EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA

TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Diseño de un convertidor resonante CD-CD LLC y su modelado Hamiltoniano controlado por puertos

presentada por

Ing. Dara Naomi Ventura Guzmán

como requisito para la obtención del grado de

Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis

Dr. Carlos Daniel García Beltrán

Codirector de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Cuernavaca, Morelos, México. Agosto de 2026.

cenidet
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Educación
Secretaría de Educación Pública

TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca Mor, 01/julio/2026
Oficio No. SAC/204/2026
Asunto: Autorización de impresión de tesis

DARA NAMI VENTURA GUZMÁN
CANDIDATA AL GRADO DE MAESTRA EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"DISEÑO DE UN CONVERTIDOR RESONANTE CD-CD LLC Y SU MODELADO HAMILTONIANO CONTROLADO POR PUERTOS"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E
Excelencia en Educación Tecnológica®
"Conocimiento y Tecnología al servicio de México"

EDUCACIÓN | TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN ACADÉMICA

CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO

c.c.p. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz



2026 año de Margarita Maza

Educación
Secretaría de Educación Pública

TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO



EDUCACIÓN
01 JUL 2026
CMZ
SUBDIRECCIÓN ACADÉMICA
RECIBIDO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

Cuernavaca, Mor; 30/junio/2026

Oficio No. DIE/0151/2026

Asunto: Aceptación de documentos.

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. DARA NAOMI VENTURA GUZMAN**, con número de control **M24CE080** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"DISEÑO DE UN CONVERTIDOR RESONANTE CD-CD LLC Y SU MODELADO HAMILTONIANO CONTROLADO POR PUERTOS"**, y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

DR. CARLOS DANIEL GARCIA BELTRAN
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 8699605

CODIRECTOR DE TESIS

DR. MARIO PONCE SILVA
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3516427

REVISOR 1

DR. VICTOR MANUEL ALVARADO MARTINEZ
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 8031070

REVISOR 2

Dr. RICARDO FABRICIO ESCOBAR JIMENEZ
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7534115

EDUCACIÓN
01 JUL 2026
LOV
CENTRO NACIONAL DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
SERVICIOS ESCOLARES
RECIBIDO

C.c.p. Mtra. Verónica Sotelo Boyas. Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante JGM/ibm



2026 año de Margarita Maza

Resumen

En esta tesis se presenta el diseño de un convertidor resonante CD-CD LLC y su modelado mediante el enfoque Hamiltoniano controlado por puertos, con el propósito de establecer una base energética para el análisis y la regulación del voltaje de salida. El convertidor se orienta a una aplicación de carga de baterías de baja potencia, considerando una potencia nominal de 300 W, un voltaje de entrada de 400 V, una frecuencia de operación de 500 kHz y un voltaje de salida regulado de 14.6 V, correspondiente a una batería $LiFePO_4$ de 12 V con sistema de gestión de batería integrado.

El desarrollo del trabajo comprende tres etapas principales. En primer lugar, se realiza el diseño y la parametrización del convertidor resonante LLC, considerando las condiciones de operación del tanque resonante, la relación de transformación, el rectificador y el filtro de salida. Posteriormente, se desarrolla un modelo matemático no lineal bajo el enfoque Hamiltoniano controlado por puertos, en el cual las variables de estado se definen a partir de enlaces de flujo magnético y cargas eléctricas. Esta representación permite describir el intercambio de energía entre el tanque resonante, el transformador, el rectificador y la carga, conservando una relación directa con la estructura física del convertidor. El modelo propuesto se valida mediante simulaciones comparativas en Matlab-Simulink y Spice, verificando que se reproduce la dinámica principal del sistema.

Finalmente, con base en el modelo energético, se plantea una estrategia de control para regular el voltaje de salida mediante la modificación de la frecuencia de conmutación. El desempeño del diseño, del modelo y el controlador se analiza mediante pruebas de simulación en lazo abierto y lazo cerrado, considerando condiciones nominales y variaciones de carga, manteniendo las señales principales acotadas y cercanas al punto de operación deseado. Con ello se demuestra que el enfoque Hamiltoniano controlado por puertos constituye una herramienta adecuada para vincular el diseño electrónico del convertidor resonante LLC con una metodología de control basada en energía.

Abstract

This thesis presents the design of a DC-DC LLC resonant converter and its modeling through the port-controlled Hamiltonian systems approach, with the purpose of establishing an energy-based foundation for the analysis and regulation of the output voltage. The converter is intended for a low-power battery charging application, considering a nominal power of 300 W, an input voltage of 400 V, an operating frequency of 500 kHz, and a regulated output voltage of 14.6 V, corresponding to a 12 V $LiFePO_4$ battery with an integrated battery management system.

The development of this work comprises three main stages. First, the LLC resonant converter is designed and parametrized by considering the operating conditions of the resonant tank, the transformer turns ratio, the rectifier stage, and the output filter. Subsequently, a nonlinear mathematical model is developed under the port-controlled Hamiltonian approach, in which the state variables are defined in terms of magnetic flux linkages and electric charges. This representation describes the energy exchange between the resonant tank, the transformer, the rectifier, and the load while preserving a direct relationship with the physical structure of the converter. The proposed model is validated through comparative simulations in Matlab-Simulink and Spice, verifying that it reproduces the main dynamics of the system.

Finally, based on the energy model, a control strategy is proposed to regulate the output voltage by modifying the switching frequency. The performance of the design, model and controller is analyzed through open-loop and closed-loop simulation tests under nominal conditions and load variations, while keeping the main signals bounded and close to the desired operating point. The result show that the port-Hamiltonian framework is a suitable tool for linking the electronic design of the LLC resonant converter with an energy-based control methodology.

A mi padre, a mi madre y a mi hermana.

Gracias por ser mi refugio y mi mayor inspiración.

Agradecimientos

Agradezco primeramente a Dios. A mis padres, Juan Carlos Ventura Villanueva y Sofía Oliva Guzmán Valencia, así como a mi hermana Jovana Sarai Ventura Guzmán, por ser los pilares inquebrantables de mi vida. Su amor, sacrificio y guía constante han sido el motor de mis aspiraciones. Ustedes me han dado fuerza y paz en medio de la tormenta; por ello, a ustedes dedico el esfuerzo reflejado en este trabajo.

A todos mis amigos, gracias por hacer de esta etapa una aventura única. Conocerlos ha sido uno de los mayores privilegios de este camino; su compañía y amistad hicieron que los momentos difíciles fueran más llevaderos y que los logros se sintieran aún más especiales.

A mis asesores, el Dr. Carlos Daniel García Beltrán y el Dr. Mario Ponce Silva, por su guía, tiempo y acompañamiento durante el desarrollo de esta investigación. Agradezco sus observaciones, sus consejos y el seguimiento brindado en cada una de las etapas del proyecto, sus comentarios fueron importantes para fortalecer el enfoque del trabajo desarrollado.

A mis revisores, el Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez y el Dr. Ricardo Fabricio Escobar Jiménez, por el tiempo dedicado y por las observaciones realizadas, las cuales ayudaron a mejorar la claridad y solidez de esta tesis.

Al Tecnológico Nacional de México (TecNM) y al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por brindarme la oportunidad de realizar mis estudios de maestría y por proporcionar el espacio académico para mi formación profesional y personal. También agradezco a los doctores que, a lo largo de estos años, compartieron sus conocimientos y experiencias.

Al Consejo Nacional de Humanidades Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por la beca otorgada para el desarrollo de este trabajo de investigación.

Finalmente, a todas las personas que, de una u otra manera, formaron parte de este camino, siéntanse parte de este agradecimiento.

Índice general

Índice general V
Índice de figuras VII
Índice de tablas VIII
Nomenclatura IX
Introducción 1
1.1 Antecedentes 2
1.2 Planteamiento del problema 4
1.3 Justificación 5
1.4 Propuesta de solución 5
1.5 Objetivos 7
1.5.1 Objetivo general 7
1.5.2 Objetivos específicos 7
1.6 Estudio del estado del arte 7
1.7 Organización de la tesis 12
Marco teórico 13
2.1 Preliminares: Vehículos eléctricos 13
2.2 Convertidores 16
2.3 Convertidores resonantes 17
2.4 Operación resonante y parámetros de diseño 19
2.5 Modelado energético de sistemas dinámicos 21
2.5.1 Enfoque Lagrangiano 21
2.5.2 Modelado Hamiltoniano 23
2.5.3 Modelado Hamiltoniano controlado por puertos 23
2.5.4 Propiedades de pasividad de sistemas dinámicos 25
Diseño del convertidor resonante CD-CD LLC 26
3.1 Topología propuesta del convertidor 26
3.2 Especificaciones de diseño 27
3.3 Criterios y restricciones de diseño 29

3.4 Parametrización del convertidor 29
3.5 Simulación del convertidor resonante CD-CD LLC 31
3.6 Consideraciones finales del diseño 34

Modelado Hamiltoniano controlado por puertos del convertidor resonante LLC 35
4.1 Variables eléctricas y variables de energía 36
4.2 Modelo del sistema resonante 37
4.3 Modelo del filtro y la carga 39
4.4 Modelo del transformador 40
4.5 Modelo del rectificador de diodos 41
4.6 Modelo Hamiltoniano conmutado 42
4.7 Consideraciones finales del modelo 44
4.8 Validación del modelo Hamiltoniano controlado por puertos 45

Controlador 50
5.1 Modelo matemático 52
5.2 Definición del problema de control 53
5.3 Diseño del controlador 56
5.4 Pruebas de validación 59
5.4.1 Pruebas ante variación de carga 59
5.4.2 Pruebas del convertidor con modelo de batería como carga 63
5.4.3 Pruebas del controlador ante cambios rápidos de voltaje 66

Conclusiones 68
6.1 Conclusiones generales 68
6.2 Cumplimiento de los objetivos 70
6.3 Aportaciones principales 71
6.4 Trabajos futuros 71

Referencias Bibliográficas 73
Anexos 81
Anexo A. Parametrización del convertidor resonante CD-CD LLC. 81

Índice de figuras

Figura 2.1. Tipos de hibridación de vehículos eléctricos (Alvarez Jara, 2022). 14
Figura 2.2. Clasificación de los cargadores de VE. 14
Figura 2.3. Cargador off-board. 15
Figura 2.4. Diagrama de bloques de la configuración del sistema de carga (Zhou et al., 2023). 15
Figura 2.5. Clasificación de los convertidores. 16
Figura 2.6. Etapas del convertidor resonante (Outeiro et al., 2016). 17
Figura 2.7. Categorías de la red de tanque resonante (RTN). 18

Figura 3.1 Topología del convertidor resonante LLC. 27
Figura 3.2. Convertidor resonante CD-CD LLC en Spice. 31
Figura 3.3. Potencia de salida en el convertidor resonante LLC. 32
Figura 3.4. Señal de voltaje en la carga. 32
Figura 3.5. Conmutación en resonancia en el convertidor LLC. 33

Figura 4.1. Subsistemas del convertidor resonante LLC. 36
Figura 4.2. Sistema resonante ante los estados de los interruptores. 37
Figura 4.3. Filtro y carga como subsistema Hamiltoniano. 39
Figura 4.4. Transformador como subsistema de interconexión. 41
Figura 4.5. Rectificador de diodos como subsistema de interconexión. 41
Figura 4.6. Comparación del voltaje de salida del convertidor. 46
Figura 4.7. Comparación de señales de corriente en la carga. 47
Figura 4.8. Comparación de señales de corriente en el tanque resonante. 47
Figura 4.9. Comparación de señales de voltaje de conmutación y corriente en el tanque resonante. 48

Figura 5.1. Estructura del lazo de control PI basado en pasividad para el convertidor resonante LLC. 57
Figura 5.2. Cambios en la carga del controlador. 60
Figura 5.3. Voltaje de salida del convertidor resonante con PI pasivo. 60
Figura 5.4. Potencia entregada en la carga ante cambios de valor. 61
Figura 5.5. Acción de control y frecuencia de conmutación en el convertidor ante cambios en la carga. 61
Figura 5.6. Conmutación y corriente en el tanque resonante ante distintas cargas. 62
Figura 5. 7. Modelo lineal de la batería. 63
Figura 5.8. Estabilización de voltaje ante el cambio de SOC. 64
Figura 5.9. Perfil de carga del SOC y Vocv. 65
Figura 5.10. A) Voltaje de salida y B) Error de voltaje. 65
Figura 5.11. Regulación de voltaje con modelo simple de batería. 66
Figura 5.12. Error de voltaje en la salida. 66
Figura 5.13. Frecuencia de conmutación del controlador. 67
Figura 5.14.Potencia entregada a la batería. 67
Figura 5.15. Corriente en la batería. 67

Índice de tablas

Tabla 1. Relación del voltaje y el estado de carga de una batería LiFePO4 de 12 V. 27
Tabla 2. Especificaciones del convertidor resonante CD-CD LLC. 28
Tabla 3. Valores de componentes del convertidor resonante CD-CD LLC. 30
Tabla 4. Análisis del sistema resonante. 37
Tabla 5. Análisis matemático del puente de diodos. 42

Tabla A.1 Especificaciones del convertidor resonante LLC. 81

Nomenclatura

BMS. Sistema de gestión de batería

CA. Corriente alterna

CD. Corriente directa

CSN. Red de control de conmutación

C_r. Capacitor resonante

DR. Rectificador de diodos

FB. Puente completo

HB. Medio puente

L_r. Inductancia resonante

L_m. Inductancia de magnetización

LPF. Filtro pasa bajas

Q. Factor de calidad

PCHS. Sistemas Hamiltonianos controlados por puertos

PFC. Corrección de factor de potencia

RTN. Red de tanque resonante

SRC. Convertidor serie resonante

SPRC. Convertidor serie-paralelo resonante

PRC. Convertidor paralelo resonante

VE. Vehículo eléctrico

ZVS. Conmutación a voltaje cero

ZCS. Conmutación a corriente cero

Capítulo 1

Introducción

El crecimiento acelerado de la movilidad eléctrica ha incrementado la demanda de sistemas de conversión de energía eficientes, compactos y confiables para baterías de vehículos eléctricos. En particular, los vehículos eléctricos requieren etapas de potencia capaces de adaptar los niveles de tensión y corriente de la fuente de alimentación hacia el banco de baterías, manteniendo altos niveles de eficiencia, reduciendo pérdidas y garantizando una operación segura durante el proceso de carga. Esta necesidad se encuentra relacionada con la transición energética actual, la reducción del uso de combustibles fósiles y la búsqueda de alternativas tecnológicas que disminuyan las emisiones contaminantes asociadas al sector transporte (International Energy Agency, 2023; Knez et al., 2019; Petrović-Ranđelović et al., 2020).

Dentro de las arquitecturas empleadas en cargadores de baterías, los convertidores resonantes CD-CD de tipo LLC han adquirido relevancia debido a su capacidad para operar bajo condiciones de conmutación suave, tales como conmutación a voltaje cero (ZVS) o a corriente cero (ZCS). Estas características permiten reducir las pérdidas de conmutación, disminuir el esfuerzo eléctrico y térmico en los dispositivos semiconductores, y mejorar la densidad de potencia del sistema (Rocha et al., 2025a). De esta forma, los convertidores resonantes con topología LLC han ganado relevancia, ya que presentan ventajas destacables en aplicaciones donde se requiere una transferencia de energía eficiente (Alatai et al., 2021; Outeiro et al., 2016; Salem et al., 2018).

Por otra parte, el comportamiento dinámico de los convertidores resonantes LLC es altamente dependiente de criterios como la frecuencia de conmutación, los parámetros del tanque resonante y las condiciones de carga. Debido a esto, resulta importante el estudio de estrategias de modelado que no se limiten a aproximaciones lineales, o bien, modelos equivalentes simplificados, sino que

describan de manera más completa el comportamiento del intercambio de energía entre los elementos almacenadores, disipativos y de interconexión del sistema (Park & Jung, 2016; Yang & Zhou, 2024; Yao et al., 2022).

Debido a esto, el modelado Hamiltoniano controlado por puertos representa una herramienta adecuada para el análisis de convertidores de potencia, ya que permite interpretar al sistema a partir de sus variables energéticas, funciones de almacenamiento, matrices de interconexión y puertos de entrada y salida. Esta representación conserva la estructura física del convertidor y proporciona una base para el análisis de pasividad del sistema, y posteriormente el diseño de estrategias de control orientadas a la regulación de voltaje de salida (Duindam et al., 2009; Escobar et al., 1999; Mehrmann & Unger, 2023)

De esta forma, la presente tesis se enfoca en el diseño de un convertidor resonante CD-CD LLC destinado a aplicaciones de carga de baterías de baja potencia, así como el desarrollo de su modelado matemático con enfoque en sistemas Hamiltonianos controlados por puertos. A partir de dicho modelo se obtiene la representación energética del convertidor que permite describir la dinámica del sistema resonante, el transformador de alta frecuencia, el rectificador y el filtro de salida, para finalmente diseñar una estrategia de control que cumpla con regular el voltaje de salida ante variaciones de carga.

1.1 Antecedentes

Los convertidores resonantes surgieron como una alternativa a los convertidores convencionales, principalmente por la facilidad para reducir pérdidas asociadas a la conmutación. A diferencia de estas topologías, su operación se basa en un tanque resonante formado por elementos inductivos y capacitivos, los cuales permiten que la energía se transfiera mediante formas de onda que favorecen la conmutación suave.

De esta manera, los dispositivos semiconductores pueden activarse o desactivarse en condiciones de menor esfuerzo eléctrico, lo cual incrementa la eficiencia y reduce los requerimientos térmicos del sistema (Outeiro et al., 2016; Salem et al., 2018).

Entre las diferentes configuraciones resonantes, la topología LLC destaca por incorporar una inductancia resonante, un capacitor resonante y una inductancia de magnetización asociada al transformador de alta frecuencia. Esta estructura permite obtener aislamiento galvánico, adaptación de niveles de tensión y un intervalo amplio de ganancia mediante el ajuste de frecuencia de conmutación. Por ello, los convertidores LLC se emplean en fuentes conmutadas de alta eficiencia, cargadores de baterías, sistemas de telecomunicaciones y aplicaciones relacionadas con vehículos eléctricos (Mortazavizadeh et al., 2021; Rocha et al., 2025b).

En una aplicación de carga de baterías, el convertidor no opera de manera aislada, sino que forma parte de una cadena de conversión en la que usualmente se incluye un sistema de gestión de batería, conocido como BMS por sus siglas en inglés. El BMS supervisa variables como voltaje, corriente y temperatura, además de realizar funciones de protección, balanceo y desconexión ante condiciones no seguras (Gabbar et al., 2021; Liu et al., 2019). En este trabajo, el BMS se considera como parte del contexto de aplicación del sistema de carga; sin embargo, el modelado y control se concentran en la etapa de conversión CD-CD LLC.

Desde el punto de vista de modelado, los convertidores resonantes presentan un desafío debido a su naturaleza no lineal y conmutada. Si bien existen aproximaciones basadas en modelos linealizados o equivalentes promediados, estas representaciones pueden perder información relevante sobre el intercambio de energía en el sistema. En consecuencia, para el desarrollo de controladores basados en pasividad resulta conveniente formular el convertidor mediante variables energéticas, de manera que el modelo mantenga una relación directa con los elementos físicos que almacenan, disipan y transfieren energía (Escobar et al., 1999; Sánchez-Contreras et al., 2024; Y. Zhang et al., 2024).

El enfoque Hamiltoniano controlado por puertos se ha utilizado en el análisis de sistemas eléctricos debido a que permite describir su comportamiento a partir del intercambio y almacenamiento de energía que se rige por las leyes de conservación de la energía. Debido a esta formulación matemática, las variables de estado se asocian con magnitudes físicas propias del sistema, como los enlaces de flujo magnético en los inductores y las cargas eléctricas en los capacitores. A partir de estas variables se define la función Hamiltoniana, misma que representa la energía total almacenada del sistema. Esta forma de modelado facilita la identificación de las interconexiones

internas, los elementos disipativos, y los puertos de entrada y salida donde el sistema potencia con su entorno (Duindam et al., 2009; Mehrmann & Unger, 2023).

1.2 Planteamiento del problema

Si bien los convertidores resonantes CD-CD LLC representan una solución eficiente para la carga de baterías, los procesos asociados a su modelo, diseño y control constituyen un problema técnico complejo. La operación del convertidor depende de la frecuencia de conmutación, de los parámetros resonantes y de las variaciones en la carga (S. Li & Fahimi, 2020; Park & Jung, 2016). Por lo tanto, el cambiar alguno de estos campos puede impactar en el punto de operación del convertidor, alterar la ganancia y afectar la regulación del voltaje de salida.

En la literatura, gran parte de los trabajos presentan modelos para el análisis de convertidores que se basan en aproximaciones que simplifican la dinámica del sistema. Estas aproximaciones son útiles para el diseño preliminar del convertidor y para obtener criterios de operación, sin embargo, puede no representar de manera íntegra la interacción entre el inversor, el tanque resonante, el transformador, el rectificador y el filtro de salida (S. Li & Fahimi, 2020; Yang & Zhou, 2024). Como consecuencia, el modelo resulta insuficiente cuando se busca diseñar una estratega de control que aproveche las propiedades energéticas del sistema.

Adicionalmente, las estrategias de control convencionales presentan limitaciones ante variaciones de carga o condiciones no ideales (Fang et al., 2018; Yang & Zhou, 2024). En un convertidor resonante, la acción de control se realiza normalmente mediante la modificación de la frecuencia de conmutación, por ello, el controlador debe regular el voltaje de salida sin mover al sistema a regiones de operación alejadas de las condiciones resonantes deseadas.

Con base en lo anterior, el problema central de esta tesis consiste en desarrollar una representación matemática no lineal de un convertidor resonante CD-CD LLC que conserve la estructura física del intercambio de energía y que sirva como base para el diseño de una estrategia de control. Dicho modelo servirá como sustento para una estrategia de control, permitiendo su validación mediante simulación y de esta forma, establecer una base para regular el voltaje de salida en una aplicación de carga de baterías.

1.3 Justificación

El estudio de los convertidores resonantes LLC resulta pertinente debido a su relevancia en los sistemas modernos de conversión de energía, especialmente en aplicaciones que requieren de un alto nivel de eficiencia, aislamiento galvánico y elevada densidad de potencia. Al habla de carga de baterías, estas características son fundamentales para reducir pérdidas, limitar el calentamiento físico en los dispositivos y mejorar la confiabilidad del sistema (Alatai et al., 2021; Mortazavizadeh et al., 2021; Outeiro et al., 2016).

La formulación Hamiltoniana controlada por puertos ofrece una ventaja frente a los modelos linealizados, ya que permite describir el convertidor resonante desde el punto de vista energético. Esta característica es relevante debido a que relaciona el comportamiento físico del circuito con una estructura matemática apropiada para el análisis y diseño de controladores. El enfoque seleccionado permite la identificación de variables de estado, funciones de almacenamiento, puertos de potencia y elementos disipativos (Duindam et al., 2009; Escobar et al., 1999; Gernandt et al., 2024).

La presente investigación contribuye al estado del arte de los convertidores resonantes mediante la integración de tres etapas: diseño del convertidor, modelado energético no lineal basado en sistemas Hamiltonianos, y el desarrollo del controlador basado en pasividad. Dicha metodología permite analizar la estructura del convertidor LLC y evaluar su comportamiento mediante softwares de simulación, como son Matlab-Simulink y Spice. De igual forma, proporciona una base para trabajos futuros que incorporen dinámicas más completas de la batería y del BMS, así como aplicaciones orientadas a una implementación experimental.

1.4 Propuesta de solución

La solución propuesta consiste en el diseño y modelado de un convertidor resonante CD-CD LLC configurado para la carga de una batería $LiFePO_4$ con BMS integrado (DALY Electronics, n.d.; Perişoară et al., 2008). El convertidor se plantea para una aplicación de baja potencia de 300 W, un voltaje de entrada de 400 V y un voltaje de salida regulado de 14.6 V. A partir de estas especificaciones se realiza la parametrización del circuito, que incluye el tanque resonante, la

relación de vueltas en el transformador y la definición de las condiciones de operación necesarias para la correcta transferencia de energía.

Dentro del alcance de esta investigación, la batería y el BMS se consideran bajo un modelo simplificado adecuado para evaluar la interacción con el convertidor durante el proceso de carga. El BMS se incluye como parte del contexto de aplicación y como elemento necesario para la operación segura del banco de baterías; sin embargo, las estrategias de balanceo, protecciones y algoritmos internos no se contemplan en el alcance principal del modelado ni del control. Debido a esto, el diseño inicial se realiza para una carga fija equivalente, aunque posteriormente se evalúa el desempeño del controlador ante variaciones de carga.

Posteriormente, se desarrolla un modelo matemático no lineal que sigue el enfoque de sistemas Hamiltonianos controlados por puertos. Para esto, la topología se descompone en los siguientes subsistemas: la etapa de conmutación, la etapa resonante, el transformador de alta frecuencia, el rectificador de diodos y el filtro de salida conectado a la carga, lo que permite seguir la lógica de interconexión energética propia de los sistemas Hamiltonianos controlados por puertos (Duindam et al., 2009; Escobar et al., 1999; Sira-Ramirez et al., 1996). Las variables de estado se definen mediante los enlaces de flujo magnético en los inductores, y cargas eléctricas en los capacitores, mientras que la función Hamiltoniana se establece como la suma de las energías almacenadas en dichos elementos.

El modelo obtenido se valida mediante la comparación directa con simulaciones del convertidor en Spice. Este proceso permite verificar que la formulación propuesta reproduce la dinámica esencial del convertidor, asumiendo que las diferencias en las amplitudes se asocian a las pérdidas presentes en el convertidor, es decir, caídas de tensión y efectos no ideales considerados a mayor detalle en simuladores como Spice.

Finalmente, con base en la estructura energética del modelo, se propone una estrategia de control orientada a la regulación del voltaje de salida. La acción de control se realiza mediante el ajuste de la frecuencia de conmutación, buscando mantener el voltaje establecido en la referencia ante variaciones de carga y durante condiciones representativas del proceso de carga de la batería. De

esta manera, la propuesta integra el diseño del convertidor, su modelado Hamiltoniano y la validación de una estrategia de control basado en pasividad.

Es importante destacar que esta investigación no aborda la optimización global de la eficiencia, el diseño de un cargador completo con perfiles de carga de corriente constante y voltaje constante, ni la implementación del controlador. Estas consideraciones se reconocen como posibles líneas de trabajo futuro.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo general

Desarrollar un modelo matemático basado en Hamiltonianos controlados por puertos y una estrategia de control basada en dicha estructura para la regulación de voltaje de salida de un convertidor resonante CD-CD LLC.

1.5.2 Objetivos específicos

- Definir las condiciones de operación del tanque resonante que garanticen que el circuito opera en resonancia.
- Desarrollar y analizar un modelo matemático Hamiltoniano controlado por puerto del convertidor resonante CD-CD LLC, que considere los diversos aspectos en el comportamiento dinámico del convertidor.
- Diseñar una estrategia de control obtenida a partir del modelo Hamiltoniano controlado por puerto que permita regular el voltaje de salida ante variaciones en la carga.
- Validar el modelo matemático y las condiciones de operación impuestas por medio de simulaciones en Matlab-Simulink y Spice.

1.6 Estudio del estado del arte

La literatura sobre convertidores resonantes CD-CD LLC puede organizarse en cuatro líneas principales: diseño y aplicación en sistemas de carga, modelado dinámico, estrategias de control orientadas al desempeño transitorio y enfoques no lineales basados en energía. Esta clasificación

permite ubicar la contribución de la presente tesis dentro del desarrollo reciente de convertidores LLC para aplicaciones de carga de baterías y, al mismo tiempo, identificar la necesidad de una formulación energética que sirva como base para el análisis y el control.

En la primera línea se encuentran los trabajos enfocados en el diseño y la implementación de convertidores LLC para cargadores y aplicaciones de alta eficiencia. Alhallak et al. (2023), Huang et al. (2011) y Rocha et al. (2025b) muestran la importancia de esta topología en cargadores de vehículos eléctricos, debido a su capacidad para operar con aislamiento galvánico, alta densidad de potencia y conmutación suave. De forma complementaria, Mortazavizadeh et al. (2021), Outeiro et al. (2016) y Salem et al. (2018) resaltan que el uso de un tanque resonante permite reducir pérdidas de conmutación y esfuerzos eléctricos en los dispositivos semiconductores. No obstante, estos trabajos se concentran principalmente en la selección de la topología, el dimensionamiento de componentes, la simulación eléctrica o la validación experimental, por lo que no siempre desarrollan una representación no lineal basada en variables de energía.

En relación con el modelado, una parte importante de la literatura hace uso de modelos de espacio de estados, aproximación al armónico fundamental, funciones descriptivas o modelos promediados. S. Li & Fahimi (2020) desarrollan un modelo en espacio de estados para un convertidor resonante LLC de medio puente, que resulta útil describir el comportamiento en estado estacionario y estimar la frecuencia de conmutación bajo variaciones paramétricas. Fang et al. (2018) proponen un modelo simplificado basado en aproximación armónica fundamental y linealización por retroalimentación de carga, mientras que, Park & Jung (2016) analizan el modelado y control por retroalimentación en alta frecuencia de conmutación.

Los enfoques mencionados resultan importantes para el diseño inicial y para el desarrollo de controladores en regiones de operación específicas, sin embargo, al depender de linealizaciones o aproximaciones equivalentes promediadas se puede caer en la pérdida de información sobre la distribución de energía entre el inversor, el tanque resonante, el transformador, la etapa de rectificación y el filtro de salida.

La tercera línea corresponde a estrategias de control orientadas a mejorar la respuesta transitoria, ampliar el intervalo de operación o incrementar la capacidad de rechazo a perturbaciones. Yang &

Zhou (2024) proponen un controlador PI-I de doble lazo para mejorar la estabilidad del convertidor ante perturbaciones de carga; en este tipo de esquema, la variable manipulada se asocia con la frecuencia de conmutación del inversor, mientras que los lazos internos y externos procesan variables eléctricas como corriente y voltaje para generar la acción de regulación. Chen (2017) estudian un PI adaptativo difuso para el lazo externo de tensión junto con un PI tradicional en el lazo interno de corriente; en este caso, la variable final de actuación también se relaciona con la señal de mando del inversor, principalmente a través del ajuste de la frecuencia de conmutación o de la modulación que determina los instantes de disparo. Esta alternativa mejora la regulación de voltaje en simulación, pero aumenta la complejidad de cálculo y puede presentar ajustes excesivos ante perturbaciones de alta potencia. En el mismo enfoque, Bai et al. (2020) aplican un control lineal activo de rechazo a perturbaciones en convertidores LLC para cargadores de vehículos eléctricos, utilizando modulación de frecuencia para regular la tensión de salida y compensación de fase para reducir errores de ganancia debidos a cambios en los componentes resonantes.

También se han propuesto estrategias específicas para el arranque y la operación ante transitorios severos. Yao et al. (2020) presentan un control activado por eventos basado en un modelo de espacio de estados por tramos, con el objetivo de limitar la corriente pico durante el arranque y reducir el tiempo de crecimiento del voltaje de salida. En esta estrategia, la variable manipulada no es únicamente una ganancia continua, sino el estado de conmutación del convertidor, definido por eventos que determinan cuando deben de cambiar los interruptores. Posteriormente, Yao et al. (2022) desarrollan una estrategia PWM basada en control activado por eventos, en la cual, el modelo segmentado permite seleccionar instantes de disparo y limitar, tanto la corriente, como el voltaje del capacitor resonante durante el arranque, manteniendo condiciones de conmutación suave. La acción de control se aplica sobre los pulsos PWM y los instantes de conmutación, más que sobre una referencia continua de voltaje o corriente. Estas propuestas muestran la importancia de considerar explícitamente la dinámica del tanque resonante durante condiciones no estacionarias.

Otra categoría de controladores se basa en modelos deslizantes y técnicas robustas, Geng et al. (2016) emplean control por modos deslizantes de segundo orden para mejorar el rendimiento dinámico de convertidores LLC; en este enfoque, la acción de control se refleja en la ley de

conmutación aplicada a los interruptores del convertidor, por lo que la variable manipulada está asociada con el estado de conmutación y con la frecuencia efectiva resultante. Además, Taheri & Asgari (2019) proponen un control por modos deslizantes para un intervalo amplio de voltaje de salida en carga de baterías, operando bajo frecuencias de conmutación fijas y haciendo uso de aproximaciones a la armónica fundamental mediante ecuaciones de espacio de estados. Por su parte, D. Feng et al. (2022) presentan una estrategia de control super-twisting para un convertidor LLC de medio puente de tres niveles, donde la variable de control se liga a la señal del puente, y con la modulación determina la transferencia de energía hacia la carga con mejora en la respuesta dinámica y la complejidad computacional, aunque con limitaciones asociadas al rizo y al error en estado estacionario. Estas estrategias mejoran la robustez frente a perturbaciones, pero su formulación no siempre conserva una relación directa con la energía almacenada en los elementos del convertidor.

Las estrategias de trayectoria óptima y control híbrido constituyen otra línea relevante, Hu et al. (2013) proponen un control Bang-Bang basado en la carga del capacitor resonante donde la variable manipulada corresponde a los instantes de activación de los interruptores, mientras que W. Feng et al. (2013) y Fei et al. (2018) estudian técnicas de trayectoria óptima para mejorar la eficiencia y la respuesta durante operación en carga ligera, en donde se modifica la acción de control sobre las trayectorias de conmutación, los tiempos de conducción y la operación en modo ráfaga. Y. Li et al. (2019) desarrollan una estrategia híbrida multimodo para convertidores LLC en aplicaciones con amplio intervalo de voltaje de entrada, manipulando el modo de operación y la frecuencia de conmutación según la región de trabajo. Aunque estas técnicas pueden mejorar la respuesta transitoria y el desempeño en regiones específicas de operación, generalmente se orientan al comportamiento dinámico o a la eficiencia bajo condiciones particulares, más que a una formulación unificada basada en pasividad.

Los enfoques no lineales y basados en energía constituyen la línea más cercana al propósito de esta tesis, en donde se destacan trabajos como Sira-Ramirez et al. (1996) donde establecen antecedentes importantes mediante el modelado Lagrangiano de convertidores CD-CD conmutados, mientras que, Sofi et al. (2024), revisan contribuciones recientes al modelado Lagrangiano de convertidores de potencia. En convertidores resonantes, Zhang et al. (2024) desarrollan una estrategia de control

basada en pasividad a partir de un modelo Euler-Lagrange, señalando que los controladores PI convencionales pueden presentar una respuesta dinámica lenta y menor capacidad de rechazo a perturbaciones. En este tipo de formulación, la variable manipulada se interpreta como una entrada que modifica el flujo de energía del sistema, usualmente implementada en convertidores LLC mediante la frecuencia de conmutación o mediante la señal de modulación de los interruptores. Estos trabajos muestran que los métodos energéticos permiten formular controladores con una interpretación física más clara del intercambio de energía.

Dentro de esta misma línea, Escobar et al. (1999) presentan un punto de vista Hamiltoniano para el modelado de convertidores conmutados, en el cual se separan los elementos que almacenan energía de los elementos disipativos, interruptores, diodos y transformadores tratados mediante puertos. Esta idea se complementa con los fundamentos de sistemas Hamiltonianos controlados por puertos desarrollados por Duindam et al. (2009) y Mehrmann & Unger (2023), quienes muestran que la descomposición en subsistemas interconectados permite conservar propiedades de pasividad, estabilidad y estructura física. Gernandt et al. (2024) abordan esta perspectiva hacia estaciones de carga de vehículos eléctricos, lo que confirma la importancia del enfoque basado e sistemas Hamiltonianos controlados por puertos en sistemas de conversión de energía asociados a electromovilidad.

A partir de esta revisión se identifica que los modelos lineales, los controladores PI clásicos, o modificados, las estrategias de rechazo a perturbaciones, los controladores por eventos o modos deslizantes, proporcionan herramientas útiles para mejorar la regulación y la respuesta transitoria de convertidores LLC. En la mayoría de los casos, la variable manipulada se relaciona con la frecuencia de conmutación, los instantes de disparo, el modo de operación o el estado de conmutación de los interruptores, ya que estas variables determinan la energía transferida por el tanque resonante. Sin embargo, muchas de estas propuestas se construyen a partir de modelos linealizados, promediados o reducidos, por lo que no siempre describen de forma integrada el intercambio de energía entre los elementos del convertidor. Asimismo, los enfoques basados en energía muestran ventajas para el análisis físico y el diseño por pasividad, aunque aún existe oportunidad de formular modelos Hamiltonianos controlados por puertos específicamente orientados a convertidores resonantes CD-CD LLC aplicados a carga de baterías. Por esta razón,

el presente trabajo retoma la estructura energética del convertidor como eje de modelado y como fundamento para una estrategia de control que regule el voltaje de salida mediante la modificación de la frecuencia de conmutación ante variaciones en la carga.

1.7 Organización de la tesis

La siguiente tesis se organiza en seis capítulos principales. En el Capítulo 1 se presentó la introducción general, los antecedentes, el estado del arte, el planteamiento del problema, la justificación, la propuesta de solución y los objetivos del trabajo. Además, se estableció el contexto de la investigación e incorpora la necesidad de emplear un modelo energético para el análisis y control de un convertidor resonante CD-CD LLC.

En el Capítulo 2 se desarrollan las bases teóricas necesarias para el entendimiento de la tesis. Se incluye la información fundamental sobre convertidores resonantes, operación del tanque resonante LLC, el fenómeno de conmutación suave, sistemas Hamiltonianos controlados por puertos y el concepto de pasividad. El propósito de este capítulo es proporcionar las bases conceptuales que permiten comprender el diseño, el modelado y la estrategia de control propuestos.

En el Capítulo 3 se presenta el diseño del convertidor resonante CD-CD LLC. En esta sección se describe la selección de la topología, las especificaciones de operación, la parametrización del tanque resonante y las condiciones de operación consideradas.

En el Capítulo 4 se desarrolla el modelado matemático del convertidor. Se formula el modelo Hamiltoniano controlado por puertos a partir de las variables de energía, los elementos almacenadores de energía, las interconexiones, los elementos disipativos, y los puertos de entrada y salida. Además, se contempla la validación del modelo frente a simulaciones en Matlab y Spice.

En el Capítulo 5 se desarrolla la estrategia de control basada en la estructura energética del modelo Hamiltoniano controlado por puertos. En este capítulo se describe el diseño del controlador para la regulación del voltaje de salida y se analiza su respuesta ante variaciones en la carga.

Finalmente, en el Capítulo 6 se presentan las conclusiones principales de todo el trabajo, se señalan las aportaciones generales de la tesis y las posibles líneas de trabajo futuro.

Capítulo 2

Marco teórico

En este capítulo se presentan los conceptos teóricos base para situar el trabajo de investigación, así como los fundamentos teóricos que sustentan el diseño y modelado del convertidor resonante CD-CD LLC desarrollado en esta tesis. El objetivo es establecer los conceptos necesarios para comprender la operación resonante del convertidor, los parámetros que determinan su comportamiento dinámico y la formulación energética que permite representarlo mediante un modelo Hamiltoniano controlado por puertos. De igual forma, se introduce el concepto de pasividad, debido a su importancia en el análisis de sistemas físicos y en el diseño de estrategias de control basados en energía.

2.1 Preliminares: Vehículos eléctricos

De forma general, se entiende por vehículo eléctrico (VE) a aquel que está propulsado por uno o más motores eléctricos. A diferencia de un vehículo de combustión interna, que funciona quemando combustible, un vehículo eléctrico obtiene la tracción de los motores eléctricos. Esta energía es almacenada en sistemas recargables (baterías), que luego consumen durante su desplazamiento (Yang & Zhou, 2024). Los VE se dividen por la fuente de energía, los sistemas de impulso y el nivel de hibridación que presentan, encontrando cinco tipos de VE, cuyos detalles y características se muestran en la Figura 2.1.

La selección se realiza bajo el modelo no híbrido, que cuenta con una fuente de energía proveniente de un puerto de carga que impulsa un motor eléctrico.

Hibridación	Tipos de vehículos eléctricos		Fuente de energía	Propulsión
Sí	Vehículos eléctricos híbridos (VEH)	En serie En paralelo Dual	Gasolina	Motor eléctrico
			Diésel	Motor de combustión interna
	Vehículo eléctrico híbrido enchufable (VEHE)		Gasolina	Motor eléctrico
			Diésel	Motor de combustión interna
			Puerto de carga (electricidad)	Motor de combustión interna
No	Vehículo eléctrico de batería (VEB)		Puerto de carga (electricidad)	Motor eléctrico
	Vehículo eléctrico con pila de combustible (VEPC)		Hidrógeno	Motor eléctrico
	Vehículo eléctrico solar		Paneles solares	Motor eléctrico

Figura 2.1. Tipos de hibridación de vehículos eléctricos (Alvarez Jara, 2022).

La forma de alimentar las baterías de dichos VE se realiza por medio de puertos de carga que están conectados a la toma eléctrica. El cargador, como uno de los apartados del sistema de impulso de un VE, puede ser clasificado en cinco principales categorías mostradas en la Figura 2.2 (G. Li et al., 2019).

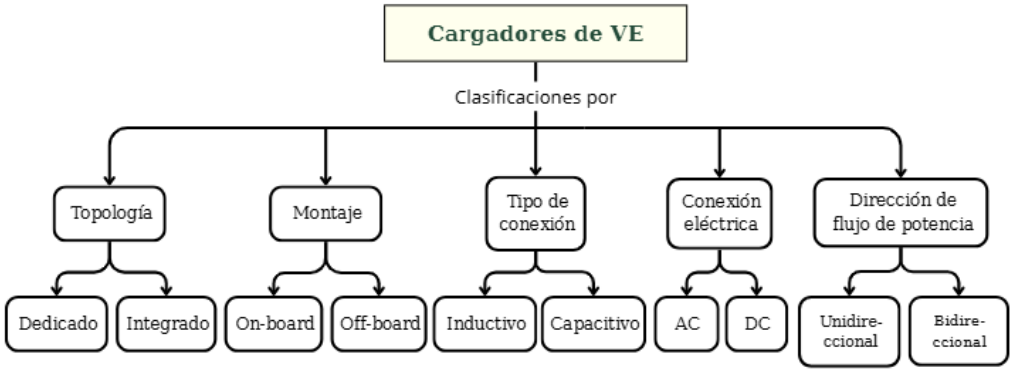


Figura 2.2. Clasificación de los cargadores de VE.

Al referir un cargador dedicado, se contempla que es proporcionado por separado para la carga de la batería, mientras que, el cargador integrado, se encuentra en el equipo de propulsión existente para cargar la batería (Metwly et al., 2020). Dependiendo de la salida que presenten, los cargadores se clasifican en AC o DC, y dependiendo del flujo de energía se clasifican en: unidireccionales,

cuando se transfiere en una dirección, o bidireccionales, cuando la energía se transfiere de la red al VE y del VE a la red principal.

La clasificación on-board señala el montaje del cargador dentro del VE, mientras que el off-board tienen montado el convertidor de carga fuera del vehículo (Valente et al., 2021). La ubicación que el cargador tiene resulta importante, ya que, al incorporarlo dentro del vehículo, se mejora significativamente la accesibilidad a la carga, y, por el contrario, los cargadores externos, que contemplan una estructura como se muestra en la Figura 2.3, tienen la capacidad de utilizar circuitos de mayor potencia, que resultan en tiempos de carga más rápidos para los vehículos.

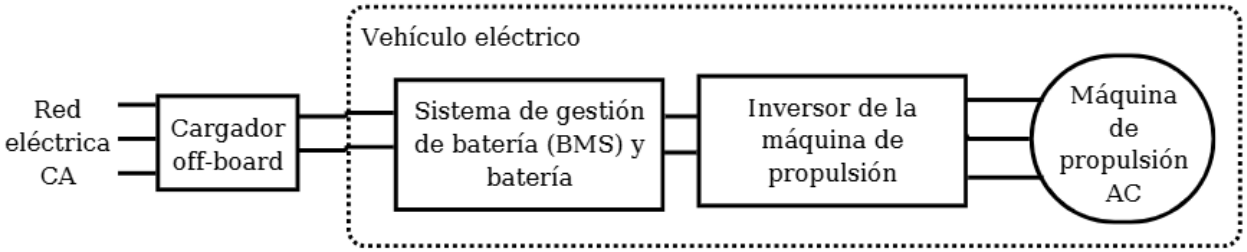


Figura 2.3. Cargador off-board.

De forma específica, un sistema de carga rápida consiste en dos etapas de conversión entre corriente alterna (CA) y corriente directa (CD): la primera es la etapa de rectificación que convierte una señal de corriente alterna a una señal de corriente directa de alto voltaje que incluye corrección de factor de potencia (PFC, por sus siglas en inglés), para mejorar el uso de la potencia. La segunda etapa corresponde a la conversión de voltaje CD a un nivel que corresponde al de la carga, como se exhibe en la Figura 2.4.

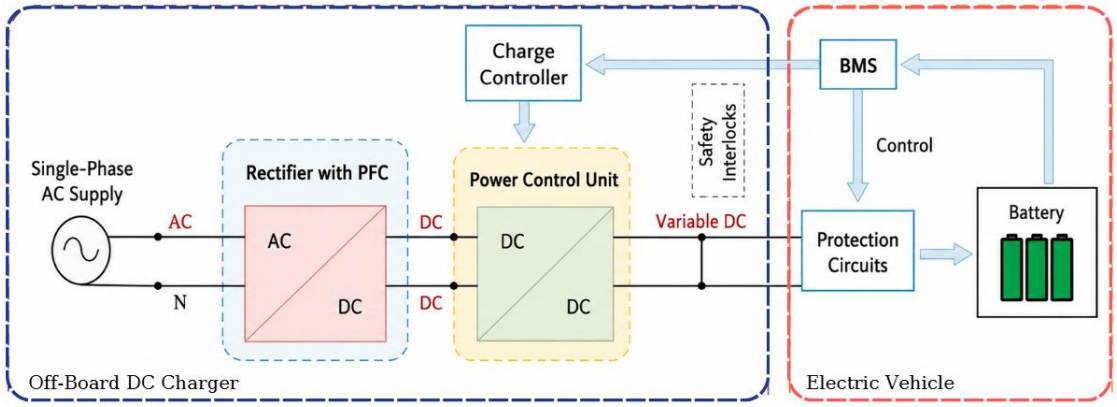


Figura 2.4. Diagrama de bloques de la configuración del sistema de carga (Zhou et al., 2023).

2.2 Convertidores

Los convertidores electrónicos de potencia son dispositivos que transforman los niveles de voltaje, corriente o frecuencia, de una fuente de energía eléctrica para adaptarlos a las necesidades específicas de una carga. De forma general se pueden clasificar en función a su tipo de conversión de energía y sus características operativas (Kummara et al., 2020).

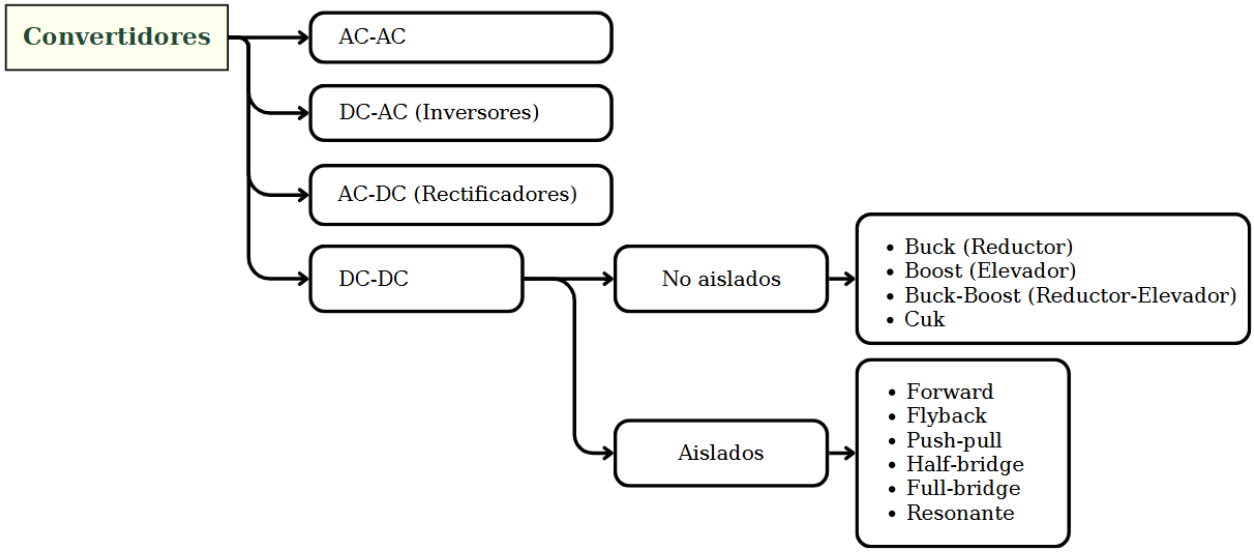


Figura 2.5. Clasificación de los convertidores.

Particularizando en los convertidores CD-CD, su funcionamiento se basa en la transformación de la tensión o corriente de una fuente de corriente directa a otro nivel de corriente directa. Son ampliamente usados en la electrónica de potencia para regular voltajes de salida.

La subcategoría de convertidores aislados añade el uso de un transformador de alta frecuencia para separar la entrada de la salida, proporcionando aislamiento eléctrico y protección que los hace apropiados para aplicaciones de alta tensión, siendo que, en caso contrario, los convertidores no aislados no separan eléctricamente la entrada de la salida y son comunes en circuitos de bajo voltaje.

2.3 Convertidores resonantes

Los convertidores resonantes constituyen una clase especializada de convertidores de potencia en los que la transferencia de energía se realiza mediante una red conformada por elementos inductivos y capacitivos. A diferencia de los convertidores conmutados convencionales, en los que las formas de onda suelen presentar transiciones abruptas, los convertidores resonantes aprovechan el intercambio natural de energía entre inductores y capacitores para generar formas de onda cuasi-senoidales de voltaje y corriente. Esta característica permite reducir pérdidas de conmutación y disminuir los esfuerzos eléctricos y térmicos en los dispositivos semiconductores (Kummara et al., 2020; Outeiro et al., 2016; Salem et al., 2018).

Un convertidor resonante CD-CD aislado puede dividirse en tres bloques principales: una red de conmutación, una red de tanque resonante y una etapa rectificadora con filtro de salida, como se presenta en la Figura 2.6.

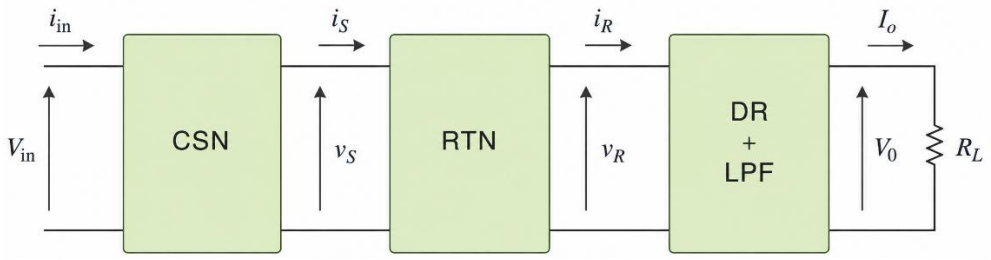


Figura 2.6. Etapas del convertidor resonante (Outeiro et al., 2016).

La red de control de conmutación (CSN, por sus siglas en inglés) convierte la energía de entrada en corriente directa en una señal alterna de alta frecuencia. Esta etapa puede implementarse mediante configuraciones de medio puente o puente completo, dependiendo de los requerimientos de potencia, tensión de entrada y esfuerzo eléctrico sobre los interruptores (Alatai et al., 2021).

La red de tanque resonante (RTN, por sus siglas en inglés) contiene los elementos que almacenan e intercambian energía durante la operación del convertidor; en donde, los inductores y capacitores definen la frecuencia de resonancia y la forma de las señales internas. La selección de la topología del tanque es determinante para el comportamiento del convertidor, ya que influye en la ganancia, el rango de operación, la regulación del voltaje de salida y las condiciones de conmutación suave

(Outeiro et al., 2016; Salem et al., 2018). En la Figura 2.7 se detallan las distintas clasificaciones según la disposición del tanque resonante con la carga.

TOPOLOGÍA	CARACTERÍSTICAS
CONVERTIDOR SERIE RESONANTE (SRC)	La red resonante está en serie con la carga, lo que permite un control de voltaje eficiente.
CONVERTIDOR PARALELO RESONANTE (PRC)	La red resonante está en paralelo con carga, controlando la corriente.
CONVERTIDOR SERIE-PARALELO RESONANTE (SPRC)	Combina ambas configuraciones para lograr un equilibrio en la regulación de corriente y voltaje.

Figura 2.7. Categorías de la red de tanque resonante (RTN).

Las topologías SRC y PRC se consideran redes resonantes de segundo orden, ya que están formadas principalmente por dos elementos reactivos. Aunque estas configuraciones presentan una estructura sencilla y permiten controlar variables específicas de salida, pueden mostrar limitaciones en aplicaciones donde se requiere un rango amplio de regulación, como en la transferencia de energía sin contacto o en sistemas de alto voltaje (Salem et al., 2018). Por esta razón, se emplean topologías serie-paralelo, como el SPRC, las cuales incorporan un tercer elemento reactivo y se clasifican como redes resonantes de tercer orden. Esta configuración permite combinar las ventajas de los convertidores serie y paralelo, compensando algunas de sus limitaciones y logrando un mejor equilibrio entre la regulación de voltaje y corriente.

Existen un total de 36 tipos de RTN de tercer orden, ya sea que contienen dos capacitores y un inductor, o viceversa, y a partir de los cuales, el tercer elemento define si es un disipador de tensión o de corriente. De estos, la estructura del LLC es una de las más comunes ya que combina las propiedades del SCR con la adición de un inductor en paralelo a la carga (Outeiro et al., 2016).

Por último, la etapa que contiene el rectificador de diodos (DR, por sus siglas en inglés) y el filtro pasa bajas (LPF, por sus siglas en inglés) convierte la señal alterna de alta frecuencia proveniente del transformador en una señal de corriente directa adecuada para la carga. El rectificador, generalmente implementado con diodos, determina parte de las pérdidas de conducción, mientras que el filtro de salida reduce el rizo del voltaje entregado a la carga. En aplicaciones de carga de

baterías, esta etapa resulta especialmente importante, ya que el convertidor debe entregar un voltaje de salida estable y con bajo rizado (Park & Jung, 2016).

Dentro de las topologías resonantes, el convertidor LLC destaca por su capacidad para alcanzar alta eficiencia, aislamiento galvánico y amplia densidad de potencia. Se obtiene de la combinación de dos inductancias y una capacitancia: la inductancia resonante, la inductancia de magnetización y el capacitor resonante. Esta estructura combina características de los convertidores resonantes serie y paralelo, permitiendo una operación eficiente en aplicaciones donde se requiere adaptación de tensión y regulación mediante variación de frecuencia (Mortazavizadeh et al., 2021; Rocha et al., 2025b).

2.4 Operación resonante y parámetros de diseño

La operación de un convertidor resonante se basa en el intercambio periódico de energía entre los elementos inductivos y capacitivos del tanque resonante. En el caso del convertidor LLC, dicho tanque está conformado principalmente por la inductancia resonante L_r, la capacitancia resonante C_r y la inductancia de magnetización L_m, la cual se asocia al transformador de alta frecuencia. La interacción entre estos elementos permite generar formas de onda cuasi-senoidales de voltaje y corriente, favoreciendo la reducción de pérdidas durante la conmutación de los dispositivos semiconductores (Outeiro et al., 2016; Rocha et al., 2025b).

Una de las principales ventajas de operar bajo condiciones resonantes es la posibilidad de alcanzar conmutación suave. Dependiendo de la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia, el convertidor puede operar bajo condiciones de conmutación a voltaje cero o corriente cero. Estas condiciones permiten reducir las pérdidas por conmutación, disminuir el esfuerzo térmico en los dispositivos y mejorar la eficiencia global del convertidor (Mortazavizadeh et al., 2021; Rocha et al., 2025b).

Para el análisis del convertidor LLC se consideran dos frecuencias características asociadas al tanque resonante. La primera depende de la inductancia resonante y la capacitancia resonante, y puede expresarse como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \tag{2.1}$$

La segunda frecuencia considera también el efecto de la inductancia de magnetización, por lo que queda asociada a la combinación de resonante L_r, C_r y L_m. Esta frecuencia permite analizar regiones de operación en las que la ganancia del convertidor y el comportamiento del tanque se modifican debido a la rama de magnetización. De forma general estas frecuencias permiten delimitar las regiones de operación del convertidor y analizar su comportamiento ante cambios en la carga o en la frecuencia de conmutación (Rocha et al., 2025b).

La regulación del voltaje de salida en un convertidor LLC suele realizarse mediante el ajuste de la frecuencia de conmutación. Esta característica lo diferencia de otros convertidores CD-CD que emplean modulación por ancho de pulso como principal variable de control. La topología LLC, modifica la frecuencia y desplaza el punto de operación sobre la curva de ganancia del tanque resonante, así la energía entregada a la carga puede aumentar o disminuir según las condiciones de operación (Fang et al., 2018; S. Li & Fahimi, 2020).

Otro parámetro fundamental es el factor de calidad Q, el cual relaciona la energía almacenada en los elementos reactivos con la energía disipada durante cada ciclo de operación. En los convertidores LLC, este parámetro depende de la carga equivalente reflejada al tanque resonante y afecta directamente la forma de la curva de ganancia. Para la aproximación al armónico fundamental puede expresarse como

$$Q = \frac{Z_r}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{eq}}\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{2.2}$$

donde $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ es la impedancia característica del tanque resonante y R_{eq} es la resistencia equivalente de carga reflejada al primario. Un factor de calidad elevado produce una respuesta más selectiva alrededor de la frecuencia de resonancia, mientras que un factor de calidad bajo amplía el rango de respuesta, pero puede modificar la capacidad de regulación y la eficiencia del convertidor (P. S. Bimbhra, 1999; Rashid, 2001).

Para el diseño del convertidor resonante CD-CD LLC se utilizan aproximaciones y restricciones que permiten obtener una primera parametrización de los componentes. Este conjunto de criterios abarca la aproximación al armónico fundamental, la operación alrededor de la frecuencia de resonancia, el uso de una señal cuadrada en la salida del inversor, la definición de la relación de transformación y el cumplimiento de condiciones de ganancia y factor de calidad. Estas hipótesis simplifican el análisis inicial, estableciendo la base requerida para el modelado matemático del convertidor y la posterior simulación del sistema (Guerrero, 2025; Rocha et al., 2025).

2.5 Modelado energético de sistemas dinámicos

El modelado energético permite representar un sistema físico describiendo la forma en que almacena, disipa e intercambia energía con su entorno. Esta representación es adecuada para convertidores de potencia, dado que la operación se fundamenta en la transferencia de energía entre fuentes, elementos reactivos, dispositivos de conmutación y carga. A diferencia de los enfoques que se limitan a caracterizar únicamente relaciones entrada-salida, el modelado energético conserva una interpretación física directa de las variables internas del sistema y proporcionan una base para el análisis de estabilidad y el diseño de controladores (Duindam et al., 2009; Wellstead, 1979).

En sistemas eléctricos, las variables de energía se asocian de manera natural con los elementos almacenadores. En el caso de los inductores, la variable energética corresponde a los enlaces de flujo magnético λ, mientras que, para los capacitores, es la carga eléctrica q. A partir de estas variables, se obtienen las magnitudes eléctricas convencionales mediante sus relaciones constitutivas. Para un inductor lineal se cumple $i = \lambda / L$, y para un capacitor lineal se cumple $v = q / C$. Estas relaciones permiten expresar la energía almacenada en función de las variables de estado del sistema (Wellstead, 1979).

2.5.1 Enfoque Lagrangiano

El enfoque Lagrangiano describe la dinámica de un sistema a partir de coordenadas generalizadas y de una función escalar denominada Lagrangiano. En sistemas mecánicos, esta función se define como la diferencia entre energía cinética y energía potencial; lo que, al relacionarlo con circuitos eléctricos, puede construirse a partir de las leyes magnéticas y eléctricas asociadas a inductores y

capacitores, mientras que permite conservar una interpretación energética del sistema (Sira-Ramirez et al., 1996; Wellstead, 1979).

De manera general, si q representa un conjunto de coordenadas generalizadas, y $\dot{q}$ sus derivadas temporales, el Lagrangiano se expresa como

$$\mathcal{L}(q,\dot{q}) = T(q,\dot{q}) - V(q), \tag{2.3}$$

donde T agrupa los términos asociados a energía magnética o coenergía, y V agrupa los términos asociados a energía eléctrica almacenada. La dinámica se obtiene mediante las ecuaciones Euler-Lagrange, que, bajo la consideración de pérdidas, fuentes o acciones de control pueden expresarse como

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}\right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q} = Q_d + Q_u, \tag{2.4}$$

donde Q_d representa fuerzas o esfuerzos generalizados de disipación, y Q_u representa entradas externas. Al aplicarlo a convertidores conmutados, las entradas suelen estar asociadas a fuentes de voltaje, señales de modulación o funciones de conmutación. La ventaja de esta formulación es que permite obtener ecuaciones dinámicas a partir de un principio energético común; sin embargo, cuando se busca separar explícitamente la interconexión, disipación y puertos de potencia, es conveniente pasar a una representación Hamiltoniana (Sira-Ramirez et al., 1996; Sofi et al., 2024).

En convertidores resonantes, el enfoque Lagrangiano es importante porque el tanque resonante LLC opera mediante el intercambio de energía entre inductancias y capacitancias, además de que permite interpretar la acción de control como una modificación de la forma en la que se inyecta o extrae energía del sistema. Esta idea se aborda en trabajos que emplean modelos Euler-Lagrange y control basado en pasividad para convertidores resonantes, donde se busca la regulación mediante la frecuencia de conmutación (Zhang et al., 2024).

2.5.2 Modelado Hamiltoniano

El modelado Hamiltoniano pertenece a los enfoques basados en energía, pero utiliza como función principal el Hamiltoniano H, el cual representa la energía total almacenada en el sistema. A partir del Lagrangiano, se definen los momentos generalizados como

$$p = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}, \tag{2.5}$$

y el Hamiltoniano se obtiene mediante la transformación de Legendre

$$H(q, p) = p^T \dot{q} - \mathcal{L}(q, \dot{q}). \tag{2.6}$$

En su forma clásica, un sistema Hamiltoniano conservativo puede escribirse como

$$\dot{x} = J \nabla H(x), \tag{2.7}$$

donde x agrupa las variables de estado, y $J = -J^T$ es una matriz antisimétrica que describe interconexiones conservativas. Esta forma permite representar el intercambio interno de energía, pero no incluye de forma completa sistemas abiertos, es decir, sistemas con fuentes, pérdidas resistivas, carga y señales de control.

2.5.3 Modelado Hamiltoniano controlado por puertos

En (Wellstead, 1979) se establece que cualquier sistema físico debe entenderse bajo dos conceptos universales: variables generalizadas, denominadas esfuerzo (e) y flujo (f), cuyo producto es la potencia, además de puertos de energía que le permiten al sistema intercambiar energía con su entorno de forma exclusiva a través de pares de esfuerzo y flujo.

El modelado Hamiltoniano controlado por puertos permite representar sistemas abiertos mediante puertos de entrada y salida, matrices de interconexión, matrices de disipación y variables conjugadas de potencia. Esta formulación no contradice al Hamiltoniano clásico, sino que lo generaliza para sistemas que intercambian energía con su entorno (Duindam et al., 2009; Mehrmann & Unger, 2023).

Los sistemas Hamiltonianos controlados por puertos tienen como objeto matemático central la Estructura de Dirac, que codifica la información detallada de la red de conexión del sistema (Sánchez, 2023); es decir, permite describir sistemas físicos mediante una estructura matemática que separa interconexión, disipación y puertos externos. En su forma general, un sistema Hamiltoniano controlado por puertos con disipación puede expresarse como

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \left[J(x) - R(x)\right]\nabla H(x) + g(x)u \\ y &= g^T(x)\nabla H(x) \end{aligned} \tag{2.8}$$

donde x es el vector de variables de estado del sistema, $H(x)$ es la función Hamiltoniana, $J(x) = -J^T(x)$ describe el intercambio interno de energía sin pérdidas mediante interconexiones que no crean ni destruyen la energía, $R(x) = R^T(x) \geq 0$ es la matriz de disipación, u representa las entradas externas y y las salidas conjugadas del sistema (Duindam et al., 2009).

La función Hamiltoniana representa la energía total almacenada en el sistema. En un convertidor resonante LLC, dicha función se construye como la suma de la energía almacenada en la inductancia resonante, el capacitor resonante, la inductancia de magnetización y el capacitor de salida. De forma general, para elementos lineales puede escribirse como

$$H(x) = \frac{1}{2}\frac{\lambda^2}{L} + \frac{1}{2}\frac{q^2}{C}, \tag{2.9}$$

extendiendo la expresión a cada elemento almacenador del sistema. Esta función es fundamental para el análisis energético, ya que permite relacionar el comportamiento dinámico del convertidor con el almacenamiento y transferencia de energía.

La formulación Hamiltoniana contralada por puertos es especialmente útil para convertidores de potencia porque permite identificar de forma explícita los elementos que almacenan energía, las interconexiones impuestas por la topología de circuito, las perdidas asociadas a elementos resistivos y los puertos mediante los cuales el sistema recibe o entrega potencia. En el caso del convertidos CD-CD LLC, este enfoque permite representar de manera conjunta la dinámica del tanque resonante, la etapa de transformación, la rectificación y el filtro de salida, manteniendo una interpretación física del intercambio energético (Escobar et al., 1999; Sanchez-Contreras et al., 2024).

2.5.4 Propiedades de pasividad de sistemas dinámicos

La pasividad es una propiedad relacionada con el intercambio de energía entre un sistema y su entorno. Un sistema pasivo no puede entregar más energía de la que recibe o de la que tiene almacenada inicialmente. Esta propiedad resulta relevante en sistemas eléctricos y convertidores de potencia, debido a que permite analizar la estabilidad desde una perspectiva física (Duindam et al., 2009; Sánchez, 2023).

Matemáticamente, esta propiedad se expresa mediante una función de almacenamiento $H(x)$ y una desigualdad de disipación de la forma

$$\dot{H}(x) \leq u^T y, \tag{2.10}$$

donde $u^T y$ representa la potencia suministrada al sistema a través de sus puertos donde el sistema es pasivo si existe una función $H(x)$ que cumpla con $H(x) > 0$ (Sánchez, 2023). Si la energía almacenada es no negativa y la variación de dicha energía no excede la potencia suministrada, entonces el sistema cumple una propiedad pasiva. Esta desigualdad permite vincular el análisis de estabilidad con el balance energético del sistema (Duindam et al., 2009; Mehrmann & Unger, 2023).

El control basado en pasividad aprovecha esta estructura para modificar la energía del sistema o su disposición de manera que las trayectorias converjan hacia un punto de operación deseado. En convertidores resonantes, este enfoque resulta importante porque la dinámica del sistema depende directamente del intercambio de energía entre conductores, capacitores, dispositivos de conmutación y carga. Por ello una estrategia de control basada en pasividad puede emplearse para regular el voltaje de salida manteniendo una interpretación física del comportamiento dinámico del convertidor (Gernandt et al., 2024; Zhang et al., 2024).

Capítulo 3

Diseño del convertidor resonante CD-CD LLC

En este capítulo se desarrolla el diseño del convertidor resonante CD-CD LLC. El propósito es establecer las especificaciones eléctricas, las restricciones de operación y la parametrización inicial de los elementos que conforman la topología. El diseño se orienta a una aplicación de carga de baterías $LiFePO_4$ de baja potencia, por lo que se considera una estructura compuesta por una etapa inversora, un tanque resonante LLC, un transformador de alta frecuencia, una etapa rectificadora y un filtro de salida. Esta estructura permite adaptar el nivel de tensión de entrada al requerido por la carga, manteniendo condiciones de operación resonante y favoreciendo la reducción de pérdidas por conmutación (Rocha et al., 2025b).

3.1 Topología propuesta del convertidor

La topología seleccionada corresponde a un convertidor resonante CD-CD LLC aislado. En la entrada se considera una fuente de corriente directa de alto voltaje, seguida de una etapa inversora que genera una señal alterna de alta frecuencia. Posteriormente, el tanque resonante LLC establece las condiciones de transferencia de energía hacia el transformador de alta frecuencia. En el secundario, la señal se rectifica mediante un puente completo de diodos y se filtra para obtener un voltaje de corriente directa adecuado para la carga, como se observa en la Figura 3.1.

La selección de esta topología se justifica por su capacidad para operar con alta eficiencia en aplicaciones donde se requiere aislamiento, reducción de pérdidas por conmutación y elevada densidad de potencia. La presencia de la inductancia de magnetización permite ampliar las posibilidades de regulación mediante variación de frecuencia, mientras que la inductancia y

capacitancia resonantes definen la dinámica principal del tanque (Mortazavizadeh et al., 2021; Salem et al., 2018).

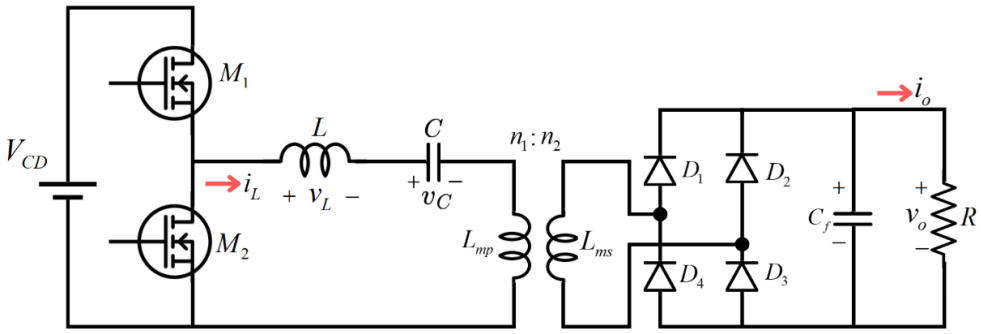


Figura 3.1 Topología del convertidor resonante LLC.

3.2 Especificaciones de diseño

El diseño se plantea para una aplicación de baja potencia asociada a la carga de un banco de baterías $LiFePO_4$ de 12 V con BMS integrado. Este tipo de batería presenta un voltaje nominal aproximado de 3.2 V por celda y un voltaje máximo de carga de 3.65 V por celda. Por lo que, para un arreglo de cuatro celdas conectadas en serie, el voltaje máximo de carga considerado es de 14.6 V, valor que varía según el estado de carga de la batería como se muestra en la Tabla 1 (DALY Electronics, n.d.; Perișoară et al., 2019).

Tabla 1. Relación del voltaje y el estado de carga de una batería LiFePO4 de 12 V.

Estado de carga (SOC)	Batería LiFePO4 - 12 V
100% de carga	14.6 V
100% reposo	13.6 V
90%	13.4 V
80%	13.28 V
70%	13.2 V
60%	13.05 V
50%	13.04 V
40%	13 V
30%	12.9 V
20%	12.8 V
10%	12 V
0%	10 V

En (Perișoară et al., 2019; Shu et al., n.d.) se menciona que la tensión de flotación o de reposo ofrece ventajas importantes en los sistemas de almacenamiento de energía, como compensar la

autodescarga natural, asegurando que la batería permanezca en estado de plena carga para responder de inmediato cuando se necesite, además ayuda a prevenir sobrecalentamientos y evitar ciclos de descarga profunda.

Dado que las baterías $LiFePO_4$ incorporan un BMS, este sistema supervisa y controla parámetros críticos como el voltaje, la corriente, la temperatura y el estado de carga (Gabbar et al., 2021). Entre sus principales ventajas se encuentran la prevención de la sobrecarga y la descarga excesiva de las celdas, reduce los desequilibrios de tensión y prolonga la vida útil del paquete. Asimismo, el BMS evita que las celdas superen sus límites de voltaje, e interrumpe la conexión en caso de corrientes excesivas o fallas, protegiendo tanto la batería como el sistema asociado (Liu et al., 2019; Perișoară et al., 2019).

En el contexto de esta tesis, el BMS se considera como parte del sistema de aplicación, debido a que supervisa variables como voltaje, corriente, temperatura y estado de carga, además de ejecutar funciones de protección ante sobrecarga, descarga excesiva o condiciones no seguras. Sin embargo, el BMS no forma parte del diseño interno del convertidor ni del modelo de control desarrollado, por lo que la carga se representa mediante una condición equivalente que permite realizar la parametrización inicial (Gabbar et al., 2021; Liu et al., 2019). Las especificaciones principales empleadas para el diseño se resumen en la Tabla 2.

Tabla 2. Especificaciones del convertidor resonante CD-CD LLC.

Símbolo	Variable	Valor
$\omega = \omega_0$	Condición de resonancia	
P	Potencia de salida	300 W
V_{CD}	Voltaje de alimentación	400 V
f	Frecuencia de operación	500 kHz
V_R	Voltaje de salida	14.6 V
Q	Factor de calidad	5
a	Relación de impedancias	10
V_F	Voltaje directo en diodos	0.7 V
$\%v_r$	Rizo de voltaje de salida	5%

3.3 Criterios y restricciones de diseño

La parametrización del convertidor se realizó a partir de un análisis fasorial que permite reducir la topología a un equivalente resonante para obtener los valores principales del tanque, la relación de transformación, la resistencia equivalente del rectificador y el capacitor de salida. Este procedimiento se basa en la aproximación al armónico fundamental, ya que permite representar la componente dominante de la señal cuadrada generada por el inversor (Guerrero-Uribe et al., 2026; Lara Reyes et al., 2025).

El diseño se llevó a cabo considerando las siguientes restricciones:

- La salida del inversor se aproxima mediante su componente fundamental.
- El tanque resonante opera alrededor de la condición $\omega = \omega_0$.
- El transformador se considera con acoplamiento ideal $k = 1$.
- La ganancia del convertidor se establece dentro del intervalo $1 < M \leq \sqrt{2}$.
- El factor de calidad debe cumplir con la condición mínima $Q > \sqrt{M^2 - 1}$.

Debido a que el comportamiento del convertidor LLC depende de la carga, de la frecuencia de conmutación, de la etapa de rectificación y de efectos no ideales, los valores calculados se someten a validación mediante simulador.

3.4 Parametrización del convertidor

A partir de las especificaciones de la Tabla 2, se calcularon los elementos principales del convertidor resonante CD-CD LLC. En primer lugar, la carga equivalente se obtiene a partir de la potencia y el voltaje de salida. Posteriormente, se determina la relación de vueltas del transformador a partir de la ganancia requerida y de la relación entre el lado primario y el secundario. También se calcula la resistencia equivalente del rectificador, la cual permite representar el efecto de la etapa de rectificación sobre el tanque resonante. La eficiencia del rectificador se aproxima considerando la caída directa en los diodos, de manera que sus pérdidas se incorporan al cálculo inicial del diseño.

Los elementos resonantes se determinan a partir de la frecuencia de operación, el factor de calidad y las resistencias equivalentes reflejadas al primario. La inductancia resonante y el capacitor resonante definen la frecuencia principal de oscilación, mientras que la inductancia de magnetización representa el efecto del transformador dentro de la topología LLC. El procedimiento algebraico detallado se presenta en el Anexo A. Parametrización del convertidor resonante CD-CD LLC.

Los valores principales obtenidos se resumen en la Tabla 3. Estos parámetros constituyen la base del circuito utilizado en la simulación y del modelo matemático que se desarrollará en el capítulo siguiente.

Tabla 3. Valores de componentes del convertidor resonante CD-CD LLC.

Símbolo	Variable	Valor
R	Carga	0.7105 Ω
n	Relación de vueltas	0.07263
η_r	Eficiencia del rectificador	0.9125
R_{eq}	Resistencia equivalente del rectificador	0.5255 Ω
L_{mp}	Inductor magnetizante del primario	317.052 µH
L	Inductor	153.817 µH
C	Capacitor	645.534 pF
L_{ms}	Inductor magnetizante del secundario	1.6728 µH
I_p	Corriente en tanque resonante	2.5821 A
C_f	Capacitor de filtrado	5.9223 µF
I_D	Corriente promedio en los diodos	10.2739 A

La selección de un factor de calidad $Q = 5$ permite trabajar con una respuesta más selectiva alrededor de la frecuencia de resonancia, lo cual es relevante para analizar la operación del convertidor bajo condiciones resonantes. Sin embargo, debido a que el comportamiento del convertidor depende de la carga, la frecuencia de operación y los elementos del tanque resonante, los valores calculados deben validarse mediante simulación para verificar los resultados.

3.5 Simulación del convertidor resonante CD-CD LLC

Con los parámetros obtenidos durante la etapa de diseño, se realizó la simulación del convertidor en el software de Spice con el fin de verificar su comportamiento en lazo abierto. Spice es un entorno de captura esquemático por lo que permite analizar circuitos eléctricos mediante la solución numérica y modelos de dispositivos. Este tipo de simulación se utiliza en electrónica de potencia porque permite evaluar el comportamiento transitorio, observar esfuerzos eléctricos, incluir elementos no ideales y detectar desviaciones de diseño previo a una etapa de implementación experimental. Por esto, los resultados obtenidos pueden considerarse una aproximación cercana al comportamiento físico del circuito, siempre que los modelos, parámetros y condiciones de simulación representen adecuadamente los componentes reales (Nagel & Pederson, 1973; Spectrum Software, 2018; Vladimirescu, 1994).

La simulación incluyó la etapa inversora, el tanque resonante, el transformador de alta frecuencia, el puente rectificador de diodos y el filtro de salida. La finalidad de esta etapa fue evaluar el voltaje de salida, la potencia entregada a la carga, el rizo del voltaje y el comportamiento de la conmutación con la corriente presente en el tanque.

La simulación se desarrolló considerando la estructura completa del convertidor, que dentro del simulador se presenta en la Figura 3.2.

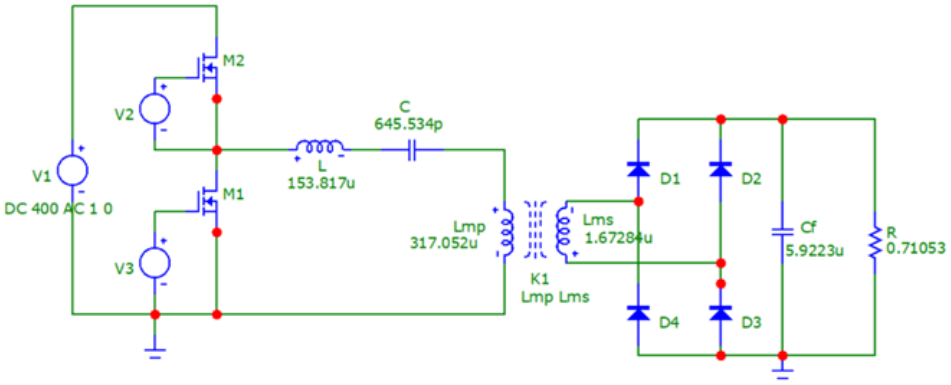


Figura 3.2. Convertidor resonante CD-CD LLC en Spice.

La potencia máxima obtenida en simulación fue aproximadamente 238.123 W, como se observa en la Figura 3.3, mientras que la potencia de diseño corresponde a 300 W. Esta diferencia representa una desviación cercana al 20.63%.

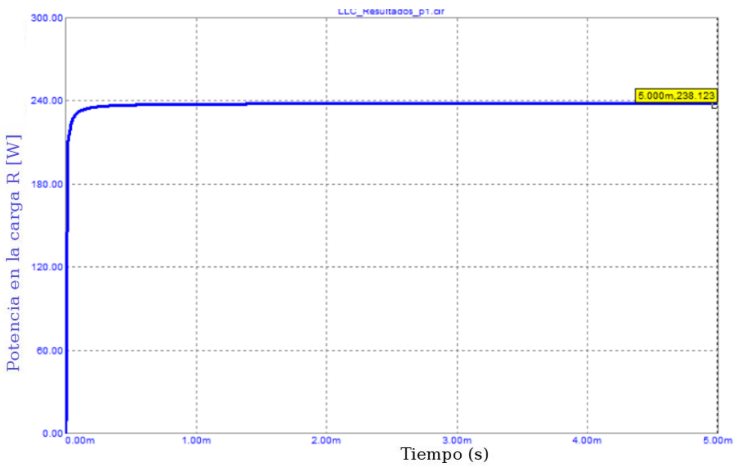


Figura 3.3. Potencia de salida en el convertidor resonante LLC.

En cuanto al voltaje de salida, se obtuvo un valor máximo aproximado de 13.074 V frente al valor esperado de 14.6 V, lo cual corresponde a un error aproximado de 10.45%, como se observa en la Figura 3.4. Aunque estos valores se encuentran por debajo de las especificaciones nominales, la respuesta del circuito se mantuvo estable durante el intervalo de simulación. El rizo de voltaje en estado estacionario fue cercano al 3%, valor inferior al límite de diseño del 5%. Este resultado indica que el capacitor de filtrado seleccionado cumple con la restricción de rizo establecida para la salida.

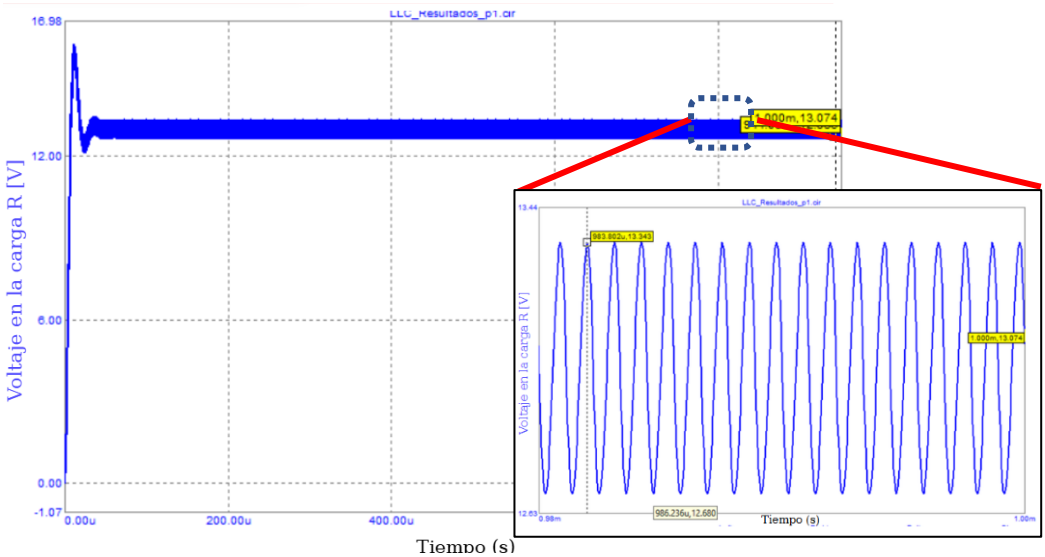


Figura 3.4. Señal de voltaje en la carga.

De forma final se simulo la corriente en el inductor resonante, la cual presentó un comportamiento oscilatorio acorde con la operación del tanque LLC, y la conmutación se observó cercana a las

condiciones deseadas de operación resonante. Se observa en la Figura 3.5 que la corriente presenta un comportamiento oscilatorio asociado al tanque resonante, mientras que la conmutación ocurre de forma compatible con el cruce por cero de la corriente. Se presenta un desfasamiento por efecto de las capacitancias parásitas de los diodos, que, aunque genera una pequeña cantidad de pérdidas, también asegura que el circuito no entre en cortocircuito.

La diferencia entre los valores teóricos y simulados pueden atribuirse a distintos factores, entre los que se encuentran las aproximaciones empleadas en el diseño, la caída de voltaje en los diodos, las capacitancias parásitas, las pérdidas asociadas a los dispositivos de conmutación y el efecto de la carga sobre el punto de operación del tanque resonante.

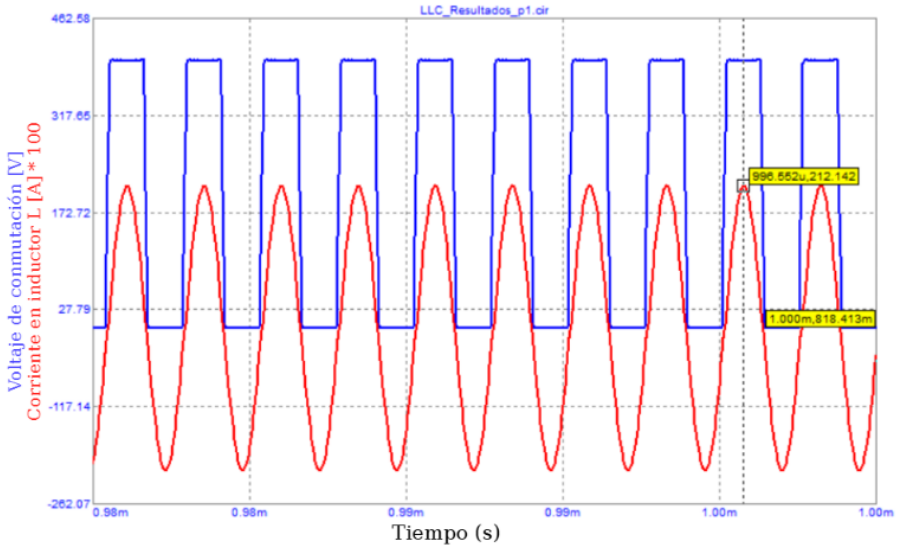


Figura 3.5. Conmutación en resonancia en el convertidor LLC.

Los resultados permiten validar de forma preliminar el funcionamiento del convertidor resonante CD-CD LLC diseñado. Aunque la potencia y el voltaje de salida presentan valores inferiores a los establecidos en las especificaciones, la simulación muestra que el circuito mantiene un comportamiento estable y que el rizo de voltaje se encuentra en el límite establecido. La diferencia entre el diseño teórico y la simulación evidencia la necesidad de considerar las pérdidas en los dispositivos semiconductores, la etapa de rectificación y la sensibilidad del tanque resonante ante la carga.

3.6 Consideraciones finales del diseño

El diseño desarrollado permite establecer una parametrización funcional del convertidor resonante CD-CD LLC para una aplicación de baja potencia. Los resultados de simulación muestran que la topología mantiene una operación estable y que el rizo de voltaje se encuentra dentro del límite especificado. Sin embargo, las diferencias entre el diseño teórico y la simulación muestran la necesidad de considerar pérdidas no ideales y de desarrollar una estrategia de control que permita regular el voltaje de salida.

Con base en lo anterior, el diseño del convertidor proporciona la base eléctrica sobre la cual se desarrollará el modelo matemático del capítulo siguiente. La identificación de los elementos almacenadores de energía, de la etapa de rectificación, del filtro de salida y de la carga equivalente será fundamental para formular el modelo Hamiltoniano controlado por puertos y, posteriormente, diseñar la estrategia de control basada en pasividad.

Capítulo 4

Modelado Hamiltoniano controlado por puertos del convertidor resonante LLC

En este capítulo se desarrolla el modelo matemático del convertidor resonante CD-CD LLC bajo el enfoque de PCHS. A diferencia de una representación linealizada, la formulación empleada parte de las variables que almacenan energía y organiza la dinámica mediante matrices de interconexión, disipación y puertos de potencia. Esta estructura permite conservar la interpretación física del sistema y facilita el análisis de pasividad que servirá como base para el diseño de control del capítulo siguiente (Duindam et al., 2009; Escobar et al., 1999; Mehrmann & Unger, 2023).

El convertidor se modela considerando la etapa inversora, el tanque resonante LLC, el transformador de alta frecuencia, el rectificador y el filtro de salida. Para mantener una formulación directamente relacionada con el diseño del Capítulo 3, se emplean las siguientes hipótesis de modelado:

- El transformador se considera ideal y se incorpora mediante la relación de vueltas $n = N_s / N_p$.
- La etapa rectificadora se describe mediante una función de conmutación que conserva la relación de potencia entre el lado de corriente alterna y el lado de corriente directa.
- Los elementos almacenadores de energía son la inductancia resonante L_s, el capacitor resonante C_s, la inductancia magnetizante L_{mp} y el capacitor de filtrado C_f.

Esto permite obtener un modelo energético útil para análisis y control, sin incorporar en esta etapa efectos parásitos de alta frecuencia, pérdidas de conmutación o fenómenos térmicos. Dichos efectos pueden incluirse posteriormente como términos disipativos o perturbaciones paramétricas.

Las secciones a analizarse en el presente capítulo se seccionan bajo la estructura de la Figura 4.1.

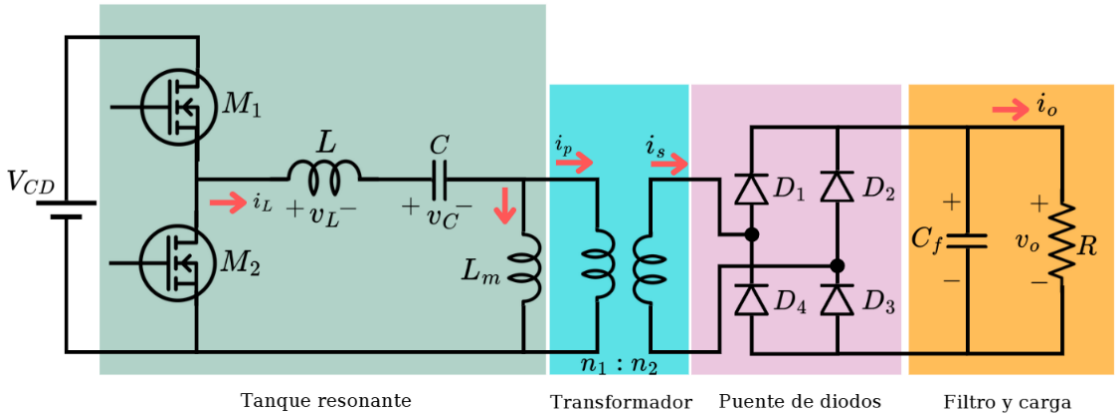


Figura 4.1. Subsistemas del convertidor resonante LLC.

4.1 Variables eléctricas y variables de energía

El tanque LLC se describe a partir de la corriente del inductor resonante i_L, el voltaje del capacitor resonante v_C, la corriente de magnetización i_{Lm} y el voltaje de salida v_o. Para escribir el sistema en forma Hamiltoniana se utilizan enlaces de flujo en los inductores y cargas eléctricas en los capacitores. Por tanto, el vector de estado se define como

$$x = \begin{bmatrix} \lambda_L & q_C & \lambda_{Lm} & q_{C_f} \end{bmatrix}^T \tag{4.1}$$

donde la relación entre las variables de energía y las variables eléctricas queda dada por

$$\begin{aligned} \lambda_L &= L i_L, \\ q_C &= C v_C, \\ \lambda_{Lm} &= L_m i_{L_m}, \\ q_{C_f} &= C_f v_o. \end{aligned} \tag{4.2}$$

La energía total almacenada en el convertidor corresponde a la suma de las energías magnéticas y eléctricas de los elementos almacenadores. La función Hamiltoniana se escribe como

$$H(x) = \frac{1}{2}\frac{\lambda_L^2}{L} + \frac{1}{2}\frac{q_C^2}{C} + \frac{1}{2}\frac{\lambda_{Lm}^2}{L_m} + \frac{1}{2}\frac{q_{C_f}^2}{C_f}. \tag{4.3}$$

El gradiente Hamiltoniano proporciona las variables conjugadas de potencia:

$$\nabla H(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial \lambda_L} \\ \frac{\partial H}{\partial q_C} \\ \frac{\partial H}{\partial \lambda_{Lm}} \\ \frac{\partial H}{\partial q_{Cf}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \\ i_{Lm} \\ v_o \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

4.2 Modelo del sistema resonante

El sistema resonante se puede analizar tomando en cuenta los dos estados de los interruptores, generando las dos topologías que se presentan en la Figura 4.2.

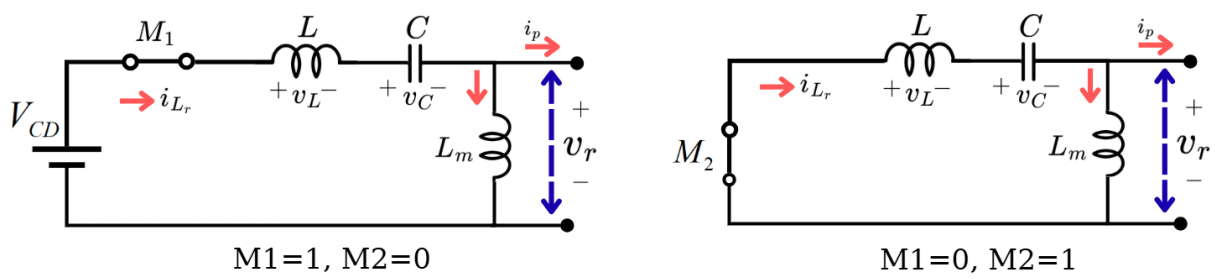


Figura 4.2. Sistema resonante ante los estados de los interruptores.

La etapa inversora convierte el voltaje de entrada V_{CD} en una señal alterna de alta frecuencia aplicada al tanque resonante. Aplicando las leyes de corriente y voltaje de Kirchhoff, así como el análisis a los elementos almacenadores de energía para las combinaciones correspondientes se obtienen las ecuaciones presentes en la Tabla 4.

Tabla 4. Análisis del sistema resonante.

	M1=1, M2=0	M1=0, M2=1
LVK	$v_L + v_C + v_{Lm} = v_{CD}$ $L\frac{di_L}{dt} = v_{CD} - v_r - v_C$	$v_L + v_C + v_{Lm} = 0$ $L\frac{di_L}{dt} = -v_r - v_C$
LCK	$i_p = i_{Lr} - i_{Lm}$	$i_p = i_{Lr} - i_{Lm}$

Elementos almacenadores	$C\frac{dv_C}{dt}=i_{Lr}$ $L_m\frac{di_{L_m}}{dt}=v_r$	$C\frac{dv_C}{dt}=i_{Lr}$ $L_m\frac{di_{L_m}}{dt}=v_r$

En una descripción conmutada ideal, las ecuaciones presentes previamente pueden generar el sistema de ecuaciones

$$\begin{cases} L\dfrac{di_L}{dt}=\alpha_1 v_{CD}-v_r-v_C \\ C\dfrac{dv_C}{dt}=i_{Lr} \\ L_m\dfrac{di_{L_m}}{dt}=v_r \end{cases} \tag{4.5}$$

donde $V_{CD}=\alpha_1=\begin{cases}1 & ,M_1=1,M_2=0\\ 0 & ,M_1=0,M_2=1\end{cases}$.

Al definir el flujo magnético $\lambda_L=Li_L$ y la carga del capacitor $q_C=Cv_C$, las ecuaciones previas se reescriben en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix}\dot{\lambda}_{Lr}\\ \dot{q}_C\\ \dot{\lambda}_{Lm}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_{Lr}/L\\ q_C/C\\ \lambda_{Lm}/L_m\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}v_{CD}\\ 0\\ 0\end{bmatrix}\alpha_1+\begin{bmatrix}-1\\ 0\\ 1\end{bmatrix}v_r \tag{4.6}$$

cuya estructura Hamiltoniana controlada por puertos equivalente es:

$$\dot{x}_r=J_r\nabla H(x_r)+G_{r_i}\alpha_1+G_{r_o}v_r, \tag{4.7}$$

en donde, el subíndice r se asigna por la red resonante, i para los términos de entrada, y o para los términos de salida. Si se considera la estructura $H(x_r)=\frac{1}{2}x_r{}^T Px_r$, donde $x_r=\begin{bmatrix}\lambda_L & q_C & \lambda_{Lm}\end{bmatrix}^T$, se tiene que

$$P_r = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_m \end{bmatrix}. \tag{4.8}$$

Para este sistema se identifican las salidas con la estructura de

$$\begin{aligned} y_{r_i} &= G_{r_i}^T \nabla H(x_r) \\ y_{r_o} &= G_{r_o}^T \nabla H(x_r). \end{aligned} \tag{4.9}$$

4.3 Modelo del filtro y la carga

El segundo sistema Hamiltoniano se compone del capacitor de filtrado C_f en paralelo a la carga R. El modelo matemático que le corresponde a la estructura de la Figura 4.3 toma como base una función Hamiltoniana que depende del único elemento almacenador de energía, y que bajo el análisis de los elementos almacenadores y las leyes de Kirchhoff se establecen bajo las relaciones siguientes:

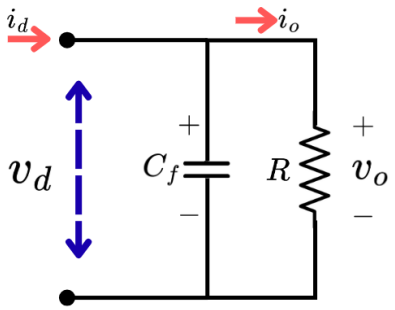


Figura 4.3. Filtro y carga como subsistema Hamiltoniano.

$$\begin{aligned} i_{Cf} &= i_d - i_o \\ C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} &= i_d - i_o \end{aligned} \tag{4.10}$$

$$v_{cf} = v_o = v_d \tag{4.11}$$

Al pasar las expresiones de (4.10) y (4.11) a variables Hamiltonianas, se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{q}_{C_f} &= i_d - i_o \\ \frac{q_{C_f}}{C_f} &= v_o = v_d \end{aligned} \tag{4.12}$$

y para el elemento resistivo se cumple que $i_o = {}^{v_o}\!/_{R}$.

Las ecuaciones previas se reescriben en forma matricial como

$$\left[\dot{q}_{Cf}\right] = [0]\left[\frac{q_{Cf}}{C_f}\right] + [1]i_d + [-1]i_o, \tag{4.13}$$

cuya estructura Hamiltoniana controlada por puertos equivalente es

$$\dot{x}_o = J_o \nabla H(x_o) + G_{o_i} i_d + G_{o_o} i_o, \tag{4.14}$$

donde $x_o = q_{C_f}$ por ser el único elemento almacenador.

Con la correspondiente función Hamiltoniana dada por $H(x_o) = \frac{1}{2} x_o{}^T P_o x_o$, con

$$P_o = \left[\frac{1}{C_f}\right]. \tag{4.15}$$

Para este sistema se identifican las salidas con la estructura de

$$\begin{aligned} y_{o_i} &= G_{o_i}^T \nabla H(x_o) \\ y_{o_o} &= G_{o_o}^T \nabla H(x_o). \end{aligned} \tag{4.16}$$

4.4 Modelo del transformador

Al tratarse de un sistema de interconexión, se siguen las definiciones abordadas en (Wellstead, 1979) para un elemento de dos puertos conservativo de potencia con constitución lineal, que al ser aplicado a la estructura presente en la Figura 4.4 se expresa como

$$\begin{bmatrix} v_r \\ i_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & n^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ i_s \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

donde $n = n_1 / n_2$.

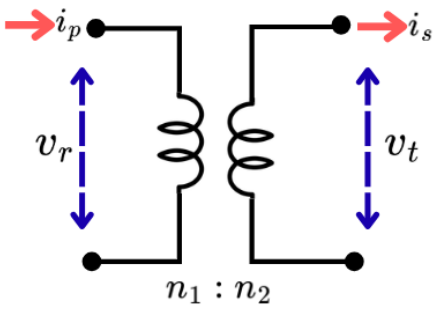


Figura 4.4. Transformador como subsistema de interconexión.

Con esto, se cumple que $P_{primario} = P_{secundario}$ sin almacenamiento ni disipación de energía.

4.5 Modelo del rectificador de diodos

El modelo del rectificador de diodos, con la estructura de la Figura 4.5, se analiza ante dos escenarios:

- Cuando $v_t > 0$, generando conducción en los diodos D_1 y D_3.
- Cuando $v_t < 0$, generando conducción en los diodos D_2 y D_4.

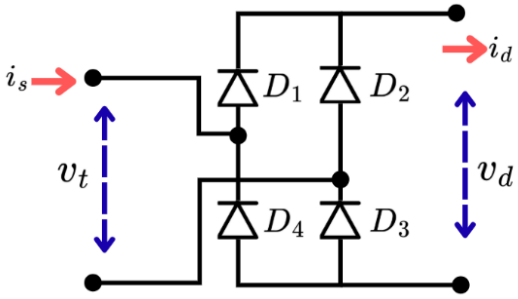


Figura 4.5. Rectificador de diodos como subsistema de interconexión.

Para ambos estados de conducción se presentan las ecuaciones que los definen en la Tabla 5.

Tabla 5. Análisis matemático del puente de diodos.

$v_t > 0,$ $D_1, D_3 = on$	$v_t < 0,$ $D_2, D_4 = on$
$v_d = v_t$ $i_s = i_d$	$v_d = -v_t$ $i_s = -i_d$

Se añade un término α_2 que permite unir las ecuaciones previas, resultando en el sistema:

$$\begin{cases} v_d = \alpha_2 v_t \\ i_s = \alpha_2 i_d \end{cases} \tag{4.18}$$

donde $\alpha_2 = \begin{cases} 1 & , v \geq 0 \\ -1 & , v < 0 \end{cases}$.

Matricialmente queda representado como:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_2 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ i_d \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

4.6 Modelo Hamiltoniano conmutado

El modelo completo del convertidor resonante LLC se obtiene de interconectar las representaciones Hamiltonianas del sistema resonante (4.6), del filtro de salida (4.13), del transformador de alta frecuencia (4.17) y del rectificador de diodos (4.19). Para esto se define el vector de estados como $x = \begin{bmatrix} \lambda_L & q_C & \lambda_{Lm} & q_{C_f} \end{bmatrix}^T$, del cual la función total de almacenamiento de energía se define como

$$H(x) = \frac{1}{2}\frac{\lambda_{Lr}^2}{L} + \frac{1}{2}\frac{q_C^2}{C} + \frac{1}{2}\frac{\lambda_{Lm}^2}{L_m} + \frac{1}{2}\frac{q_{C_f}^2}{C}. \tag{4.20}$$

Al llevarlo a la forma matricial $H(x) = \frac{1}{2} x^T P x$, la matriz P está dada por:

$$P=\begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_f \end{bmatrix}. \tag{4.21}$$

Uniendo las matrices obtenidas de la interconexión del transformador y el rectificador, se obtienen las relaciones

$$i_d = \rho i_p, \quad v_r = \rho v_d \tag{4.22}$$

donde $\rho = \dfrac{n_1}{\alpha_2 n_2}$.

Con esto, y bajo las condiciones mencionadas previamente, donde

$$\begin{aligned} i_p &= i_{Lr} - i_{Lm} \\ v_o &= v_{C_f} = q_{cf}/C_f \end{aligned} \tag{4.23}$$

el modelo Hamiltoniano controlado por puertos completo toma la estructura

$$\dot{x} = J(\alpha_2)\nabla H(x) + G_i(\alpha_1)V_{CD} + G_o i_o, \tag{4.24}$$

cuya sustitución matricial permite obtener el formato siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{Lr} \\ \dot{q}_C \\ \dot{\lambda}_{Lm} \\ \dot{q}_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & -\rho(\alpha_2) \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho(\alpha_2) \\ \rho(\alpha_2) & 0 & -\rho(\alpha_2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{Lr}/L \\ q_C/C \\ \lambda_{Lm}/L_m \\ q_{Cf}/C_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CD} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} i_o, \tag{4.25}$$

siendo $J(\alpha_2)$ la matriz de interconexión del sistema, G_i y G_o definen la forma en que la entrada actúa sobre el sistema a partir de las entradas de control i_o y V_{CD}. Con esto, de forma final las salidas pasivas se representan como

$$\begin{aligned} y_i &= G_i^T \nabla H(x) \\ y_o &= G_o^T \nabla H(x). \end{aligned} \tag{4.26}$$

Este resultado permite observar que el convertidor puede describirse como una interconexión de elementos almacenadores, disipativos y de acoplamiento energético. Además, la estructura Hamiltoniana permite verificar que la matriz de interconexión conserva energía, y destaca la naturaleza no lineal del sistema. Esta representación facilita la identificación de los elementos que almacenan energía, las interconexiones entre subsistemas y los elementos disipativos asociados a la carga y a las pérdidas del sistema.

4.7 Consideraciones finales del modelo

El modelo desarrollado describe el convertidor resonante CD-CD LLC como un sistema Hamiltoniano controlado por puertos de cuarto orden, cuyas variables de estado corresponden a los enlaces de flujo y cargas de los elementos almacenadores de energía. La matriz de interconexión captura el intercambio ideal de energía entre el tanque resonante, la rama magnetizante y el filtro de salida, mientras que la matriz de disipación representa las pérdidas en el tanque y la potencia entregada a la carga.

El balance de potencia obtenido confirma que el sistema es pasivo desde el puerto definido por la tensión aplicada por el inversor y la corriente del tanque resonante. Esto se debe a que la función Hamiltoniana $H(x)$, definida como la suma de energías almacenadas en los inductores y capacitores del convertidor, cumple con la condición $H(x) > 0$, ya que representa una energía física no negativa. Al derivar esta función respecto al tiempo, se obtiene que la variación de la energía almacenada está limitada por la potencia suministrada al sistema, a través del puerto de entrada.

De acuerdo con la condición de pasividad, $\dot{H}(x) \leq u^T y$, donde u representa la entrada del sistema, asociada al voltaje genero por el inversor, y y corresponde a la salida pasiva, asociada a la corriente del tanque resonante, entonces el término $u^T y$ representa la potencia suministrada al convertidor. Por lo tanto, si la variación de la energía almacenada no excede la potencia entregada por la fuente, el sistema no genera energía por sí mismo y cumple con la propiedad de pasividad.

Además, los términos disipativos asociados a la carga y a las pérdidas del circuito contribuyen a reducir la energía almacenada, mientras que las interconexiones internas del modelo Hamiltoniano redistribuyen la energía entre los elementos del convertidor. Por esta razón, el modelo conserva una interpretación física consistente con la desigualdad de disipación, lo que permite justificar que el convertidor presenta un comportamiento pasivo bajo el puerto de entrada seleccionado.

La salida de interés para la aplicación de carga de baterías queda definida como el voltaje del capacitor de salida. Por esta razón, el modelo proporciona una base adecuada para formular una estrategia de control que modifique la frecuencia de conmutación y regule la energía transferida hacia la carga.

En el capítulo siguiente se utilizará esta estructura para plantear el diseño del controlador. En particular, la función Hamiltoniana, el error energético de salida y la relación entre la frecuencia de conmutación y la potencia transferida serán los elementos principales para desarrollar una ley de control orientada a la regulación del voltaje de salida.

4.8 Validación del modelo Hamiltoniano controlado por puertos

A partir del modelo Hamiltoniano obtenido previamente para el convertidor resonante LLC se implementó el sistema dinámico mediante la solución numérica de las ecuaciones diferenciales asociadas a las variables Hamiltonianas del sistema. La validación se realizó considerando los parámetros eléctricos empleados en la etapa del diseño y simulación del convertidor, con el propósito de comparar la respuesta obtenida por el modelo matemático frente a los resultados obtenido en Spice.

La implementación en Matlab permitió obtener la evolución de las variables principales del convertidor, incluyendo el voltaje de entrada al tanque resonante, las corrientes i_L, i_{Lm} e i_p, el voltaje del capacitor resonante, las corrientes del rectificador y el voltaje de salida.

De forma principal se detalla en la Figura 4.6 la comparación de voltaje de salida obtenido mediante Spice y el modelo Hamiltoniano. Se observa que ambas señales presentan un comportamiento transitorio al inicio de la simulación y posteriormente alcanzan un régimen permanente que indica que el modelo propuesto conserva la característica dinámica principal del convertidor.

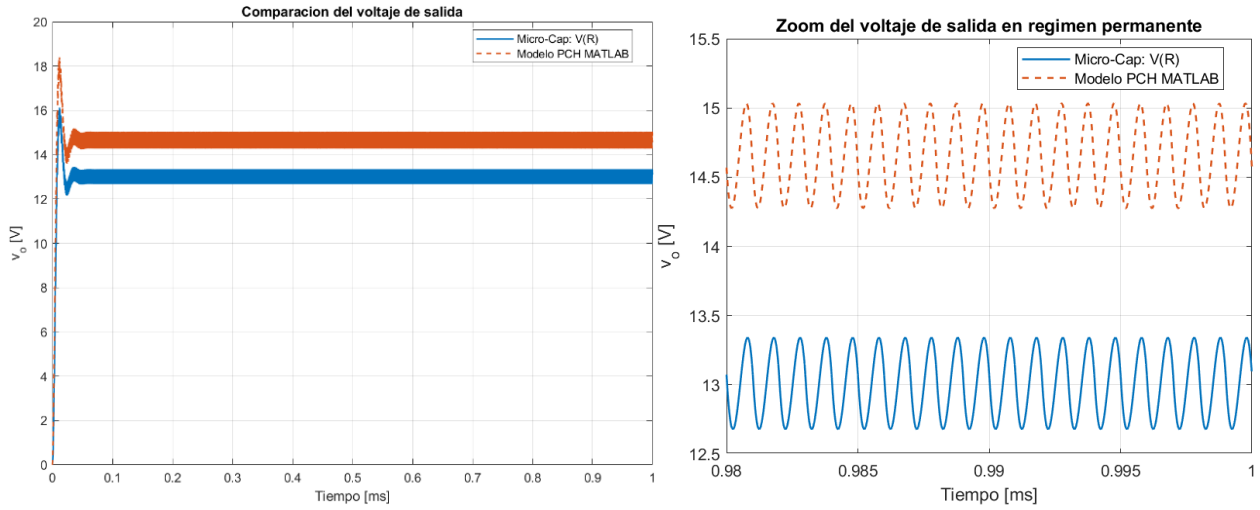


Figura 4.6. Comparación del voltaje de salida del convertidor.

Existe un diferencia en el valor medio de la tensión de salida, ya que los valores en Spice alcanzan una estabilidad alrededor de 13.074 V, mientras que el modelo Hamiltoniano, al no contemplar pérdidas, alcanza el valor del diseño del convertidor de 14.6 V. Esto se atribuye principalmente a que Spice considera con mayor detalle el comportamiento eléctrico del circuito, incluyendo pérdidas asociadas a los dispositivos semiconductores, caídas de tensión en diodos, resistencias parásitas y efectos de la conmutación; mientras que, el modelo Hamiltoniano emplea la representación energética del sistema, por lo que tiende a estimar una conversión de energía más eficiente.

De forma similar, el comportamiento de la corriente de salida se presenta como se muestra en la Figura 4.7, en donde el comportamiento tanto del transitorio como del estado estable son similares,

difiriendo en la amplitud que alcanzan, ya que, el modelo Hamiltoniano toma el valor de 20.54 A, mientras que Spice alcanza 18.4 A.

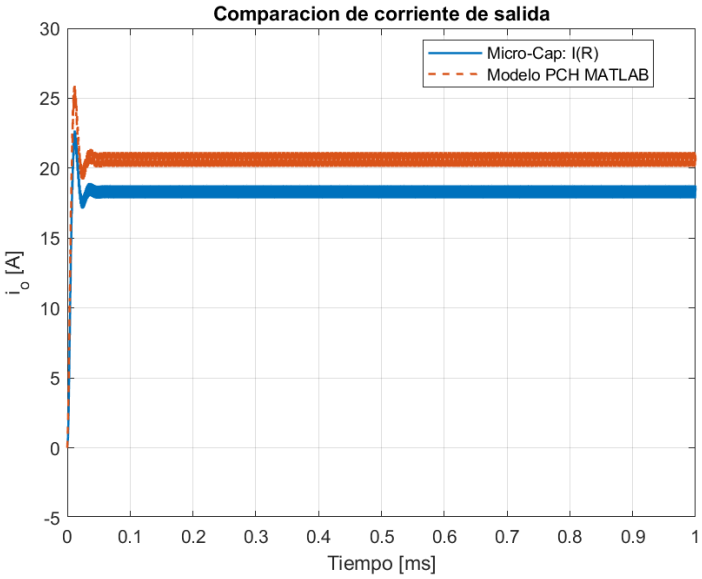


Figura 4.7. Comparación de señales de corriente en la carga.

Otro aspecto importante a evaluar es la corriente presente en el tanque resonante i_L. En la Figura 4.8 se observa que ambas señales presentan una forma oscilatoria de alta frecuencia, centrada alrededor de cero, lo cual es consistente con el comportamiento esperado del tanque resonante.

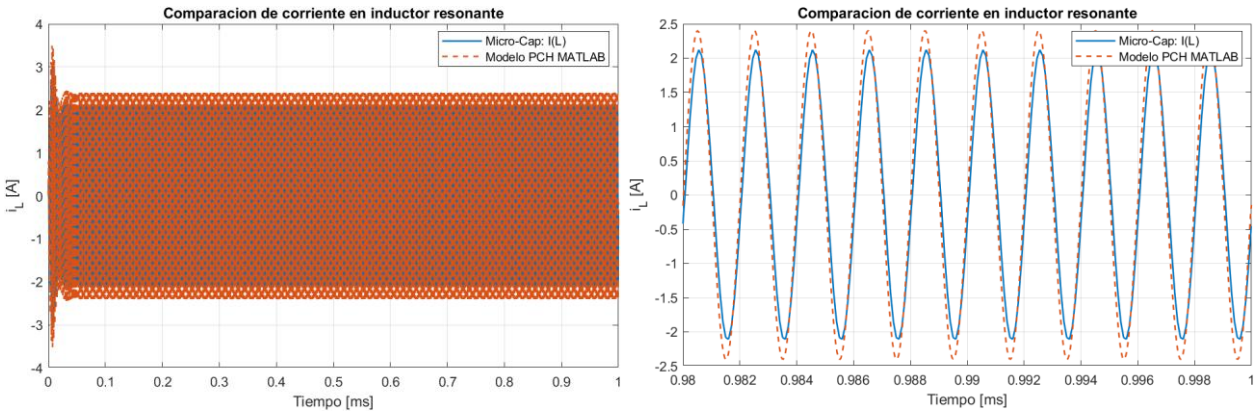


Figura 4.8. Comparación de señales de corriente en el tanque resonante.

En la señal del modelo Hamiltoniano se observa una transitorio de mayor amplitud, debido a que en un sistema de lazo abierto es cuando los elementos almacenadores de energía comienzan a cargarse y descargarse hasta alcanzar la condición periódica de operación. En general, esta comparación valida que el modelo Hamiltoniano reproduce de manera adecuada la oscilación del

inductor resonante, siendo uno de los aspectos más importantes en el comportamiento resonante del convertidor.

Por último, se compara el comportamiento de conmutación suave que involucra el voltaje de conmutación junto con la corriente del inductor. En la Figura 4.9 se presenta este comportamiento, en donde la diferencia más notable es la diferencia en amplitud de la corriente, que ya se abordó previamente. Por lo tanto, esta comparación permite verificar que el modelo Hamiltoniano aborda correctamente la interacción entre cada uno de los bloques que comprenden al convertidor resonante, y aunque existe diferencia de amplitud, la forma de onda, frecuencia y sincronización de la corriente son consistentes con el comportamiento obtenido en el simulador de Spice.

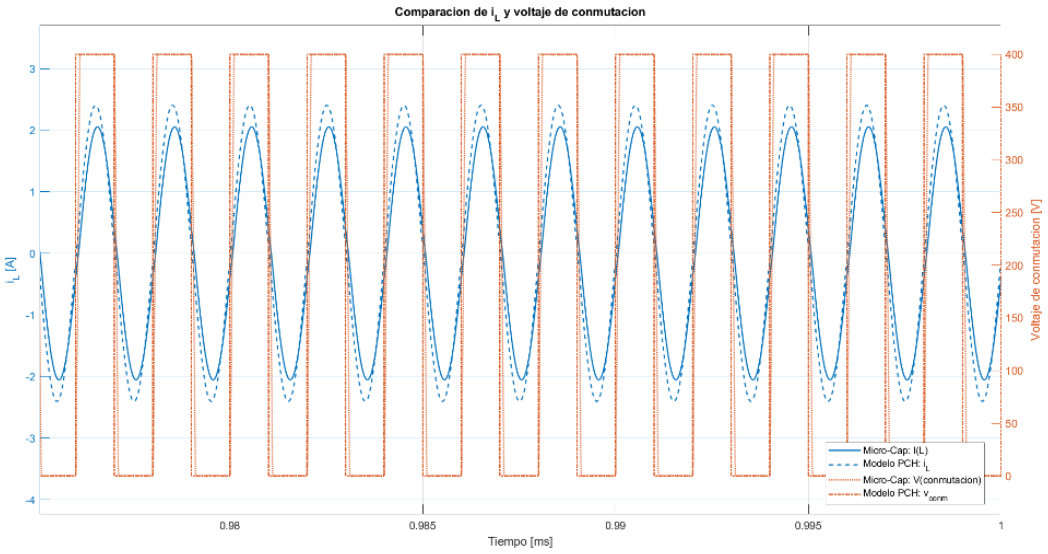


Figura 4.9. Comparación de señales de voltaje de conmutación y corriente en el tanque resonante.

A partir de la comparación se observa que el modelo Hamiltoniano simulado en Matlab alcanza valores más cercanos a las especificaciones de diseño, mientras que la simulación en Spice presentan una reducción en las señales de voltaje y potencia a la salida. Esta diferencia se atribuye a que el modelo implementado corresponde a una representación idealizada del sistema, donde se conserva la estructura energética principal del convertidor, pero no se incorporan completamente las pérdidas por dispositivos semiconductores, capacitancias parásitas, resistencias internas, efectos no ideales del transformador ni caídas dinámicas en la etapa de rectificación.

Con las pruebas realizadas se destaca que, la simulación en Spice incluye un comportamiento más cercano al circuito electrónico, por lo que refleja las pérdidas y efectos no ideales que impactan en

la reducción del voltaje y la potencia entregada a la carga. Debido a esto, la diferencia entre ambos resultados permite distinguir entre una representación matemática energética ideal y una simulación con mayor detalle físico.

Capítulo 5

Controlador

Los convertidores resonantes CD-CD LLC constituyen una alternativa ampliamente utilizada en sistemas de energía que requieren alta eficiencia, aislamiento galvánico y reducción de pérdidas por conmutación. Su principio de operación se basa en el intercambio periódico de energía entre la inductancia resonante, la capacitancia resonante y la inductancia de magnetización. Esta interacción permite obtener formas de onda cuasi-senoidales de voltaje y corriente, así como condiciones de conmutación suave, como ZCS y ZVS. Debido a estas características, la topología LLC resulta importante para aplicaciones de carga de baterías, donde se requiere adaptar un bus de corriente directa de alta tensión a un nivel de voltaje adecuado para la carga, manteniendo estabilidad, bajo rizo y buena densidad de potencia (Park & Jung, 2016; Salem et al., 2018).

Sin embargo, la naturaleza resonante que favorece la eficiencia, también introduce retos importantes en el modelado y control del convertidor. Considerando la topología LLC, la ganancia del tanque resonante depende de la frecuencia de conmutación, los parámetros del tanque, la relación de transformación, la etapa de rectificación, y las condiciones de carga. Por ello, aunque los modelos linealizados, las aproximaciones basadas en el armónico fundamental y los modelos promediados son útiles para el diseño preliminar, pueden no describir de forma explícita la distribución de energía entre cada una de las etapas. Esta limitación resulta relevante cuando se busca diseñar una estrategia de control que conserve la interpretación física del flujo de potencia y relacione directamente las propiedades de pasividad del sistema.

En el Capítulo 4 se formuló el convertidor resonante CD-CD LLC como un sistema Hamiltoniano controlado por puertos, utilizando variables de energía asociadas a los enlaces de flujo magnético en los inductores, y a las cargas eléctricas en los capacitores. Esta representación permitió organizar

la dinámica del convertidor mediante elementos almacenadores, interconexiones y puertos de potencia, sin modificar la estructura física del sistema. Además, la validación frente a simulaciones en Spice mostró que el modelo reproduce la dinámica principal del convertidor, mientras que las diferencias observadas en amplitud se asocian con pérdidas y aspectos no ideales que no se incluyen en la representación energética inicial.

Desde el punto de vista del control, la literatura reporta diversas estrategias aplicadas a convertidores LLC, como son, controladores PI modificados, controladores de doble lazo, técnicas de rechazo activo a perturbaciones, control por eventos, modos deslizantes y métodos basados en trayectoria óptima. Aunque estas técnicas pueden mejorar la regulación de voltaje de salida y el rechazo a perturbaciones, muchas de ellas se formulan a partir de modelos reducidos o linealizados. En contraste, los enfoques basados en energía permiten diseñar leyes de control relacionadas con el intercambio de potencia del sistema, lo cual resulta conveniente para regular el voltaje de salida sin perder la relación entre la acción de control, la energía almacenada en el tanque resonante y la potencia entregada a la carga.

Con base en los anterior, en este capítulo se presenta la estrategia de control desarrollada para la regulación de voltaje de salida del convertidor resonante CD-CD LLC. La propuesta parte del modelo Hamiltoniano controlado por puertos obtenido en el Capítulo 4, donde el objetivo del controlador es llevar el voltaje de salida al valor de referencia ante variaciones de carga, teniendo como variable manipulada la frecuencia de conmutación del inversor, manteniéndola en una región de operación compatible con la conmutación suave del convertidor. Esta selección es consistente con la operación propia de los convertidores LLC, en los cuales la transferencia de energía hacia la carga se modifica mediante el desplazamiento de la frecuencia de operación respecto a la frecuencia resonante del tanque (Park & Jung, 2016; Salem et al., 2018).

Finalmente se presenta la formulación del controlador, la definición de la señal de error utilizada, la incorporación de la acción proporcional-integral y las condiciones consideradas para su implementación en simulación. Posteriormente, se evalúa el desempeño del controlador mediante pruebas ante cambios de carga, analizando la regulación de voltaje de salida y la variación de la frecuencia de conmutación.

5.1 Modelo matemático

Para el diseño de la estrategia de control se retoma el modelo Hamiltoniano controlado por puertos desarrollado en el Capítulo 4. Dicho modelo permite representar el convertidor resonante CD-CD LLC a partir de sus variables de energía, de manera que la dinámica del sistema queda asociada al almacenamiento, intercambio y disipación de energía entre el tanque resonante, el transformador, el rectificador y el filtro de salida.

El modelo se expresa en términos de los enlaces de flujo magnético en los inductores, y las cargas eléctricas en los capacitores. Por lo tanto, el vector de estados se define como

$$x = \begin{bmatrix} \lambda_L & q_C & \lambda_{Lm} & q_{C_f} \end{bmatrix}^T \tag{5.1}$$

donde, λ_L corresponde al flujo magnético en el inductor resonante, q_C a la carga eléctrica en el capacitor resonante, λ_{Lm} al flujo magnético en el inductor de magnetización, y q_{Cf} a la carga eléctrica en el capacitor de salida.

A partir de estas variables, la energía total almacenada en el convertidor se representa mediante la función Hamiltoniana

$$H(x) = \frac{1}{2}\frac{\lambda_{Lr}^2}{L} + \frac{1}{2}\frac{q_C^2}{C} + \frac{1}{2}\frac{\lambda_{Lm}^2}{L_m} + \frac{1}{2}\frac{q_{C_f}^2}{C}, \tag{5.2}$$

cuyo gradiente proporciona las variables conjugadas de potencia del sistema, es decir,

$$\nabla H(x) = \begin{bmatrix} \frac{\lambda_L}{L} & \frac{q_C}{C} & \frac{\lambda_{Lm}}{L_m} & \frac{q_{Cf}}{C_f} \end{bmatrix}^T \tag{5.3}$$

Con base en la interconexión de todos los subsistemas del convertidor, se retoma el modelo presentado en (4.25), que contiene el modelo Hamiltoniano controlado por puertos conmutado

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{Lr} \\ \dot{q}_C \\ \dot{\lambda}_{Lm} \\ \dot{q}_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & -\rho(\alpha_2) \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho(\alpha_2) \\ \rho(\alpha_2) & 0 & -\rho(\alpha_2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\lambda_L}{L} \\ \frac{q_C}{C} \\ \frac{\lambda_{Lm}}{L_m} \\ \frac{q_{Cf}}{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CD} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} i_o, \qquad (5.4)$$

siendo $J(\alpha_2)$ la matriz de interconexión del sistema, V_{CD} es el voltaje de alimentación, i_o es la corriente demandada por la carga, y las matrices G_i y G_o definen la forma en que la entrada actúa sobre el sistema.

5.2 Definición del problema de control

El objetivo de control consiste en regular el voltaje de salida del convertidor resonante CD-CD LLC ante variaciones en la carga. La variable regulada corresponde al voltaje en el capacitor de salida, el cual es equivalente al voltaje entregado a la carga, es decir,

$$v_{Cf} = v_o = \frac{q_{Cf}}{C_f}, \qquad (5.5)$$

siendo que, para el diseño del convertidor propuesto, la referencia de voltaje v_o^* se establece como

$$v_o^* = v_R = 14.6V. \qquad (5.6)$$

correspondiente al voltaje máximo de carga considerado para el banco de baterías $LiFePO_4$.

A partir de esta referencia, el error de regulación de voltaje se define como

$$e_v = v_o - v_o^* \qquad (5.7)$$

donde e_v representa el error de regulación, v_o es voltaje de salida del convertidor y v_o^* el voltaje de referencia. De esta manera, el propósito del controlador es hacer que el error e_v tienda a cero,

garantizando de esta forma que el voltaje de salida permanezca cercano al valor deseado durante la operación del sistema.

En términos energéticos, este error representa una diferencia entre la energía almacenada en el capacitor de salida y la energía deseada para la condición de carga. La función de energía asociada al error se conserva como

$$H_e = \frac{1}{2} C_f e_v^2. \tag{5.8}$$

El problema consiste en seleccionar la frecuencia de conmutación f_s, de manera que,

$$\lim_{t \to \infty} e_v(t) = 0, \tag{5.9}$$

considerando las restricciones de operación del tanque resonante y evitando que el convertidor salga de la región de conmutación suave.

Se define una trayectoria deseada del sistema, denotada como x^*, la cual representa una condición de operación admisible del sistema cuando el voltaje de salida alcanza el valor de referencia. En particular, la componente asociada al capacitor de salida debe satisfacer que la carga deseada del capacitor sea igual al producto entre la capacitancia de salida y el voltaje de referencia. Esto quiere decir que, si el voltaje de salida deseado es v_o^*, entonces la carga deseada en el capacitor de salida queda determinada como

$$q_{Cf}{}^* = C_f v_o{}^*, \tag{5.10}$$

donde $q_{Cf}{}^*$ corresponde al valor de carga deseado.

El vector de estados se define como

$$x^* = \begin{bmatrix} \lambda_L^* & q_C^* & \lambda_{Lm}^* & q_{Cf}^* \end{bmatrix}^T, \tag{5.11}$$

sin embargo, debido a la naturaleza resonante del convertidor, las variables asociadas al tanque resonante pueden presentar un comportamiento oscilatorio alrededor del punto de operación, es

decir, no convergen necesariamente a valores constantes, sino que presentan un comportamiento periódico alrededor del punto de operación. Por esta razón, x^* debe entenderse como una trayectoria o condición de operación deseada, no como un equilibrio constante para todos los estados.

A partir de esta referencia, se define el error de estado como

$$\tilde{x} = x - x^* \tag{5.12}$$

A partir del error de estado se introduce la salida pasiva,

$$y = G^T P \tilde{x} \tag{5.13}$$

donde P es la matriz asociada a los elementos almacenadores de energía, definida como

$$P = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_f \end{bmatrix}. \tag{5.14}$$

y G representa la dirección de la actuación de la entrada de control, que, para términos de aplicación a controladores, se utiliza la matriz de puerto asociada a la entrada del inversor,

$$G = G_i(\alpha_1) = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5.15}$$

donde α_1 representa la función de conmutación asociada a la señal aplicada por el inversor al tanque resonante. Debido a que el control se realiza mediante la modificación de la frecuencia de conmutación, la acción de control no cambia directamente la estructura de G, sino la evolución temporal de $\alpha_1(t)$ mediante la frecuencia f_s.

Esta salida concentra la información energética necesaria para el diseño del controlador, ya que relaciona el error del sistema con la dirección de actuación de la entrada de control. En este sentido, y no se interpreta como un error clásico de voltaje, sino como una señal de error compatible con la estructura pasiva del modelo Hamiltoniano (Rodríguez-Benítez et al., 2024; Sanchez-Contreras et al., 2024; Sánchez-Contreras et al., 2025).

5.3 Diseño del controlador

Con base en la definición del problema de control, se propone un controlador proporcional-integral basado en pasividad para regular el voltaje de salida del convertidor resonante CD-CD LLC. La estrategia de control se construye a partir del modelo Hamiltoniano controlado por puertos, de manera que la acción de control conserve una interpretación energética del sistema. Para esto se propone un controlador PI con la estructura:

$$\begin{aligned} f_s &= f_s^* - K_P y + K_I \zeta \\ \dot{\zeta} &= -y \end{aligned} \tag{5.16}$$

donde $K_p > 0$ y $K_I > 0$ son las ganancias proporcional e integral, respectivamente. La señal f_s^* representa la frecuencia nominal asociada al punto de operación deseado, mientras que ζ es el estado integral del controlador.

La estructura general del lazo de control propuesto se muestra en la Figura 5.1, en donde, la referencia de voltaje se emplea para generar la trayectoria deseada del sistema y la frecuencia nominal asociada al punto de operación. A partir de la trayectoria deseada y del vector de estados medido o estimado, se calcula el error Hamiltoniano. Posteriormente, este error se utiliza para obtener la salida pasiva, la cual alimenta al controlador PI pasivo.

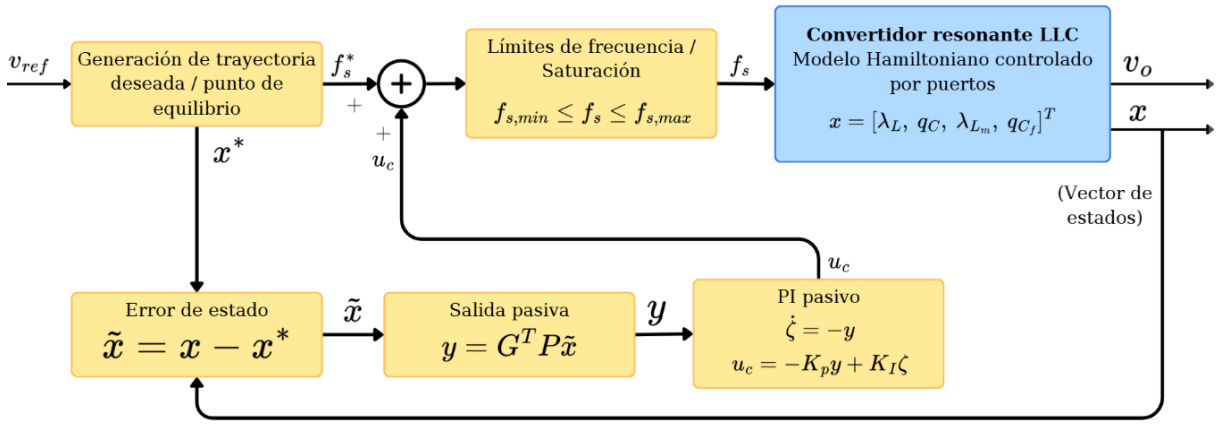


Figura 5.1. Estructura del lazo de control PI basado en pasividad para el convertidor resonante LLC.

El controlador genera una señal de corrección que se suma a la frecuencia nominal. La frecuencia resultante pasa por un bloque de saturación, cuya función es asegurar que la frecuencia de conmutación aplicada al convertidor permanezca dentro de los límites permitidos en el diseño. De esta manera, la frecuencia de conmutación se ajusta de acuerdo con el comportamiento energético del sistema, permitiendo regular el voltaje de salida ante cambios en la carga o variaciones en el punto de operación.

La acción proporcional $-K_p$ introduce amortiguamiento sobre la dinámica del error, mientras que la acción integral $K_I\zeta$ permite compensar desviaciones existentes provocadas por perturbaciones de carga o variaciones paramétricas. La entrada eléctrica del tanque resonante se aproxima mediante la componente fundamental, en donde se considera la relación

$$\omega_s = 2\pi f_s. \tag{5.17}$$

Por lo tanto, el control no actúa directamente sobre la amplitud de la fundamental V_1, sino sobre la velocidad angular de la señal aplicada al tanque. La frecuencia de conmutación se expresa como

$$f_s(t) = f_s^* + \Delta f(t), \tag{5.18}$$

donde $f_s^* = 500$ kHz es la frecuencia nominal de diseño, y $\Delta f(t)$ es la acción de control.

Para evitar que la acción de control desplace al convertidor fuera de una región de operación físicamente realizable, la frecuencia se limita mediante una saturación

$$f_{s_\min} \leq f_s \leq f_{s_\max} \tag{5.19}$$

donde $f_{s_\min}$ y $f_{s_\max}$ se eligen de acuerdo con el intervalo de operación seguro del convertidor, y que para la aplicación seleccionada se selecciona como $\pm 10\%$ de f_s. Esta restricción es necesaria porque un desplazamiento excesivo de la frecuencia puede reducir la ganancia del tanque fuera del rango permitido, y afectar las condiciones de conmutación suave.

En la implementación numérica realizada en Matlab, se utilizaron las ganancias $K_P = 3000$ y $K_I = 1.5e^6$, con una condición inicial al estado integral de $\zeta(0) = 0$. Estos valores fueron obtenidos mediante un proceso de sintonización por simulación, en donde, inicialmente se ajustó la acción proporcional para obtener una respuesta suficientemente rápida sin producir oscilaciones excesivas en el voltaje de salida ni cambios abruptos en la frecuencia de conmutación. Posteriormente se incorporó la acción integral para reducir el error en estado estacionario y mejorar el rechazo ante perturbaciones en la carga y la incorporación del modelo de la batería.

Así mismo, las variables del tanque resonante se consideran inicialmente descargadas, por lo que los enlaces de flujo y la carga del capacitor resonante se definen como

$$\begin{aligned} \lambda_L(0) &= 0, \\ q_C(0) &= 0, \\ \lambda_{Lm}(0) &= 0. \end{aligned} \tag{5.20}$$

El funcionamiento considera que el controlador genera la frecuencia de conmutación final mediante la suma de la frecuencia nominal y la corrección calculada por la ley PI. Posteriormente, esta frecuencia se aplica al bloque generador de la señal de conmutación del inversor, así cuando el voltaje de salida se encuentra por debajo de la referencia, el controlador modifica la frecuencia para incrementar la energía transferida hacia la salida. Por el contrario, cuando el voltaje de salida supera la referencia, la frecuencia se ajusta para disminuir la transferencia de energía hacia la carga.

5.4 Pruebas de validación

Para validar el funcionamiento del controlador PI pasivo propuesto, se realizaron simulaciones considerando variaciones en la carga del convertidor. El objetivo de estas pruebas es observar la capacidad del controlador para regular el voltaje de salida ante cambios en las condiciones de operación, así como verificar que las señales principales del sistema permanezcan acotadas y sin oscilaciones crecientes.

La validación se planteó comparando el comportamiento del convertidor en lazo abierto y en lazo cerrado. En lazo abierto, la salida depende directamente de la condición de operación del convertidor y de la carga conectada, por lo que una perturbación puede producir desviaciones respecto al valor deseado. En cambio, al incorporar el controlador PI pasivo, la señal de control actúa para compensar dichas variaciones y conducir nuevamente al sistema hacia el punto de operación definido por la referencia.

5.4.1 Pruebas ante variación de carga

Las pruebas siguientes analizan la robustez del controlador ante cambios en la carga equivalente. La carga se representa mediante una variación escalón alrededor del valor nominal,

$$R(t) = \begin{cases} R_0, t < t_c \\ R_1, t \geq t_c \end{cases} \tag{5.21}$$

donde $R_0 = 0.7105\Omega$ y R_1 representa una condición de mayor o menor demanda de corriente. El objetivo es verificar que, después de los cambios de carga, el controlador ajuste f_s para restablecer el voltaje de salida. En términos de energía, una disminución de R incrementa la potencia extraída del capacitor de salida, mientras que un aumento de R reduce la demanda de potencia; en ambos casos, la frecuencia debe modificarse para recuperar el balance entre potencia de entrada y potencia entregada a la carga.

En la Figura 5.2 se muestra el perfil de carga aplicado durante la validación del controlador. Inicialmente, el convertidor opera con una resistencia de carga de 0.7105 Ω, correspondiente a la condición nominal. Posteriormente, en t≈0.7 ms, la resistencia aumenta 1.5 veces su valor nominal

a 1.0658 Ω, lo que representa una disminución en la demanda de corriente y potencia por parte de la carga. Finalmente, en t≈1.5 ms, la resistencia disminuye a 0.75 su valor a 0.5329 Ω, generando una condición de carga más exigente para el convertidor.

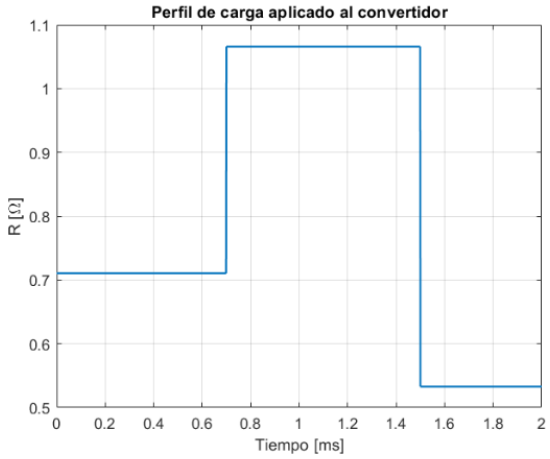


Figura 5.2. Cambios en la carga del controlador.

Los resultados obtenidos en la Figura 5.3 muestran que el controlador cumple con el objetivo de regulación, ya que el voltaje de salida se mantiene cercano a la referencia aún ante cambios en la carga.

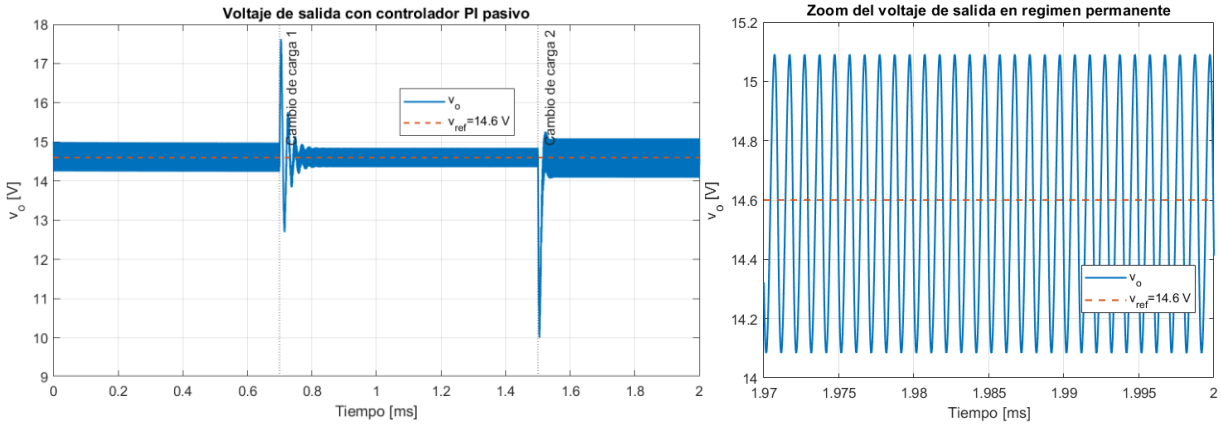


Figura 5.3. Voltaje de salida del convertidor resonante con PI pasivo.

De igual forma, bajo el perfil de carga presentado, la potencia modifica su comportamiento siguiendo las reglas establecidas en variaciones de la carga, como se observa en la Figura 5.4. Con el fin de lograr la regulación de voltaje, la potencia se ve modificada para lograr el objetivo de control.

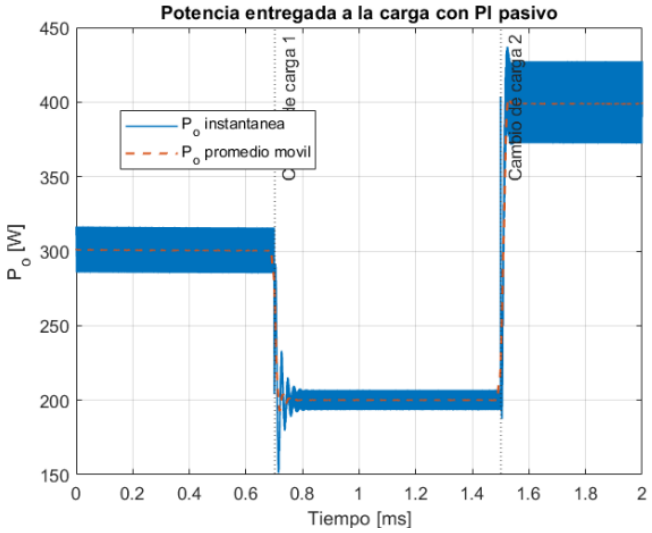


Figura 5.4. Potencia entregada en la carga ante cambios de valor.

De forma específica, en la Figura 5.5 se muestra la evolución de la frecuencia de conmutación generada por el controlador PI basado en pasividad. Se observa que, cuando la carga disminuye, el controlador incrementa la frecuencia de conmutación para reducir la ganancia efectiva del tanque resonante y evitar el aumento de voltaje de salida. Por el contrario, cuando la carga aumenta, la frecuencia de conmutación se reduce para aumentar la transferencia de energía. Esto confirma que el controlador modifica la frecuencia de conmutación para regular el voltaje mediante la modificación de la frecuencia de excitación del tanque resonante, preservando la operación de la región resonante.

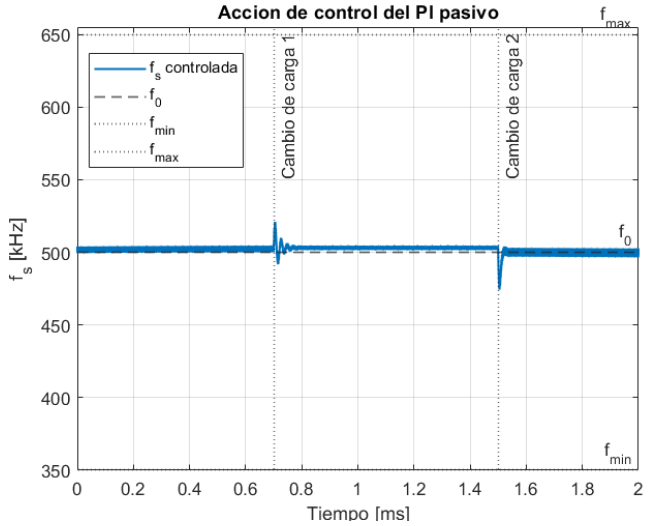


Figura 5.5. Acción de control y frecuencia de conmutación en el convertidor ante cambios en la carga.

La frecuencia de conmutación permanece dentro de los límites establecidos y se desplaza por debajo de la frecuencia nominal de 500 kHz. Esto indica que el controlador PI pasivo genera una corrección negativa respecto a la frecuencia de referencia, con el objetivo de compensar el error de voltaje y mantener la salida cercana al valor deseado. En los instantes donde se presentan los cambios de carga, la frecuencia muestra variaciones transitorias asociadas a la acción correctiva del controlador, después de las cuales alcanza nuevamente un comportamiento acotado.

La Figura 5.6 muestra la señal de conmutación aplicada al tanque resonante y la corriente resonante durante las tres condiciones de carga diferentes. Se observa que la señal de conmutación conserva su naturaleza característica del convertidor LLC, mientras que la corriente del tanque presenta una forma aproximadamente senoidal producto del intercambio de energía entre los elementos resonantes.

Asimismo, se aprecia que la amplitud de la corriente resonante varía en función de la carga conectada. En la condición de carga ligera (R=0.5329 Ω) la corriente disminuye debido a una menor demanda de potencia, mientras que en la condición de carga pesada (R=1.0658 Ω) la amplitud de la corriente aumenta para suministrar la energía requerida por la carga. Este comportamiento es consistente con la operación esperada del convertidor resonante LLC y confirma que el controlador ajusta la transferencia de potencia manteniendo la regulación del voltaje de salida.

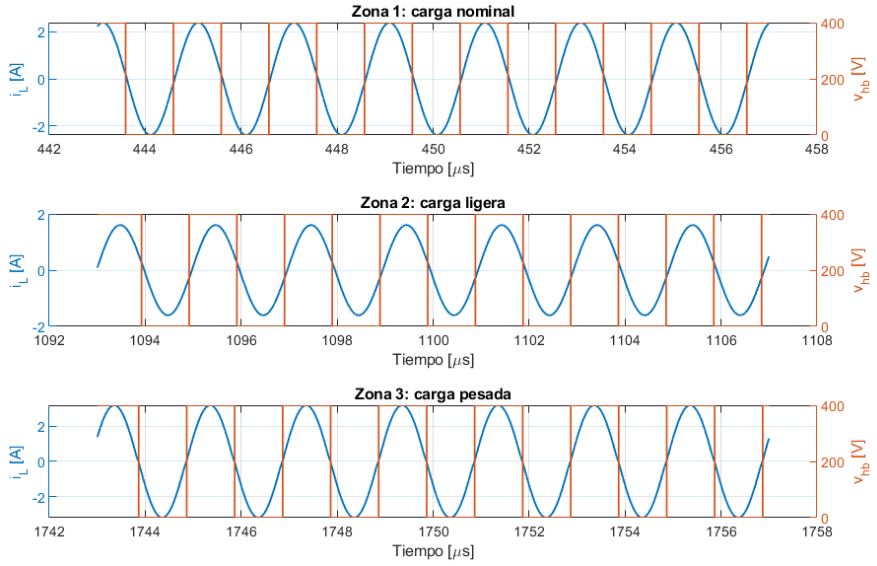


Figura 5.6. Conmutación y corriente en el tanque resonante ante distintas cargas.

El desplazamiento temporal entre las señales es consecuencia directa de los ajustes realizados sobre la frecuencia de excitación del tanque resonante para compensar las variaciones de carga. Aunque los cambios de frecuencia son relativamente pequeños respecto a la frecuencia nominal de operación, el efecto acumulado produce un desfase observable entre las distintas zonas de funcionamiento. Esto confirma que la acción de control se realiza mediante la modificación dinámica de la frecuencia de conmutación, mecanismo característico de la regulación en convertidores resonantes LLC.

5.4.2 Pruebas del convertidor con modelo de batería como carga

Para complementar la validación del controlador, se sustituyó la carga resistiva empleada en las pruebas anteriores por un modelo simple de batería, presente en la Figura 5. 7.

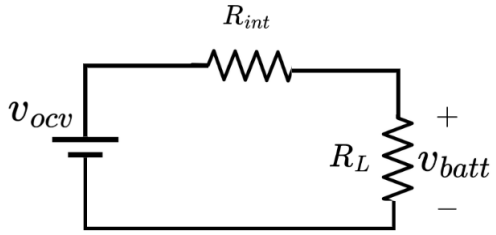


Figura 5. 7. Modelo lineal de la batería.

Este modelo considera una fuente de voltaje de circuito abierto V_{OCV} conectada en serie con una resistencia interna R_{int} de manera que la corriente absorbida por la batería depende de la diferencia entre el voltaje de salida del convertidor y el voltaje interno de la batería. Para el proceso de carga se considera que la corriente positiva entra a la batería, por lo que la corriente de carga se calcula como

$$I_{batt} = (V_{OUT} - V_{OCV}) / R_{\text{int}} \tag{5.22}$$

Retomando los valores de la Tabla 2 las pruebas se realizan contemplando un valor $V_{OCV} = 13.2V$, siendo el voltaje de referencia del controlador de 14.6 V que corresponden a un SOC del 100%. De esta forma la batería representa una carga dinámica, ya que la corriente demandada ya no depende de una resistencia fija, si no del voltaje terminal aplicado al convertidor (Iglesias et al., 2012). El objetivo de las pruebas es verificar que el controlador mantiene regulado el voltaje de

salida en 14.6 V, al mismo tiempo que ajusta la frecuencia de conmutación dentro del rango permitido de operación del convertidor.

En la primera etapa de simulación se mantiene constante el nivel de voltaje del circuito abierto (13.2 V), correspondiente a un SOC inicial del 70%. En esta condición, el voltaje converge hacia la referencia de 14.6 V, en donde se observa que el controlador PI alcanza la referencia con un transitorio corto y con un sobre impulso reducido, estabilizándose en pocos milisegundos. En la Figura 5.8 se observa este comportamiento que permite asegurar que el convertidor inicial la prueba de carga lenta desde una condición regulada.

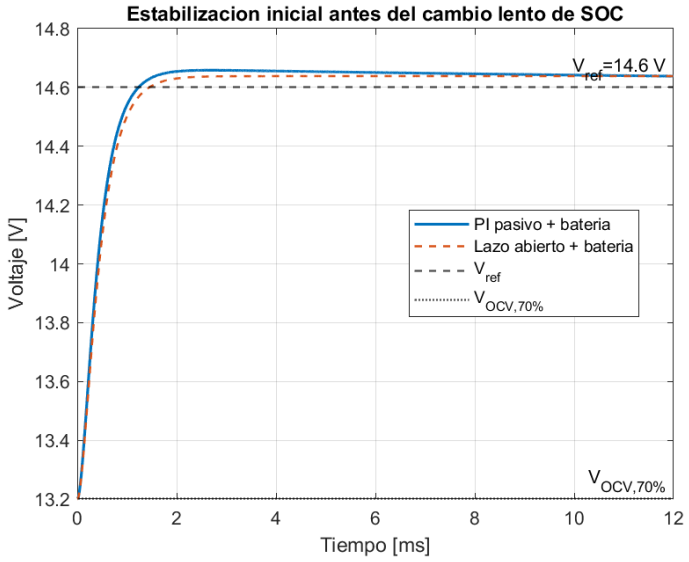


Figura 5.8. Estabilización de voltaje ante el cambio de SOC.

El perfil del SOC y V_{OCV} muestra la variación suave impuesta para representar el incremento progresivo del voltaje interno de la batería durante la carga. Se observa en la Figura 5.9 que el SOC aumenta de 70% a 100%, mientras que el voltaje en circuito abierto alcanza el valor nominal de 14.6 V. Al hacer uso de esta transición suave se evita que el sistema se excite con cambios abruptos, permitiendo evaluar la respuesta del controlador ante una variación lenta de la condición de carga.

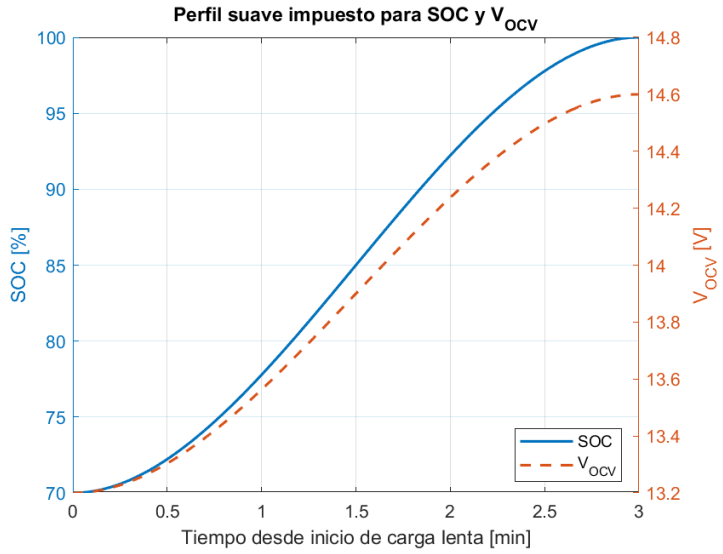


Figura 5.9. Perfil de carga del SOC y Vocv.

En la respuesta de voltaje, presente en la Figura 5.10 se observa que el controlador PI mantiene el voltaje de salida regulado alrededor de la referencia de 14.6 V durante todo el cambio suave del SOC. Aunque el voltaje interno de la batería aumenta gradualmente, el lazo de control compensa esta variación mediante ajustes en la frecuencia de conmutación dentro del rango establecido. En caso contrario, en lazo abierto no se mantiene la regulación pues no existe una acción correctiva, alcanzando valores superiores a la referencia. Por su parte, el error de voltaje confirma el desempeño del controlador, pues en lazo cerrado el error se mantiene en cero, mientras que en lazo abierto se aleja de la referencia.

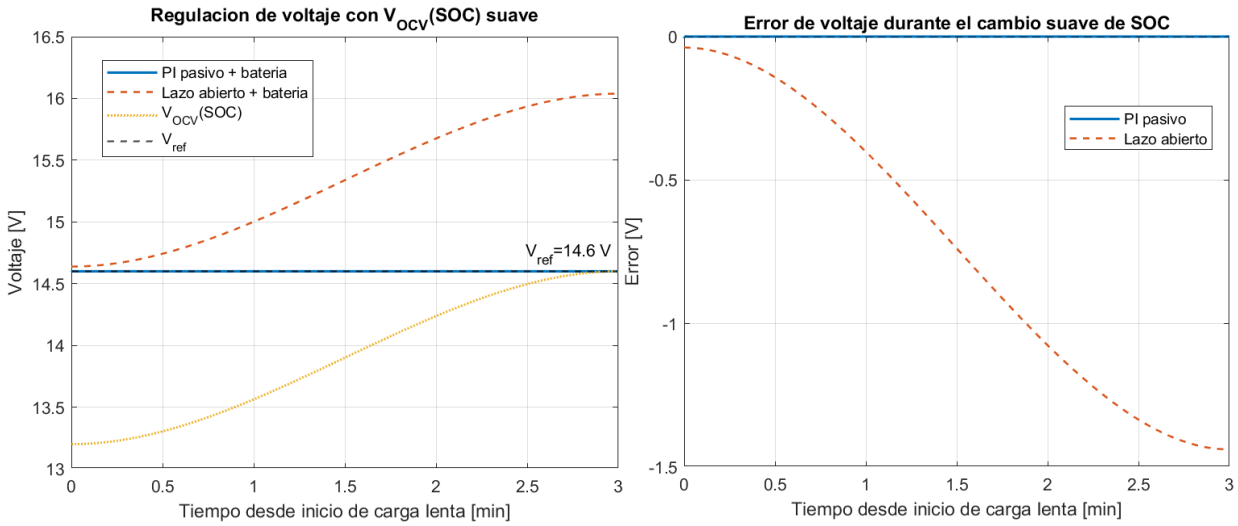


Figura 5.10. A) Voltaje de salida y B) Error de voltaje.

Las pruebas realizadas permiten ver que, ante un proceso de carga lento, representativo de las baterías, el controlador ejecuta su funcionamiento de la forma adecuada.

5.4.3 Pruebas del controlador ante cambios rápidos de voltaje

A continuación, se añaden las pruebas realizadas al sistema con cambios rápidos en su dinámica. Considerando un valor de SOC al 70% al inicio de la simulación, se simula el cambio a un SOC del 100% en un breve período de 5 ms. Para ello, el cambio entre el voltaje a cada nivel de SOC (70%, 80%, 90% y 100%) se realiza a diferentes períodos de tiempo.

De forma inicial se valida el control de la variable de salida, considerando que la batería pasa de un valor de 13.2 V a 14.6 V, al cual fue diseñado el convertidor. En la Figura 5.10 se observa que, ante los distintos cambios de SOC, el voltaje de salida logra llegar a la amplitud de referencia de 14.6 V. Dentro del período de 1 a 3 ms de la simulación, se observa que la amplitud pasa por encima del umbral deseado a causa del cambio abrupto en el voltaje dependiente del SOC.

En la Figura 5.11 se observa que los niveles altos de error ocurren en el inicio de la simulación ya que es cuando los elementos almacenadores de energía comienzan a acoplar su dinámica dentro del tanque resonante, y pasado un período de estabilización, logra tender a cero el error en lazo cerrado.

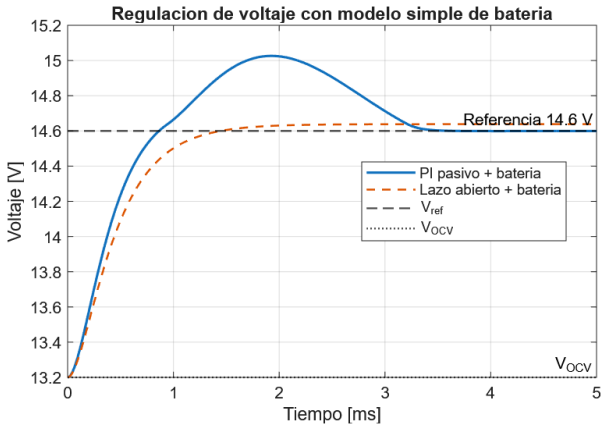


Figura 5.11. Regulación de voltaje con modelo simple de batería.

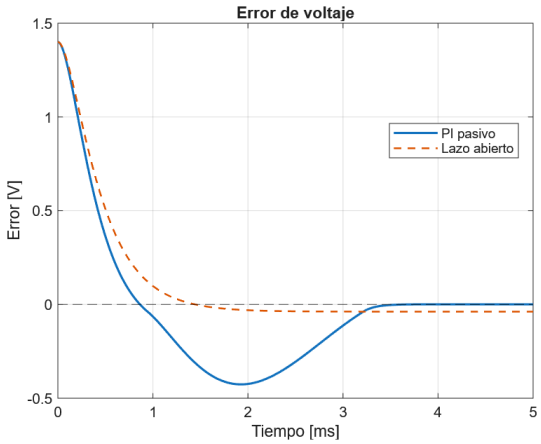


Figura 5.12. Error de voltaje en la salida.

El impacto de los cambios bruscos en los niveles de tensión se observa, además, en la frecuencia que toma nuestra estrategia de control, siendo que, como se observa en la Figura 5.13 el nivel de diseño corresponde a una frecuencia de 500 kHz, y logra mantener su funcionamiento dentro del rango establecido en el diseño, siendo que las mayores variaciones se presentan de nueva cuenta al inicio de las pruebas.

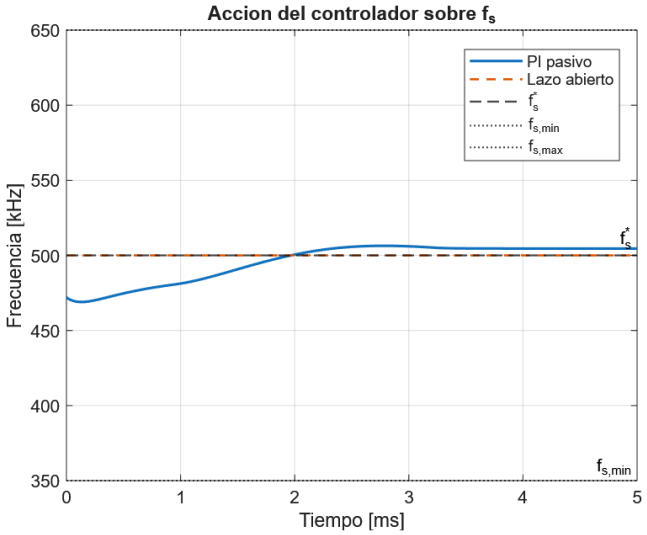


Figura 5.13. Frecuencia de conmutación del controlador.

De forma directa, las señales de potencia y corriente a la salida del lazo de control logran llegar al valor de diseño, siendo 300 W de potencia y 20.54 A de corriente. En la Figura 5.14 y Figura 5.15 se observa cómo se desestabiliza brevemente en los cambios abruptos de voltaje, pero sin lograr a afectar en gran manera su comportamiento, pues rápidamente se acoplan a la referencia de diseño.

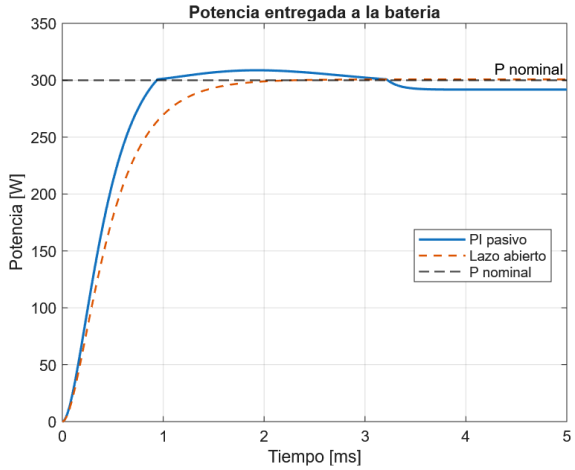


Figura 5.14.Potencia entregada a la batería.

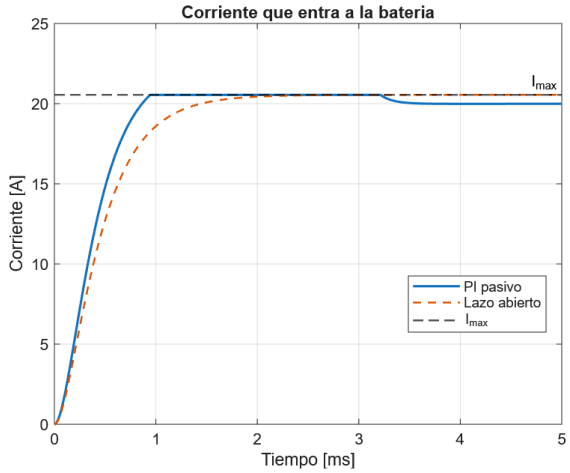


Figura 5.15. Corriente en la batería.

Capítulo 6

Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de la tesis, tomando como base los objetivos planteados, el diseño del convertidor resonante CD-CD LLC, el modelo Hamiltoniano controlado por puertos y la estrategia de control desarrollada para la regulación del voltaje de salida. Asimismo, se señalan las principales aportaciones del trabajo, sus limitaciones y algunas líneas de investigación que pueden desarrollarse a partir de los resultados obtenidos.

6.1 Conclusiones generales

El desarrollo de esta tesis permitió integrar el diseño electrónico de un convertidor resonante CD-CD LLC con una formulación matemática basada en sistemas Hamiltonianos controlados por puertos. Esta integración resultó conveniente porque permitió estudiar el convertidor no solo como una topología de conversión de energía, sino también como un sistema dinámico compuesto por elementos almacenadores, disipativos, interconexiones y puertos de potencia.

En primer lugar, se establecieron las condiciones de diseño para una aplicación de carga de baterías $LiFePO_4$ de baja potencia. A partir de una potencia objetivo de 300 W, un voltaje de entrada de 400 V, una frecuencia nominal de 500 kHz, y un voltaje de salida de 14.6 V, se obtuvieron los parámetros principales del tanque resonante, la relación de transformación, la resistencia equivalente de carga, la eficiencia aproximada del rectificador y el valor del capacitor de filtrado. Estos valores proporcionaron una base concreta para analizar el comportamiento del convertidor y desarrollar el modelo matemático consecuente.

La simulación en lazo abierto permitió mostrar que la topología seleccionada mantiene una operación estable y que el rizo de voltaje permanece dentro del límite de diseño considerado. Sin embargo, también se observó una diferencia entre los valores teóricos y los resultados simulados, especialmente en el voltaje y la potencia de salida. Esta diferencia confirmó la necesidad de incorporar una estrategia de control, debido a que, en lazo abierto, no se compensan las pérdidas, las caídas de tensión de los diodos ni las variaciones asociadas a la carga.

En segundo lugar, se formuló el modelo Hamiltoniano controlado por puertos. Para ello se definieron como variables de estado los enlaces de flujo presentes en los inductores, y las cargas eléctricas presentes en los capacitores. La función Hamiltoniana se construyó a partir de la suma de las energías almacenadas en la inductancia resonante, el capacitor resonante, la inductancia magnetizante y el capacitor de salida. Esta formulación permitió obtener una representación energética de cuarto orden que conserva una relación directa con los componentes físicos del convertidor.

La matriz de interconexión permitió escribir el intercambio de energía entre el tanque resonante, la rama magnetizante, el transformador ideal, el rectificador y el filtro de salida. Además, el enfoque energético tomado en la etapa de rectificación permitió incorporar su efecto mediante expresiones algebraicas, sin necesidad de añadir estados dinámicos innecesarios.

El balance de potencia obtenido verificó la pasividad del sistema desde el puerto de entrada formado por la tensión aplicada al tanque y la corriente resonante. Esta propiedad es relevante porque proporciona una interpretación física clara: la variación de la energía almacenada en el convertidor depende de la potencia suministrada por el inversor, de la potencia entregada a la carga y de las pérdidas del sistema. En consecuencia, el modelo Hamiltoniano desarrollado constituye una base adecuada para el análisis y diseño de estrategias de control basadas en energía.

En tercer lugar, se propuso una estrategia de control orientada a la regulación del voltaje de salida mediante la modificación de la frecuencia de conmutación. Esta selección es coherente con la operación de los convertidores LLC, donde la ganancia del tanque resonante depende de la frecuencia de excitación. La ley de control se formuló mediante una acción proporcional-integral

sobre el error del voltaje, con saturación de frecuencia para mantener la operación dentro de un intervalo físicamente realizable.

La interpretación energética del controlador permitió relacionar la acción de control con la modificación de la potencia suministrada hacia el filtro de salida. De esta manera, cuando el voltaje de salida se encuentra por debajo de la referencia, la frecuencia se ajusta permitiendo el incremento de la energía entregada a la carga, de forma contraria, cuando el voltaje excede el valor de referencia, la frecuencia se ajusta para reducir la energía transferida. Esto permite mantener la coherencia con el modelo Hamiltoniano y con el objetivo de regular la energía almacenada en el capacitor de salida.

Las pruebas de validación propuestas permiten evaluar el controlador en condiciones nominales durante el arranque, ante variaciones de carga, considerando pérdidas en el rectificador y mediante la comparación entre lazo abierto y lazo cerrado. Estas pruebas constituyen una metodología para comprobar que el sistema regulado disminuye el error de voltaje, conserva el rizo dentro del límite permitido y mantiene la frecuencia de conmutación dentro de una región que permite la operación resonante.

6.2 Cumplimiento de los objetivos

Respecto al objetivo general, se desarrolló un modelo matemático basado en Hamiltonianos controlados por puertos y se planteó una estrategia de control para regular el voltaje de salida del convertidor resonante CD-CD LLC. El modelo obtenido conserva la interpretación energética del sistema, y permite identificar de forma explícita las variables de almacenamiento, los puertos de entrada y salida, las interconexiones y los elementos disipativos.

En cuanto a los objetivos específicos, se definieron las condiciones de operación del tanque resonante y los parámetros de diseño necesarios para trabajar alrededor de la frecuencia nominal. Además, se desarrolló el modelo Hamiltoniano controlado por puertos considerando la dinámica principal del convertidor, que incluye el tanque resonante LLC, el transformador, el rectificador y el filtro de salida. Finalmente, se propuso una estrategia de control basada en la estructura

energética del modelo y se establecieron pruebas de validación para analizar eñ desempeño del convertidor ante condiciones representativas.

6.3 Aportaciones principales

Las aportaciones principales de esta tesis se resumen de la siguiente manera:

- Se integró el diseño de un convertidor resonante CD-CD LLC para una aplicación de carga de baterías con una formulación energética orientada al control.
- Se desarrolló un modelo Hamiltoniano controlado por puertos que representa explícitamente los elementos almacenadores de energía, la interconexión del tanque resonante y los efectos disipativos principales.
- Se incorporó la etapa de rectificación y transformación como una relación algebraica de conversión, conservando la estructura del modelo sin aumentar el orden dinámico.
- Se verificó el balance de potencia del convertidor y se identificó la propiedad de pasividad desde el puerto de entrada del inversor hacia la corriente del tanque resonante.
- Se propuso una estrategia de control por variación de frecuencia de conmutación con interpretación energética y criterios de validación para comparar la operación en lazo abierto y en lazo cerrado.

Estas aportaciones muestran que el enfoque Hamiltoniano controlado por puertos es una herramienta útil para vincular el diseño electrónico del convertidor con una formulación matemática adecuada para el análisis de control.

6.4 Trabajos futuros

A partir de los resultados obtenidos, se proponen las siguientes líneas de trabajo futuro:

- Validar experimentalmente el diseño mediante la construcción de un prototipo de baja potencia que permita medir la respuesta transitoria, el rizo, la eficiencia, y las condiciones de conmutación suave.

- Incorporar modelos no ideales de semiconductores, del transformador y de los elementos pasivos, incluyendo capacitancias parásitas, resistencias equivalentes serie, inductancias de dispersión y pérdidas dependientes de la conmutación de los transistores.
- Extender el modelo Hamiltoniano de tal forma que se incluya una representación más detallada del rectificador y de las pérdidas de conmutación, manteniendo la estructura de interconexión y disipación del enfoque controlado por puertos.
- Desarrollar un modelo de batería más completo que permita evaluar perfiles de carga corriente constante-voltaje constante y su interacción con el BMS.
- Comparar la estrategia de control propuesta con controladores PI convencionales, control por trayectoria óptima y técnicas de rechazo activo de perturbaciones.
- Analizar la estabilidad en lazo cerrado mediante herramientas formales de pasividad, asignación de interconexión y amortiguamiento, o métodos de Lyapunov basados en la energía deseada del sistema.
- Evaluar la operación del convertidor ante variaciones amplias de voltaje de entrada, envejecimiento de la batería, cambios térmicos y dispersión de parámetros.

Estas líneas permitirían continuar el trabajo hacia una validación más completa del convertidor y hacia una implementación práctica de la estrategia de control. En particular, la construcción de un prototipo y la incorporación de modelos no ideales permitirían contrastar con mayor precisión la formulación Hamiltoniana propuesta frente al comportamiento real del sistema.

Referencias Bibliográficas

Alatai, S., Salem, M., Ishak, D., Das, H. S., Nazari, M. A., Bughneda, A., & Kamarol, M. (2021). A review on state-of-the-art power converters: Bidirectional, resonant, multilevel converters and their derivatives. In *Applied Sciences (Switzerland)* (Vol. 11, Number 21). MDPI. https://doi.org/10.3390/app112110172

Alhallak, A., Onur, G., & Kocabas, D. A. (2023). *Design and Simulation of a Resonant Converter Based EV Charger for ITUEV Team*. https://doi.org/10.1109/ELECO60389.2023.10416024

Alvarez Jara, R. W. , L. P. N. R. , S. B. R. L. , & V. Z. E. M. (2022). Despliegue de la infraestructura de carga de vehículos eléctricos particulares en la ciudad de Lima. In *Programa de la Maestría en Gestión de la Energía*. Universidad ESAN.

Bai, H., Yang, D., Song, J., Su, Q., Duan, B., & Zhang, C. (2020). Linear Active Disturbance Rejection Control of LLC Resonant Converters for EV Chargers. *Proceedings - 2020 Chinese Automation Congress, CAC 2020*, 993–998. https://doi.org/10.1109/CAC51589.2020.9327865

Chen, T. , C. Q. , L. L. , Z. L. , & Q. S. (2017). *Research on full bridge LLC resonant converter based on fuzzy self-adaptive PI control*. IEEE.

DALY Electronics. (n.d.). *BMS Manual: Product parameters*. Retrieved https://github.com/all-solutions/DALY-docs-soft-firm/blob/main/docs/BMS%20Manual.pdf

Duindam, V., Macchelli, A., Stramigioli, S., & Bruyninckx, H. (2009). *Modeling and Control of Complex Physical Systems The Port-Hamiltonian Approach*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg. https://doi.org/10.1007/978-3-642-03196-0

Escobar, G., Van Der Schaft, A. J., & Ortega, R. (1999). A Hamiltonian viewpoint in the modeling of switching power converters. In *Automatica* (Vol. 35).

Fang, Z., Wang, J., Duan, S., Liu, K., & Cai, T. (2018). Control of an LLC Resonant Converter Using Load Feedback Linearization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *33*(1), 887–898. https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2672731

Fei, C., Li, Q., & Lee, F. C. (2018). Digital implementation of light-load efficiency improvement for high-frequency LLC converters with simplified optimal trajectory control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, *6*(4), 1850–1859. https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2832135

Feng, D., Zhang, C., Song, J., Duan, B., Ding, W., & Zhang, C. (2022). The super-twisting sliding mode control for half-bridge three-level LLC resonant converter. *2022 6th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence, CVCI 2022*. https://doi.org/10.1109/CVCI56766.2022.9964782

Feng, W., Lee, F. C., & Mattavelli, P. (2013). Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *28*(1), 457–466. https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2200110

Gabbar, H. A., Othman, A. M., & Abdussami, M. R. (2021). Review of Battery Management Systems (BMS) Development and Industrial Standards. In *Technologies* (Vol. 9, Number 2). MDPI. https://doi.org/10.3390/technologies9020028

Geng, S., Zhao, Y., Sun, S., Wu, X., Zheng, Y., & Liu, J. (2016). Sliding mode control of LLC resonant DC-DC converters. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2016-November*, 1034–1037. https://doi.org/10.1109/ISIE.2016.7745034

Gernandt, H., Severino, B., Zhang, X., Mehrmann, V., & Strunz, K. (2024). Port-Hamiltonian Modeling and Control of Electric Vehicle Charging Stations. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. https://doi.org/10.1109/TTE.2024.3429545

Guerrero, L. (2025). *Convertidor resonante bidireccional multipuerto para sistemas fotovoltaicos*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.

Guerrero-Uribe, L., Ponce-Silva, M., Cortés-García, C., González-Ortega, A., Claudio-Pachecano, L., & Lozoya-Ponce, R. E. (2026). Analysis and Design Considerations of a Simplified LLC Three-Port Resonant Converter. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, *2026*(1). https://doi.org/10.1155/etep/5960279

Hu, Z., Wang, L., Liu, Y.-F., & Sen, P. C. (2013). *Bang-Bang Charge Control for LLC Resonant Converters*.

Huang, D., Gilham, D., Feng, W., Kong, P., Fu, D., & Lee, F. C. (2011). High power density high efficiency DC/DC converter. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, 1392–1399. https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6063942

Iglesias, R., Lago, A., Nogueiras, A., Martínez-Peñalver, C., Marcos, J., Quintans, C., & Moure, M. (2012). *Modelado y Simulación de una Batería de Ion-Litio Comercial Multicelda*.

International Energy Agency, I. (2023). *Global EV Outlook 2023: Catching up with climate ambitions*. www.iea.org

Knez, M., Zevnik, G. K., & Obrecht, M. (2019). A review of available chargers for electric vehicles: United States of America, European Union, and Asia. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *109*, 284–293. https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.04.013

Kummara, V. G. R., Zeb, K., Muthusamy, A., Krishna, T. N. V., Prabhudeva Kumar, S. V. S. V., Kim, D. H., Kim, M. S., Cho, H. G., & Kim, H. J. (2020). A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems. In *Electronics (Switzerland)* (Vol. 9, Number 1). MDPI AG. https://doi.org/10.3390/electronics9010031

Lara Reyes, J., Ponce-Silva, M., Hernandez-Gonzalez, L., Cortés-García, C., Ramirez-Hernandez, J., DeLeon-Aldaco, S. E., Juarez-Sandoval, O. U., & Lozoya-Ponce, R. E. (2025). Analysis and Design of a Transient-State Resonant Converter Used as a Frequency Multiplier. *Applied Sciences (Switzerland)*, *15*(6). https://doi.org/10.3390/app15063346

Li, G., Sun, Q., Boukhatem, L., Wu, J., & Yang, J. (2019). Intelligent vehicle-to-vehicle charging navigation for mobile electric vehicles via vanet-based communication. *IEEE Access*, *7*, 170888–170906. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2955927

Li, S., & Fahimi, B. (2020). State-space modelling of LLC resonant halfbridge DC-DC converter. *IET Power Electronics*, *13*(8), 1583–1592. https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1503

Li, Y., Zhang, K., & Yang, S. (2019). Multimode hybrid control strategy of LLC resonant converter in applications with wide input voltage range. *Journal of Power Electronics*, *19*(1), 201–210. https://doi.org/10.6113/JPE.2019.19.1.201

Liu, K., Li, K., Peng, Q., & Zhang, C. (2019). A brief review on key technologies in the battery management system of electric vehicles. In *Frontiers of Mechanical Engineering* (Vol. 14, Number 1, pp. 47–64). Higher Education Press. https://doi.org/10.1007/s11465-018-0516-8

Mehrmann, V., & Unger, B. (2023). Control of port-Hamiltonian differential-algebraic systems and applications. *Acta Numerica*, *32*, 395–515. https://doi.org/10.1017/S0962492922000083

Metwly, M. Y., Abdel-Majeed, M. S., Abdel-Khalik, A. S., Hamdy, R. A., Hamad, M. S., & Ahmed, S. (2020). A Review of Integrated On-Board EV Battery Chargers: Advanced Topologies, Recent Developments and Optimal Selection of FSCW Slot/Pole Combination. In *IEEE Access* (Vol. 8, pp. 85216–85242). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2992741

Mortazavizadeh, S. A., Palazzo, S., Amendola, A., De Santis, E., Di Ruzza, D., Panariello, G., Sanseverino, A., Velardi, F., & Busatto, G. (2021). High frequency, high efficiency, and high power density gan-based llc resonant converter: State-of-the-art and perspectives. In *Applied Sciences (Switzerland)* (Vol. 11, Number 23). MDPI. https://doi.org/10.3390/app112311350

Nagel, L. W. , & Pederson, D. O. (1973). *SPICE: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*. University of California, Berkeley.

Outeiro, M. T., Buja, G., & Czarkowski, D. (2016). Resonant Power Converters: An Overview with Multiple Elements in the Resonant Tank Network. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, *10*(2), 21–45. https://doi.org/10.1109/MIE.2016.2549981

P. S. Bimbhra. (1999). Power Electronics. *Khanna Publication*, *3rd Edition*.

Park, H. P., & Jung, J. H. (2016). Modeling and feedback control of LLC resonant converters at high switching frequency. *Journal of Power Electronics*, *16*(3), 849–860. https://doi.org/10.6113/JPE.2016.16.3.849

Perișoară, L. A., Costache, D. C., Guran, I. C., Roșu, Ștefan G., & Florescu, A. (2019). Active Balancing for Efficient Management of a 4S1P LiFePO4 Battery Pack. *ATEE. The 11th International Symposium o Advanced Topics in Electrical Engineering*.

Perişoară, L. A., Neghină, M., & Stoian, R. (2008). Performances of FEC coded MIMO OFDM systems. *4th European Conference on Circuits and Systems for Communications, ECCSC '08*, 295–300. https://doi.org/10.1109/ECCSC.2008.4611696

Petrović-Ranđelović, M., Kocić, N., & Stojanović-Ranđelović, B. (2020). The importance of renewable energy sources for sustainable development. *Economics of Sustainable Development*, *4*(2), 15–24. https://doi.org/10.5937/esd2002016p

Rashid, M. H. (2001). *Power electronics handbook*. Academic Press.

Rocha, J., Amin, S., Coelho, S., Rego, G., Afonso, J. L., & Monteiro, V. (2025a). Design and Implementation of a DC–DC Resonant LLC Converter for Electric Vehicle Fast Chargers. *Energies*, *18*(5). https://doi.org/10.3390/en18051099

Rocha, J., Amin, S., Coelho, S., Rego, G., Afonso, J. L., & Monteiro, V. (2025b). Design and Implementation of a DC–DC Resonant LLC Converter for Electric Vehicle Fast Chargers. *Energies*, *18*(5). https://doi.org/10.3390/en18051099

Rodríguez-Benítez, O. M., Ortega-Velázquez, I., Sánchez-Contreras, A., & Espinosa-Pérez, G. (2024). Modified PI Controller for Robustness Improvement of Quasi-Resonant Converters. *Processes*, *12*(8). https://doi.org/10.3390/pr12081762

Salem, M., Jusoh, A., Idris, N. R. N., Das, H. S., & Alhamrouni, I. (2018). Resonant power converters with respect to passive storage (LC) elements and control techniques – An overview. In *Renewable and Sustainable Energy Reviews* (Vol. 91, pp. 504–520). Elsevier Ltd. https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.04.020

Sánchez, A. (2023). *Modelado y Control de Convertidores Cuasi-resonantes: desde una perspectiva Hamiltoniana*. Universidad Nacional Autónoma de México.

Sánchez-Contreras, A., Ortega-Velázquez, I., Cárdenas, V., & Espinosa-Pérez, G. (2025). *New Hamiltonian Modeling and Control Perspectives of a Current-Fed Resonant Converter**.

Sanchez-Contreras, A., Ortega-Velazquez, I., Rodriguez-Benitez, O., & Espinosa-Perez, G. (2024). A Novel Hamiltonian Approach for Modeling and Control of Quasi-Resonant Buck Converters∗. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, 2760–2765. https://doi.org/10.1109/CDC56724.2024.10886663

Shu, X., Chen, Z., Shen, J., Guo, F., Zhang, Y., & Liu, Y. (n.d.). *State of Charge Estimation for Lithium-ion Battery Based on Hybrid Compensation Modeling and Adaptive H-Infinity Filter*.

Sira-Ramirez, H., Ortega, R., & Escobar, G. (1996). Lagrangian modeling of switch regulated DC-to-DC power converters. In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control* (Vol. 4, pp. 4492–4495). https://doi.org/10.1109/cdc.1996.577568

Sofi, S. S., Munieeb, M. U., Bashir, F., Hassan, M. U., & Nahvi, S. A. (2024). *Some contributions to Lagrangian modelling of Power Converters*. https://doi.org/10.1016/j.fraope.2024.100125

Spectrum Software. (2018). *Micro-Cap 12 electronic circuit analysis program reference manual*. Spectrum Software.

Taheri, A., & Asgari, N. (2019). Sliding Mode Control of LLC Resonant DC-DC Converter for Wide Output Voltage Range in Battery Charging. In *International Journal of Industrial Electronics, Control and Optimization .© 2019 IECO…* (Vol. 2, Number 2).

Valente, M., Wijekoon, T., Freijedo, F., Pescetto, P., Pellegrino, G., & Bojoi, R. (2021). Integrated on-board EV battery chargers: New perspectives and challenges for safety improvement. *Proceedings - 2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis, WEMDCD 2021*, 349–356. https://doi.org/10.1109/WEMDCD51469.2021.9425666

Vladimirescu, A. (1994). *The SPICE book*. Wiley.

Wellstead, P. E. . (1979). *Introduction to physical system modelling*. Academic Press.

Yang, Z., & Zhou, Q. (2024). A stability improvement control strategy research for LLC resonant converter with single neuron PI-I double closed loop control. *Ain Shams Engineering Journal*. https://doi.org/10.1016/j.asej.2024.102934

Yao, X., Han, X., Liao, Y., & Wang, J. (2022). PWM Strategy for Start-Up Process of LLC Resonant Converter Based on Event Trigger Control Method. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, *69*(3), 1357–1361. https://doi.org/10.1109/TCSII.2021.3121075

Yao, X., Han, X., Wang, J., Xu, G., Liao, Y., & Su, M. (2020). A Soft Start-up Strategy of LLC Resonant Converter Based on Event Trigger Control. *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2020 ECCE Asia*, 1702–1705. https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367907

Zhang, Y., Liang, W., Wang, X., & Lifen, L. I. (2024). Passivity-based control strategy for resonant converter based on Euler–Lagrange model. *Archives of Electrical Engineering*, *73*(1), 105–119. https://doi.org/10.24425/aee.2024.148860

Zhou, K., Wu, Y., Wu, X., Sun, Y., Teng, D., & Liu, Y. (2023). Research and Development Review of Power Converter Topologies and Control Technology for Electric Vehicle Fast-Charging

Systems. In *Electronics (Switzerland)* (Vol. 12, Number 7). MDPI. https://doi.org/10.3390/electronics12071581

Anexos

Anexo A. Parametrización del convertidor resonante CD-CD LLC.

Con las especificaciones del sistema, establecidas en la Tabla A.1, se realiza el cálculo de los elementos que comprenden al convertidor resonante, valores que se estiman a partir de las ecuaciones correspondientes obtenidas del análisis realizado en (Guerrero, 2025).

Tabla A.1 Especificaciones del convertidor resonante LLC.

Variable	Símbolo	Ecuación	Valor
Valor máximo de componente fundamental	V_1	$V_1 = \frac{2V_{CD}}{\pi}$	254.6473 V
Ganancia total	M_{rect}	$M_{\text{Rect}} = \frac{V_R}{V_{CD}}$	0.03
Ganancia del tanque resonante	M	$M = \frac{\sqrt{a^2+1}}{a}$	1.00498
Factor de calidad mínimo	$Q_{\min}$	$Q_{\min} = \sqrt{M^2-1}$	0.1
Carga	R	$R = \frac{V_R^2}{P}$	0.48 Ω
Relación de vueltas	n	$\frac{n_2}{n_1} = \frac{2M_{\text{Rect}}}{M}$	0.059702
Eficiencia del rectificador	η_r	$\eta_r = \frac{V_R}{2V_F + V_R}$	0.895522
Resistencia equivalente del rectificador	R_{eq}	$R_{eq} = \frac{8\eta_r}{\pi^2} R$	0.348422 Ω
Resistencia equivalente del rectificador reflejada al primario	R_{eq1}	$\mathrm{R}_{eq1} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \mathrm{R}_{eq}$	97.7518 Ω
Reactancia magnetizante del primario	X_{Lmp}	$X_{Lmp} = \frac{R_{eq1}}{\sqrt{M^2-1}}$	97.51801
Inductor magnetizante del primario	L_{mp}	$L_{mp} = \frac{X_{Lmp}}{\omega}$	311.153 µH
Reactancia inductiva serie	X_{Lse}	$X_{Lse} = \frac{jX_{Lmp}R_{eq1}^2}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}$	9.678396
Inductancia serie	L_{se}	$L_{se} = \frac{X_{Lse}}{\omega}$	3.08072 µH

Resistencia serie	R_{se}	$R_{se} = \frac{X_{Lmp}^2 R_{eq1}}{R_{eq1}^2 + X_{Lmp}^2}$	96.7839615 Ω
Reactancia de inductor resonante	X_{Lr}	$X_{Lr} = X_{cs} = QR_{se}$	483.9198
Reactancia de inductor	X_L	$X_L = X_{Lr} - X_{Lse}$	474.2414
Inductor	L	$L = \frac{X_L}{\omega}$	150.955 µH
Capacitor	C_s	$Cs = \frac{1}{X_{cs}\omega}$	657.773 pF
Inductor magnetizante del secundario	L_{ms}	$L_{ms} = L_{mp}\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$	1.10906 µH
Corriente en tanque resonante	I_p	$I_p = \frac{V_1}{R_{se}}$	2.63109 A
Capacitor de filtrado	C_f	$C_f \geq \frac{10.52}{\%v_R fR}$	8.76667 µF
Resistencia de encendido MOSFET	$R_{DS(on)}$	$R_{DS(on)} \leq \frac{0.04P}{I_p^2}$	1.733444 Ω
Corriente promedio en los diodos	I_D	$\bar{I}_D = \frac{V_R}{2R}$	12.5 A