- [21] Ariefianto RM, Aprilianto RA, Suryoatmojo H, et al. Design and implementation of z-source inverter by simple boost control technique for laboratory scale micro-hydro power plant application. *Jurnal Teknik Elektro*, 2021, 13:62–70.
- [22] Mutharasan A, Chandrasekar P. Fault detection and power quality analysis of wind turbine system using integrated systems. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2022, 13:576–585.
- [23] Kumari PA, Geethanjali P. Parameter estimation for photovoltaic system under normal and partial shading conditions: a survey. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, 84:1–11.
- [24] Ramadan A, Kamel S, Taha IBM, et al. Parameter estimation of modified double-diode and triple-diode photovoltaic models based on wild horse optimizer. *Electronics*, 2021, 10:2308
- [25] Aprilianto RA, Ariefianto RM. Interleaving technique for improving conventional buck converter performance. In: *2022 International Conference on Technology and Policy in Energy and Electric Power (ICT-PEP)*, Jakarta, Indonesia, 18–20 October 2022, 249–254.
- [26] Ali MS, Kamarudin SK, Masdar MS, et al. An overview of power electronics applications in fuel cell systems: DC and AC converters. *Scientific World Journal*, 2014, 2014:1–9.
- [27] Fialho L, Melício R, Mendes VMF, et al. A simulation of integrated photovoltaic conversion into electric grid. *Solar Energy*, 2014, 110:578–594.
- [28] Deo S, Jain C, Singh B. A PLL-Less scheme for single-phase grid interfaced load compensating solar PV generation system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2015, 11:692–699.
- [29] Ali MS, Kamarudin SK, Masdar MS, et al. An overview of power electronics applications in fuel cell systems: DC and AC converters. *Scientific World Journal*, 2014, 2014:1–9.
- [30] Taghvaei MH, Radzi MAM, Moosavain SM, et al. A current and future study on non-isolated DC-DC converters for photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2013, 17:216–227.
- [31] Chiang SJ, Shieh HJ, Chen MC. Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56:4344–4353.

- [32] Al-Saffar MA, Ismail EH, Sabzali AJ, et al. An improved topology of SEPIC converter with reduced output voltage ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23:2377–2386.
- [33] Bist V, Singh B. PFC Cuk converter-fed BLDC motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30:871–887.
- [34] Spiazzi G, Mattavelli P. Design criteria for power factor preregulators based on SEPIC and Cuk converters in continuous conduction mode. In: *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Denver, CO, USA, 2–6 October 1994, 1084–1089.
- [35] Tse CK, Lai YM, Lu HHC. Hopf bifurcation and chaos in a freerunning current-controlled Ćuk switching regulator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, 47:448–457
- [36] Axelrod B, Berkovich Y, Tapuchi S, et al. Steep conversion ratio Ćuk, Zeta, and SEPIC converters based on a switched coupled-inductor cell. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, 15–19 June 2008, 3009–3014
- [37] Wu TF, Yu TH. Unified approach to developing single-stage power converters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1998, 34:211–223.
- [38] Kiguchi R, Nishida Y. Boost DC-DC converter cascade system for high boost-rate application. In: *2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, Nagasaki, Japan, 4–6 December 2018, 283–286
- [39] Zhao J, Iu H, Fernando T, et al. Design of a non-isolated singleswitch three-port DC-DC converter for standalone PV-battery power system. In: *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Lisbon, Portugal, 24–27 May 2015, 2493–2496.
- [40] Zhao J, Iu H, Fernando T. The design of cascaded DC-DC converters with single-switch PWM and PFM for standalone PV power applications. In: *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE As)*.
- [41] Reyes-Portillo, I. A., Claudio-Sánchez, A., Morales-Saldaña, J. A., Mina-Antonio, J. D., N. Huerta, E. M., Claudio-Pachecano, L., Ponce-Silva, M. & Reyes-Sánchez, E. (2022). Study of the Effects of Current Imbalance in a Multiphase Buck Converter for Electric Vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, 13(5), 88.
- [42] Vasić, M.; Cheng, P.; García, O.; Oliver, J.A.; Alou, P.; Cobos, J.A.; Tena, D.; Ortega-González, F.J. The Design of a Multilevel Envelope Tracking Amplifier Based on a Multiphase Buck Converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 4611–4627.

- [43] Reyes, I.; Claudio, A.; Flores, E.; Lopez, M. Analysis of kinetic energy recovery system based on inertial flywheel. In 2018 IEEE 14th International Conference on Power Electronics (CIEP), Cholula, Puebla, Mexico, 2018; pp. 130–136.
- [44] Ahmad J, Zaid M, Sarwar A, et al. A voltage multiplier circuit based quadratic boost converter for energy storage application. *Applied Sciences*, 2020, 10:8254.
- [45] Nouri T, Babaei E, Hosseini SH. A generalized ultra step-up DC-DC converter for high voltage application with design considerations. *Electric Power Systems Research*, 2013, 105:71–84.
- [46] Forouzesh M, Shen Y, Yari K, et al. High-Efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for gridconnected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33:5967–5982.
- [47] Liu X, Zhang X, Hu X, et al. Interleaved high step-up converter with coupled inductor and voltage multiplier for renewable energy system. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2019, 4:299–309.
- [48] Kokkonda K, Kulkarni PS. A non-isolated high gain DC-DC converter with coupled-inductor and built-in transformer for grid connected photovoltaic systems. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2022, 50:2709–2734
- [49] Sutikno, Tole, et al. Advanced DC–DC converter topologies for solar energy harvesting applications: a review. *Clean Energy* 7.3 (2023): 555-570.
- [50] Karthikeyan M, Elavarasu R, Ramesh P, et al. A hybridization of Cuk and boost converter using single switch with higher voltage gain compatibility. *Energies*, 2020, 13:2312.
- [51] Ching, T. W., & Chan, K. U. (2008). Review of soft-switching techniques for high-frequency switched-mode power converters. 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference.
- [52] G. Hua, C. S. Leu, Y. Jiang and F. C. Lee, “New Zero-Voltage-Transition PWM Converters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 9, pp. 213-219, 1994.
- [53] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang and F. C. Lee, “New Zero-Current-Transition PWM Converters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 9, pp. 601-606, November 1994.
- [54] Chen, Qinlong, Christian Klumpner, and Md Rishad Ahmed. An Unbalanced Capacitor Voltage Buck Converter With Wide Soft Switching Range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2023).
- [55] Navamani, J. Divya, et al. A review on segregation of various high gain converter configurations for distributed energy sources. *Alexandria Engineering Journal* 61.1 (2022): 675-700.

- [56] Santosh Kumar Reddy, P. L., and Y. P. Obulesu. A non-cascading DC/DC quadratic boost converter with high voltage gain for PV applications. *International Journal of Electronics* 110.10 (2023): 1756-1777.
- [57] M. H. L. Chow y M. K. H. Cheung, (2001). A family of pfc voltage regulator configurations,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp. 794-802, 2001.
- [58] Syed, Saqib Ali, Hassan Abdullah Khalid, and Hasaan Farooq. Analysis and Efficiency Evaluation of Non-Isolated DC/DC Converter with Wide Input Voltage Range for PV Application. *Engineering Proceedings* 20.1 (2022): 10.
- [59] A. Morales-Saldana, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernandez y J. L. Gonzalez-Martinez, Modelling and control of a dc-dc quadratic boost converter with r2p2,” *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 11-22, 2014
- [60] Tse C.K. and M. Chow.: Theoretical study of switching converters with power factor correction and output regulation. *IEEE, Trans. on Circ. and Syst. I.*, 47, 1047-1055, (2000).
- [61] C. K. Tse, M. H. L. Chow and M. K. H. Cheung, A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, pp. 794-802, 2002.
- [62] D. Salazar-Pérez, M. Ponce-Silva, J. M. Alonso, J. A. Aquí-Tapia and C. Cortés-García, A Novel High-Power-Factor Electrolytic-Capacitorless LED Driver Based on Ripple Port, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 6248-6258, Oct. 2021.
- [63] Ponce-Silva, Mario, Daniel Salazar-Pérez, Oscar Miguel Rodríguez-Benítez, Luis Gerardo Vela-Valdés, Abraham Claudio-Sánchez, Susana Estefany De León-Aldaco, Claudia Cortés-García, Yesica Imelda Saavedra-Benítez, Ricardo Eliu Lozoya-Ponce, and Juan Antonio Aquí-Tapia. 2021. Flyback Converter for Solid State Lighting Applications with Partial Energy Processing, *Electronics* 10, no. 1.
- [64] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis and V. Porobic, Investigation of a Non-isolated Reduced Redundant Power Processing DC/DC Converter for High-Power High Step-Up Applications, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5229-5242, June 2019,
- [65] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis and M. S. Vekic, ”Non-Isolated Reduced Redundant Power Processing DC/DC Converters: A Systematic Study of Topologies With Wide Voltage Ratio for High-Power Applications, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8491-8502, Sept. 2019.

- [66] A. Lazaro, A. Barrado, M. Zans, V. Salas, and E. Ol'ias. "New power factor correction AC-DC converter with reduced storage capacitor voltage". *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 54(1):384-397, Feb 2007.
- [67] L. S. Yang, T. J. Liang, and J. F. Chen. "Analysis and design of a single-phase buck-boost power-factor-correction circuit for universal input voltage". *Proc. Int. Conf. IEEE IECON*, pages 1461-1465, Nov 2007.
- [68] L. Yang, T. Liang and J. Chen, "Transformerless DC-DC Converters With High Step-Up Voltage Gain," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3144-3152, Aug. 2009.
- [69] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldaña, J. Leyva-Ramos, and E. E. Carbajal-Gutierrez. "Controller design for a power factor correction regulator R2P2." *IET Power Electron.*, 3(5):784-792, Sept 2010.
- [70] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldaña, and E. Palacios-Hernandez. "Quadratic step-down DC-DC converters based on reduced redundant power processing approach". *IET Power Electron.*, 6(1):136-145, Jan 2013.
- [71] Morales-Saldaña, Jorge Alberto, et al. "Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2." *IET Power Electronics* 7.1 (2014): 11-22.
- [72] Y. Ye and K. W. E. Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress," in *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1162-1170, May 2014.
- [73] Loera-Palomo, Rodrigo, and Jorge Alberto Morales-Saldaña. "Family of quadratic step-up dc-dc converters based on non-cascading structures." *IET Power Electronics* 8.5 (2015): 793-801.
- [74] M. N. Pefkianaki, C. G. Zogogianni and E. C. Tatakis, "Investigation of the operational behavior of a DC/DC high step up R2P2 converter," 2017 Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET), Xanthi, Greece, 2017, pp. 1-4.
- [75] P. K. Maroti et al., "New tri-switching state non-isolated high gain DC-DC boost converter for microgrid application," in *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 11, pp. 2741-2750, 18 9 2019.
- [76] T. Miguel Klein Faistel, C. Henrique Illa Font, A. M. S. S. Andrade and M. Lúcio da Silva Martins, "Modelling and control of DC-DC Ćuk converter with R2P2 and voltage multiplier cells for PV applications," in *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 9, pp. 2214-2223, 7 8 2019.
- [77] Villanueva-Loredo, Juan Antonio, Ma Guadalupe Ortiz-Lopez, Jesus Leyva-Ramos, and Luis Humberto Diaz-Saldierna. "2023. Switching Regulator Based on a Non-Inverting Step-Down/Up DC-DC Converter for Lithium-Ion Battery Applications" *Micromachines* 14, no. 6: 1144.

- [78] I. A. Reyes-Portillo, J. A. Morales-Saldaña, S. R. Méndez-Elizondo, A. Hernández-Rodríguez, E. R. Palacios-Hernández and C. A. Rivera-Romero, Modeling of a Buck-Boost Converter With High Transformation Range for EV,”2023 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2023, pp. 1-6.
- [79] Ruano Durán, David. Diseño, modelado y construcción de un cargador USB para tensión de entrada universal. BS thesis. 2014.
- [80] Zhou, Zhongfu, et al. Current Sources and Actual PV Modules based Photovoltaic (PV) Emulator for Testing MPPT Algorithms and PV Inverters.”2023 IEEE 3rd International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES). IEEE, 2023.
- [81] M. T. Tran, N. Miki, Y. Sun, Y. Kobori and H. Kobayashi, .^{EMI} Reduction and Output Ripple Improvement of Switching DC-DC Converters,”14th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), Qingdao, 2018, pp. 1-3.
- [82] H. A. Huynh, S. Joo and S. Kim, An experimental study of EMI reduction of DC-DC converter with frequency hopping technique,”2016 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems (EDAPS), Honolulu, HI, USA, 2016, pp. 107-109.
- [83] N. -A. Parker-Allotey et al., Conduction and switching loss comparison between an IGBT/Si-PiN diode pair and an IGBT/SiC-Schottky diode pair,”2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies, Manchester, UK, 2011, pp. 1-6.
- [84] K. Kuwabara, E. Hiyachika, Switched-capacitor DC-DC converters”, Proc. of Int. Telecom. Energy Conference, Nov. 1988, pp. 213-218.
- [85] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, Switched capacitor/swit- hed inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters”, IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, March, 2008.
- [86] Campos-Delgado D.U., Hernandez-Briones P.G., Morales-Saldana J. A., & Carbajal-Gutierrez E.E., MODELADO Y ANALISIS DE CONVERTIDORES CD-CD CUADRÁTICOS, Congreso Nacional de Control Automatico (CNCA), 2003.
- [87] C. Li and J. A. Cobos, Classification of Differential Power Processing Architectures Based on VA Area Modeling,in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.
- [88] J. A. Cobos, R. Ramos, D. Serrano, J. Oliver, and P. Alou, EnergyBuffered Single-phase in- verter operating in the Fundamental Limit of Indirect Power,” in 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018.

- [89] J. A. Cobos, "Differential Power - A fundamental limit of power conversion," in IEEE Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2018, p. Tutorial.
- [90] Kahani, Rasool, Mohsin Jamil, and M. Tariq Iqbal. Direct Model Reference Adaptive Control of a Boost Converter for Voltage Regulation in Microgrids..*Energies* 15.14 (2022): 5080.
- [91] Villanueva-Loredo, Juan Antonio, Ma Guadalupe Ortiz-Lopez, Jesus Leyva-Ramos, and Luis Humberto Diaz-Saldierna. 2023. "Switching Regulator Based on a Non-Inverting Step-Down/Up DC–DC Converter for Lithium-Ion Battery Applications"*Micromachines* 14, no. 6: 1144.
- [92] Gholizadeh, Hossein, Saman A. Gorji, and Dezso Sera. A Quadratic Buck-Boost Converter With Continuous Input and Output Currents.*IEEE Access* 11, 2023: 22376-22393.
- [93] Solis-Rodriguez, Jose, et al. Optimal Selection of Capacitors for a Low Energy Storage Quadratic Boost Converter (LES-QBC)..*Energies* 16.6 (2023): 2510.
- [94] Abdel-Rahim O, Chub A, Blinov A, Vinnikov D, Peftitsis D. An Efficient Non-Inverting Buck-Boost Converter with Improved Step Up/Down Ability. *Energies*. 2022; 15(13):4550.
- [95] Veerachary, Mummadi. Modelling and analysis of cascade step-down converters.*IEEE Proceedings Electric Power Applications* 152.1 (2005): 41-50.
- [96] Trakuldit, Siripan, Kaweewat Tattiwong, and Chanin Bunlaksananusorn. Design and evaluation of a Quadratic Buck Converter. *Energy Reports* 8, 2022: 536-543.
- [97] C. Yang, H. Xiao and S. Xie, "An improved two-switch Buck-boost converter with reduced reverse-recovery losses," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, pp. 1959-1964, 2010.
- [98] Taghvaei, M. H., Radzi, M. A. M., Moosavain, S. M., Hizam, H., Marhaban, M. H. A current and future study on non-isolated DC–DC converters for photovoltaic applications. *Renewable and sustainable energy reviews*, 17, 216-227, 2013.
- [99] Rosas-Caro, J. C., Valdez-Resendiz, J. E., Mayo-Maldonado, J. C., Alejo-Reyes, A., Valderrabano-Gonzalez, A. (2018). Quadratic buck–boost converter with positive output voltage and minimum ripple point design. *IET Power Electronics*, 11(7), 1306-1313.
- [100] S. A. Gorji, A. Mostaan, H. Tran My and M. Ektesabi, "Non-isolated buck–boost dc–dc converter with quadratic voltage gain ratio, in *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 1425-1433, 2019.

- [101] P. V. Anushka, N. Mani and K. Issac, Switched-inductor semiquadratic buck converter,"2017 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy), Kollam, 2017, pp. 1-6.
- [102] H. -J. Chiu et al., A Single-Stage Soft-Switching Flyback Converter for Power-Factor-Correction Applications,in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 6, pp. 2187-2190, June 2010.
- [103] R. Montazerolghaem, E. Adib, J. Semiromizadeh and P. Wheeler, Zero Voltage Switching High Step-Down Buck Converter With Continuous Output Current,in IEEE Transactions on Power Electronics, doi: 10.1109/TPEL.2023.3294492.
- [104] S. Khalili, M. Esteki, M. Packnezhad, H. Farzanehfard and S. A. Khajehoddin, Fully Soft-Switched Non-Isolated High Step-Down DC–DC Converter With Reduced Voltage Stress and Expanding Capability,in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 796-805, Feb. 2023
- [105] M. Biswas, S. Majhi, and H. B. Nemade, A high step-down dc–dc converter with reduced inductor current ripple and low voltage stress," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 57, no. 2, pp. 1559–1571, 2021.
- [106] K. Kim, H. Cha, S. Park, and I. Lee, A modified series-capacitor high conversion ratio DC–DC converter eliminating start-up voltage stress problem," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 8–12, Jan. 2018
- [107] K.-I. Hwu and W.-Z. Jiang, "Voltage gain improvement of a high-stepdown converter with coupled-inductor core size reduction based on flux linkage," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 6033–6047, 2018.
- [108] D. Cheshmdehnam, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Soft-switched nonisolated high step-down converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 1, pp. 183–190, 2019.