

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

Estudio de sistemas de cargadores a bordo para vehículos eléctricos y modelado a través de Simulink del OBC del Chevrolet Volt de segunda generación

Autor: Blanca Medina Pérez

Tutor: Sergio Vázquez Pérez

Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2023



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

**Estudio de sistemas de cargadores a bordo para
vehículos eléctricos y modelado a través de
Simulink del OBC del Chevrolet Volt de segunda
generación**

Autor:

Blanca Medina Pérez

Tutor:

Sergio Vázquez Pérez

Profesor titular

Dpto. de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2023

Trabajo Fin de Grado: Estudio de sistemas de cargadores a bordo para vehículos eléctricos y modelado a través de Simulink del OBC del Chevrolet Volt de segunda generación

Autor: Blanca Medina Pérez

Tutor: Sergio Vázquez Pérez

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2023

El Secretario del Tribunal

A mi familia

A mis maestros

Agradecimientos

A mi familia, por apoyarme a lo largo de toda mi vida. A ellos les debo mi inconformismo y el impulso que me ayuda a seguir día tras día, mis fortalezas y mis aspiraciones. Gracias por vuestra paciencia y por guiarme de la mejor manera que habéis sabido. Buena parte del esfuerzo y la capacidad que exhibo hoy en día os la debo a vosotros. Gracias por enseñarme a no rendirme nunca y a mostrar siempre la mejor de mis caras.

A mis maestros, por todo lo aprendido y lo que todavía me queda por aprender. Gracias por ser referentes y modelos profesionales y por brindar vuestros conocimientos a esta chica “tan cabezota”.

A mis compañeros, esos que he conocido a lo largo de estos años de carrera y aquellos que se han incorporado desde el entorno laboral. A ellos les debo haber terminado este proyecto que ha venido en una época muy complicada de mi vida. Gracias por vuestras sonrisas, abrazos y palabras de apoyo, y por esas tardes y noches de desconexión tan necesarias para aliviar el estrés diario. En un mundo como en el que vivimos ahora, tan conectado y a la vez tan distante, con tanta incertidumbre y desánimo, es agradable pensar que tengo a mi alrededor un buen grupo de personas que me aprecia y que han construido a mi lado momentos que llevaré siempre en esa mochila con la que viajamos.

A mi pareja, que para mí es mi más cercano compañero de viaje. Gracias por tu paciencia y por las largas noches en vela escuchando sin cesar acerca de lo último en el trabajo o en mis proyectos, sobre mis aspiraciones más profundas y mis razonamientos más abstractos. Nunca dejes de apuntar alto, tienes potencial para lo que estás logrando y mucho más.

Y, por último, a mi hermano. Creo que es imposible decir que la relación con un hermano es perfecta y la nuestra no podía ser distinta. Tienes un potencial admirable y una curiosidad innata. Sin embargo, lo que te llevará lejos, créeme, es ese sentido pragmático tan abrumador que tienes. Sabes lo que quieres y lo que te gusta, y nadie te puede hacer cambiar de idea. Sabes cómo ejecutar tus proyectos y tus acciones y eres ridículamente eficiente para hacer de todo. Me enorgullece saber que una parte de ti siente admiración o al menos interés por mis pequeños logros y todavía más que seas excelente en tus nuevas pruebas. Disfruta, ve con calma y hazte valer. Eres único y mucha gente te querrá por ello mismo. Los verdaderos compañeros te irán llegando, en esta vida no todo el mundo merece la pena.

Blanca Medina Pérez

Sevilla, 2023

Resumen

La popularidad creciente del vehículo eléctrico como alternativa al consumo de combustibles fósiles ha llevado al estudio de nuevas tecnologías en el diseño de los sistemas de carga y de las baterías. La comprensión de una terminología mínima adquiere peso en la industria no solo del automóvil, sino también eléctrica y de control. Numerosas topologías y diseños de cargadores han surgido desde sus inicios en el siglo XIX, siendo recurrentes en su desarrollo los términos de eficiencia, densidad de potencia, seguridad, autonomía y tiempo de carga. Para que estos vehículos, eléctricos o híbridos, puedan ofrecerse como soluciones frente a sus análogos de combustión deben salvar los obstáculos que imponen cada uno de los citados conceptos, siendo siempre los más críticos desde el punto de vista del usuario, la autonomía y el tiempo, resultando los otros inherentes a ellos.

El estudio aquí presentado hace un breve análisis de las topologías más destacadas fundamentalmente desde el punto de vista de la electrónica de potencia, con el objetivo final de elaborar un modelo para simulación que reúna las características principales que mejor puedan reflejar el comportamiento de un cargador a bordo “estándar”, si bien este término no resulta práctico ante la diversidad de modelos existente.

El proyecto se divide así en cinco capítulos; una breve introducción, seguida de dos capítulos de análisis de topologías, uno de diseño y finalmente un último capítulo que abordará la discusión de los resultados obtenidos tras la ejecución de las simulaciones. La finalidad es la obtención de un modelo que permita el estudio futuro de sistemas de carga bajo técnicas HIL en plataformas de tiempo real el cual pueda ofrecer resultados más fidedignos a los obtenidos en este estudio teórico. Para su diseño se ha decidido tomar como punto de partida el cargador utilizado en el Chevrolet Volt de segunda generación, elección que se justifica por la fácil ejemplaridad que toma su esquema para la comprensión de estos conceptos, así como por la alta eficiencia demostrada por el conjunto.

La investigación llevada a cabo junto con las consideraciones tomadas para la implementación software del modelo propuesto, se quiere presentar de esta manera como una base a proyectos futuros salvando obstáculos que posiblemente se encuentren con frecuencia en la comprensión de estas tecnologías.

Abstract

The growing popularity of electric vehicles as an alternative to fuel consumption has led to the study of new technologies in the design of charging systems and batteries. The understanding of minimal terminology is gaining major importance in the automotive, electrical and control industries. Numerous charger topologies and designs have emerged since their origins back then in the 19th century, with the concepts of efficiency, power density, safety, autonomy and charging time being recurring in their development. For these vehicles, electric or hybrid, to offer themselves as valid options to their combustion analogues, they must overcome the obstacles imposed by each of the aforementioned concepts, being autonomy and charging time the most critical from the user's point of view, whereas the others being inherent to them.

This study presented makes a brief analysis of the most important topologies, mainly from the point of view of power electronics, with the final objective of developing a model for simulation that brings together the main characteristics that can best reflect the behaviour of a "standard" on-board charger, although this term may not be practical in view of the diversity of existing models.

The project is thus divided into five chapters: a brief introduction, followed by two chapters on topology analysis, one on design and a final chapter for the discussion of the results obtained after simulation. The objective is the elaboration of a model that allows the future study of charging systems under HIL techniques on real-time platforms, which could offer more reliable results than those obtained in this theoretical study. For its design, it has been decided to take as a starting point the charger model used in the second-generation Chevrolet Volt, a choice that is justified by the easy exemplarity of its scheme for the understanding of these concepts, as well as the high efficiency demonstrated by the set.

The research carried out with the considerations taken for the software implementation of the proposed model, is thus intended to be presented as a basis for future projects by overcoming obstacles that are likely to be encountered frequently in the understanding of these technologies.

Índice

Agradecimientos	9
Resumen	11
Abstract	13
Índice	15
1 Introducción	17
1.1 <i>Motivación y objeto del proyecto</i>	17
2 Marco teórico	19
2.1 <i>El vehículo eléctrico: marco histórico y conflictiva actual.</i>	19
2.1.1 Historia del vehículo eléctrico	19
2.1.2 Conflictiva actual del vehículo eléctrico	20
2.2 <i>Infraestructura de carga del vehículo eléctrico.</i>	22
2.2.1 Infraestructura eléctrica de carga	23
2.2.2 Cargadores externos y cargadores a bordo	23
2.2.3 Clasificación según estándares. Norma IEC 61851.	24
2.3 <i>Tecnología de los cargadores a bordo (On Board Charger).</i>	25
2.3.1 Requisitos de diseño de los OBC	25
2.3.2 Topologías	26
2.4 <i>Métodos de carga. Salud de la batería y eficiencia.</i>	27
2.4.1 Clasificación de las baterías	27
2.4.2 Carga de baterías de ion-litio	28
2.4.3 Algoritmos de carga	28
3 Diseño en Simulink del modelo OBC	31
3.1 <i>Especificaciones de diseño.</i>	31
3.2 <i>Corrector de factor de potencia (power factor corrector).</i>	32
3.2.1 Determinación del modelo de PFC	33
3.2.2 Tensión de salida – Bus DC	33
3.2.3 Modo de operación	33
3.2.4 Topología <i>boost</i> – Número de ramas	35
3.2.5 Otras topologías – <i>Bridgless PFC</i>	35
3.3 <i>Tanque resonante LLC.</i>	37
3.3.1 Determinación del modelo LLC.	37
3.3.2 ZVS o ZCS – Elección de los semiconductores	38
3.3.3 Semipunto y puente completo.	39
3.3.4 Comportamiento del tanque resonante LLC: Modos de operación	41
4 Implementación del modelo	45
4.1 <i>Diseño del corrector de factor de potencia (PFC Boost)</i>	45
4.1.1 Especificaciones de diseño	45

4.1.2	Diseño del PFC elevador intercalado de dos ramas en modo de conducción continua	46
4.1.3	Diseño del controlador	48
4.1.4	Sintonización de los parámetros de control	50
4.2	<i>Diseño del inversor de puente completo con tanque resonante LLC</i>	51
4.2.1	Especificaciones de diseño	51
4.2.2	Diseño del tanque resonante.	53
4.2.3	Diseño del controlador.	60
4.2.4	Lógica de control de los semiconductores.	62
4.2.5	“Soft-start”: control con inicio suave	63
4.2.6	Salida del convertidor DC/DC: Modelo equivalente de batería	64
4.2.7	Determinación de los parámetros de control.	66
5	Análisis y ensayos	67
5.1	<i>Análisis de la operación del convertidor AC/DC con corrector de factor de potencia</i>	67
5.1.1	Análisis de la operación del convertidor elevador de una rama	67
5.1.2	Análisis de la operación del convertidor elevador intercalado de dos ramas	73
5.2	<i>Análisis del tanque resonante.</i>	77
5.2.1	Análisis de la operación convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante	78
5.2.2	Análisis del comportamiento del tanque en carga CC-CV	88
5.3	<i>Modelo completo del sistema</i>	92
5.3.1	Corrector de factor de potencia	93
5.3.2	Carga de la batería	94
6	Conclusiones y propuestas de desarrollo	95
6.1	<i>Conclusiones</i>	95
	Índice de Figuras	97
	Índice de Tablas	101
	Abreviaturas	102
	Notación	103
	Referencias	105

1 INTRODUCCIÓN

EL presente proyecto, se centra en el desarrollo de un modelo equivalente para el estudio y análisis de las topologías actuales más comunes de cargadores a bordo de vehículos eléctricos, así como la discusión de los métodos aplicados para su simulación.

1.1 Motivación y objeto del proyecto

Este trabajo de fin de grado surge en el marco del proyecto de investigación del Plan Nacional de I+D+i “Diseño y operación óptima de convertidores de potencia para infraestructuras de recarga de vehículos eléctricos”, el cual es llevado a cabo por el departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla.

Inicialmente, la beca de colaboración se planteó con el objetivo de implementar en una plataforma de simulación en tiempo real, OPAL-RT OP4510, un modelo de cargador a bordo de vehículos eléctricos y evaluar su funcionamiento en la aplicación de diversos algoritmos de carga rápida para baterías de ion-litio mediante técnicas de *Hardware-in-the-Loop* (HIL, por sus siglas en inglés). Este proyecto parte así de estudios realizados en años anteriores por alumnos becados del departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla. Jerónimo Chacopino García [1] y Emilia Pérez Martín [2], abordaron en sus respectivos trabajos de fin de grado el diseño de las placas de adaptación analógicas y digitales para la conexión de la plataforma OPAL con el hardware de control, así como su implementación, puesta en marcha y verificación mediante técnicas HIL.

El sistema hardware completo se muestra en la **Figura 1**, en la cual pueden diferenciarse los siguientes elementos:

- Plataforma OPAL RT
- Placas de adaptación analógica
- Placas de adaptación digitales
- Fuente de alimentación externa
- Placa DSP proporcionada por el departamento

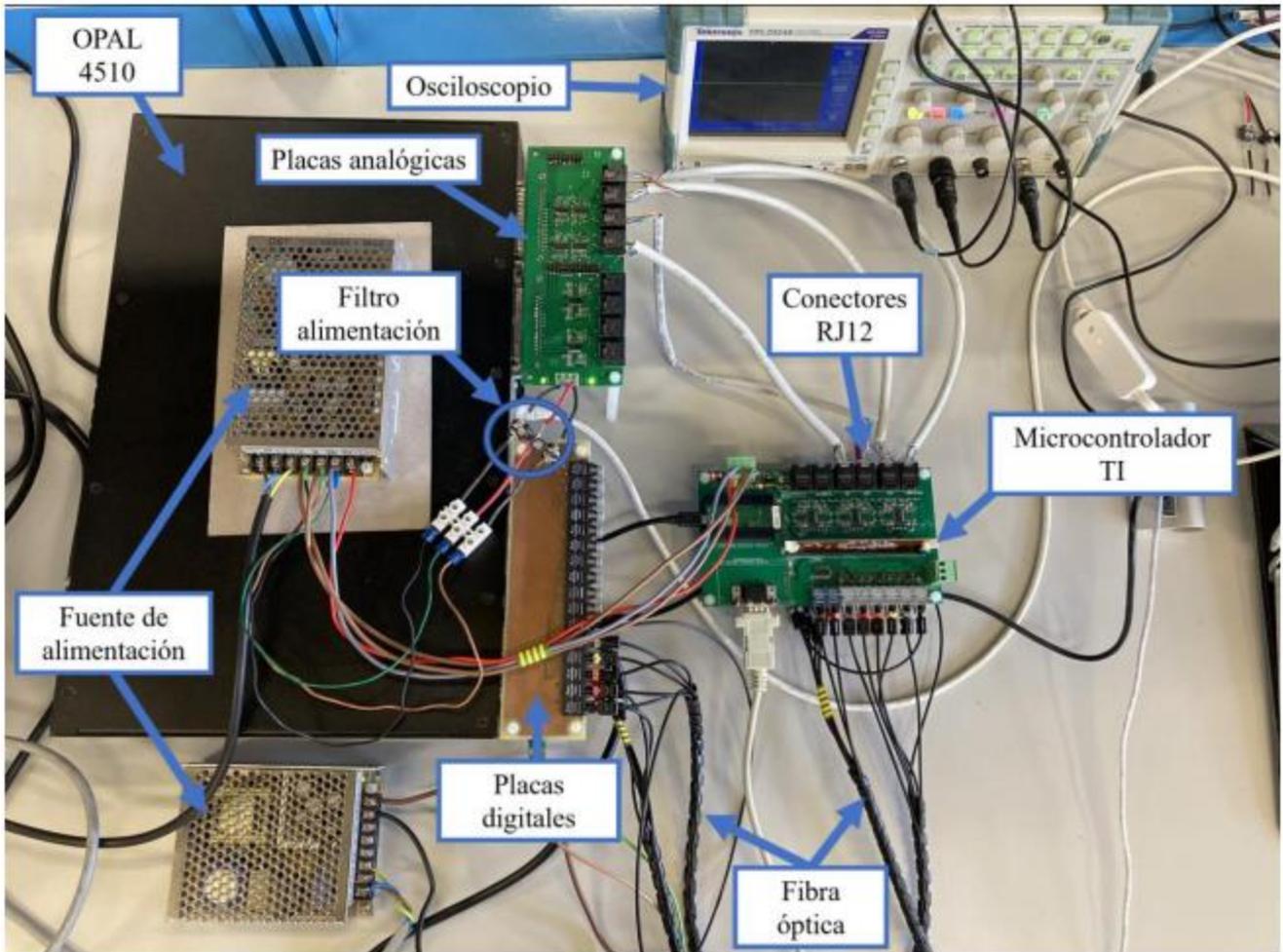


Figura 1. Montaje del sistema completo OPAL + Placas de adaptación. Fuente [2].

El presente trabajo partiría del análisis y estudio de diversas topologías de cargadores a bordo utilizados actualmente en diferentes modelos comerciales de vehículos eléctricos, buscando plantear finalmente una solución genérica y sencilla que permita analizar en aplicaciones futuras la eficiencia de los algoritmos de carga. De esta manera, los puntos principales del proyecto pueden enlistarse como sigue a continuación:

- Estudio y análisis de las principales tecnologías empleadas en los convertidores de potencia de los modelos más comúnmente utilizados en la industria automovilística actual, exponiendo sus ventajas, inconvenientes y aplicaciones.
- Elección, explicación y desarrollo de un modelo básico de cargador a bordo (OBC, por sus siglas en inglés) a partir del estudio realizado de manera que refleje las características principales de los cargadores actuales.
- Diseño del mencionado modelo en Simulink, de tal manera que permita la simulación de un algoritmo de carga basado en técnicas de carga a corriente constante/tensión constante (CC/CV).
- Estudio de la eficiencia de algoritmos de carga rápida destacando sus principales diferencias, así como su impacto en la salud y vida de las baterías empleadas.
- Aplicación de las normas y estándares que regulan la conexión de vehículos personales a la red eléctrica para su carga y movilidad.

El fin último de este trabajo de fin de grado sería la puesta en marcha del modelo para la simulación mediante técnicas HIL de diversos algoritmos de carga rápida. No obstante, la escasez de tiempo ha terminado por desviar este objetivo inicial, priorizándose en su lugar la obtención de un modelo flexible que permitiese su consideración en el marco de las propuestas futuras de desarrollo del departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla.

2 MARCO TEÓRICO

2.1 El vehículo eléctrico: marco histórico y conflictiva actual.

2.1.1 Historia del vehículo eléctrico

El desarrollo del vehículo eléctrico ha sido un proceso largo y complejo cuyo inicio se remonta al siglo XIX, cuando la tecnología de las baterías permitió el uso de motores eléctricos para propulsar vehículos. La preocupación ambiental derivada de las fuertes emisiones de metano emitidas por los medios convencionales de transporte de la época, principalmente el caballo, promovieron entonces el desarrollo de otras alternativas de transporte: los motores de combustión y los motores eléctricos.

2.1.1.1 Los primeros vehículos eléctricos (Siglo XIX)

Los primeros vehículos eléctricos aparecieron a finales del siglo XIX, siendo el más conocido el modelo "Lohner-Porsche" de Ferdinand Porsche (**Figura 2**), presentado en la Exposición Universal de París en 1900, con una potencia de 2 x 2,5 CV y capaz de alcanzar una velocidad máxima de 37 km/h [3].

Durante 1920-1960, estos fueron ganando popularidad como vehículos utilitarios y de reparto en áreas urbanas, gracias a su mejor eficiencia en el tráfico urbano frente al de combustión [4].



Figura 2. Lohner-Porsche Electromobile. Fuente [3].

En la década de los sesenta, fue notoria su decaída en las ventas como consecuencia del importante auge del petróleo en Texas. La fuerte bajada de los precios de la gasolina ligada a los avances en materia de fabricación y producción llevados a cabo por compañías del sector del automóvil como Ford permitieron a los motores de combustión interna convertirse en una opción cada vez más económica y popular, relegando al vehículo eléctrico a un segundo plano [4].

Otros aspectos que propiciaron esta caída fueron las limitaciones del suministro eléctrico, el bajo desarrollo de las baterías y sus bajas velocidades frente a los avances en el desarrollo del vehículo de combustión, además de los elevados precios de estas tecnologías.

2.1.1.2 El vehículo eléctrico en el siglo XX

A partir de la década de los noventa y hasta la actualidad, la preocupación por el medio ambiente, la innovación tecnológica y la disponibilidad de baterías más eficientes y económicas, han provocado un renacimiento de los vehículos eléctricos. Los avances en la tecnología de baterías, la reducción de costes y las políticas gubernamentales favorables no solo han contribuido a este crecimiento, sino que también han mejorado la accesibilidad a estos modelos por el público general aumentando su popularidad.

2.1.2 Conflictiva actual del vehículo eléctrico

En las últimas décadas, la creciente preocupación por la contaminación ambiental y la dependencia de los combustibles fósiles ha llevado a una nueva ola de interés por modelos de vehículos alternativos ajenos a las tecnologías de combustión.

En Europa, según datos del Observatorio Europeo de Combustibles Alternativos (European Alternative Fuels Observatory, EAFO), las alternativas a los combustibles fósiles como el petróleo suponen en la actualidad apenas el 5,4% del total de la flota activa a nivel de la Unión Europea [5]. Los datos comparados por el Observatorio, ponen de manifiesto el crecimiento y el peso de las alternativas más significativas entre las cuales destaca la predominancia del gas natural, principalmente procesado como gas licuado de petróleo (LPG, por sus siglas en inglés), frente al vehículo eléctrico de batería (BEV) e híbrido enchufable (PHEV), **Figura 3**. Por su parte, la presencia de vehículos de hidrógeno o de pila de hidrógeno (referido como H2), resulta apenas apreciable situándose por debajo del 5% de la flota total de vehículos con combustibles alternativos.

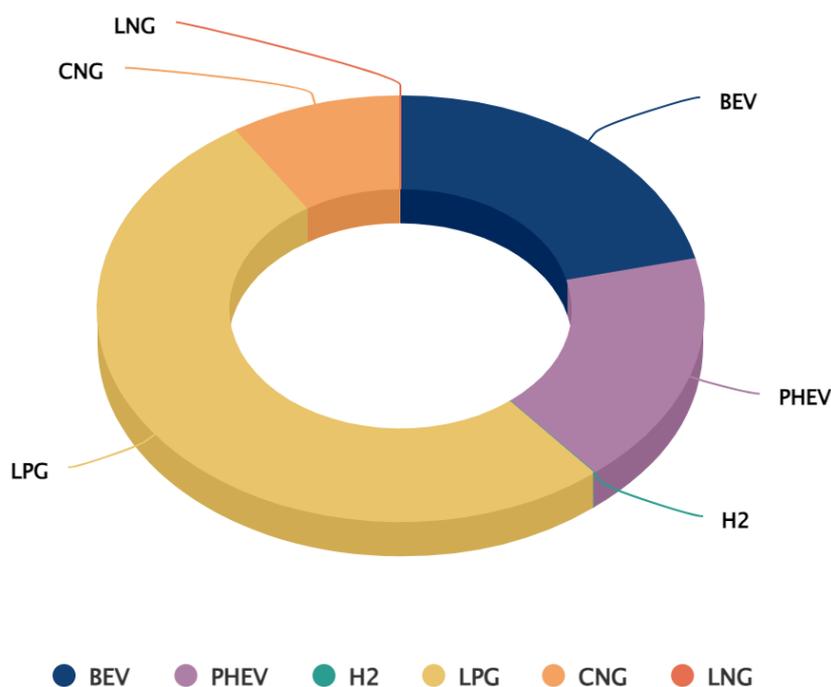


Figura 3. Distribución de la flota total europea de turismos y furgonetas con combustibles alternativos (2022)¹. Fuente [5].

Mientras que el gas natural se ha posicionado como la solución más optada por los consumidores en los últimos años predominando en países como Italia, Lituania o Polonia, las tecnologías relacionadas con la movilidad eléctrica e híbrida van haciéndose camino a partes iguales destacando por su flota activa Dinamarca, Holanda, Luxemburgo y Suecia, **Figura 4**.

¹ Por sus siglas y de derecha a izquierda: vehículos eléctricos de batería (BEV), vehículos híbridos enchufables (PHEV), vehículos propulsados por hidrógeno (H2), vehículos de gas licuado de petróleo (LPG), vehículos de gas natural comprimido (CNG) y vehículos de gas natural licuado (LNG).

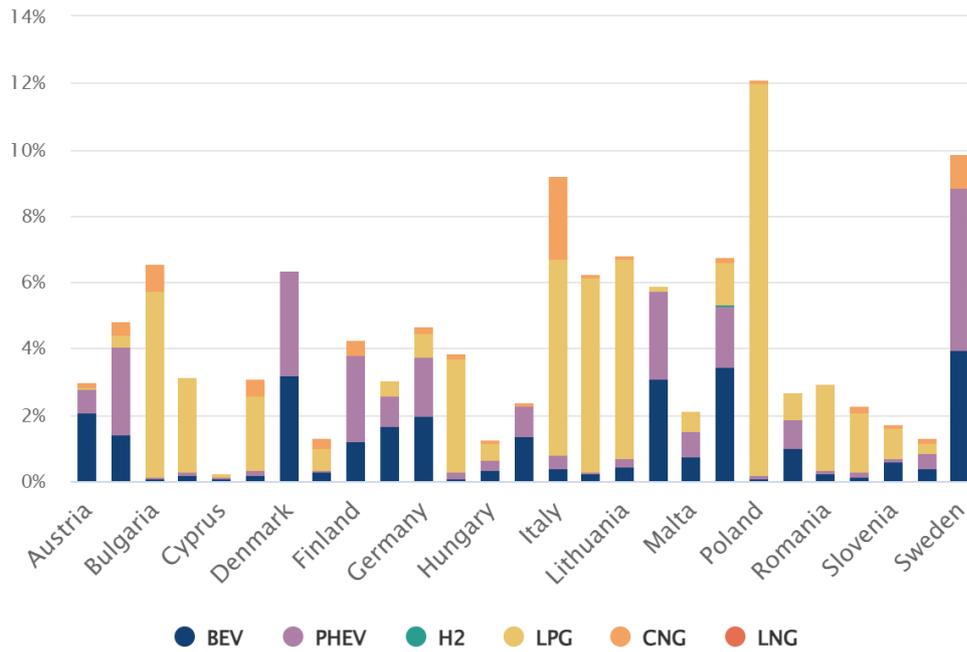


Figura 4. Comparación entre países europeos: porcentajes de turismos y furgonetas con combustibles alternativos respecto de la flota total (2022). Fuente [5].

La electrificación ha ido siempre muy ligada al avance tecnológico de todos los sectores industriales y económicos. En la industria automovilística, la mejora de las baterías, el aumento de la cobertura de las estaciones y puntos de recarga, el desarrollo de estándares internacionales, el crecimiento de la producción de las energías renovables y el estudio de nuevas técnicas de optimización y gestión del consumo energético, han permitido la mejora de las prestaciones del vehículo eléctrico en términos económicos, de seguridad, de potencia y de autonomía [6].

Sin embargo, uno de los mayores problemas a los que se enfrenta la incorporación del vehículo eléctrico es su poca infraestructura urbana. Países como China o EE. UU. han dado un paso más al invertir en el desarrollo de una infraestructura eléctrica más amplia. A pesar de los avances en la tecnología de las infraestructuras de recarga, en 2019 al menos el 80% de los cargadores rápidos de acceso público se encontraban en China [6]. En el marco europeo, únicamente Holanda y Francia logran superar las cien mil estaciones de recarga, mientras que el resto de los países difícilmente alcanzan las veinticinco mil, según los datos del Observatorio mostrados en la **Figura 5**.

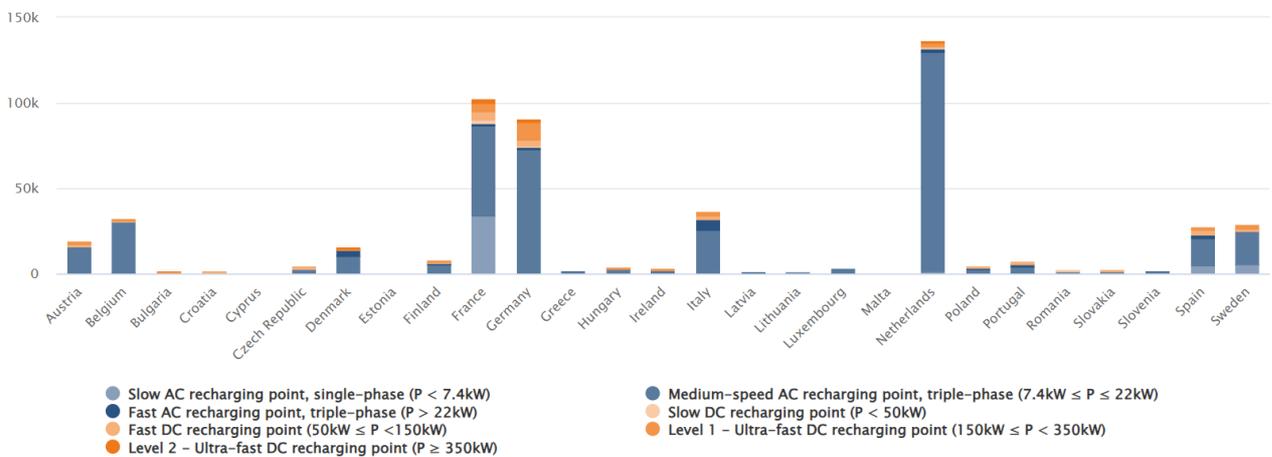


Figura 5. Datos de la infraestructura de carga para vehículos eléctricos e híbridos por país de la Unión Europea (2022). Fuente [5].

Dentro del marco geográfico español, las soluciones de movilidad eléctrica suponen en la actualidad el 0,53% del total de vehículos de uso personal registrados, mientras que otros países como Suiza, Dinamarca o los Países Bajos logran alcanzar el 5,87%, 4,05% y 4,09%, respectivamente. Aunque no son resultados muy alentadores, es posible ver una tendencia de crecimiento de estas alternativas tanto a nivel europeo (**Figura 6**) como en España, donde en el último año el 10,5% de los coches de nueva matriculación registrados fueron vehículos híbridos (6,52%) y eléctricos (3,98%) [5].

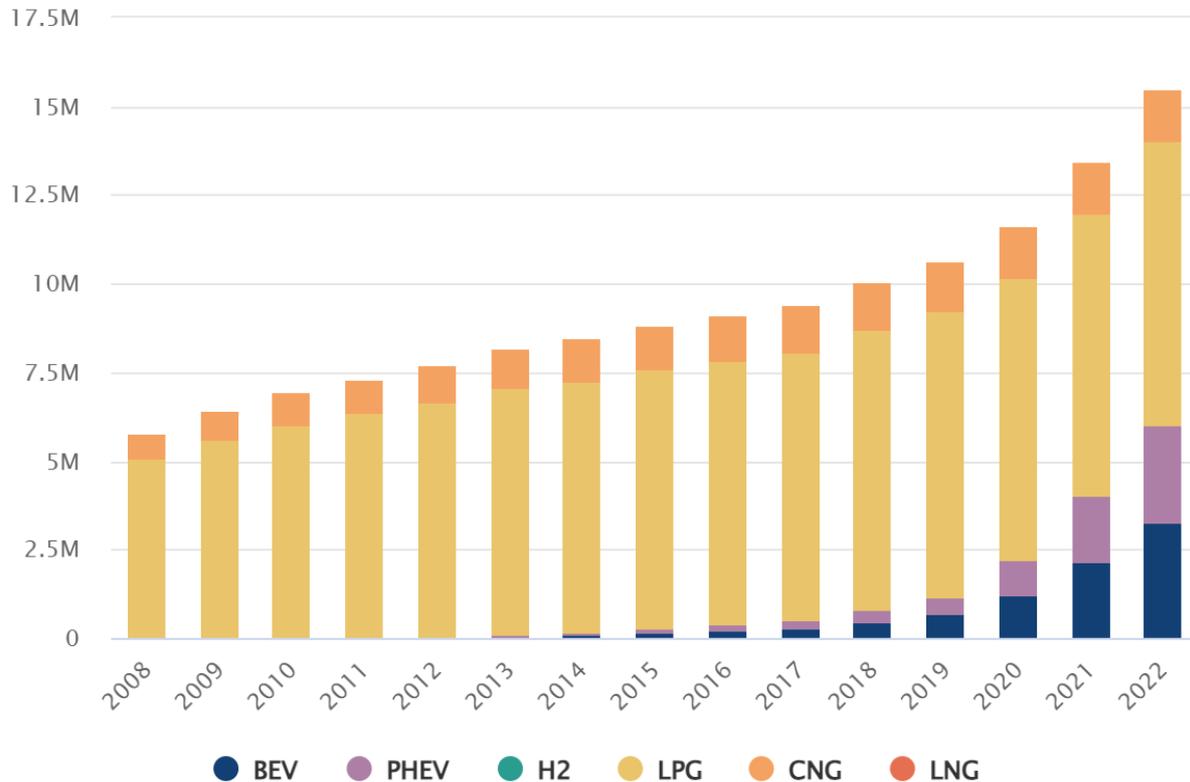


Figura 6. Flota total de vehículos con combustibles alternativos en países miembros de la Unión Europea hasta el 2022. Fuente [5].

Desde el 2020, el aumento del volumen de mercado de los vehículos eléctricos e híbridos se ha visto justificado mayoritariamente por las regulaciones impuestas por la Comisión Europea en términos de reducción de las emisiones de CO₂ [7]. No obstante, desde el punto de vista del medio ambiente, aunque los vehículos eléctricos no emiten gases en funcionamiento, su proceso de producción, así como la tecnología aplicada especialmente en lo relativo al desarrollo de las baterías, es una alta fuente de contaminantes si se compara con los procesos de fabricación de los vehículos de combustión. El proceso de fabricación de un coche eléctrico emite alrededor de unas 14 toneladas de dióxido de carbono, mientras que para un coche de combustión interna las emisiones se reducen a alrededor de las 6 toneladas [8]. A este hecho se suma el origen de la energía empleada para su recarga, siendo razonable encontrar altas tasas de producción y matriculación asociadas a países con una alta producción de energía proveniente de fuentes renovables y/o nuclear, donde la reducción de las emisiones logra imponerse frente a la asociada al vehículo de combustión.

2.2 Infraestructura de carga del vehículo eléctrico.

Una estación de recarga es parte de la infraestructura eléctrica instalada a lo largo de una calle, aparcamiento o en el garaje de una casa; su función principal es suministrar energía al vehículo híbrido o eléctrico para cargar la batería. El cargador, externo o de a bordo (OBC), es responsable de la etapa final en la carga de la batería. Para ello, transforma la potencia obtenida del equipo de alimentación del vehículo eléctrico (EVSE) en el perfil de carga de la batería necesaria [9].

2.2.1 Infraestructura eléctrica de carga

En todo sistema de carga presente en un vehículo eléctrico actual es posible encontrar al menos los siguientes elementos (**Figura 7**): la batería; un sistema de gestión de baterías (o BMS por sus siglas en inglés); un cargador a bordo; varios convertidores DC/DC para adecuar los niveles de tensión según las distintas unidades auxiliares; sistemas de refrigeración; calefactores; etc [6].

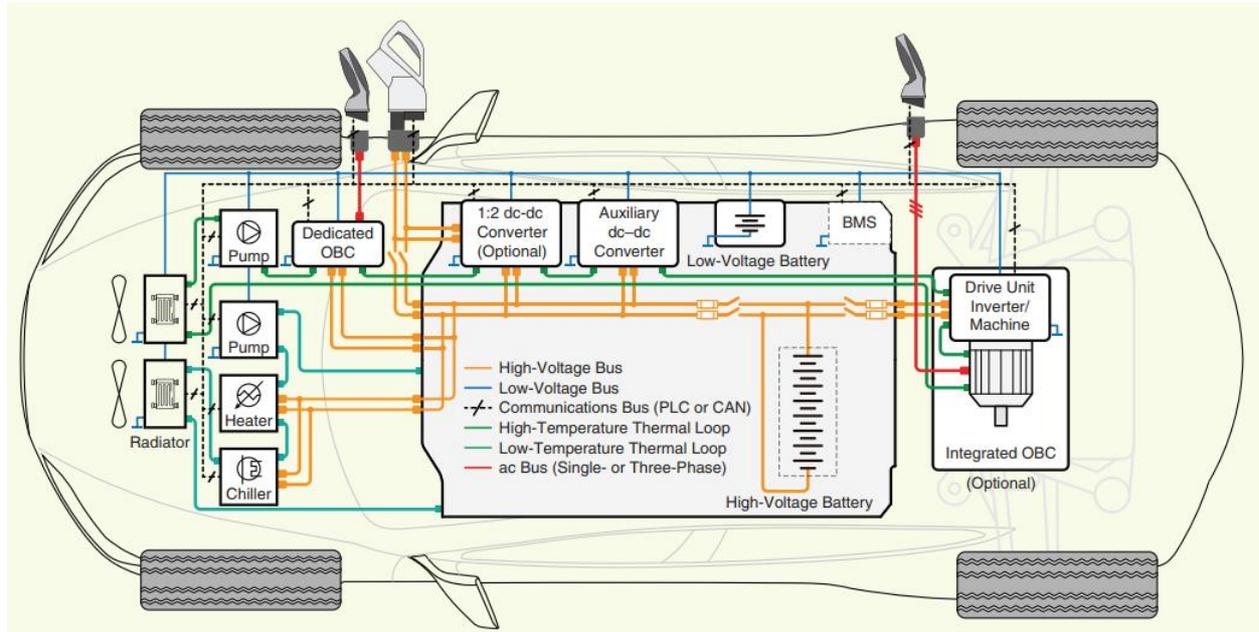


Figura 7. Esquema del motor de un vehículo eléctrico. Fuente [6].

En lo que respecta a la infraestructura de carga de los vehículos eléctricos, la literatura destaca la diversidad de tecnologías en relación con diversos aspectos. Una distinción importante puede realizarse de acuerdo con su localización en el sistema (entre cargadores externos y cargadores a bordo); según la duración de la carga (entre cargadores de carga lenta o cargadores de carga rápida); según el flujo de potencia (entre sistemas unidireccionales y bidireccionales); según su número de ramas (diseños intercalados o simples), según su fuente de alimentación (cargadores de continua, alterna, monofásicos y trifásicos), además de poder clasificarlos atendiendo a una descripción más completa en función de los sistemas de carga y el modo de conexión.

2.2.2 Cargadores externos y cargadores a bordo

No solo la localización de la etapa de potencia marca la diferencia entre los cargadores a bordo y los cargadores externos u *off-board*, la elección por el fabricante en el diseño de uno u otro tipo de topología se basa en factores tales como la velocidad de carga, la autonomía y la capacidad, así como el peso del vehículo e incluso la compatibilidad hardware.

En general, los cargadores externos resultan más adecuados para aquellos vehículos que necesitan de una carga rápida y eficiente en áreas donde haya una infraestructura de carga adecuada, mientras que los cargadores a bordo presentan una solución más adecuada para aquellas aplicaciones que requieran de mayor flexibilidad y conveniencia.

Se debe destacar también las diferencias existentes en los niveles de tensión y potencia entre ambas tecnologías: por lo general, los cargadores externos permiten trabajar con valores de potencia y tensión más elevados debido a las mayores garantías de seguridad que prestan frente a los cargadores a bordo.

De acuerdo con el estándar IEC 61851 [10], el modo 3 de conexión, debido a su mayor ratio de potencia, suele corresponderse con esta solución externa mientras que en los modos de conexión 1 y 2 destacan los cargadores a bordo.

2.2.3 Clasificación según a estándares. Norma IEC 61851.

La regulación de los niveles de carga, así como las condiciones de conexión y servicio de las estaciones, depende de estándares propios de los sistemas eléctricos y energéticos siendo la norma IEC 61851 “Sistemas de carga para vehículos eléctricos” [10], el estándar que establece los principales requisitos de diseño de estas infraestructuras en términos de la seguridad, la interoperabilidad, la eficiencia y el rendimiento junto con la norma IEC 62196 [11], que deriva de la primera y que proporciona una descripción general del proceso de carga y de los requisitos mecánicos y eléctricos del sistema de conexión. En líneas generales, estos estándares definen los tipos de conectores y protocolos de comunicación que deben emplearse para una carga fiable y segura de un vehículo eléctrico.

De acuerdo con las normas, es posible distinguir cuatro modos de carga [12]:

- El modo 1 (carga lenta) se utiliza para la recarga de baja potencia, normalmente desde una toma de corriente doméstica estándar. Los valores máximos de corriente y tensión son 16 A y 250 V para la conexión monofásica o 16 A y 480 V para la conexión trifásica.
- El modo 2 (carga “semi rápida”) añade seguridad adicional incorporando funciones de protección y control como la detección de faltas de tierra. Es el modo más usado en estaciones de carga públicas con un valor máximo de corriente de 32 A para la conexión monofásica y trifásica del vehículo a la red, mientras que la tensión no debe superar los 250 V y los 480 V respectivamente.
- El modo 3 (carga rápida) es el modo de carga normalizado para cargadores de corriente alterna (AC) y requiere de un conector específico como un conector tipo 2 o un CCS (*Combined Charging System*), conectado a una estación de carga dedicada, además de un protocolo de comunicación de datos bidireccional con la estación para establecer (autenticar) la corriente y la tensión adecuadas de carga. Este sistema de alimentación debe proporcionar un conductor de puesta a tierra de protección desde la base de la toma de corriente. El rango de operación define una corriente entre 32 A y 250 A.
- El modo 4 (carga “ultra rápida”) considera el suministro únicamente en DC con una potencia máxima de 400 kW para unos valores límite de 400 A y 1000 V. Este modo requiere siempre de un cargador externo y de un sistema de comunicación específico, así como funciones propias de protección y control y conectores dedicados como el tipo CHAdeMO.

Además de los modos de carga, la IEC 61851, establece requisitos de seguridad, como la protección contra sobrecalentamiento, la detección de faltas de tierra y la desconexión automática en caso de sobretensión o sobreintensidad; la autenticación de la conexión y la autorización de carga, y la medición de la energía utilizada.

Otras regulaciones que considerar en el diseño de las infraestructuras eléctricas asociadas a la carga de vehículos son:

- Regulaciones sobre seguridad eléctrica y protección contra sobrecargas, conexión a tierra y medidas de seguridad, como las normas IEC 60364, IEC 61557 o IEC 609050.
- Regulaciones sobre compatibilidad electromagnética (EMC), emisiones e inmunidad, como EN 55011, EN 55022 y IEC 61000-4.
- Recomendaciones del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) aplicadas a la calidad de red y a la distorsión armónica (THD) como los requisitos definidos en el IEEE 519.
- Normativas relacionadas con la eficiencia energética, como la Directiva de Diseño Ecológico de la UE y la norma ISO 50001.
- Regulaciones de protección ambiental, como la Directiva de Residuos de Equipos Eléctricos y Electrónicos (WEEE) de la UE y la norma ISO 14001.
- Normativas de interoperabilidad y compatibilidad, como la Directiva de Infraestructuras para Combustibles Alternativos de la UE y la norma ISO 15118.

2.3 Tecnología de los cargadores a bordo (*On Board Charger*).

2.3.1 Requisitos de diseño de los OBC

La función principal del OBC es permitir la conversión de energía eléctrica de la red al vehículo para su carga y propulsión, siendo también posible la conversión de energía inversa, es decir, del vehículo a la red o V2G, “*vehicle to grid*”, a través de sistemas bidireccionales. El OBC se encuentra integrado en el vehículo y se comunica con otros componentes, como el sistema de gestión de la batería o BMS y el motor eléctrico para garantizar una carga segura y eficiente.

La **eficiencia** es así un factor clave en el diseño del OBC ya que su efecto queda reflejado no solo en el coste de su recarga sino también en su duración, las pérdidas térmicas y los requisitos de refrigeración. La mayoría de los modelos comerciales alcanzan rendimientos en el rango del 90% al 95%. Sin embargo, para eficiencias superiores al 90%, el sistema de refrigeración puede conllevar el aumento del peso y de la complejidad del diseño [6].

Para que el vehículo sea competitivo y práctico frente a sus análogos de combustión interna, el sistema de carga no solo debe ser eficiente sino además tener una **alta densidad de potencia**, es decir, debe ser capaz de satisfacer la demanda energética del vehículo ocupando el menor espacio posible. Como consecuencia directa de esta reducción necesaria de espacio, se exige además una baja complejidad del sistema que permita la detección de errores a tiempo y reduzca las pérdidas térmicas de sus componentes.

Por otro lado, las topologías también deben proporcionar la **flexibilidad** necesaria para hacer frente a prácticamente cualquier condición de corriente alterna en todo el mundo, es decir, un rango de tensión de al menos 110-240 V para suministros monofásicos y trifásicos [6].

Finalmente, los OBC modernos se enfrentan a las limitaciones de la red (IEC 61851) y de la batería (IEC 61000) para lograr una calidad de energía adecuada. Los estrictos requisitos de compatibilidad electromagnética (EMC), obligan a los fabricantes a un diseño muy cuidadoso. Entre otras consideraciones, el diseño electrónico debe tener en cuenta las emisiones conducidas o radiadas al sistema del vehículo y al entorno (por ejemplo, radio FM/DAB) además de garantizar su inmunidad [7].

2.3.1.1 Densidad de potencia.

Un requisito clave para la integración de cualquier OBC es tener una alta densidad de potencia. El cargador a bordo deberá ser pequeño y compacto, pero capaz de manejar elevados niveles de potencia. Las últimas tendencias del sector muestran como los cargadores son cada vez más pequeños para los tradicionales niveles de potencia o bien, como estos niveles aumentan sin repercutir notoriamente en las dimensiones mecánicas [13].

En pro de la optimización del espacio, el mismo diseño integrado, suele incluir un circuito dedicado exclusivamente a la alimentación de las pequeñas cargas (luces, alarmas, accesorios, ...) que forman parte habitual del sistema del vehículo.

2.3.1.2 Niveles de tensión y potencia.

Los OBC deben ser capaces de operar en un amplio rango de condiciones para satisfacer la demanda de conexión directa a la red eléctrica trifásica o monofásica, lo que implica la capacidad de adaptar su operación a un rango de potencia de entrada que puede variar entre los 22 kW-11 kW para la conexión trifásica o hasta los 3,6 kW en monofásica [6]. Para superar la brecha en autonomía con el vehículo de combustión, no solo es preciso aumentar la duración y eficiencia de las baterías empleadas, sino que también debe poder operar bajo las diferentes regulaciones nacionales o regionales [7].

Los rangos usuales de los primeros modelos permitían la carga de pequeñas baterías entregando potencias reducidas de 1 kW a 3,6 kW. Estos varían actualmente en la mayoría de los diseños entre los 3,6 kW y 7,2 kW en monofásica y 11 kW en modelos trifásicos. No obstante, es esperable que las generaciones futuras de OBC se muevan en márgenes más elevados alcanzando los 22 kW en trifásica (a 400 V AC y 32 A) [6].

Los cargadores de baterías a bordo están limitados por el tamaño, el peso y el volumen, por esta razón suelen ser compatibles con los modos de carga 1 y 2, con capacidad para la transferencia de energía unidireccional, existiendo asimismo sistemas bidireccionales [14].

2.3.1.3 Eficiencia.

Un requisito fundamental para el cargador a bordo es lograr una alta eficiencia en la conversión minimizando las pérdidas de energía. Las ventajas de un sistema de carga eficiente se observan en dos aspectos fundamentales: la velocidad del proceso de carga y las pérdidas de energía. Un sistema eficiente no solo permite al usuario disponer del vehículo en menos tiempo, sino que además posibilita la reducción de las pérdidas [13].

La eficiencia de la conversión es especialmente importante en los sistemas de carga bidireccionales en los cuales el VE puede suministrar energía a cargas externas o incluso a la propia red eléctrica.

Hoy en día, los diseños competitivos suelen alcanzar una eficiencia energética alrededor del 95%. La pérdida de potencia está relacionada principalmente con los materiales, el rendimiento y el coste de los semiconductores y los componentes pasivos elegidos [6].

2.3.2 Topologías

2.3.2.1 Estructura básica de un OBC

El OBC de un vehículo eléctrico está conformado generalmente por varios convertidores DC/DC acompañados de al menos un rectificador para permitir la conexión del vehículo a la red eléctrica, a lo que se suma un conjunto de sistemas auxiliares de gestión como el BMS, y otros elementos no eléctricos, **Figura 8**.

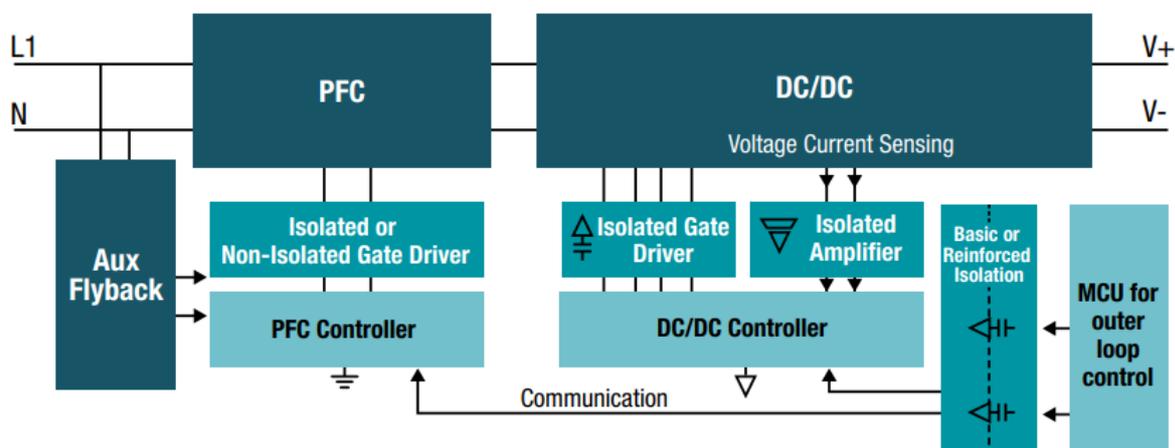


Figura 8. Topología típica de un cargador monofásico. Fuente [9].

Realizando un análisis técnico en el ámbito de la electrónica de potencia es posible disgregar la topología básica de un OBC en los siguientes bloques principales:

- Una primera etapa de conversión AC/DC para la conexión del vehículo a la red compuesta de al menos un filtro inductivo para la supresión de armónicos y la reducción de interferencias electromagnéticas (EMI), junto con un rectificador mayoritariamente basado en un puente H de diodos no controlado. No obstante, modelos más actuales sustituyen el puente tradicional por topologías tótem-pole con dos o más ramas de semiconductores (diodos y transistores, generalmente de tecnología MOS) en disposición de puente.
- Una segunda etapa de adaptación DC/DC, basada en convertidores de tipo *boost*, *buck* o *flyback* en función de la finalidad del OBC: unidireccional o bidireccional. Debido a las pérdidas térmicas asociadas a la operación de los semiconductores de esta etapa, soluciones actuales buscan reducir el tamaño de los componentes “intercalando” más de un canal, es decir, aumentando el número de ramas en paralelo lo que contribuye a la reducción de la corriente circulante en estos elementos. Por otro lado, resulta frecuente la incorporación de un transformador de alta frecuencia, dotando de aislamiento galvánico a la estructura y facilitando la interoperabilidad y modularidad de los convertidores de potencia.

2.3.2.2 Diversidad de topologías

En cuanto a la diversidad de topologías, es posible realizar un breve análisis de las divergencias encontradas en el mercado de acuerdo con el sistema de alimentación escogido y el flujo de la energía.

Según la toma de corriente, se distingue entre modelos **monofásicos** y **trifásicos**. La elección entre uno u otro viene determinada por aspectos tales como los niveles de carga, la complejidad del sistema y la velocidad de carga. Si bien los modelos monofásicos destacan por su menor coste, mayor compacidad y simpleza, estos se ven penalizados en factores clave como la duración de la carga como consecuencia directa de su menor nivel de potencia manejada, mientras que los modelos trifásicos, posibilitan la reducción de los tiempos de recarga a costa de un aumento en la complejidad del diseño, su control y su coste. Estos últimos pueden diferenciarse a su vez en dos arquitecturas según tengan o no conexión de neutro [9].

Según el flujo de potencia, es posible hablar de vehículos con sistemas de carga **unidireccionales** o **bidireccionales**. Mientras los primeros solo permiten el flujo de corriente desde el suministro eléctrico hasta el vehículo (G2V, por sus siglas en inglés) los segundos permiten el doble sentido de circulación de la corriente posibilitando la devolución de la energía desde la batería a la red (V2G) e introduciendo ventajas en la salud del sistema y la red eléctrica.

Por último, según la implementación de las etapas de conversión se distingue entre modelos de **una o dos etapas**. En los modelos de dos etapas, el cargador se compone de dos módulos dedicados; uno a la conversión de alterna a continua, seguido de una etapa elevadora para la adaptación al nivel de tensión requerida, y un segundo módulo, que usualmente incorpora un aislamiento galvánico, el cual es dedicado al control de los algoritmos de carga de la batería. Por otro lado, los diseños de una etapa integran en un mismo bloque las conversiones AC/DC y DC/DC. De esta manera se consiguen reducir costes y tamaños al poder prescindir de voluminosos componentes tales como inductancias, transformadores y condensadores. En contrapartida, se limita el rango de tensiones de salida al no disponer de un aislamiento galvánico adecuado, mientras que, para alcanzar una buena corrección del factor de potencia, es necesario recurrir a un buen número de diodos y semiconductores [14].

Dentro de esta distinción, es posible destacar dos subtipos adicionales, los cargadores **integrados** y **multifuncionales**. El concepto de integración consiste en reutilizar algunos de los componentes de la cadena cinemática (inversor y bobinados del motor) para implantar el sistema de carga a bordo con el fin de aumentar la densidad de potencia del conjunto [14]. Sin embargo, esta reorganización de los componentes no siempre es ventajosa, pues en muchas ocasiones implica elevar la complejidad del sistema de control y de protección. Por otra parte, el principio empleado en los cargadores multifuncionales consiste en utilizar algunos componentes para más de un mismo objetivo, por ejemplo, utilizar el OBC para cargar la batería auxiliar a través de la batería de propulsión, logrando así una mayor eficiencia con un diseño más compacto y ligero.

2.4 Métodos de carga. Salud de la batería y eficiencia.

2.4.1 Clasificación de las baterías

En lo que respecta a las baterías destinadas a los vehículos eléctricos, se puede realizar una clasificación de acuerdo con diversos aspectos físicos y químicos. En el artículo [15] se expone un análisis de las tecnologías más empleadas en diversos ámbitos. De forma general, las baterías pueden clasificarse según:

- El formato de las celdas: en cilíndricas, prismáticas o de bolsa, siendo estas segundas las más utilizadas actualmente.
- Su composición química: aunque existen diversas composiciones, las alternativas basadas en ion-litio encabezan la lista por ofrecer la mejor relación eficiencia-coste, sin embargo, su reciclado y su corto ciclo de vida siguen planteando retos a la industria. Otras opciones son las baterías de ácido-plomo (lead-acid), de sulfuro de litio (Li-S) o de hidruro metálico de níquel (Ni-MH).
- Su aplicación: entre baterías “de energía” (*energy cells*) si el diseño se orienta a optimizar el almacenamiento, o baterías “de potencia” (*power cells*) si busca optimizar la potencia entregada. En los vehículos puramente eléctricos, es más frecuente esta primera opción reservando las baterías de potencia para vehículos híbridos o de competición.

2.4.2 Carga de baterías de ion-litio

Las baterías de ion-litio han sido las más ampliamente utilizadas en la industria del automóvil eléctrico. Por este motivo y por su uso en el modelo que se empleará como referencia de diseño, el Chevrolet Volt de segunda generación, conviene identificar sus características principales.

Los modelos convencionales son aquellos que incluyen cobalto en su aleación catódica. La principal distinción de estos con aquellos aleados sin cobalto, como es el caso de las baterías LTO (titanato de litio), está en el menor valor de tensión nominal de estas segundas.

El artículo [16], recoge las consideraciones generales para tener en cuenta durante el proceso de carga de las baterías de ion-litio, especialmente de aquellas con aleaciones de cobalto. A modo de resumen, es posible destacar los aspectos siguientes:

- La carga de la batería se considera completa cuando la corriente de carga disminuye hasta alcanzar entre el 3% y el 5% de la relación Amperios hora (Ah), mientras que la tensión alcanza el valor umbral o de tensión máxima de carga, que suele situarse en los 4,05 - 4,20 V/celda.
- Una vez la batería alcanza el 100% de la carga, no solo la corriente decae sino también la tensión, permaneciendo estabilizada alrededor de 3,70 V/celda o 3,90 V/celda,
- La velocidad de carga recomendada suele ser de $0.5 C^2 - 1 C$, siendo C la capacidad total de la pila. El valor más empleado por los fabricantes es de $0,8 C$ a fin de prolongar la vida útil de la misma. Además, a diferencia de otras composiciones como las baterías de ácido-plomo, los fabricantes no suelen recomendar cargar al 100% las baterías de ion-litio pues estresa la pila y acorta su vida útil. Los métodos de carga rápida para estas baterías se presentan de esta manera como soluciones viables.
- El tiempo de carga estimado en las baterías actuales suele ser alrededor de 2 o 3 horas para una carga lenta o convencional.
- Una consideración habitual consiste en aplicar una ligera “carga de relleno” para compensar la autodescarga de la batería. El sistema de gestión inicia de nuevo la carga cuando la tensión de circuito abierto desciende por debajo de un umbral, lo que permite reducir el estrés relacionado con el voltaje y prolonga la vida útil de la batería.

2.4.3 Algoritmos de carga

De acuerdo con el documento elaborado por la empresa SIDEI Ingenieros LTDA para la Universidad de Chile “*se entiende por algoritmo de carga, el método por el que el cargador restituye la carga a la batería.*” [17]. Cada fabricante diseña su propio algoritmo según la tecnología de baterías empleada, así como a las prestaciones del vehículo. Estas diferencias, si bien muchas veces son menores, otras pueden afectar significativamente al rendimiento y a la eficiencia, a la estabilidad y a la durabilidad del conjunto cargador más batería.

2.4.3.1 Algoritmo de tres etapas

En cuanto a los modos de carga, el algoritmo de tres etapas es el más empleado en los métodos convencionales o de carga lenta. Estas etapas, ilustradas en la **Figura 9**, son:

- Etapa 1: carga rápida o principal.

Etapa de carga a corriente constante en la cual el sistema trata de alcanzar la tensión umbral de absorción o tensión de carga. Este valor de corriente suele estar limitado para evitar la saturación de la celda. A mayor corriente inyectada, menor es la duración de esta etapa para una misma tensión umbral.

² Cuando se habla de velocidad de carga de una batería, la letra "C" se utiliza como una medida de la tasa de carga en relación con la capacidad nominal de la batería. Por ejemplo, si una batería tiene una capacidad nominal de 10 amperios-hora (Ah), una tasa de carga de 1 C significa que la batería se está cargando a una corriente de 10 amperios. La razón por la que se recomienda una tasa de carga de 0,5 C es porque esta velocidad de carga es considerada como una carga moderada, lo que permite que la batería se cargue de manera más segura y duradera. Cargar la batería a una tasa más alta, como 1 C o más, puede acortar su vida útil y aumentar el riesgo de daños en la misma.

- Etapa 2: absorción.

Una vez la tensión ha alcanzado el valor de absorción, la corriente comienza a disminuir progresivamente manteniendo el voltaje constante. Es una etapa de saturación que en la mayoría de los modelos comerciales se corresponde con el 80% - 100% del SoC (estado de la carga, por sus siglas en inglés).

- Etapa 3: almacenamiento o mantención de carga (etapa de flotación)

Una vez la recarga de la batería se completa (al 99% - 100%), el BMS implementa un modo de supervisión de la tensión de flotación. Esta comienza a disminuir lentamente (proceso de autodescarga) para evitar el estrés de la pila. A fin de mantener el nivel del SoC cuando el cargador permanece conectado evitando la sobrecarga, este detiene el proceso fijando un valor límite por debajo del cual reactivaría de nuevo el proceso. En el caso de las baterías de ion-litio, la carga en reposo suele detenerse antes de alcanzar el 100% para prolongar la vida útil de las celdas.

A estas etapas es frecuente añadir una “pre-etapa” o etapa inicial de estabilización durante la cual se minimiza la corriente de carga a fin de evitar sobreintensidades en los primeros ciclos y que dura hasta la estabilización de la tensión de salida.

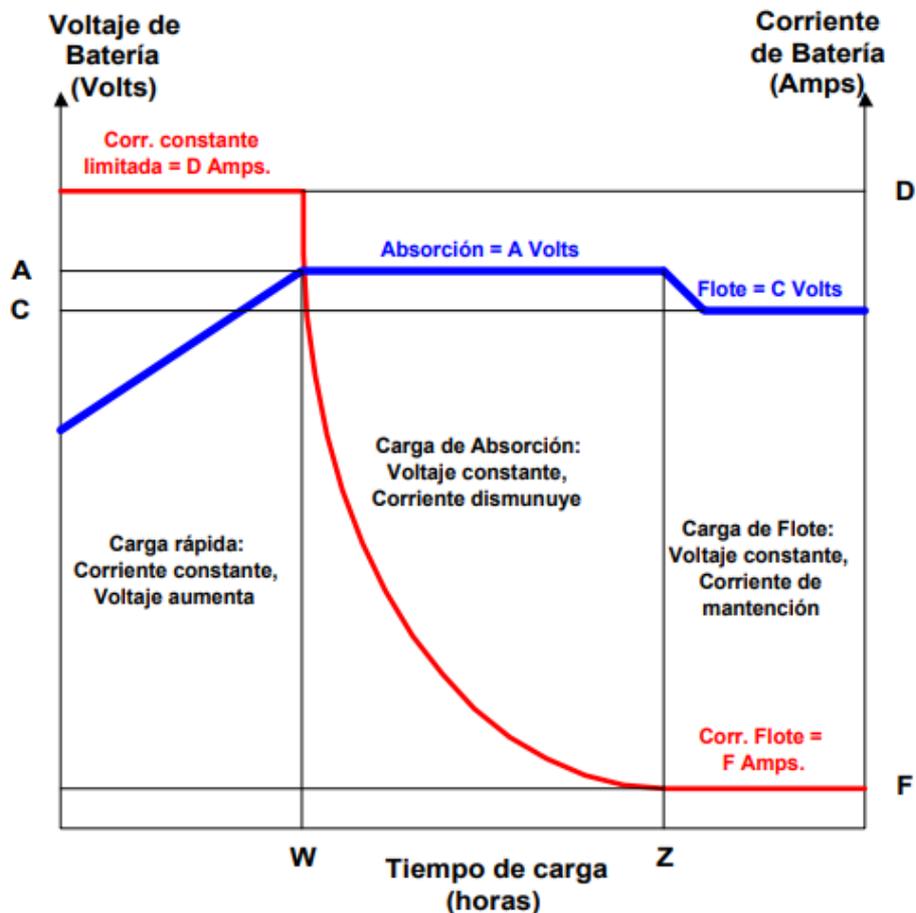


Figura 9. Curva típica de carga CC/CV para baterías. Curva roja: corriente de carga; curva azul: tensión en bornas de la batería. Fuente [17].

Esta descripción bien se corresponde con un método de carga CC/CV convencional el cual, cuyo nombre indica, se basa en inyectar una corriente constante durante un periodo de tiempo para reducir su valor una vez alcanzado un determinado nivel de voltaje o de carga (etapa de absorción) manteniendo constante la tensión en bornas de la batería hasta completar el proceso.

2.4.3.2 Otros algoritmos de carga

Existen otras alternativas que permiten la mejora de la eficiencia y del rendimiento del sistema bajo diferentes regímenes de operación. En el informe [18], se explican brevemente seis estrategias a través de los diagramas mostrados en la **Figura 10**. A modo de resumen, se destacan los datos siguientes:

- Carga CC/CV modificada: el control de corriente durante la etapa de absorción se realiza a través de una curva de referencia cuya forma es obtenida del estudio del comportamiento de la batería bajo diferentes condiciones de operación, permitiendo una mejora en la eficiencia y en el tiempo de carga.
- Carga CC/CV pulsada o PLL (PLL-CC/CV): durante la etapa de carga a tensión constante, el sistema es alimentado por un tren de pulsos de corriente cuyo valor medio disminuye en el tiempo durante la operación a tensión constante.
- Carga “multi-estado” a corriente constante: la reducción de la corriente se realiza de forma escalonada. Los tiempos y los niveles son obtenidos a través de algoritmos de optimización.
- Carga CC/CV elevadora: la etapa CC comienza con un valor de corriente por encima del nivel estimado para la carga con intención de reducir la duración de la carga rápida. Es más sencilla de implementar, aunque requiere de estudios adicionales para la determinación de los valores de corriente y de los tiempos adecuados.
- Carga pulsada: a diferencia del modelo CC/CV de mismo nombre, el tren de pulsos de corriente es implementado desde el inicio de la carga. Este proceso, aunque eficiente en la reducción del tiempo, requiere de un elevado coste en computación y control.
- Carga activa optimizada: el perfil de carga se adapta a las exigencias de la batería a través de la implementación de un modelo de su comportamiento interno. La complejidad de este método recae en el correcto análisis del estado de carga y en la correcta estimación de la curva de corriente.

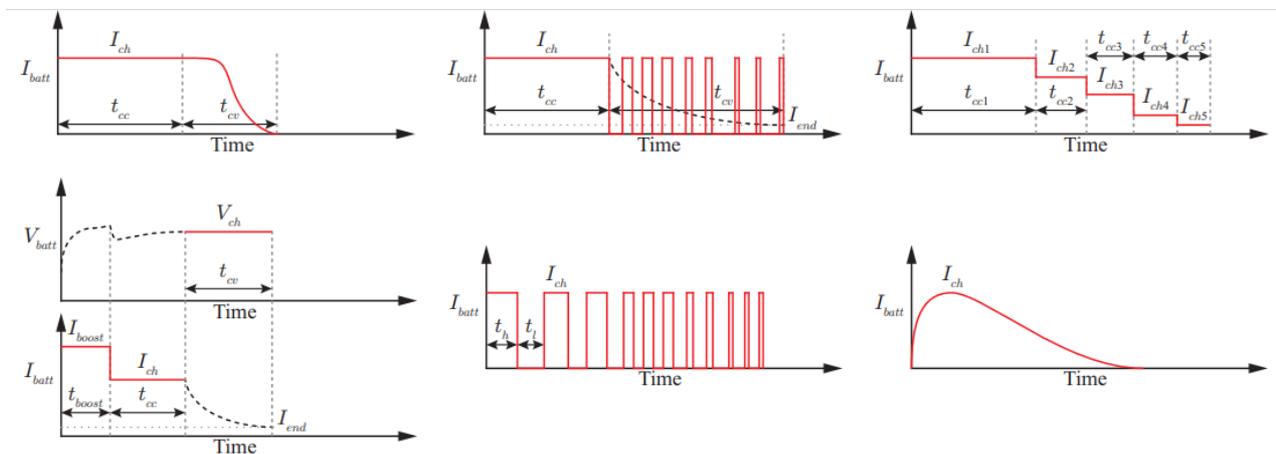


Figura 10. Algoritmos de carga. De arriba a abajo y de izquierda a derecha (1) carga CC/CV modificada, (2) carga CC/CV pulsada, (3) carga multi estado, (4) carga CC/CV elevadora, (5) carga pulsada y (6) carga activa optimizada. Fuente [18].

Aquellas destinadas a la carga lenta influyen en el control de la curva de corriente durante la etapa de carga a tensión constante, mientras que las destinadas a los perfiles de carga rápida implican la actuación en el perfil completo de carga. Aunque estos modelos permiten el aumento de la eficiencia del proceso, suponen un coste adicional que se refleja en el diseño, la computación y la optimización con la finalidad de adecuar los tiempos y los niveles de corriente requeridos por la aplicación en cuestión.

3 DISEÑO EN SIMULINK DEL MODELO OBC

EN este capítulo se procederá al análisis y al estudio de las alternativas de diseño para la elaboración del modelo Simulink del cargador a bordo. Se abarcará una breve comparativa de estructuras que justifica las opciones escogidas, así como el análisis matemático llevado a cabo para el diseño de los componentes y algoritmos de control implementados en el mencionado software.

3.1 Especificaciones de diseño.

Para el desarrollo de este proyecto se ha decidido tomar como modelo de referencia el cargador a bordo del conocido Chevrolet Volt de segunda generación. Diversas razones han llevado a esta elección, entre ellas, la sencillez de su topología junto a sus buenas prestaciones en términos de eficiencia. Estas decisiones se desarrollan en los apartados consecuentes.

El cargador a bordo del mencionado vehículo se compone de los siguientes bloques, **Figura 11**:

- Un filtro inductivo en la conexión directa con la red monofásica.
- Un rectificador de diodos en puente completo no controlado.
- Un corrector de factor de potencia (PFC) de dos ramas.
- Un inversor de puente completo controlado basado en tecnología MOS.
- Un convertidor DC/DC con tanque resonante LLC para aislar galvánicamente de la red eléctrica.
- Un segundo rectificador de puente completo para la conexión del sistema a la batería.
- Un filtro paso bajo a la salida para la mejora de la calidad de onda.

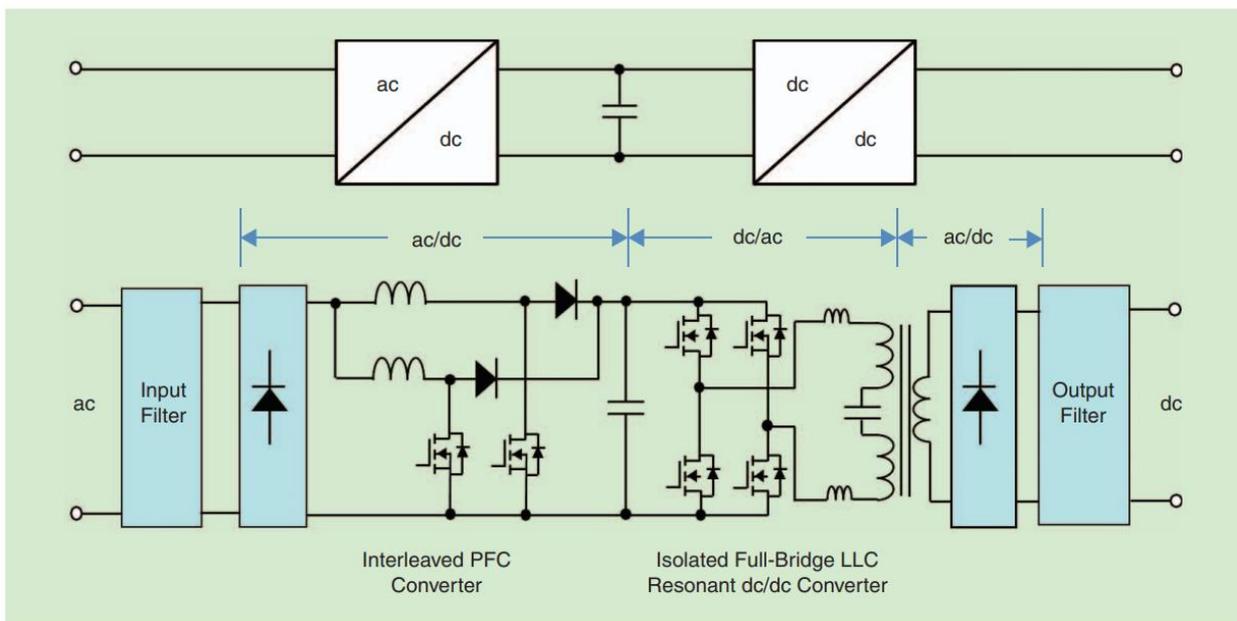


Figura 11. Esquema general de la topología OBC empleada en el Chevrolet Volt de segunda generación. Fuente [19].

Además de las propias especificaciones del vehículo, se tendrá en cuenta para su diseño y aplicación los rangos de operación permitidos según la norma IEC 61851 para el modo de carga 1, considerando en primera instancia su conexión a la red eléctrica europea [10]. En otras palabras, se operará alimentando al sistema con una fuente de tensión alterna de 50 Hz y 230 V monofásica, para una corriente máxima de 16 A.

Las características técnicas que definen el diseño del modelo se resumen en la **Tabla 1**.

Tabla 1. Especificaciones de diseño preliminares del Chevrolet Volt de segunda generación

Conexión a la red eléctrica y características del vehículo	Valor	Unidad
Nivel de tensión monofásica de la red eléctrica - Valor RMS (V_{red})	230	V
Frecuencia de red (f_{red})	50	Hz
Rango de la tensión de entrada del Chevrolet Volt 2	85-265	V
Rango de la tensión de salida del Chevrolet Volt 2	200-430	V
Rango de variación de la frecuencia del Chevrolet Volt 2	45 - 65	Hz
Corriente máxima de entrada ³ (I_{red})	16	A
Corriente de salida (I_{out})	13	A
Potencia gestionada a la salida (P_{out})	3650	W
Eficiencia del corrector de factor de potencia ⁴ (ϵ_{PFC})	97-98	%
Eficiencia del convertidor DC/DC de puente completo y tanque resonante LLC ⁵ (ϵ_{LLC})	95	%

3.2 Corrector de factor de potencia (*power factor corrector*).

El convertidor AC/DC para la conexión a la red de la batería, **Figura 12**, agrupará los siguientes elementos:

- Un filtro inductivo en la conexión directa con la red monofásica.
- Un rectificador de diodos en puente completo no controlado.
- Un corrector de factor de potencia, basado en un convertidor elevador.
- Un algoritmo de control para la operación de los semiconductores del elevador.

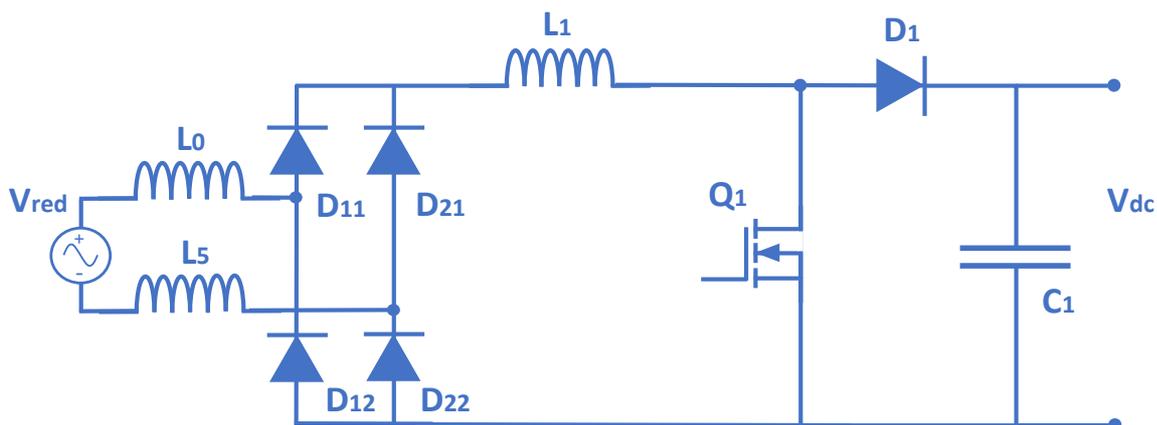


Figura 12. Esquema del corrector de factor de potencia elevador de una rama.

³ Valor de diseño del Chevrolet Volt de segunda generación de acuerdo con el estándar IEC 61851.

⁴ Valores de eficiencia para la conexión a 240 V y carga máxima.

⁵ Valores de eficiencia para la conexión al bus DC de 400 V y carga máxima.

3.2.1 Determinación del modelo de PFC

El objetivo del corrector de factor de potencia o PFC es sincronizar la corriente de salida de la etapa de rectificación con la tensión de red a fin de maximizar la potencia activa inyectada en la siguiente etapa por medio de la reducción de la componente reactiva y de la mejora del espectro armónico. Según como se diseñe el corrector, bien sea por medio de elementos pasivos (redes de bobinas y/o condensadores, mayoritariamente) o activos (como transistores), la forma de onda de corriente puede variar significativamente, como se observa en la **Figura 13**. En condiciones ideales, la corriente de salida del corrector debería seguir a la tensión de entrada del cargador como si se trabajase con un modelo resistivo, con un aspecto perfectamente sinusoidal.

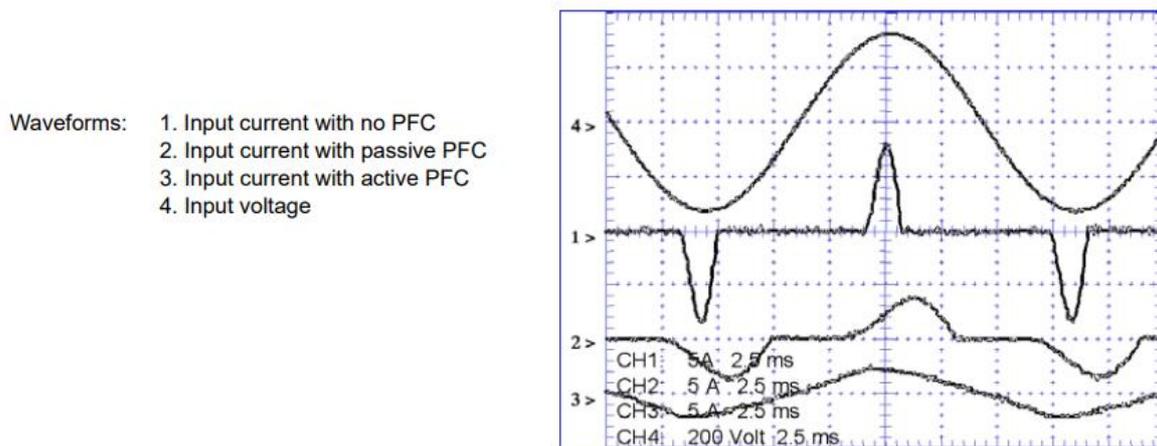


Figura 13. Formas de onda de la corriente de alimentación para sistemas con y sin PFC⁶. Fuente [20].

Para la implementación de este bloque se emplean diversas topologías de convertidores DC/DC, siendo el convertidor elevador o *boost* el más empleado por su sencillez y por permitir el aumento de la tensión del bus DC o *DC-link* además de reducir el rizado de alta frecuencia de la corriente inyectada, es decir, que actúa como filtro de señal mejorando la relación entre el valor eficaz y el valor medio de esta magnitud, reduciendo en costes y pérdidas asociadas a los elementos pasivos posteriores.

3.2.2 Tensión de salida – Bus DC

Tanto los niveles de voltaje de 400 V como de 800 V son comunes en el bus DC que conectaría la etapa elevadora con el convertidor DC/DC. La elección de este nivel depende de varios factores como la aplicación específica, la capacidad de la batería, la tensión de red y la normativa aplicable. Por ejemplo, los vehículos eléctricos de alta gama suelen emplear sistemas de 800 V para mejorar la eficiencia y reducir los tiempos de carga, mientras que para los vehículos de gama media y baja se suelen utilizar sistemas de 400 V debido a su menor coste y a la mayor disponibilidad de componentes en el mercado.

En el modelo que se plantea, esta etapa eleva la tensión de red hasta un valor medio aproximado de 400 V. A este dato se sumará la posibilidad de que existan variaciones dentro del rango de los 340 – 410 V, como se explicará en el apartado 4.1.2.

3.2.3 Modo de operación

Uno de los factores importantes en el diseño de un OBC es el modo de operación de su corrector de factor de potencia o PFC. Según el valor que toma la corriente circulante en la inductancia, el convertidor elevador puede operar en tres modos⁷. La **Figura 14**, resume sus características principales.

⁶ (1) Forma de onda de la corriente de red de un sistema sin PFC, (2) forma de onda de la corriente de red para un sistema con PFC pasivo (esto es, basada en una red de elementos pasivos como bobinas y condensadores), (3) forma de onda de la corriente de red para un sistema con PFC activo (es decir, que emplea elementos como transistores y semiconductores), (4) forma de onda de la tensión de red.

⁷ Por sus siglas en inglés estos tres modos usualmente se refieren en la literatura como CCM (*Continuous Conductive Mode*), DCM (*Discontinuous Conductive Mode*) y CrCM (*Critical Conductive Mode*).

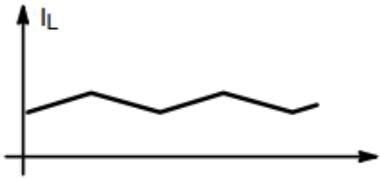
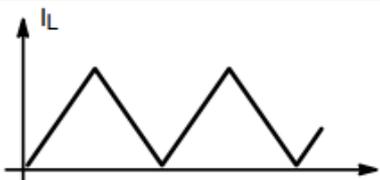
Rating	Symbol	Unit
	<p>Continuous Conduction Mode (CCM)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Always hard-switching • Inductor value is largest • Minimized rms current
	<p>Discontinuous Conduction Mode (DCM)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Highest rms current • Reduce coil inductance • Best stability
	<p>Critical Conduction Mode (CrM)</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Largest rms current • Switching frequency is not fixed

Figura 14. Corrector de factor de potencia: modos de conducción. Fuente [20].

- Modo de Conducción Discontinua (DCM); si la corriente se anula para un periodo T_1 en cada ciclo de operación.
- Modo de Conducción Continua (CCM); si la corriente se mantiene positiva para todo el ciclo de operación.
- Modo de Conducción Crítica (CrCM); si la corriente se mantiene positiva para todo el ciclo de trabajo, pero se anula al final de este. Este modo supone el límite entre los dos anteriores.

La elección de un modo de conducción implica adaptar no solo el diseño del ciclo de trabajo de los semiconductores involucrados sino también el valor de los elementos pasivos presentes en el diseño. A partir de las referencias, [20] y [21], se puede llegar a las conclusiones siguientes:

- La mayor desventaja del DCM, que provoca la exclusión de este método en aplicaciones de alta potencia o con cargas elevadas, es la de presentar el mayor pico de corriente para un valor fijo de tensión y potencia como consecuencia de la reducción del periodo de carga de la bobina.
- En cuanto a los modos de CCM y CrCM, el CrCM presenta un valor eficaz al menos dos veces superior al valor medio de corriente o, en otras palabras, un factor de rizado⁸ superior al CCM. Este efecto acentúa el ruido EMI en aplicaciones de alta potencia haciendo inviable su empleo en estos rangos.
- La mayor ventaja del CrCM es que cada ciclo termina con un valor nulo de corriente, lo cual permite eliminar las pérdidas en los semiconductores, en concreto, las pérdidas por encendido del MOSFET y apagado del diodo. Por otro lado, en el modo CCM aparecen pérdidas por conmutación del transistor al existir siempre una corriente mínima que contribuye a la necesidad de incluir un filtro inductivo mayor.
- Finalmente, tanto el DCM como el CCM permiten la conmutación del transistor a frecuencia constante, mientras que asegurar el CrCM durante todo el funcionamiento del sistema añade complejidad al diseño al requerir de la apertura del transistor una vez alcanzado el pico máximo de la corriente medida a la entrada. La solución supone la implementación de un controlador de frecuencia variable, existiendo otras alternativas como el control de “tiempo de encendido constante”, donde el objetivo es la variación del tiempo de apertura o de apagado⁹.

⁸ Por factor de rizado se entiende al cociente entre el valor eficaz y el valor medio de una magnitud alterna, en este caso, la corriente. El “rizado” describe por tanto la ondulación de esta magnitud una vez ha sido rectificada. Este factor sirve como indicador de la calidad del sistema o del filtro aplicado a la salida del rectificador: menor valor, mejor filtrado [22].

⁹ En la guía de diseño de Infineon [21], se hace referencia a este ejemplo con el término “constant on-time control”.

Tras este análisis, se decide optar por un modo de conducción continua (CCM). Este es ampliamente utilizado en la industria en aplicaciones de baja y media potencia por ofrecer el menor pico de corriente, disminuyendo el estrés en los componentes pasivos y el riesgo a sobrecalentamientos, además de reducir las pérdidas de los transistores y del resto de componentes. Su control es posible a frecuencia constante, rebajando los costes asociados a las tareas de diseño y optimización del controlador.

3.2.4 Topología *boost* – Número de ramas

Otra opción es el diseño de un convertidor elevador intercalado, **Figura 15**, es decir, de más de una rama. El fin es reducir el rizado de corriente, el riesgo de sobrecorrientes y el coste del equipo disminuyendo la energía circulante por cada una de las ramas. La energía entregada ahora por la unidad puede ser la misma que para un convertidor elevador de un solo nivel reduciendo a la mitad el valor de las inductancias empleadas o bien el valor de la corriente que circula por estas.

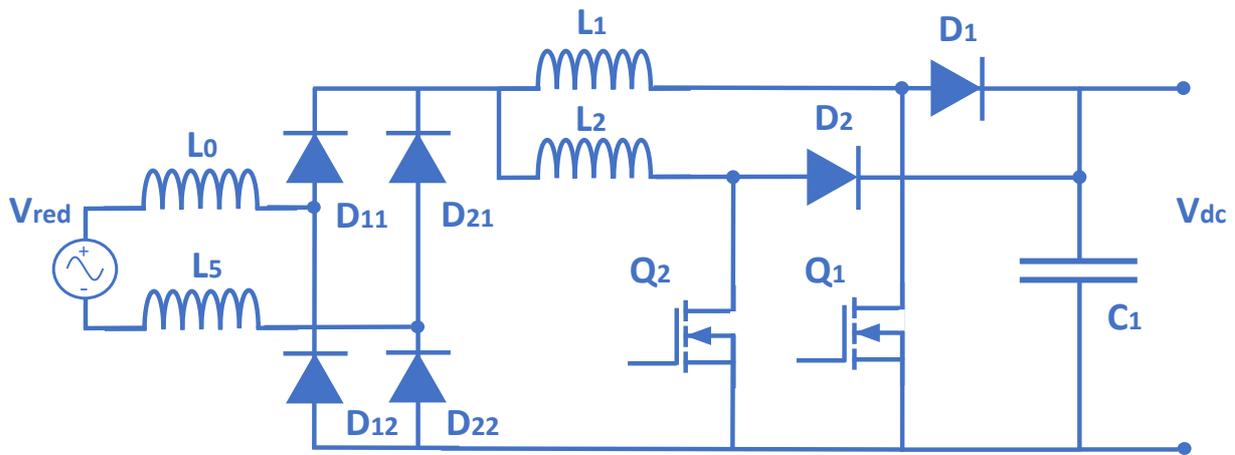


Figura 15. Esquema del corrector de factor de potencia elevador intercalado de dos ramas.

Las principales ventajas de esta topología son la reducción de las pérdidas térmicas asociadas a los semiconductores, así como un menor pico de corriente. Esta reducción del rizado u ondulación, alcanza su valor óptimo para un ciclo de trabajo del 50%. No obstante, debido a las propias oscilaciones de la red eléctrica, este valor rara vez será constante, por lo que la reducción esperada en un sistema real será algo menor al 50% del rizado medido en el modelo simple [23].

Por otra parte, el diseño del convertidor intercalado con inductancias de valor la mitad del diseño de una rama lleva aparejada una importante disminución del volumen magnético del 32% para el caso de dos fases, como bien puede observarse en los ejemplos propuestos en la referencia [24, p. pag. 13] .

3.2.5 Otras topologías – *Bridgless PFC*

En línea con el objetivo de conseguir la mayor densidad de potencia en relación con el volumen del cargador, surgen otras topologías que prescinden de la configuración tradicional de rectificador más convertidor elevador, denominadas sin puente o *bridgless*, basadas en modelos tótem-pole, **Figura 16**.

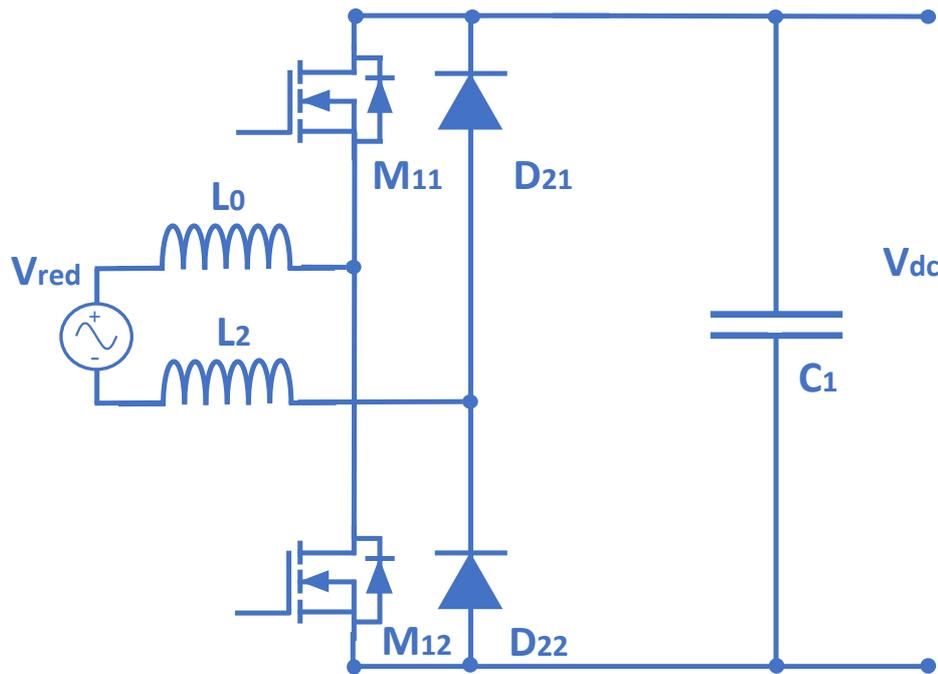


Figura 16. Convertidor AC/DC sin puente tipo tótem-pole de medio puente controlado.

El concepto de esta tecnología consiste en sustituir todos o casi todos los diodos por transistores de potencia activos para posibilitar un flujo bidireccional y aumentar además la eficiencia del diseño [13]. No obstante, este aumento en la densidad de potencia lleva aparejado por lo general un incremento en la complejidad del control y en el diseño de los componentes.

Entre las características principales de estas topologías, es posible mencionar algunas de las que se destacan en el artículo [24]:

- Por una parte, la tecnología tótem-pole elimina la etapa de rectificación sumando frecuentemente dos ramas que conmutan a diferente frecuencia. El principio de funcionamiento del modelo simplificado se basa en la conmutación de una rama a la frecuencia de la moduladora, la cual puede alcanzar valores del orden de los 100 kHz, reduciendo las exigencias de la segunda rama que generalmente opera a la frecuencia de red y que utiliza para ello tecnología convencional de silicio (diodos o transistores, generalmente de tipo MOS).
- Como en las topologías con puente, añadir ramas adicionales al diseño permite reducir los rizados de tensión y corriente a la salida, pues cada una de estas gestiona una menor cantidad de energía permitiendo el aumento de la densidad de potencia y de la eficiencia del diseño.
- Como puede comprobarse en los casos de estudio presentados en el artículo [25], esta tecnología ofrece prestaciones muy similares a las propias del modelo PFC intercalado para niveles bajos de potencia (<1kW), donde las pérdidas por conmutación son mayoritarias. No obstante, en aplicaciones de alta potencia logra mejorar la eficiencia global del sistema y reducir el peso de los componentes dinámicos.
- Por otra parte, las elevadas frecuencias de conmutación en estas topologías someten a los conmutadores a una mayor tensión térmica y eléctrica a lo que se suma la necesidad de circuitos de control más complejos.

A pesar de las ventajas en términos de eficiencia que presenta esta topología, su implementación implica el aumento del ruido en modo común, así como de la complejidad en la medida de las magnitudes físicas y en el diseño de su controlador. Estos hechos provocaron el descarte de esta solución en el modelo del Chevrolet Volt de segunda generación [19] y, en consecuencia, en este trabajo de fin de grado.

Por su parte, la topología elevadora intercalada se presenta como una opción válida para aplicaciones de potencia baja y media gracias a su sencillez, su rango de aplicación y su alto rendimiento, por lo que se considerará como punto de partida para la elaboración del modelo de estudio.

3.3 Tanque resonante LLC.

La mayoría de los cargadores a bordo actuales son convertidores AC/DC aislados galvánicamente que ofrecen modularidad en las clases de potencia e interoperabilidad con las distintas redes de alterna del mundo, es decir, posibilitan la regulación de la potencia de carga (bien sea por motivos del sistema empleado o para permitir la carga de diferentes baterías) y la adaptación del OBC a la diversidad de tensiones y frecuencias de alterna que pueden encontrarse en una red eléctrica a nivel global [13].

El bloque DC/DC añade este aislamiento galvánico a la estructura del cargador a fin de cumplir con los requisitos de aislamiento y seguridad impuestos por la normativa aplicable. Por otro lado, suele recaer en esta etapa el control de los niveles de tensión y de corriente en la conexión con la batería del vehículo.

3.3.1 Determinación del modelo LLC.

En el diseño del convertidor DC/DC, la tecnología más ampliamente utilizada por la industria es el tanque resonante LLC de puente completo, **Figura 17**. Entre las ventajas de esta topología cabe mencionar la reducción de las interferencias electromagnéticas (EMI), de las pérdidas térmicas y de las pérdidas por conducción, a lo que se suma una alta eficiencia.

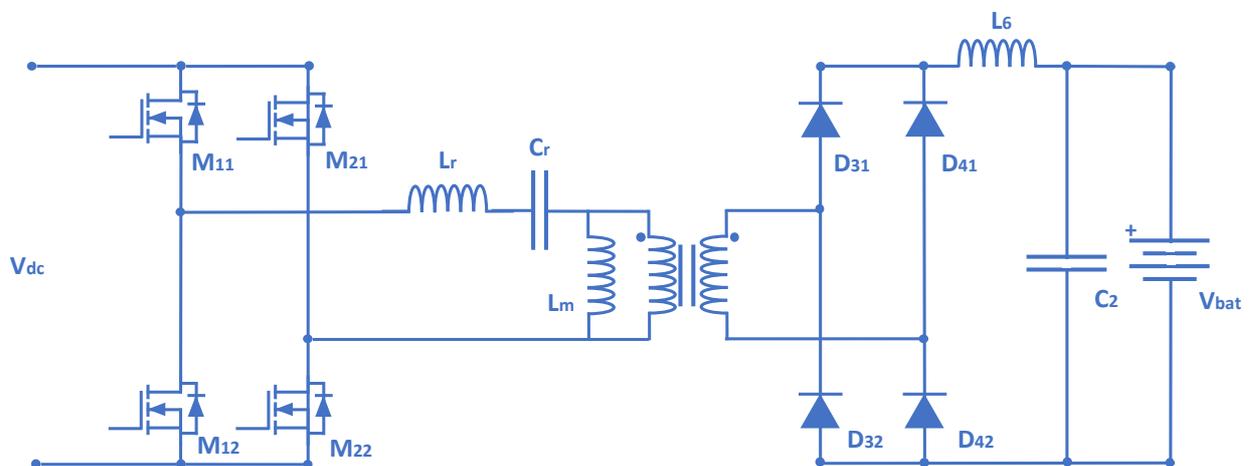


Figura 17. Esquema del convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante LLC.

Diversos estudios y análisis como el presentado por *EEPower* [26], respaldan la elección de convertidores con tanque resonante para aplicaciones de alta potencia, ya que permiten la conmutación suave en todos los dispositivos incluso a elevada frecuencia. El bajo número de componentes, la utilización de la inductancia de fuga del transformador para la resonancia y la ausencia de circuitos de ayuda o *snubber* son otras ventajas añadidas. El rectificador basado en tecnología MOS añade además la posibilidad de adaptar el diseño del convertidor para que actúe de manera bidireccional, aunque no se abordará esta posibilidad en el marco de este proyecto.

A pesar de estas ventajas, el diseño de un convertidor resonante plantea una tarea complicada requiriendo de un mayor esfuerzo de optimización en comparación con un inversor operado a través de una moduladora PWM. No obstante, los avances en materia de microcontroladores han hecho posible la reducción del coste hardware del equipo abriendo la posibilidad a un mayor uso de estas tecnologías [27].

En cuanto a la topología física de la red resonante, existen diversas alternativas en la industria de acuerdo con el número de elementos pasivos integrados en el tanque. Bajo este criterio, pueden clasificarse como **tanques de N-orden** siendo N el número de inductancias o capacitancias que lo conforman. Mientras que los tanques resonantes de segundo orden (dos inductancias, dos capacitancias o una sucesión de estas bien en serie o en paralelo), destacan por su simpleza, no permiten una amplia regulación de la tensión de salida al tener un rango muy limitado de variación de su frecuencia de conmutación [28]. Para solventar estas limitaciones mejorando la eficiencia y reduciendo las pérdidas por las elevadas corrientes en el encendido y apagado de los transistores que conforman el inversor precedente al tanque, las redes resonantes de orden tres o superior son empleadas junto con técnicas de **ZVS** (conmutación por cero de tensión o *Zero Voltage Switching*) o **ZCS** (conmutación por cero de corriente o *Zero Current Switching*).

El **tanque resonante LLC (Figura 18)**, combina las ventajas ofrecidas por los tanques SRC y PRC (*Series Resonant Converter* y *Parallel Resonant Converter*) permitiendo la operación del conjunto a altas frecuencias con bajas pérdidas y para un amplio rango de tensiones de salida [28]. A medida que el número de elementos en la red resonante aumenta, también la complejidad de su control, sus costes y el tamaño del sistema, lo que penaliza la supervisión, el control y la densidad de potencia del equipo. El tanque resonante de tercer orden, en concreto el tanque LLC, es ampliamente empleado en el desarrollo de los actuales vehículos eléctricos. El artículo [28], ofrece un análisis en profundidad de las diversas alternativas subrayando sus ventajas e inconvenientes, así como su modo de operación e implementación en el sistema de carga del vehículo.

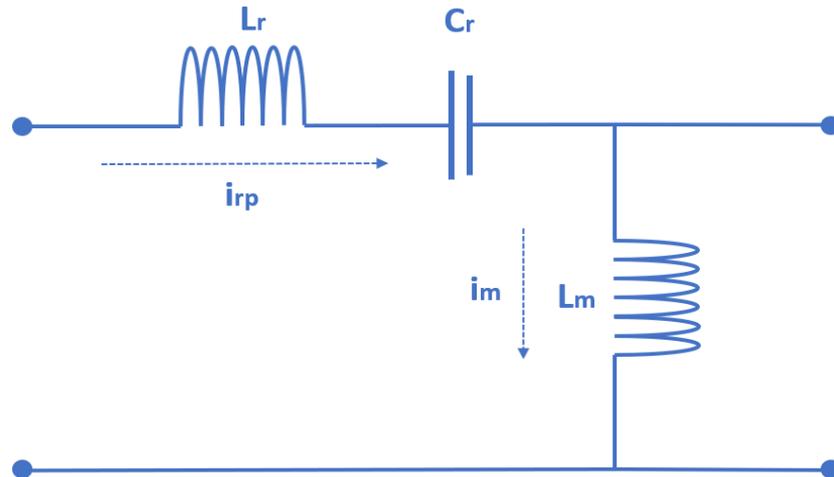


Figura 18. Esquema del tanque resonante LLC.

El tanque resonante LLC está formado por un condensador resonante y dos inductancias: la inductancia resonante (L_r), en serie con el condensador resonante (C_r) y el transformador, y la inductancia de magnetización (L_m) en paralelo con los anteriores. Su función es filtrar los armónicos de la onda generada, emitiendo una onda idealmente sinusoidal y de frecuencia fundamental igual a la de conmutación del inversor [29]. En buena parte de los diseños esta configuración suele estar integrada en el transformador, modelando sus pérdidas como inductancias en serie (L_{lkp} , L_{lks}^{10}), o paralelo (L_m) a la par que ofrece aislamiento galvánico a la estructura.

3.3.2 ZVS o ZCS – Elección de los semiconductores

El encendido y apagado de los semiconductores, MOSFETs o IGBTs, que forman parte del inversor o generador de onda y que trabajan a alta frecuencia, deriva en pérdidas de energía térmica. Esta operación produce una acumulación de carga en la capa de óxido o de puerta del MOSFET, o una inyección de portadores en el colector del IGBT, cuyas pérdidas no solo reducen la eficiencia del sistema, sino que además conllevan a una reducción de la densidad de potencia al requerir de disipadores de calor más grandes que contribuyen a reducir el espacio y aumentar el peso del OBC [30].

La reducción de estas pérdidas de encendido (si se utiliza tecnología MOS) o de apagado (para el caso IGBT) se vuelve un factor determinante en el diseño de un cargador con alta eficiencia y ciclo de vida, pues estas limitan la frecuencia máxima de operación bastante por debajo de su límite teórico.

Por **conmutación dura** (*hard-switching*) se entiende a aquella que causa la apertura o cierre de los transistores para valores no nulos de tensión o de corriente, es decir, llevando al dispositivo entre los estados de encendido y apagado de forma directa, independientemente del estado en el cual se encontrara. Esto conlleva a la aparición de corrientes residuales, así como al sobrecalentamiento del equipo. Este sería el caso de los métodos convencionales que emplean PWM.

En cuanto a las técnicas de **conmutación suave** (*soft-switching*), se distingue entre la conmutación al paso por cero de tensión o ZVS o al paso por cero de corriente o ZCS (*Zero Voltage Switching* y *Zero Current Switching*, respectivamente).

¹⁰ Ver apartado 4.2.2.5.

En el modo de operación **ZCS**, se fuerza la conmutación al producirse un cero de corriente y es principalmente recomendado para tecnologías IGBT. Estos semiconductores presentan pérdidas de desconexión predominantes por lo que convencionalmente no se utilizan en convertidores LLC que suelen requerir altas frecuencias de conmutación [30]. Sin embargo, si el convertidor LLC se diseña intencionadamente para un funcionamiento capacitivo, propiciando esta conmutación en cero de corriente (ZCS), es posible conseguir convertidores robustos operando con tecnología IGBT y que resulten económicamente rentables.

Por otra parte, el modo de operación **ZVS** se logra forzando la conmutación al encontrar un cero en tensión. En este caso, el modo es recomendado para puentes que emplean tecnología MOS como consecuencia de sus importantes pérdidas de encendido. En esta situación, es posible reducir la corriente circulante por la rama durante la operación al retrasarse con respecto a la onda de tensión, evitando las pérdidas y el ruido asociados a la actuación del diodo en antiparalelo¹¹ dentro de su región inversa. Para garantizar esta operación, el convertidor LLC debe funcionar en su región inductiva.

La **Figura 19** (derecha) refleja las curvas características de este segundo modo. En los diagramas se observa como para un comportamiento inductivo del convertidor¹², es posible la reducción de pérdidas al evitar la circulación de la corriente por el diodo en recuperación inversa¹³ (izquierda).

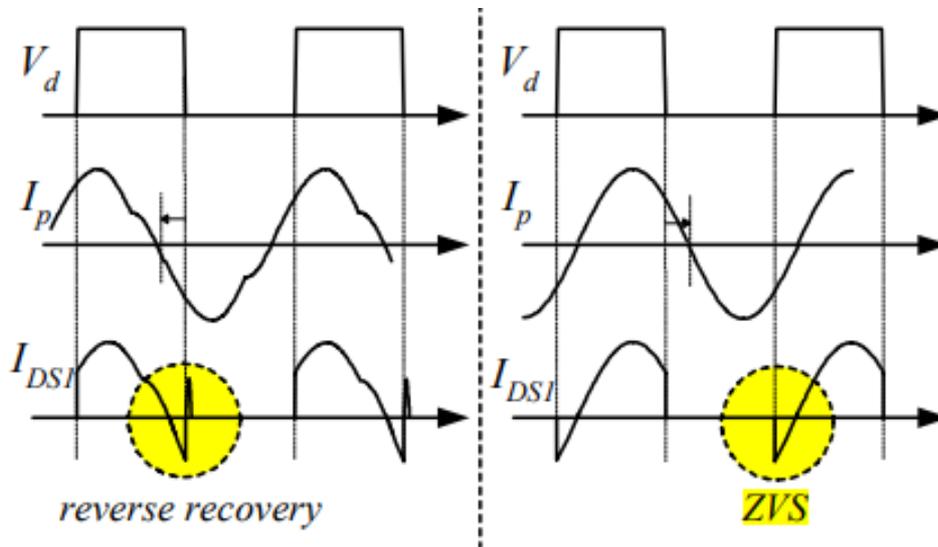


Figura 19. Curvas características del tanque resonante LLC. Polarización inversa del diodo (izquierda) y actuación ZVS (derecha).¹⁴ Fuente [31].

3.3.3 Semipunto y puente completo.

El **puente completo** (**Figura 20**, izquierda), permite generar ondas cuadradas de mayor amplitud reduciendo las pérdidas de cobre del transformador al trabajar con una relación de transformación más pequeña para la misma tensión de carga. Por otro lado, mediante el control de la conmutación de sus cuatro interruptores es posible una mayor modulación de la onda generada, lo que contribuye a la reducción de la distorsión armónica y la construcción de ondas más aproximadas a la senoide. Sin embargo, el incremento en el número de semiconductores hace que aumente su coste, así como sus pérdidas térmicas con respecto al medio puente.

¹¹ El diodo en antiparalelo del MOSFET permite el modelado del comportamiento del semiconductor cuando este se encuentra apagado. Cuando el transistor abre, la energía almacenada en el inductor y el capacitor del tanque resonante busca una vía para mantener el flujo de corriente en el circuito. Este diodo, consecuencia de la propia unión del canal a través del sustrato N o P del MOSFET, proporciona una ruta para que la corriente pueda circular. El objetivo del ZVS es permitir que la energía almacenada se transfiera de manera suave por este nuevo camino evitando posibles picos de corriente o daños en el transistor y ayudando a mejorar la eficiencia del circuito.

¹² Las curvas a la izquierda en la **Figura 19** reflejan un comportamiento capacitivo, con una onda de corriente “adelantada” respecto de la onda de tensión. Para la operación ZVS, la corriente debe retrasarse con un comportamiento inductivo, como se muestra en la derecha de la figura.

¹³ En la práctica es preferible evitar la actuación del diodo en antiparalelo del MOSFET dentro de su región de polarización inversa (**Figura 19**, izquierda) a fin de reducir el riesgo de sobreintensidades y aumentar la salud del transistor.

¹⁴ V_d : caída de tensión en el MOSFET, I_p : corriente de salida del inversor (corriente en bornas de primario del transformador); I_{DSI} : corriente circulante en el MOSFET

La tecnología de **medio puente** (Figura 20, derecha), es más sencilla de implementar, pero conlleva el aumento de la corriente circulante por la rama para una misma potencia gestionada al reducir a la mitad la tensión de salida respecto del puente completo. Este hecho hace que, en la práctica, los fabricantes y diseñadores recomienden el uso de tecnologías de medio puente únicamente en aplicaciones de baja potencia donde las pérdidas por conmutación se reducen en comparación con el diseño de puente completo. No obstante, en sistemas que gestionan potencias elevadas por encima de 1 kW, estos beneficios dejan de ser significativos frente al peso de las pérdidas por conducción [29].

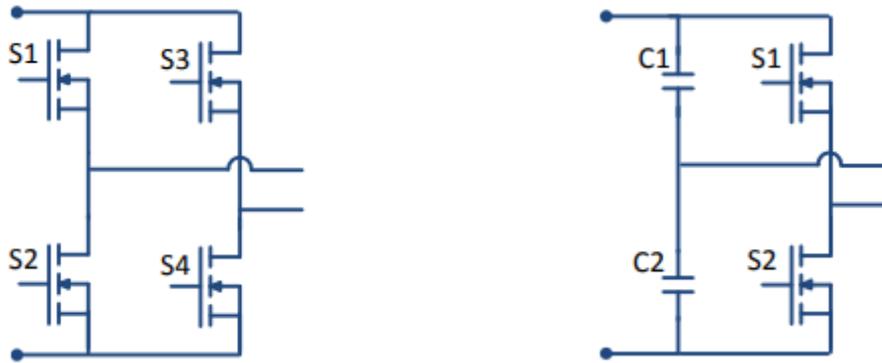


Figura 20. Inversor de puente completo (izquierda) e inversor de medio puente (derecha). Fuente [32].

En cuanto al secundario del transformador, es necesario rectificar la señal. Dos arquitecturas se presentan con frecuencia para esta conversión: el **puente completo de diodos** y el **rectificador de onda completa** (Figura 21). El rectificador de onda completa logra reducir el número de diodos por rama a la mitad, lo que lleva implícita la reducción en las pérdidas por conducción. No obstante, esta reducción en el número de semiconductores implica a su vez el diseño de estos para una mayor tensión nominal. Estas consideraciones posicionan al rectificador de puente completo como la opción más ventajosa en aplicaciones con altas tensiones de salida mientras que el rectificador de onda completa se posiciona como la solución más común en aplicaciones con altas corrientes de carga y baja tensión de salida [32].

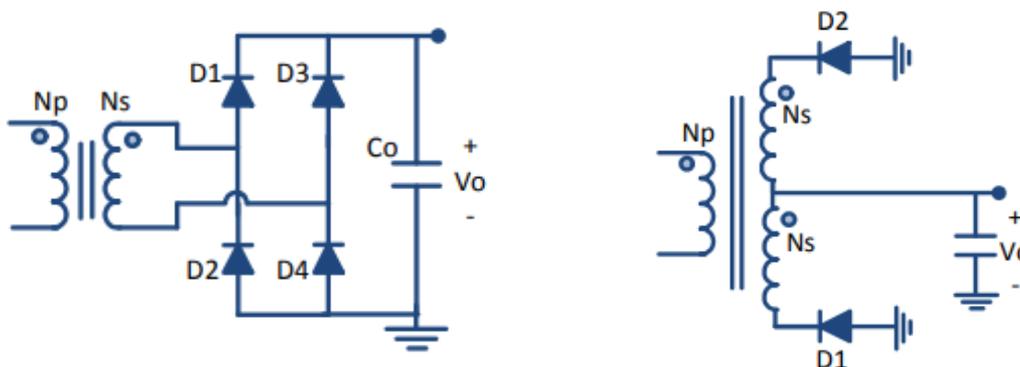


Figura 21. Rectificador de puente completo (izquierda) y rectificador de onda completa (derecha).

Fuente [32].

El diseño abordado por el presente trabajo de fin de grado empleará una estructura de puente completo controlado en primario, así como un rectificador por puente de diodos en secundario, modelo de utilización en el cargador a bordo del Chevrolet Volt de segunda generación que será objeto de discusión.

3.3.4 Comportamiento del tanque resonante LLC: Modos de operación

Por simplicidad, se partirá del análisis de operación del convertidor DC/DC de tanque resonante LLC con configuración de tipo puente completo y sin desplazamiento de fase¹⁵, con una etapa rectificadora sin controlar en el secundario.

3.3.4.1 Principio de funcionamiento

El principio de operación del inversor o generador de onda cuadrada que conforma la primera parte del convertidor DC/DC se basa en la conmutación secuencial de los transistores que conforman el puente completo.

Para esta configuración, la carga conectada al inversor es reactiva por lo que la corriente y la tensión a la salida estarán desfasadas positiva o negativamente, de acuerdo con el carácter inductivo o capacitivo del tanque.

- Si $Lr > Cr$, la carga del tanque resonante será inductiva y la corriente estará retrasada respecto de la tensión.
- Si $Lr < Cr$, la carga del tanque resonante será capacitiva y la corriente estará adelantada respecto de la tensión.

En un ciclo de trabajo, para aquellos intervalos en los cuales la corriente y la tensión a la salida no coinciden en signo, los transistores se cortan forzando la conducción a través de los diodos en antiparalelo. En relación con la potencia transferida, se distinguen dos etapas [32]:

- Etapa activa: Intervalo de entrega de potencia activa que ocurre dos veces por ciclo completo. En esta etapa, corriente y tensión tienen el mismo signo. La **Figura 22** representa la operación del convertidor para el semiciclo positivo de la tensión generada, mientras que la **Figura 23** aplica para el semiciclo negativo. En ambas situaciones los interruptores, S1 y S4 para el primer caso y S2 y S3 para el segundo, están cerrados y la carga se ve sometida a una tensión de valor igual a la fuente, en este caso, 400 V. La diferencia entre la corriente resonante y la corriente de magnetización (circulante por la inductancia de magnetización, normalmente asociada a las pérdidas inductivas del devanado primario del transformador) es la corriente transferida al secundario y empleada para cargar/descargar la batería.

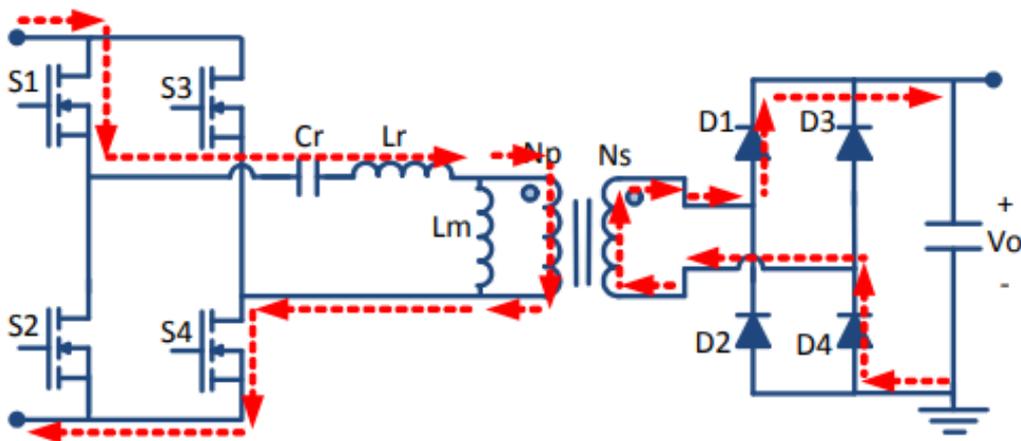


Figura 22. Operación del convertidor DC/DC: etapa activa, tensión positiva. Fuente [31]

¹⁵ En otras palabras, generará una onda cuadrada como consecuencia de la conmutación simultánea de los transistores, sin mayor énfasis en la modulación de la onda.

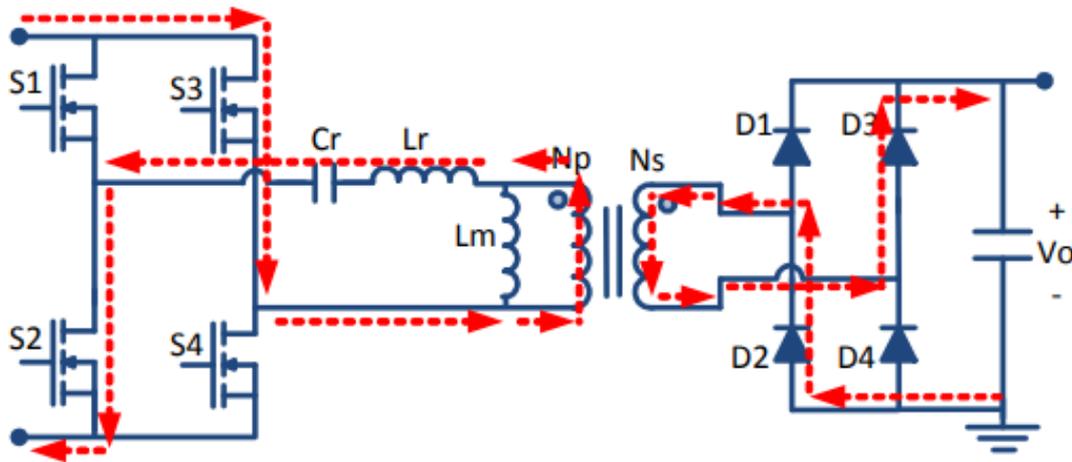


Figura 23. Operación del convertidor DC/DC: etapa activa, tensión negativa. Fuente [31]

- **Etapa reactiva:** Intervalo de potencia inversa o de operación en vacío durante el cual, tensión y corriente presentan signos opuestos favoreciendo la conducción en inversa a través de los diodos en antiparalelo de los MOSFETs del inversor. Esta etapa puede suceder a la etapa activa solo si la corriente resonante o de primario alcanza a la corriente de magnetización, lo que sucede cuando la frecuencia de conmutación de los semiconductores es inferior a la frecuencia de resonancia ($f_s < f_r$). En esta situación, la corriente de secundario alcanza un valor cercano a cero para el final del semiciclo de tensión. La **Figura 24**, refleja el camino recorrido por la corriente durante este estado para el semiciclo positivo de la tensión.

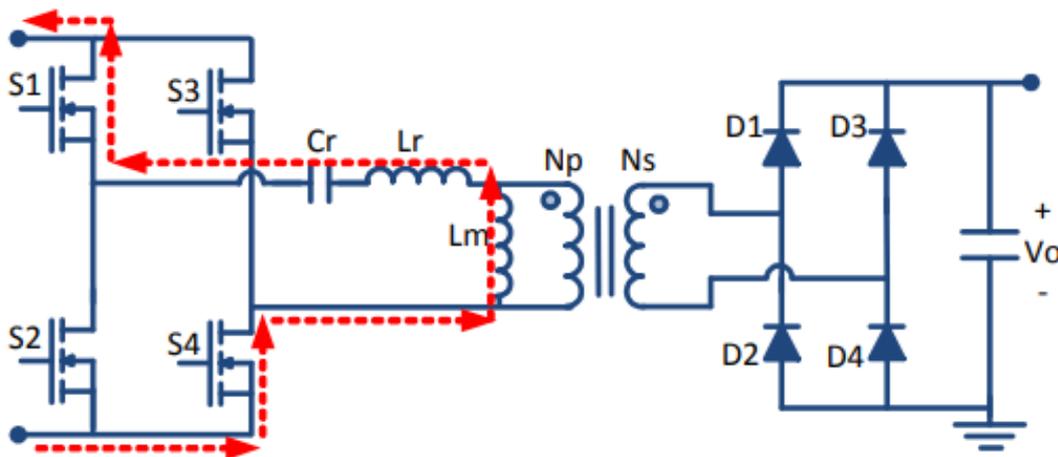


Figura 24. Operación del convertidor DC/DC: etapa reactiva tensión positiva y corriente inversa. Fuente [32]

3.3.4.2 Regiones de operación

En relación con la frecuencia a la cual se conmuten los transistores del puente completo del primario, el comportamiento del convertidor podrá variar entre dos regiones de operación: una inductiva y otra capacitiva.

- **Zona capacitiva:** recomendada para aplicaciones en las que se persiga un ZCS o conmutación en cero de corriente. En esta zona, la corriente está adelantada con respecto a la tensión por lo que su signo cambiará antes del apagado del transistor [32].
- **Zona inductiva:** recomendada para aplicaciones en las que se persiga un ZVS o conmutación por cero de tensión. En esta zona, la corriente está retrasada respecto a la tensión, volviéndose nula durante el encendido del transistor.

Las curvas representadas en la **Figura 25**, muestran la evolución de la ganancia del tanque resonante frente a la frecuencia normalizada, f_n , para diferentes valores del factor de calidad, Q^{16} y un valor fijo de la relación de inductancias, m^{17} . Estas curvas reflejan el comportamiento del convertidor bajo diferentes condiciones de carga remarcando las dos regiones de operación. El valor de pico de cada curva define el límite entre las zonas inductiva y capacitiva del tanque resonante.

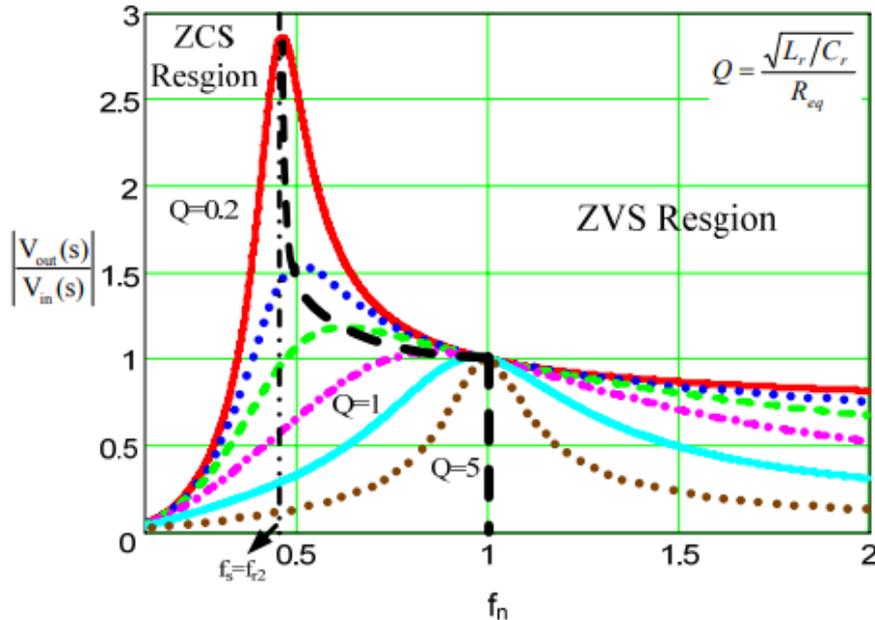


Figura 25. Curvas de ganancia del tanque resonante frente a la frecuencia normalizada para distintos valores del factor de calidad (Q) y relación de inductancias fija ($m=5$). Fuente [32].

A partir de la imagen, se destacan los hechos siguientes:

- Valores de Q bajos se corresponden con cargas pequeñas, lo que viene motivado por relaciones de amplificación superiores. De igual manera, el rango de ajuste de la frecuencia es más sensible para este caso, es decir, no es necesario forzar la modulación de la frecuencia de conmutación para alcanzar un rango amplio de valores de ganancia.
- Todas las curvas se cruzan en el punto de frecuencia de resonancia o $f_n = 1$, donde la ganancia del convertidor se vuelve unitaria.
- La región capacitiva se caracteriza por la operación del convertidor a una frecuencia siempre menor a la frecuencia de resonancia mientras que la operación en la zona inductiva permite trabajar en un rango más amplio.

3.3.4.3 Operación según la frecuencia de resonancia

Para el caso analizado, un puente completo controlado y con operación en ZVS, se desea mantener un funcionamiento inductivo para todos los rangos de tensión de entrada. En la guía de diseño de Infineon [32], se explica con detalle los modos de operación del tanque de acuerdo con el valor de la frecuencia normalizada a partir de la **Figura 26**.

¹⁶ El factor de calidad, Q , de un circuito se entiende como la relación entre la potencia reactiva o almacenada y la potencia activa o disipada. Para el tanque resonante en serie LLC, por su trabajo a alta frecuencia, la expresión de este parámetro se torna confusa al depender de una expresión aparentemente opuesta a la que tomaría habitualmente. La explicación reside en el poco peso del término L_m o inductancia de magnetización, que permite considerar la red LLC como un circuito en serie. En esta situación, mayores valores de ganancia se corresponderán con menores valores del factor y viceversa (**Figura 34**). Más información en [32].

¹⁷ La relación de inductancias o relación de inducción del tanque resonante LLC se entiende como el cociente entre la inductancia serie y la inductancia en paralelo. Este parámetro de diseño permite modular relación entre la corriente de primario y la corriente de magnetización del transformador

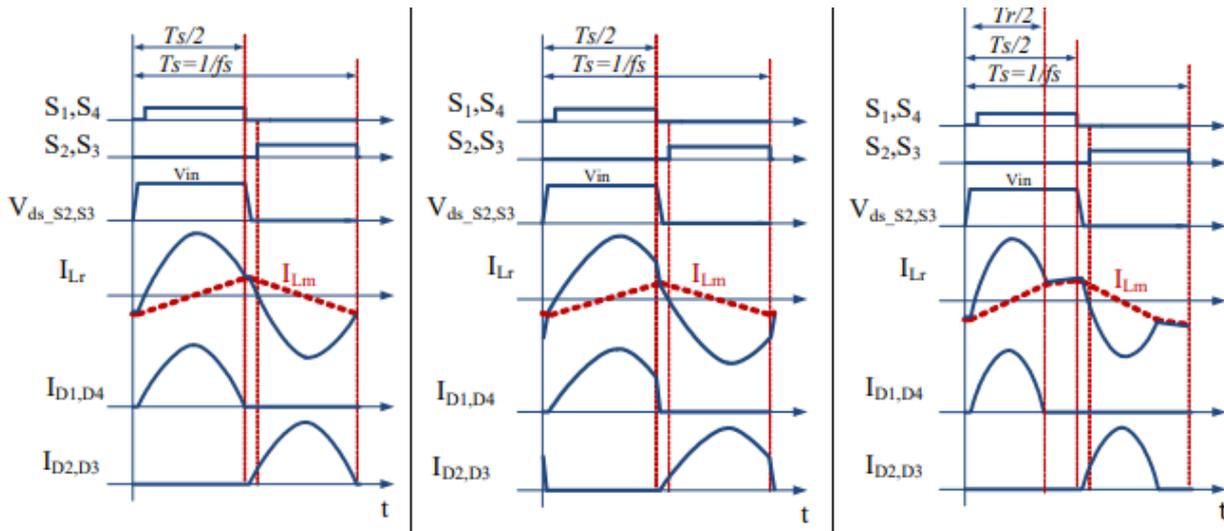


Figura 26. Curvas características para los modos de operación según la frecuencia de conmutación del tanque resonante. De izquierda a derecha: (1) $f_s = f_r$ (2) $f_s > f_r$ y (3) $f_s < f_r$. Fuente [32]

A modo de resumen:

- Operación a la frecuencia de resonancia, $f_n = 1$: En el semiperiodo de conmutación se completa el ciclo de entrega de potencia activa: corriente resonante y de magnetización se igualan en el cierre del MOSFET y la corriente del rectificador de secundario llega a cero. El transformador debe diseñarse de acuerdo con este caso para los valores nominales de las tensiones de entrada y salida pues representa el mejor funcionamiento y eficiencia para el tanque.
- Operación por encima de la frecuencia de resonancia, $f_n > 1$: En este modo la corriente del tanque está retrasada respecto de la tensión. El convertidor tiene un comportamiento reductor (ganancia inferior a la unidad), presentando una tensión de entrada más elevada que la deseada a la salida.
- Operación por debajo de la frecuencia de resonancia, $f_n < 1$: En el semiperiodo de conmutación aparece una etapa de potencia inversa donde la corriente resonante alcanza la corriente de magnetización. El primario del transformador sufre en este caso mayores pérdidas por la conducción a través del diodo en antiparalelo del transistor. En este modo, el convertidor tiene un comportamiento elevador.

El control del convertidor se logra mediante la modulación de la frecuencia de resonancia (FRM) y la modulación del ancho de pulso (PWM) del ciclo de trabajo de los transistores. El controlador monitorea y ajusta continuamente la frecuencia y el ciclo de trabajo para mantener una operación eficiente y regular la tensión y la corriente de salida según los requisitos.

4 IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO

EN este capítulo se procederá con la implementación del modelo en el software Simulink a través de los bloques de la librería de *Specialized Power Systems*, utilizando para su cálculo y simulación un *solver* discreto. En un primer lugar, se discutirá sobre la operación individual de cada convertidor para posteriormente comentar el desempeño del cargador completo mediante la realización de diversos ensayos.

4.1 Diseño del corrector de factor de potencia (PFC Boost)

4.1.1 Especificaciones de diseño

De las topologías presentadas, se ha realizado el diseño e implementación del modelo de elevador intercalado de dos ramas para el corrector de factor de potencia, **Figura 27**, cuyo comportamiento se comparará posteriormente con la versión tradicional de una rama. Las especificaciones de diseño y operación se corresponden con los valores de la **Tabla 2**.

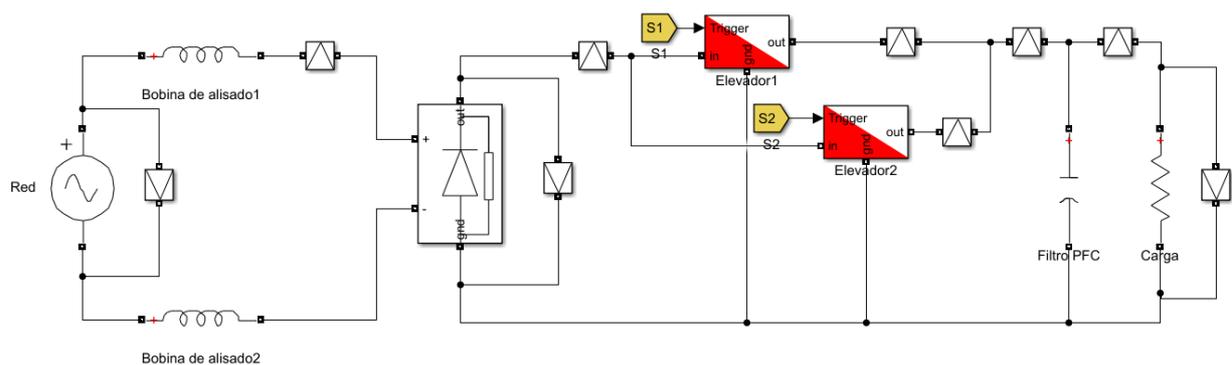


Figura 27. Esquema en Simulink del corrector de factor de potencia elevador de dos ramas.

Tabla 2. Especificaciones de diseño del corrector de factor de potencia elevador

PFC elevador		
Conexión a la red eléctrica	Valor	Unidad
Nivel de tensión monofásica de la red eléctrica - Valor RMS (V_{red})	230	V
Variación considerada en la tensión de entrada	85-265	V
Frecuencia de red (f_{red})	50	Hz
Especificaciones de diseño	Valor	Unidad
Frecuencia del <i>solver</i> discreto	10	MHz
Frecuencia de conmutación (f_{sw1})	100	kHz
Frecuencia del controlador (f_c)	200	kHz
Bobinas de alisado (conexión a red) (L_0)	500	μ H
Potencia máxima gestionada a la salida (del OBC) (P_{out})	3650	W
Conexión al bus DC (salida PFC) - Valor RMS (V_{dc})	400	V
Rizado de corriente a la salida	<5	%
Rizado de tensión a la salida	<10	Vpp
Tiempo de retención (t_{ret})	16,6	ms
Tensión mínima de retención ($V_{dc,min}$)	340	V

4.1.2 Diseño del PFC elevador intercalado de dos ramas en modo de conducción continua

Para el diseño del convertidor elevador de dos ramas considerando un funcionamiento normal en conducción continua, se partirá de los mencionados parámetros de diseño tomando como referencia principal las ecuaciones de comportamiento presentadas en la guía de diseño para PFC de Infineon [21] así como las explicaciones del manual de diseño *Power Factor Correction (PFC) Handbook* [20].

4.1.2.1 Ciclo de trabajo

Analizando el comportamiento del convertidor elevador en su modo de conducción continua se diferencian dos regiones de trabajo en función de la operación del transistor:

- Durante un periodo de tiempo $D \cdot T$ en el cual el semiconductor permanece cerrado, siendo D , el ciclo de trabajo o *duty cycle* y T el ciclo de la moduladora PWM, la corriente carga la bobina hasta alcanzar un valor máximo o de pico al final del periodo.
- Posteriormente, con la apertura del transistor, la corriente se deriva por el diodo provocando la descarga de la bobina durante un periodo de tiempo $(1-D) \cdot T$.

En el convertidor elevador, el ciclo de trabajo, D_{PFC} , se obtiene de la relación entre la tensión de entrada del convertidor y la tensión de salida. Generalmente, este valor no es constante y varía de acuerdo con el desfase entre la corriente y la tensión de entrada, alcanzándose la mejor cancelación del rizado de corriente de la bobina para un ciclo de trabajo del 50% [24].

$$D_{PFC}(\theta) = \frac{V_{dc} - V_{red}(\theta)}{V_{dc}}$$

Se puede obtener un valor mínimo del ciclo de trabajo para el diseño del convertidor no controlado a partir de la tensión de pico de la red eléctrica.

$$D_{PFC,min} = \frac{V_{dc} - V_{red,pico}}{V_{dc}} = \frac{400 - 230 \cdot \sqrt{2}}{400} = 0,18$$

El valor mínimo estimado para el ciclo de trabajo por rama del elevador será de un 18%.

4.1.2.2 Potencia gestionada

Atendiendo a las especificaciones presentadas en el artículo acerca del Chevrolet Volt de segunda generación [19], es posible considerar una potencia máxima de entrada, P_{in} , alrededor de los 3920 W, para una eficiencia esperada del 98% en el convertidor AC/DC, η_{PFC} , y del 95% en el convertidor DC/DC, η_{LLC} , según los datos de la **Tabla 1**.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta_{PFC} \cdot \eta_{LLC}} = \frac{3650}{0,98 \cdot 0,95} = 3920,5 \text{ W}$$

En el diseño del elevador de dos ramas, los valores de las inductancias se ven reducidos frente al diseño simple o de una rama. Esto viene justificado por la energía circulante en cada inductancia del modelo [24].

- Energía en la inductancia del convertidor elevador tradicional:

$$E_{simple} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$$

- Energía total en un convertidor elevador intercalado de n ramas:

$$E_{intercalado} = \frac{n}{2} \cdot L \cdot \left(\frac{I}{n}\right)^2 = \frac{1}{2n} \cdot L \cdot I^2 \text{ para } n = 2 \rightarrow E_2 = \frac{1}{4} \cdot L \cdot I^2$$

Es decir, la energía en el convertidor de dos fases se reduce en un factor $1/n$ frente al modelo de una fase para las mismas condiciones de potencia, frecuencia de conmutación e inductancia.

Un importante detalle sobre el diseño de los convertidores intercalados es la frecuencia efectiva de conmutación que ve la entrada frente a los convertidores simples. Esta frecuencia efectiva será tanto mayor a más ramas contenga el convertidor. De esta manera, en un convertidor elevador de dos fases la frecuencia de conmutación efectiva resulta el doble al de uno de solo una fase. Esto se ve reflejado en la ondulación de alta frecuencia de la señal rectificadora, provocando una mejora del espectro armónico de la corriente de red.

4.1.2.3 Diseño de la bobina

Tanto para el diseño de los componentes, así como la determinación de los parámetros de control en la posterior etapa, es necesario conocer el valor de la corriente de pico circulante por cada una de las ramas en el modo de conducción continua. El valor de la inductancia del elevador, L_{PFC} , viene determinado por la relación entre la tensión rectificadora y la tensión del bus DC (o ganancia del elevador), así como por la frecuencia de conmutación deseada.

El circuito se simula para una tensión de entrada estándar en Europa de 230 V. Sin embargo, las características del Chevrolet Volt de segunda generación lo vuelven apto para una entrada universal de tensión cuyo rango se encuentra comprendido entre los 85 V y los 265 V. Se tomará este rango para el cálculo de los valores límite.

A partir de las siguientes ecuaciones, obtenidas de la referencia [20], es posible conocer el valor de estos parámetros:

$$I_{L,pico (máx)} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{\left(\frac{P_{dc}}{2}\right)}{\eta_{PFC} \cdot V_{red,min}}$$

$$I_{L,rms (máx)} = \frac{I_{L,pico (máx)}}{\sqrt{6}}$$

$$L_{PFC} \geq \frac{\eta_{PFC} \cdot V_{red,min}^2 \cdot \left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} - V_{red,min}\right)}{\sqrt{2} \cdot V_{dc} \cdot \frac{P_{dc}}{2} \cdot f_{sw1}}$$

Nótese en las expresiones el factor $\frac{1}{2}$ aplicado sobre la potencia gestionada por la rama como consecuencia del diseño intercalado.

Una expresión similar a esta última y que tomaría en cuenta el rizado de intensidad, $\% \Delta I_L$, puede obtenerse de la guía de diseño de Infineon [21] como:

$$L_{PFC} \geq \frac{1}{\% \Delta I_L} \cdot \frac{V_{red,min}^2}{P_{dc}} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{red,min}}{V_{dc}}\right) \cdot \frac{1}{f_{sw1}}$$

Considerando una tensión de entrada mínima de 85 V y siguiendo estas expresiones, se puede esperar una corriente de pico máxima por rama de 65,22 A (26,62 A, valor RMS) y una inductancia mínima de 65,77 μ H.

En la simulación se operará con una tensión nominal de 230 V. Para este valor se ha decidido optar por una inductancia de 150 μ H por rama.

4.1.2.4 Diseño del condensador (filtro del bus DC)

Su valor debe satisfacer el requisito de diseño del tiempo de retención, así como el compromiso del rizado máximo de tensión. Este tiempo de retención es aquel tal que evita la descarga de la batería una vez retirada la fuente de alterna, bien sea por desconexión de la red o debido a falta. Un valor típico, escogido por fabricantes, como Infineon o Texas Instruments, suele ser el tiempo que la batería totalmente cargada tarda en reducir su capacidad un 10%.

El valor del filtro del bus DC será, por tanto, el mayor de las siguientes expresiones [21]:

$$C_{dc} \geq \frac{P_{dc}}{2\pi \cdot f_{sw1} \cdot \Delta V_{dc} \cdot V_{dc}} = \frac{3842}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 400} = 1,53 \mu\text{F}$$

$$C_{dc} \geq \frac{2 \cdot P_{dc,max} \cdot t_{ret}}{V_{dc}^2 - V_{dc,min}^2} = \frac{2 \cdot 3920,5 \cdot 16 \cdot 10^{-3}}{400^2 - 340^2} = 2,93 \text{ mF}$$

Donde ΔV_{dc} representa el rizado de tensión en el bus DC, t_{ret} es el tiempo de retención, V_{dc} y $V_{dc,min}$ definen el rango de tensión admitido durante este periodo. Siguiendo el criterio expuesto más arriba, el valor escogido para el filtro será de 3 mF.

4.1.2.5 Corrector de factor de potencia: valor de los componentes

De la aplicación de estas ecuaciones se obtienen los resultados mostrados en la **Tabla 3**.

Tabla 3. Diseño de los componentes del convertidor elevador de una rama.

Diseño del PFC elevador de dos ramas		
Parámetros de diseño	Valor	Unidad
Inductancia por rama (L_{PFC})	150	μH
Capacidad del filtro paso bajo de salida (C_{dc})	3	mH
Resistencia de la carga para operación a máxima potencia (R_{dc})	43,5	Ω
Ciclo de trabajo mínimo (calculado) (D_{PFC})	18	%

4.1.3 Diseño del controlador

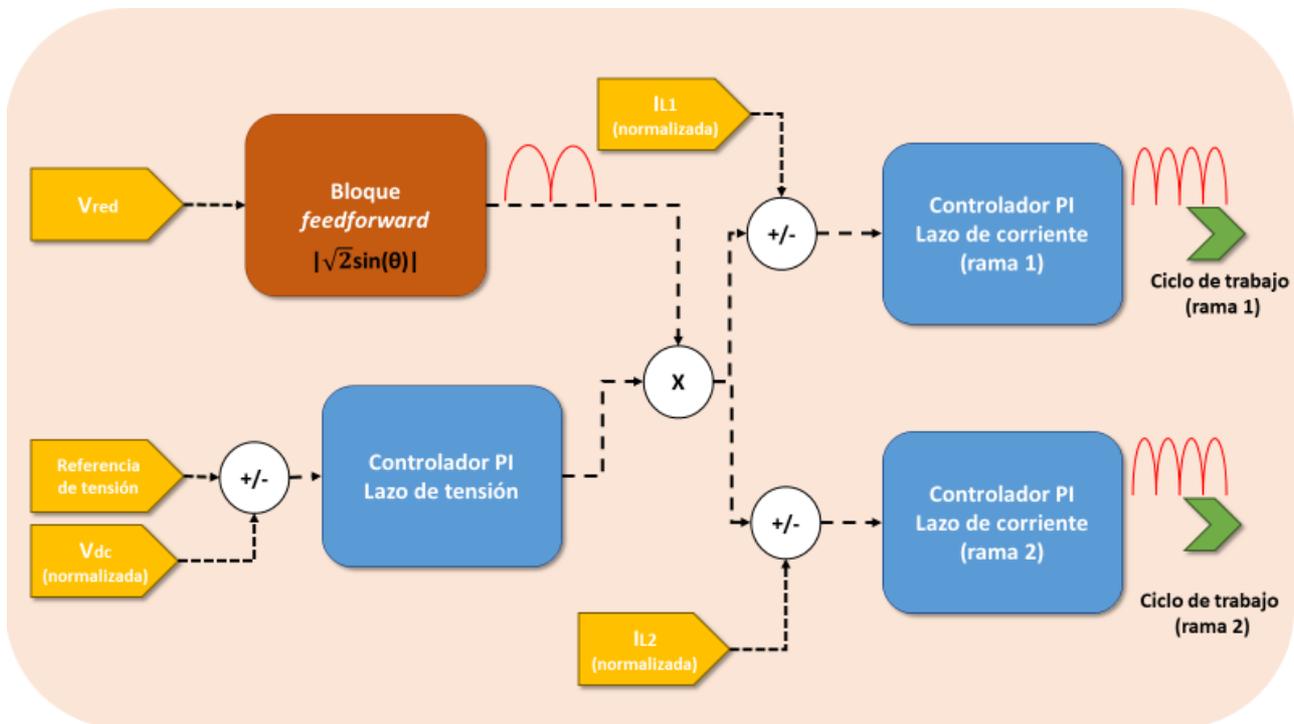


Figura 28. Esquema de control para el controlador del PFC de dos ramas.

Para el diseño del controlador, se partirá de un esquema en cascada consistente en dos lazos de control: un lazo externo de tensión y un lazo interno de corriente para cada una de las ramas, **Figura 28** y **Figura 29**. El controlador actuará a una frecuencia de 100 kHz para favorecer la conexión a la etapa siguiente y evitar el aumento del ruido.

La estructura de este controlador se basa en el diseño presentado por [33], del cual pueden destacarse los siguientes elementos:

- Controlador PI – Lazo de tensión: Controlador PI aplicado a la tensión de salida o del bus DC. Su objetivo es obtener la referencia de amplitud de la corriente controlada en el bucle interno de corriente. Esta acción de control debe ser baja y tener una dinámica lenta, adecuada a la frecuencia de red.
- Tensión de entrada, V_{red} : Señal fundamental en el diseño del PFC. Aporta la referencia de forma (sinusoidal) para garantizar el seguimiento de la acción de control y, por tanto, de la corriente del elevador con la tensión rectificadora, de manera que sea posible el mantenimiento de un factor de potencia unitario. La obtención de esta señal de referencia es posible gracias al bloque *feedforward*.
- Bloque *feedforward* (de tensión): El objetivo principal de este bloque es compensar las variaciones de la tensión de red, así como modelar la corriente de referencia del bucle de corriente tomando como representante la forma de onda de la tensión de entrada. La implementación física, de acuerdo con la literatura, implica la integración de un filtro paso bajo para la medida y la obtención del valor RMS de la tensión media rectificadora [34]. En el modelo Simulink, su diseño se simplificará tomando el ejemplo *ee_power_factor_correction* de Mathworks, Inc. [33], el cual toma el ángulo de la tensión de red en valor absoluto (o, en su defecto, de la tensión rectificadora) para modelar la salida del bucle de tensión; referencia del bucle interno de corriente en este planteamiento de control en cascada.
- Controladores PI – Lazos de corriente: Encargados de la regulación del nivel de corriente. Cada una de las ramas dentro del modelo intercalado deberá tener asociada su propio bucle de control el cual proporcionará el ciclo de trabajo de su transistor. La dinámica de estos controladores de corriente debe ser lo suficientemente rápida, siempre que el propio controlador lo permita.
- Etapa de modulación: Generación de señales PWM a partir de los ciclos de trabajo obtenidos a la salida de los controladores de corriente. Para el controlador intercalado o de dos fases, una rama debe estar desfasada de la otra en 180° .

La implementación en Simulink puede observarse en la **Figura 29**.

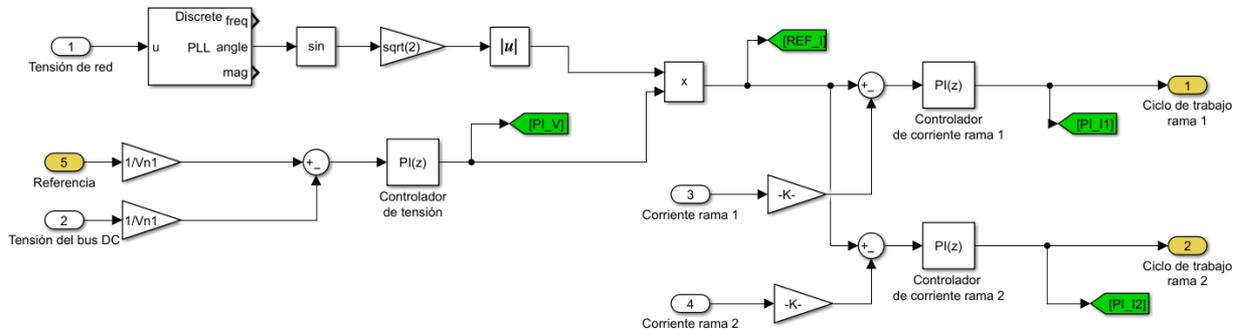


Figura 29. Implementación en Simulink del controlador utilizado en el PFC de dos ramas.

Las medidas de tensión y corriente utilizadas como señales de entrada del controlador estarán normalizadas. Para la normalización de las corrientes circulantes en las ramas, se tomará en consideración la limitación de corriente impuesta por la norma IEC 61851 y aplicada al diseño del vehículo. De acuerdo con el estándar, la corriente de entrada no debe superar los 16 A, mientras que la toma de tensión monofásica estándar en Europa es de 230 V. Según la referencia [20] y atendiendo a lo visto en el apartado 4.1.2.3, es posible calcular el punto de operación de la simulación como:

$$P_{red} = 16 \cdot 230 = 3680 \text{ W} \rightarrow P_{dc} = \eta_{PFC} \cdot P_{red} = 0,98 \cdot 3680 = 3606 \text{ W}$$

$$I_{L,pico} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{\left(\frac{P_{dc}}{2}\right)}{\eta_{PFC} \cdot V_{red}} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{red}}{V_{red}} = \sqrt{2} \cdot \frac{3680}{230} = 22,63 \text{ A}$$

$$I_{L,m\acute{a}x} = \frac{I_{L,pico}}{\sqrt{6}} = 9,24 \text{ A}$$

Las corrientes de entrada en el controlador se normalizarán de acuerdo con un factor de 9,24 A.

4.1.4 Sintonización de los parámetros de control

Para un ajuste preciso de los parámetros de control, es recomendable partir de un modelo aproximado del sistema que atienda a limitaciones físicas como la digitalización de las señales, la dinámica de los semiconductores y las fluctuaciones de la red. La idea general para el modelado de la planta a controlar en el bucle de corriente se basa en el modelado del convertidor como circuito de pequeña señal.

Los controladores por diseñar serán controladores PI discretos cuyo comportamiento queda definido bajo la siguiente ecuación.

$$C(z) = P + I \cdot T_s \cdot \frac{1}{z - 1}$$

Donde P es la constante proporcional, I el término integral y T_s el periodo de muestreo.

A fin de facilitar el desarrollo de los controladores y de proponer una solución de diseño más práctica a través del software Simulink, se ha hecho uso de las herramientas *Frequency Response Estimator* y *Control System Tuner*. A través de la primera y partiendo de un modelo simplificado del convertidor, es posible la estimación en frecuencia del comportamiento del sistema alrededor de un punto de funcionamiento. Por otra parte, la segunda aplicación permite el diseño rápido de los parámetros de control partiendo de la planta o del modelo del sistema en bucle abierto a controlar, **Figura 30**.

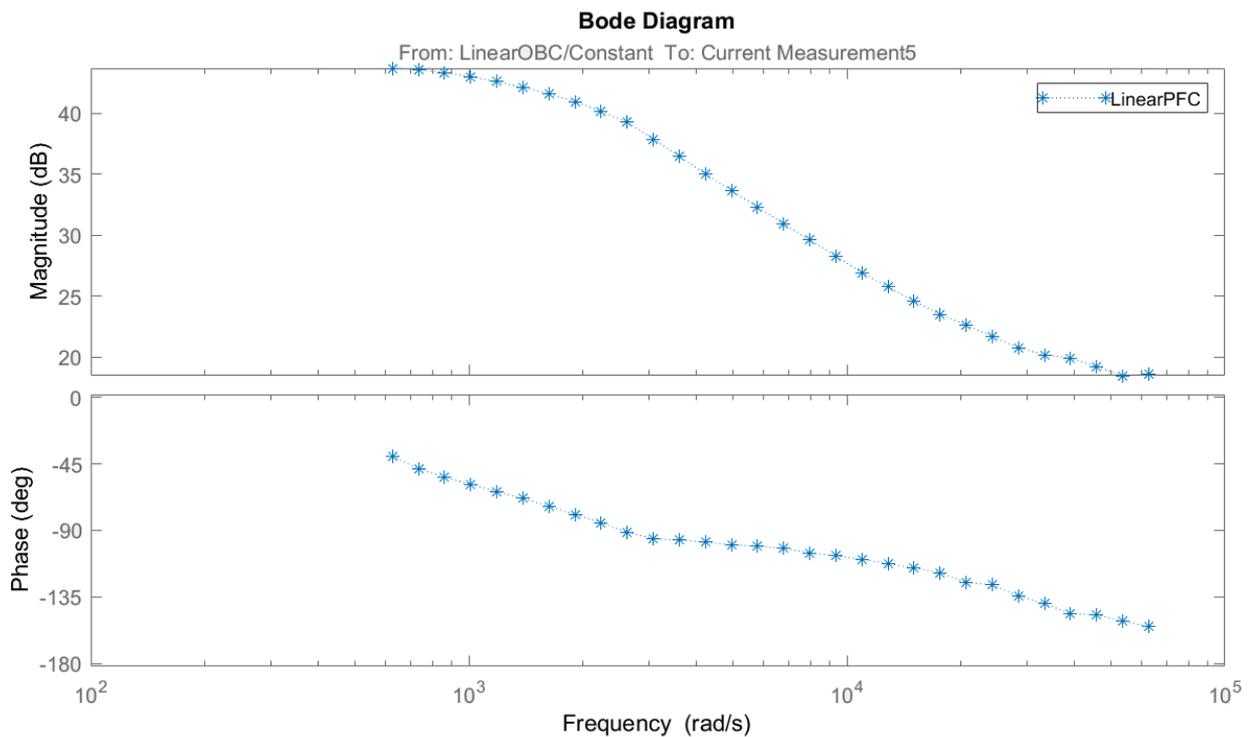


Figura 30. Respuesta en frecuencia del PFC simple (una rama) en lazo abierto (diagramas de Bode).

Para la sintonización de los controladores se analizará la acción de control de cada bucle por separado. El diseño, por tanto, toma los siguientes pasos:

1. Sintonización de los controladores de corriente: A partir del modelo simplificado del sistema basado en un convertidor elevador simple (de una rama), se busca obtener una aproximación del modelo de la planta aplicando una estimación por barrido de frecuencia (**Figura 30**). Posteriormente, se analiza la respuesta del lazo de control y se determinan aquellos parámetros que mejor satisfagan las especificaciones de diseño.
2. Sintonización del controlador de tensión: A partir del modelo completo del corrector de factor de potencia, se repetirá la metodología anterior aproximando de nuevo la planta a través de un barrido de frecuencia para recurrir finalmente al análisis del Bode para la determinación de los parámetros de control.

Al no ser posible la obtención de una buena aproximación lineal a partir del modelo de dos fases, se ha recurrido al modelo del convertidor tradicional o simple para la aproximación de su dinámica, reduciendo a la mitad la potencia gestionada por el modelo con idea de emular las condiciones individuales de cada rama.

De la aplicación de estos criterios y tras el ajuste mediante simulación, los parámetros escogidos para los controladores PI de corriente son los siguientes.

$$P = 0,1865567 \quad I = 2,6030639$$

Mientras que, para el controlador de tensión, los parámetros finales son:

$$P = 9 \quad I = 80$$

A partir de estos valores es posible obtener un comportamiento estable del sistema en lazo cerrado, como refleja la **Figura 31**.

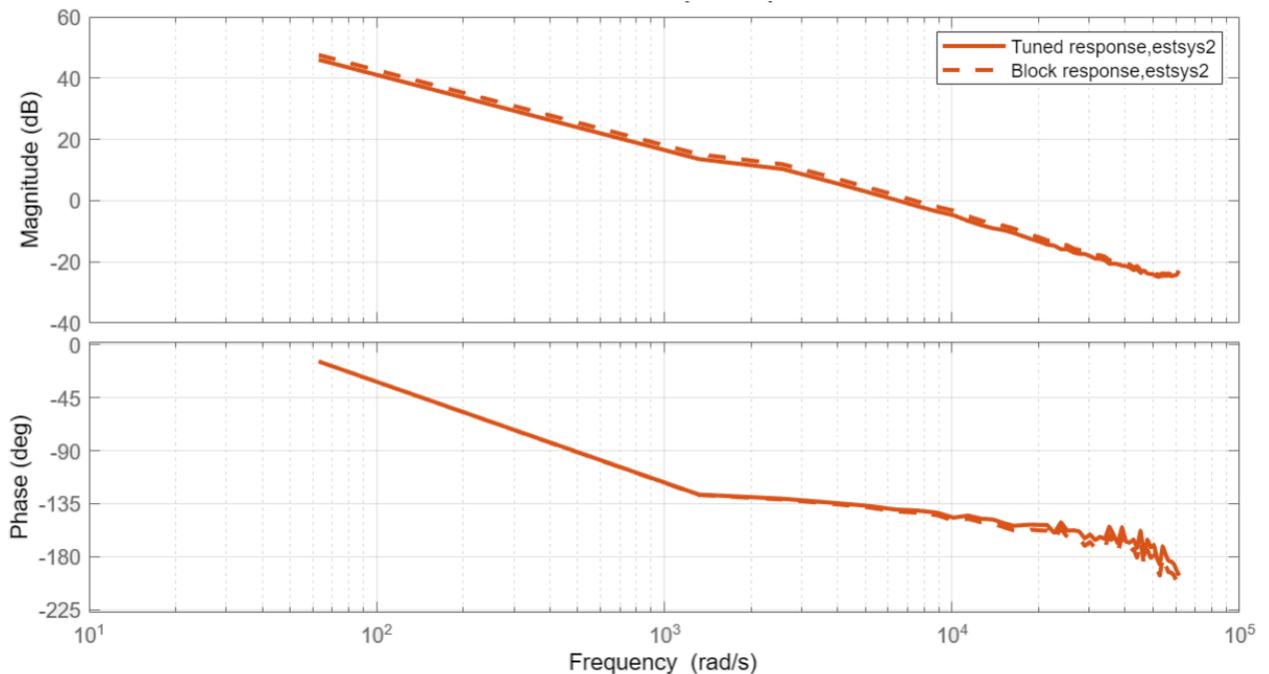


Figura 31. Respuesta en frecuencia del PFC simple (una rama) controlado (diagramas de Bode).

4.2 Diseño del inversor de puente completo con tanque resonante LLC

4.2.1 Especificaciones de diseño

Para el diseño del tanque resonante, el modelo desarrollado se basa en las indicaciones de las guías de diseño de Fairchild [31] y de Infineon [32].

El tanque resonante LLC permite obtener una alta eficiencia gracias a la conmutación suave de todos los interruptores que forman parte del puente completo para un rango amplio de frecuencias. Bien es cierto que, como contrapartida, su diseño lanza varias dificultades requiriendo siempre de un proceso iterativo para alcanzar la respuesta óptima de acuerdo con las prestaciones de la aplicación para la cual se pretende implementar.

El diseño del convertidor DC/DC mostrado en la **Figura 32** se compone de los siguientes elementos:

- Conexión al bus DC: entrada del convertidor DC/DC y salida de la etapa anterior AC/DC
- Inversor de onda cuadrada de puente completo controlado sin desplazamiento de fase basado en tecnología MOS.
- Tanque resonante LLC: permite obtener el paso por cero de los semiconductores en el generador de onda cuadrada al forzar una conmutación suave.
- Transformador (ideal) para aislar galvánicamente.

- Rectificador de puente completo de diodos en secundario, para rectificar la salida sinusoidal del secundario del transformador.
- Filtro paso bajo a la salida para reducir los rizados de corriente y tensión.
- Modelo equivalente de una batería de ion-litio basado en una fuente controlada de tensión y las resistencias de carga/descarga de la batería.

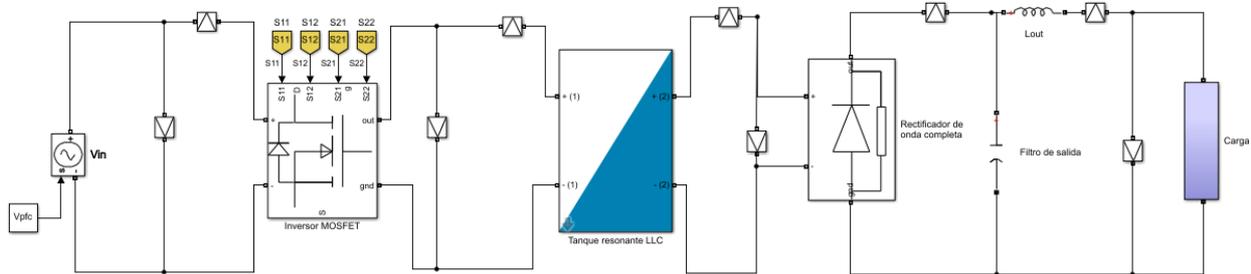


Figura 32. Esquema del convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante implementado en Simulink.

En general, la frecuencia de resonancia del tanque, f_r , es una de las especificaciones de diseño más críticas para un convertidor LLC ya que determina la eficiencia, la densidad de potencia y otros parámetros del sistema. Por lo tanto, es importante seleccionar la inductancia y la capacitancia adecuadas para que la frecuencia de resonancia se ajuste al rango de operación deseado.

Las especificaciones de diseño se resumen en la **Tabla 4**.

Tabla 4. Especificaciones de diseño del tanque resonante LLC de puente completo

OBC - Tanque resonante LLC de puente completo		
Especificaciones de diseño	Valor	Unidad
Tensión nominal del bus DC (V_{dc})	400	V
Tensión mínima del bus DC (tensión de retención) ¹⁸ ($V_{dc,min}$)	340	V
Tensión máxima del bus DC ($V_{dc,max}$)	410	V
Potencia máxima gestionada a la salida (P_{out})	3650	W
Eficiencia del tanque (ϵ_{LLC})	95	%
Frecuencia de resonancia (f_r)	100	kHz
Capacidad parásita del MOSFET (C_{FET})	450	pF
Tensión nominal de la batería (V_{bat})	360	V
Rango de variación de la tensión de salida en el Chevrolet Volt 2	200-430	V
Corriente máxima a la salida ($I_{out,max}$)	13	A

Se asumirá que la entrada podrá variar un $-15\%/+2\%$ con respecto al valor nominal de tensión de 400V, teniendo en cuenta las consideraciones sobre el rizado de tensión ($\pm 10V$) y la tensión mínima de descarga (340V) impuestas para la anterior etapa.

En cuanto al rango de tensión a la salida del convertidor, se parte del rango de operación esperado en el OBC del Chevrolet Volt de segunda generación (200 V - 430 V, **Tabla 4**). A la salida del circuito se simulará el comportamiento de una carga que si bien podría corresponderse con una curva típica de carga de una batería de ion-litio, su objetivo será meramente teórico: simular una carga variable dentro del rango de tensión especificado para la salida de acuerdo con los ensayos mostrados en la referencia [19].

¹⁸ El valor indicado parte de la especificación de diseño tomada en el apartado anterior para el condensador de salida de acuerdo con el criterio del tiempo de retención. Este debe ser recalculado para una mejor aproximación a partir del valor del filtro del bus DC finalmente escogido.

4.2.2 Diseño del tanque resonante.

4.2.2.1 Procedimiento de diseño

El procedimiento de diseño parte de las previamente citadas guías [31] y [32], y puede resumirse en los siguientes pasos:

1. Determinación de las especificaciones de diseño: obtención de los valores límite de ganancia del tanque y determinación de la relación de transformación.
2. Diseño de la red resonante LLC: elección del valor máximo del factor de calidad, Q , y de la relación de inducción, m , de acuerdo con el modo de operación esperado.
3. Cálculo de los componentes pasivos del tanque resonante.
4. Diseño del transformador integrado.
5. Diseño del rectificador de salida: valores del filtro capacitivo paso bajo.

4.2.2.2 Especificaciones de diseño: Ganancia del tanque resonante LLC

Antes de comenzar con el diseño del equipo, es necesario determinar una serie de parámetros para conocer el rango de operación del tanque resonante.

Eficiencia

De acuerdo con las especificaciones del Chevrolet Volt de segunda generación, la eficiencia esperada de su convertidor LLC es de un 95%, para operaciones a máxima potencia. La potencia de entrada máxima, $P_{dc,máx}$, del convertidor sería:

$$\eta_{LLC} = \frac{P_{out,máx}}{P_{dc,máx}} \rightarrow P_{dc,máx} = \frac{3650}{0,95} = 3842,1 \text{ W}$$

Donde η_{LLC} es la eficiencia del convertidor.

Rango de la tensión de entrada

Considerando como valor mínimo aquel asociado a la retención por el condensador de salida de la etapa PFC, se recalculará su valor de acuerdo con el filtro capacitivo escogido en la etapa anterior (apartado 4.1.2.4).

$$V_{dc,min} = \sqrt{V_{dc}^2 - \frac{2 \cdot P_{dc} \cdot t_{ret}}{C_{dc}}} = \sqrt{400^2 - \frac{2 \cdot 3842 \cdot 16,6 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3}}} = 342,75 \text{ V}$$

Por otro lado, se tomó como criterio de diseño en la etapa PFC un rizado de tensión máximo de ± 10 Vpp, de manera que puede considerarse la variación de la tensión de entrada dentro del rango [343, 410] V.

Ganancia de tensión: valores límite

La ganancia global del convertidor DC-DC, M , resulta del producto de la ganancia del inversor, la ganancia del tanque y de la relación de transformación [32].

$$M = M_{sw} \cdot M_{LLC} \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

Donde M_{sw} es la ganancia del inversor de puente completo, M_{LLC} la ganancia del tanque y N_s y N_p las vueltas del transformador en secundario y primario, respectivamente. Para la topología de puente completo, M_{sw} es 1, mientras que en el caso del medio puente toma el valor de 0,5.

La ganancia del tanque resonante puede obtenerse de analizar el circuito equivalente de la **Figura 33**.

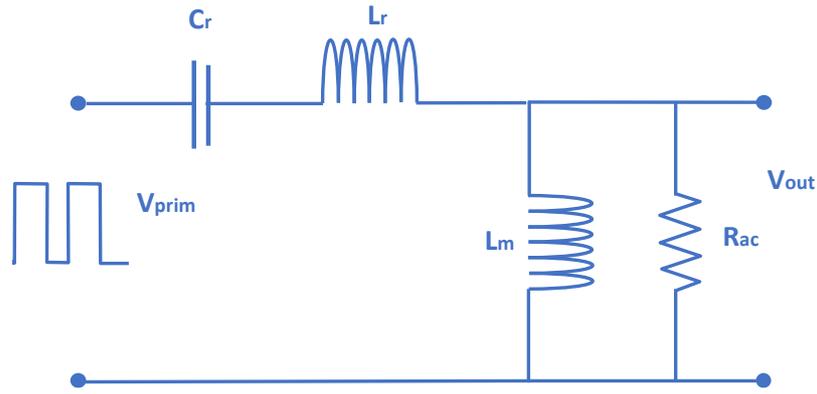


Figura 33. Circuito equivalente del tanque resonante LLC¹⁹.

Para simplificar el diseño, se utilizará como inductancia de magnetización, L_m , la propia del transformador mientras que L_r y C_r representan la capacidad e inductancia resonantes y R_{ac} la resistencia reflejada de carga²⁰.

La ganancia del tanque resonante puede obtenerse a partir de la siguiente función de transferencia:

$$M_{LLC}(Q, m, f_n) = \left| \frac{V_{LLC1}(s)}{V_{LLC2}(s)} \right| = \frac{F_x^2 (m - 1)}{\sqrt{(m \cdot F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \cdot (F_x^2 - 1)^2 \cdot (m - 1)^2 \cdot Q^2}}$$

Donde Q es el factor de calidad, m la relación de inducción, f_n la frecuencia normalizada (cociente entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia) y V_{LLC1} y V_{LLC2} las tensiones del primario y secundario del transformador respectivamente.

La operación óptima del tanque se obtiene para una frecuencia normalizada de 1. En otras palabras, el ciclo completo de potencia se alcanza cuando la frecuencia de conmutación de los semiconductores iguala la frecuencia de resonancia del tanque. Manteniendo la máxima frecuencia de operación de la etapa anterior, el diseño del tanque se realizará para una frecuencia de resonancia de 100 kHz.

El comportamiento del tanque deberá ser tal que permita la operación del inversor en ZVS para todo el rango de tensión del bus DC considerado. Bajo esta premisa, el diseño buscará aquella curva de ganancia que logre alcanzar los valores límite definidos como $M_{m\acute{a}x}$ y $M_{m\acute{i}n}$ dentro de la zona inductiva, los cuales dan una estimación del valor final del conjunto resonante²¹.

$M_{nom} = 1$, ganancia nominal del tanque

De acuerdo con la guía, [32], es posible conocer las ganancias mínimas y máximas de operación a las cuales se quiere someter al tanque resonante a través de las siguientes relaciones.

$$M_{m\acute{a}x} = \frac{V_{dc,nom}}{V_{dc,m\acute{i}n}} \cdot M_{nom} = \frac{400}{343} \cdot 1 = 1,167, \text{ ganancia máxima del tanque resonante}$$

$$M_{m\acute{i}n} = \frac{V_{dc,nom}}{V_{dc,m\acute{a}x}} \cdot M_{nom} = \frac{400}{410} \cdot 1 = 0,976, \text{ ganancia mínima del tanque resonante}$$

4.2.2.3 Diseño de la red resonante

Relación de inducción (m)

La relación entre la inductancia de resonancia y la inductancia de magnetización determina el comportamiento de la ganancia del tanque: menores valores de m permiten alcanzar ganancias superiores motivando el comportamiento elevador del convertidor, si bien reducen la modulación de frecuencia haciendo que el sistema

¹⁹ En el esquema se hace referencia a V_{prim} en lugar de V_{dc} para diferenciar esta onda cuadrada generada por el inversor de la señal de tensión del bus DC.

²⁰ Por "resistencia reflejada" se entiende el valor de una hipotética carga resistiva colocada a la salida del circuito, R_o , vista desde el primario del transformador, esto es, su valor dependerá de la relación de transformación obteniéndose de la fórmula: $R_{ac} = R_o \cdot (N_p/N_s)^2$. El valor de esta carga se corresponderá en los cálculos con el resultado de aplicar valores nominales de las magnitudes de diseño.

²¹ Los valores límite, $M_{m\acute{a}x}$ y $M_{m\acute{i}n}$, se calcularán como desviaciones del valor nominal, M_{LLC} , el cual se considerará unitario en una primera aproximación.

se vuelva más sensible a su variación, mejorando así el control y la regulación en aplicaciones con un rango de tensión de entrada amplio. Sin embargo, reducir este factor implica también reducir el peso de la inductancia de magnetización y como consecuencia su efecto en el sistema, derivando en un mayor rizado de la corriente de magnetización y en el aumento de las pérdidas.

Interesan valores moderado-altos de m porque se considera que la variación de tensión a la entrada es reducida (+2%/-15%). Esto implica que la regulación a realizar en el primario del transformador es baja no requiriendo de un sistema demasiado flexible. En este caso, se opta por la eficiencia aumentando el valor del factor m lo cual tendrá otras consecuencias como un mayor valor de L_m y menores corrientes de magnetización (menores pérdidas).

Los valores más comunes del factor se encuentran en el rango 3~7, para lo cual la ganancia de tensión del tanque a la frecuencia de resonancia, M_{LLC} , variaría entre los 1,1~1,2 [31].

Factor de calidad (Q)

El factor de calidad del circuito depende de la corriente y por tanto de las condiciones de carga: su valor será mayor en tanto superior sea la demanda de energía o la carga conectada a la salida. Por este motivo, este factor debe diseñarse de manera que el circuito resonante sea capaz de alcanzar los valores $M_{m\acute{a}x}$ y $M_{m\acute{i}n}$ para los diferentes puntos de operación sin forzar la modulación de frecuencia, es decir, trabajando siempre dentro de un rango de la frecuencia modulada que permita al modelo alcanzar el comportamiento ZVS y reducir las pérdidas. Mayores valores de Q permiten alcanzar menores valores de M_{LLC} y viceversa. Los valores de este parámetro suelen oscilar entre 0,1 ~ 0,9 para este tipo de aplicaciones²².

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}}$$

De acuerdo con la guía de Fairchild, [31], para aplicaciones de baja corriente²³ es recomendado elegir valores moderados del factor Q . Por otro lado, para asegurar la operación ZVS en situación de alta carga (R_{ac} baja y Q elevada) se recomienda que la curva seleccionada guarde un margen del 10%~20% con respecto de los límites $M_{m\acute{a}x}$ y $M_{m\acute{i}n}$ considerados. De esta manera, se seleccionará un valor tal que $M_{,pico} > M_{m\acute{a}x}$, representando $M_{,pico}$ el valor máximo de la curva de ganancia para un determinado Q y m .

$$Q \sim 0,5$$

Rango de la frecuencia normalizada

Se entenderá por frecuencia normalizada, f_n , a la relación entre la frecuencia de conmutación de los semiconductores del inversor de onda completa y la frecuencia de resonancia.

$$f_n = \frac{f_{sw2}}{f_r}$$

El valor mínimo de la frecuencia de conmutación para el cual puede asegurarse la operación dentro de la zona inductiva es aquel para el cual la curva de ganancia para m y Q permite alcanzar la ganancia máxima, $M_{m\acute{a}x}$, y está situado a la derecha del valor de pico de dicha curva, $M_{,pico}$.

En principio, en cuanto a la frecuencia máxima de operación, este es un parámetro menos crítico y que dependerá de las posibilidades físicas de los componentes y materiales escogidos para el diseño. Este valor nominal que se correspondería con la ganancia del sistema desplazada por la acción del transformador (ganancia virtual, M_v ²⁴, según [31]) coincide con el corte de la curva de ganancia con el valor estimado como $M_{m\acute{i}n}$.

²² Ver la nota 16.

²³ El periodo de carga a tensión constante se caracteriza por la disminución progresiva de la corriente de carga. La duración de esta etapa es mayor a la etapa de carga rápida o carga a corriente constante en un modelo convencional.

²⁴ De acuerdo con la referencia [31], la ganancia del tanque a la frecuencia de resonancia sufre un desplazamiento cuando se consideran los componentes magnéticos del tanque como efectos inductivos del transformador integrado. Este nuevo valor, siempre mayor a la unidad, es conocido como ganancia virtual del tanque, M_v , y suele corresponderse con $M_{m\acute{i}n}$. En una primera aproximación este desplazamiento no es considerado hasta la selección de los parámetros de diseño m y Q .

Selección de los parámetros de diseño

El procedimiento arriba descrito (apartado 4.2.2.1) se realiza iterando para diversos valores de la relación de inductancias, m , y del factor de calidad, Q . Tras graficar las curvas $M_{LLC}(Q, m, F_x)$ atendiendo a la función dada por Infineon [32] para Q en el rango $[0,1, 0,9]$ y m entre los valores $[6, 9]$ se selecciona la pareja $m = 7$, $Q = 0,4$ como solución de diseño, **Figura 34**. Para estos valores, el valor de pico de la curva de ganancia es al menos un 10% superior al valor límite calculado, $M_{m\acute{a}x}$ (**Figura 35**).

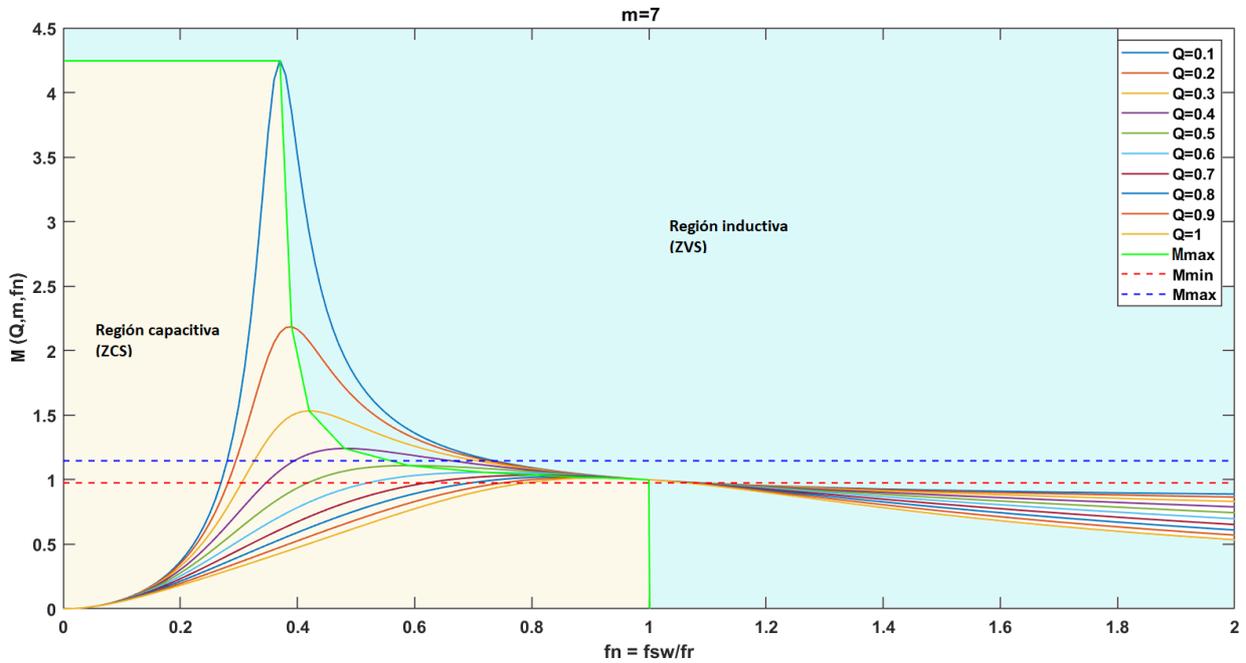


Figura 34. Curvas de ganancia del tanque resonante LLC para diversos valores de Q y $m = 7$.

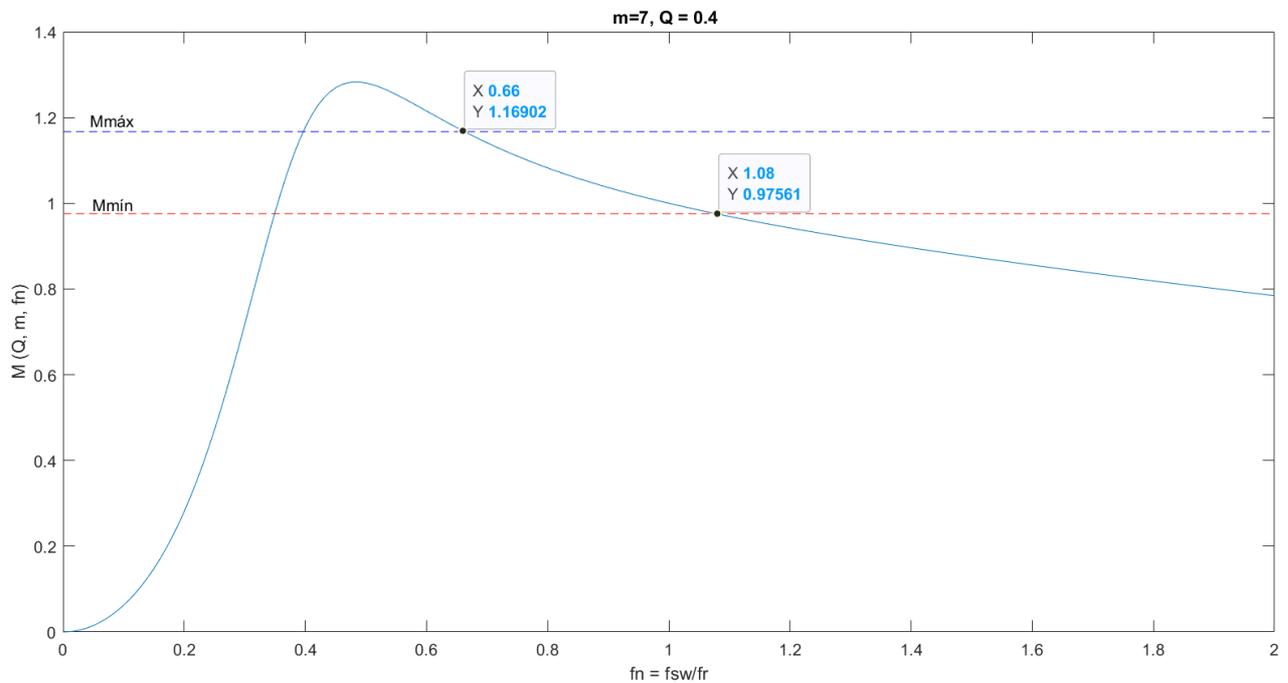


Figura 35. Curva de ganancia del tanque resonante LLC para $Q = 0,4$ y $m = 7$.

Seleccionados los factores m y Q , es posible reajustar el valor de la ganancia del tanque a la frecuencia de resonancia considerando el efecto del transformador de acuerdo con la expresión, [31]:

$$M_v = M_{mín} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{7,5}{7,5-1}} = 1,0742$$

Este desplazamiento se aplica de igual manera al valor asociado a la amplificación máxima del tanque resonante:

$$M_{máx} = \frac{V_{dc,nom}}{V_{dc,mín}} \cdot M_v = \frac{400}{343} \cdot 1,0742 = 1,2536$$

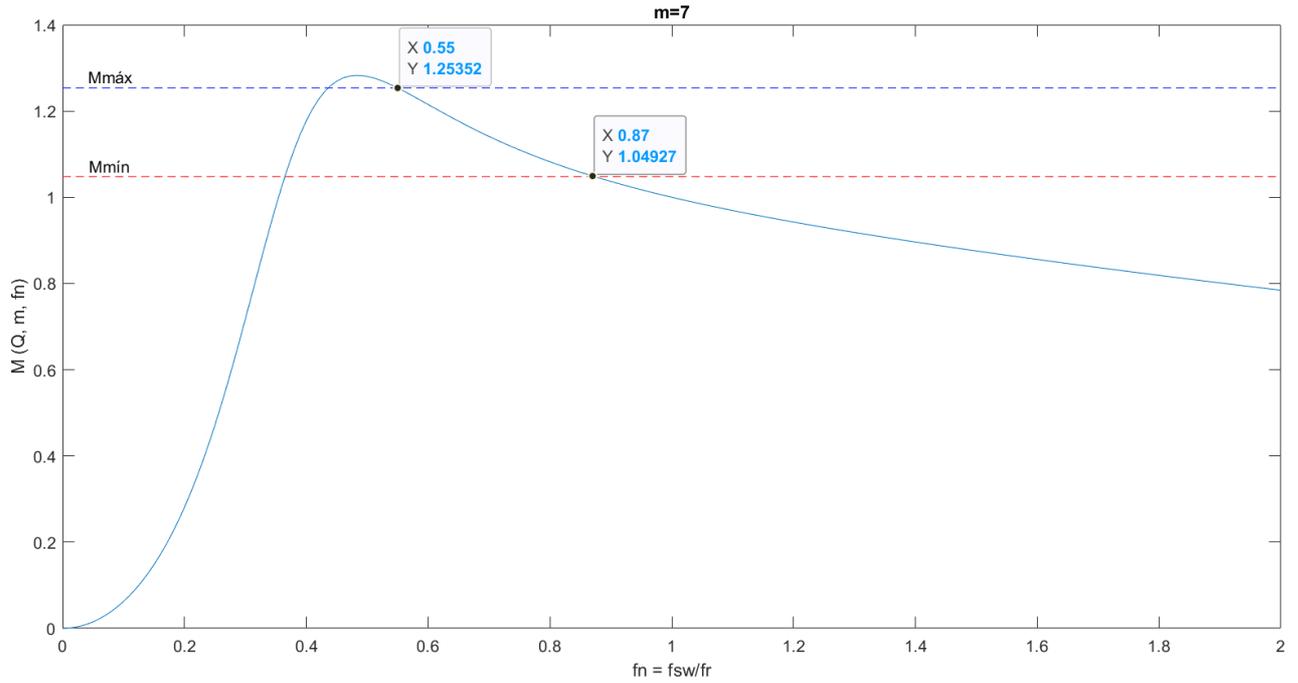


Figura 36. Curva de ganancia del tanque resonante LLC para $Q=0,4$ y $m = 7$. Rango de operación de la frecuencia normalizada.

4.2.2.4 Diseño del transformador integrado

Relación de transformación

En una primera aproximación, el valor mínimo de la relación de transformación, $n_{mín}$, necesario para cumplir con las condiciones de diseño del tanque resonante puede calcularse de acuerdo con la siguiente ecuación [31].

$$n_{mín} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{dc,máx}}{V_{out} + V_F} \cdot M_{mín} = \frac{410}{360 + 0,9} \cdot 1,0742 = 1,108$$

Donde N_p y N_s hacen referencia a las vueltas en el devanado primario y secundario respectivamente, siendo V_F la tensión de caída en el diodo que para este escenario se considerará de 0,9 V.

Diseño de los devanados

Para el diseño del transformador, se analiza el peor caso de operación el cual sucede a la mínima frecuencia de conmutación permitida: condiciones de tensión mínima a la entrada para carga máxima a la salida. De acuerdo con la guía, el número mínimo de vueltas en el primario del transformador, $N_{p,mín}$, puede obtenerse como:

$$N_{p,mín} = \frac{n_{mín} \cdot (V_{out} + V_F)}{2 \cdot f_{sw2,mín} \cdot M_v \cdot B \cdot A} = \frac{1,108 \cdot (360 + 0,9)}{2 \cdot 55 \cdot 10^3 \cdot 1,0742 \cdot 0,35 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 106,49 \approx 107$$

Donde B es la máxima densidad de flujo y A la sección transversal del transformador y M_p la ganancia virtual del tanque²⁵. En ausencia de valores experimentales, se han escogido unos valores típicos ofrecidos en la guía de referencia de Fairchild [31].

$$B = 0.3\sim 0.4 \text{ T}; A \sim 100 \text{ mm}^2$$

A partir del valor de vueltas del devanado primario o N_p y de la relación de transformación, n , se obtiene el número de vueltas mínimo en secundario o N_s tal que:

$$N_p = n \cdot N_s > N_{p,min}$$

Tras un par de iteraciones y ajustando un poco los cálculos realizados, finalmente se ha decidido escoger una relación de bobinado, $n = 1,1$ para $N_p = 112$, $N_s = 101$.

4.2.2.5 Cálculo de los componentes pasivos del tanque

Red resonante

Obtenidos estos datos y habiendo escogido los valores correctos para m y Q , se procede al cálculo de los elementos pasivos del tanque de acuerdo con las siguientes ecuaciones, [30]:

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_o = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{out}^2}{P_{out}}, \text{ resistencia de carga reflejada.}$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ac} \cdot Q \cdot f_r}, \text{ capacidad resonante.}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{sw})^2 \cdot C_r}, \text{ inductancia resonante.}$$

$$L_p = m \cdot L_r, \text{ pérdidas por magnetización en primario}$$

Finalmente, el valor de estos componentes²⁶ es:

$$R_{ac} = 35,46 \Omega \quad C_r \cong 100 \text{ nF} \quad L_r \cong 25 \mu\text{H} \quad L_p = 175 \mu\text{H}$$

A partir de la ecuación siguiente, se corrige el valor de la frecuencia de resonancia de acuerdo con los resultados obtenidos para la red resonante:

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

De esta manera, la frecuencia de resonancia real del sistema tomará el valor de 100,66 kHz.

Modelado del transformador integrado

Para la implementación del diseño en la interfaz software de Simulink, se partirá de un transformador lineal cuyas pérdidas de magnetización, L_{lkp} , L_{lks} , pueden calcularse de las relaciones obtenidas de despejar el modelo aproximado ofrecido en la referencia de Fairchild [30].

$$L_r = L_{lkp} + L_m // L_{lkp}$$

$$L_p = L_{lkp} + L_m \text{ se asume que } \rightarrow L_{lkp} = n^2 L_{lks}$$

Para un comportamiento ideal, los valores de diseño del transformador serán:

$$L_{lkp} = 12,98 \mu\text{H} \quad L_{lks} = 10,54 \mu\text{H} \quad L_m = 162,02 \mu\text{H}$$

²⁵ Ver nota 24.

²⁶ Para el caso de los componentes pasivos que conforman la red resonante, se han aproximado los valores obtenidos de la aplicación de las ecuaciones de diseño a valores comerciales. El valor exacto para el condensador resonante es de 112 nF. Teniendo en cuenta esta aproximación, se actúa en consecuencia para el cálculo de la inductancia serie o resonante a fin de no desviar el valor de la frecuencia de resonancia del sistema.

4.2.2.6 Diseño del rectificador de salida: valores del filtro capacitivo paso bajo

Con intención de cumplir con los requisitos de diseño impuestos a la calidad de onda de la salida en lo que respecta a la reducción de los rizados o variaciones de corriente y tensión, se diseñará un filtro paso bajo de tipo LC. El objetivo es buscar una reducción mínima del rizado de corriente de salida de un 10% mientras que la tensión no deberá superar los 0,5 Vpp.

De acuerdo con la referencia [35], la ecuación empleada para el cálculo de la inductancia del filtro dependerá tanto del ciclo de trabajo efectivo²⁷ como del rizado esperado.

$$\Delta I_{L_{out}} = 10\% I_{out} = 10\% \frac{P_{out,nom}}{V_{out,nom}} = 0,1 \cdot \frac{3650}{360} = 1,014 \text{ A}$$

$$L_{out} = V_{out} \cdot \frac{1 - D_{LLC,ef}}{\Delta I_{L_{out}} \cdot f_{sw2,mín}} = 360 \cdot \frac{1 - 0,5}{1,014 \cdot 55 \cdot 10^3} = 3,22 \text{ mH} \sim 3 \text{ mH}$$

Donde $\Delta I_{L_{out}}$ expresa el rizado máximo de la corriente de carga en amperios, L_{out} es el valor de la inductancia del filtro, $D_{LLC,ef}$ es el ciclo de trabajo efectivo u observado a la salida y f_{sw2} la frecuencia de conmutación. Se diseñará para el caso más desfavorable el cual implica que la frecuencia de conmutación de los MOSFETs es mínima, $f_{sw2,mín}$.

En la carga de la batería, durante el transitorio tras la conexión del circuito, buena parte de la corriente circulará por la resistencia interna del condensador del filtro de salida o “resistencia equivalente en serie” (ESR, por sus siglas en inglés). La determinación de esta resistencia es por tanto una parte significativa de la implementación física del diseño. No obstante, el modelo planteado no solo modelará la batería como una fuente ideal y controlada, sino que además reducirá el tiempo de carga a un valor al menos tres órdenes inferiores al tiempo de recarga real²⁸. Por estos motivos, los cálculos reflejados en [34], no sirven de aplicación para este diseño, mostrándose únicamente a título informativo.

De acuerdo con la referencia [35], se tomará para el diseño de la ESR el 90% del valor de la tensión de salida en transitorio y, para el cálculo del condensador, el 10% de este valor.

El tiempo de carga de la inductancia al 90% es un buen indicador de la duración del transitorio:

$$t_{trans} = L_{out} \cdot 90\% \frac{I_{out,nom}}{V_{out,nom}} = L_{out} \cdot 90\% \frac{P_{out,nom}}{V_{out,nom}^2} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,9 \cdot \frac{3650}{360^2} = 76,04 \text{ } \mu\text{s}$$

La tensión durante el transitorio suele limitarse a un 1% del nivel máximo. En la curva de carga aplicable para este modelo, la tensión en los primeros ciclos se forzará a un valor de 340 V.

$$V_{trans} = 1\% \cdot 340$$

El valor máximo de la resistencia equivalente en serie puede calcularse como:

$$ESR_{C_{out}} \leq \frac{0,9 \cdot V_{trans}}{0,9 \cdot I_{out,nom}} = \frac{3,40}{\frac{3650}{360}} = 335,3 \text{ m}\Omega$$

Mientras que el condensador debería tener un valor máximo de:

$$C_{out} \geq t_{trans} \cdot \frac{0,9 \cdot I_{out,nom}}{V_{trans} \cdot 0,1} = \frac{76,04 \cdot 10^{-6} \cdot 0,9 \cdot \frac{3650}{360}}{3,40 \cdot 0,1} = 1,61 \text{ mF}$$

La implementación de estos valores, por las consideraciones expuestas anteriormente, no refleja buenos resultados en la simulación. Por estas razones se decide optar por un valor mínimo de C_{out} igual a 1 μF , sin modelar su resistencia en serie en esta primera aproximación al problema.

²⁷ El ciclo de trabajo efectivo depende de la dinámica de control aplicada en el inversor del primario del transformador. En esta aplicación, las ramas mantienen un ciclo de trabajo del 50% conmutando alternamente y variando únicamente su frecuencia. Más información en [35].

²⁸ Para la recarga completa del Chevrolet Volt de segunda generación, son esperables entre 3 – 4 h para una potencia media de 3,7 kW. Debido a la capacidad de cálculo del software utilizado, las simulaciones realizadas en este proyecto no superarán los 2 segundos.

4.2.2.7 Inversor de puente completo con tanque resonante LLC: valor de los componentes

Los resultados obtenidos tras la aplicación de estos procedimientos se resumen en la **Tabla 5**.

Tabla 5. Diseño de los componentes del inversor de puente completo con tanque resonante LLC

Diseño inversor de puente completo con tanque resonante LLC		
Red resonante: parámetros de diseño	Valor	Unidad
Factor de calidad (Q)	0,4	ud.
Relación de inductancias (m)	7	-
Ganancia mínima del sistema (M_{min})	1,0742	-
Ganancia máxima del sistema ($M_{máx}$)	1,2536	-
Frecuencia mínima de operación ($f_{sw2,min}$)	55	kHz
Frecuencia máxima de operación ($f_{sw2,máx}$)	105	kHz
Frecuencia de resonancia (f_r)	100,66	kHz
Ciclo de trabajo efectivo	50	%
Red resonante: componentes pasivos	Valor	Unidad
Capacidad resonante (C_r)	100	nF
Inductancia resonante (L_r)	25	μ H
Inductancia de magnetización (L_m)	162	μ H
Resistencia de carga reflejada (R_{ac})	35,46	Ω
Dimensionado del transformador	Valor	Unidad
Relación de transformador (n)	1,11	-
Número de vueltas en primario (N_p)	112	-
Número de vueltas en secundario (N_s)	101	-
Pérdidas de magnetización en primario (L_{kp})	12,98	μ H
Pérdidas de magnetización en secundario (L_{ks})	10,54	μ H
Filtro de salida	Valor	Unidad
Capacidad del filtro de salida (C_{out})	1	μ F
Inductancia del filtro de salida (L_{out})	3	mH

4.2.3 Diseño del controlador.

En lo referente al diseño de los controladores asociados a la etapa DC/DC del cargador, predominan dos estrategias de control: el **control en paralelo** y el **control en cascada**.

Como resume el artículo [36], en un diseño en paralelo es la lógica de control de un selector la que se encarga de conmutar entre los modos de carga CC-CV dependiendo de la etapa y de acuerdo con los tiempos y valores de referencia obtenidos en un análisis previo. El empleo de esta solución es simple y fácil de implementar, aunque puede carecer de la flexibilidad necesaria para operar en rangos amplios de tensión de salida o de variación del bus DC.

El control en cascada emplea dos bucles de realimentación, como ya se vio en el diseño de la etapa del corrector de factor de potencia (apartado 4.1.3). La dinámica es similar; un bucle externo de tensión que recibe como referencia el nivel de carga de la batería y un bucle interno de corriente para el control de la frecuencia de conmutación (en el caso de que la señal de control escogida sea la frecuencia²⁹), cuyo efecto repercutirá en la corriente de alimentación de la batería. Este modelo permite reducir las sobre oscilaciones y los cambios bruscos provocados por la transición en el modo de control (corriente o tensión) que ofrece un controlador en paralelo simple. En la práctica, una buena implementación de esta solución se traduce en la aplicación del bucle de corriente interno, en ausencia del lazo de tensión, durante la etapa de carga rápida para más tarde favorecerse de la acción conjunta del bucle externo durante la etapa de absorción, **Figura 37**.

²⁹ El diseño del controlador para la operación y regulación de corriente del tanque resonante no es sencillo. Diversas alternativas pueden encontrarse atendiendo a la variable sobre la cual se decide actuar. Algunos ejemplos son el control de frecuencia, de ciclo de trabajo, de ángulo de desfase (en diseños que apliquen desplazamientos), de pico de corriente con compensación por rampa, de tensión, ...

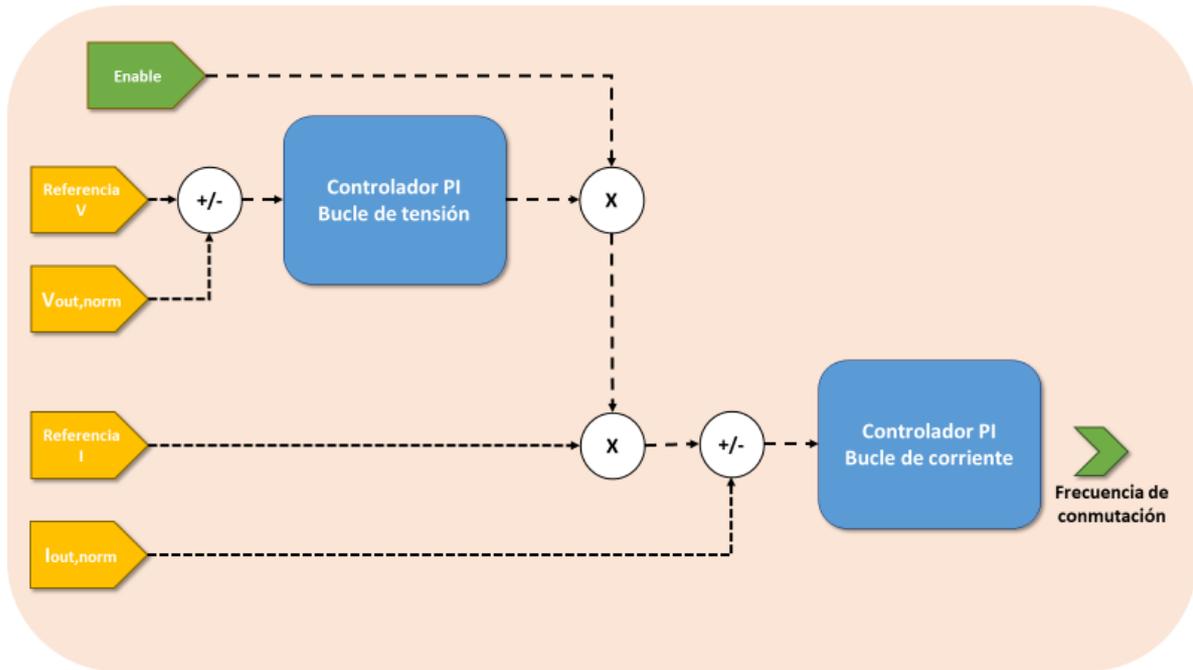


Figura 37. Esquema de control para el controlador del convertidor DC/DC con tanque resonante LLC.

Partiendo de esta segunda interpretación, para el diseño del controlador se empleará una pareja de controladores PI de los cuales, el bucle interno o de corriente actuará sobre la corriente de carga por medio de la regulación de la frecuencia de conmutación mientras que el bucle externo o de tensión modelará la forma de la curva de corriente durante la carga a tensión constante. Una alternativa similar más elaborada de este planteamiento llevaría a la regulación del ciclo de trabajo a través del bucle externo de tensión. Los beneficios del uso de un ciclo de trabajo dinámico, así como su implementación en un modelo similar, son explicados con detalle en el artículo [37].

En lo referente al efecto del ciclo de trabajo cabe destacar que la máxima transferencia de energía se obtiene al 50%; considerar una ligera variación alrededor de este punto de operación puede provocar, por una parte, el solape en la actuación de las ramas cuando el ciclo aumenta, mientras que por otro lado puede ayudar a la operación ZVS para valores inferiores al introducir un “tiempo de descanso” o de retención que fuerza el paso por cero de la tensión. Otro de los beneficios de esta mejora es permitir el aumento del rango de operación; el sistema se vería capaz de alcanzar tensiones de salida menores sin necesidad de elevar en exceso la frecuencia de conmutación de los transistores.

Finalmente, en la implementación del modelo, **Figura 38**, la regulación de tensión impuesta por el bucle externo afectará a la corriente de carga únicamente durante la carga a tensión constante (CV). Para ello, se ha añadido una entrada de habilitación o *enable* que cambiará la referencia del bucle interno una vez se haya superado la potencia máxima calculada. Para ello, se ha implementado la siguiente lógica de control basada en el empleo de un biestable RS o *flip-flop* realimentado.

$$\begin{cases} s = 1 & \text{si } P_{out} \geq P_{ref} \\ s = 0 & \text{si } P_{out} < P_{ref} \end{cases}$$

$$\begin{cases} r = 1 & \text{si } V_{out} < 0,95 \cdot V_{ref} \text{ y } \bar{Q} = 0 \\ r = 0 & \text{si } V_{out} \geq 0,95 \cdot V_{ref} \text{ o } \bar{Q} = 1 \end{cases}$$

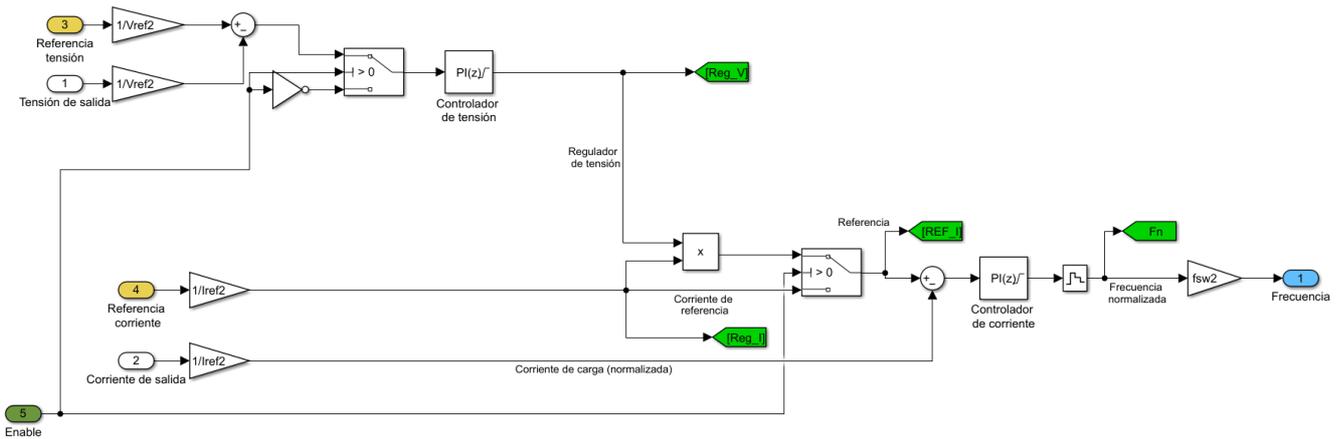


Figura 38. Implementación en Simulink del controlador de frecuencia para el inversor de puente completo con tanque resonante.

En este modelo, se deshabilitará la acción del controlador de tensión solo si la tensión cae un 5% con respecto a su valor de establecimiento, esto es, por debajo de 410 V para una carga a 430 V, lo que contribuirá a elevar de nuevo la corriente inyectada de manera más drástica. El esquema de este bloque de habilitación se muestra en la **Figura 39**.

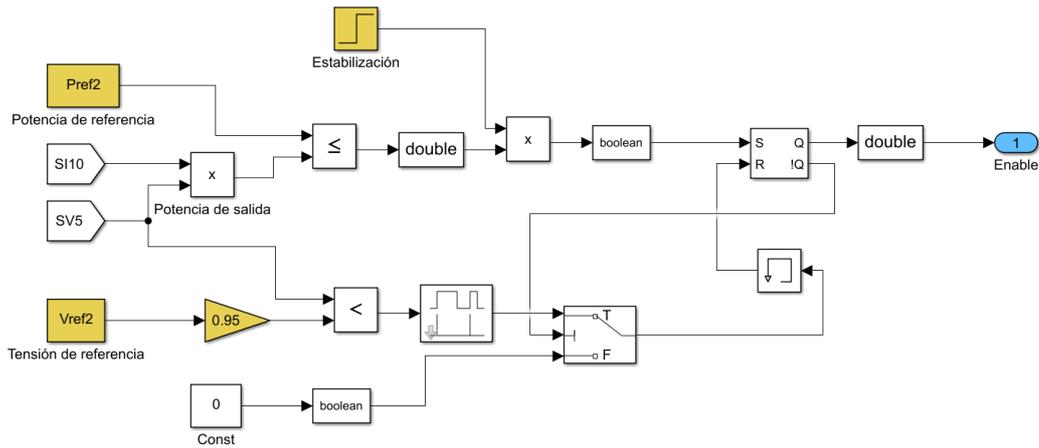


Figura 39. Implementación en Simulink del bloque de habilitación para el controlador de tensión del inversor de puente completo con tanque resonante.

4.2.4 Lógica de control de los semiconductores.

La operación de los transistores diagonales será simultánea y adelantada 180° con respecto a los disparos de los transistores pertenecientes a la misma rama, **Figura 40**. A partir del modelo *power_ResonantLLCConverter*, [38], se ha introducido un bloque generador de pulsos de frecuencia variable el cual ha sido ligeramente modificado para permitir el control del inversor de puente completo. Este proporcionará dos señales de disparo cuyo desfase se presta a ser controlado en aplicaciones futuras, **Figura 41**.

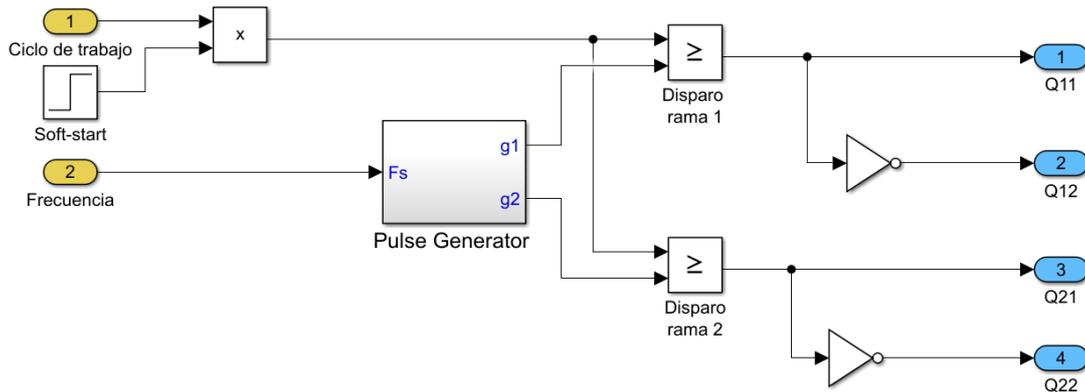


Figura 40. Moduladora para el control de la lógica de disparo de los *switches* del inversor de puente completo con tanque resonante LLC.

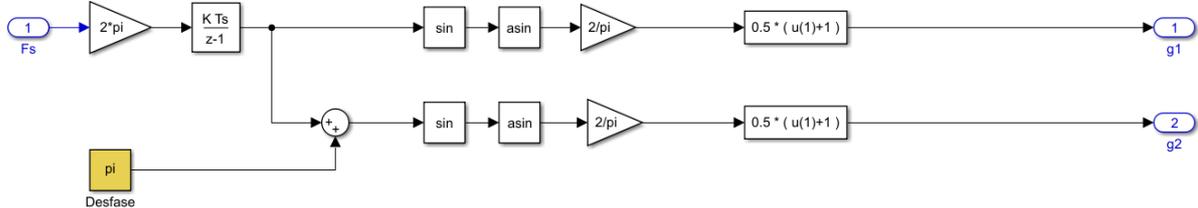


Figura 41. Generador de pulsos de frecuencia variable. Diseño modificado obtenido de la fuente [38].

Cada señal generada por la portadora presentará las mismas condiciones de amplitud y frecuencia pues se ha considerado un único controlador para la gestión de la operación del inversor.

4.2.5 “Soft-start”: control con inicio suave

Durante el transitorio de la carga de la batería suelen producirse sobreintensidades como consecuencia de la conexión del vehículo a la red. Para prevenir el daño a los equipos provocado por estos picos de intensidad, es frecuente incluir un sistema de inicio suave o *soft-start* en el control de la conmutación de los semiconductores.

En la referencia [31], se explica brevemente con un ejemplo la utilidad de aplicar estas técnicas en la operación de los convertidores DC/DC. Es aconsejable que la ganancia del tanque evolucione de manera suave en los primeros instantes de la carga, por lo que el principio de operación consiste en elevar la frecuencia alrededor de 2~3 veces por encima del valor de resonancia hasta que la tensión de salida logra estabilizarse (alrededor de unos 3 ms).

Sabiendo que la frecuencia del tanque es inversamente proporcional a su ganancia, en el modelo planteado, el inicio suave se realizará por medio de incrementar lentamente la referencia de corriente en un periodo transitorio de 1 ms. En la práctica, esto se implementará como una ganancia proporcional cuyo valor variará en el transitorio de acuerdo con la curva representada en la **Figura 42** y la expresión siguiente.

$$I_{soft-start} = \alpha \cdot I_{ref}$$

Siendo α , el valor de la ganancia e $I_{soft-start}$, la corriente de referencia en este periodo.

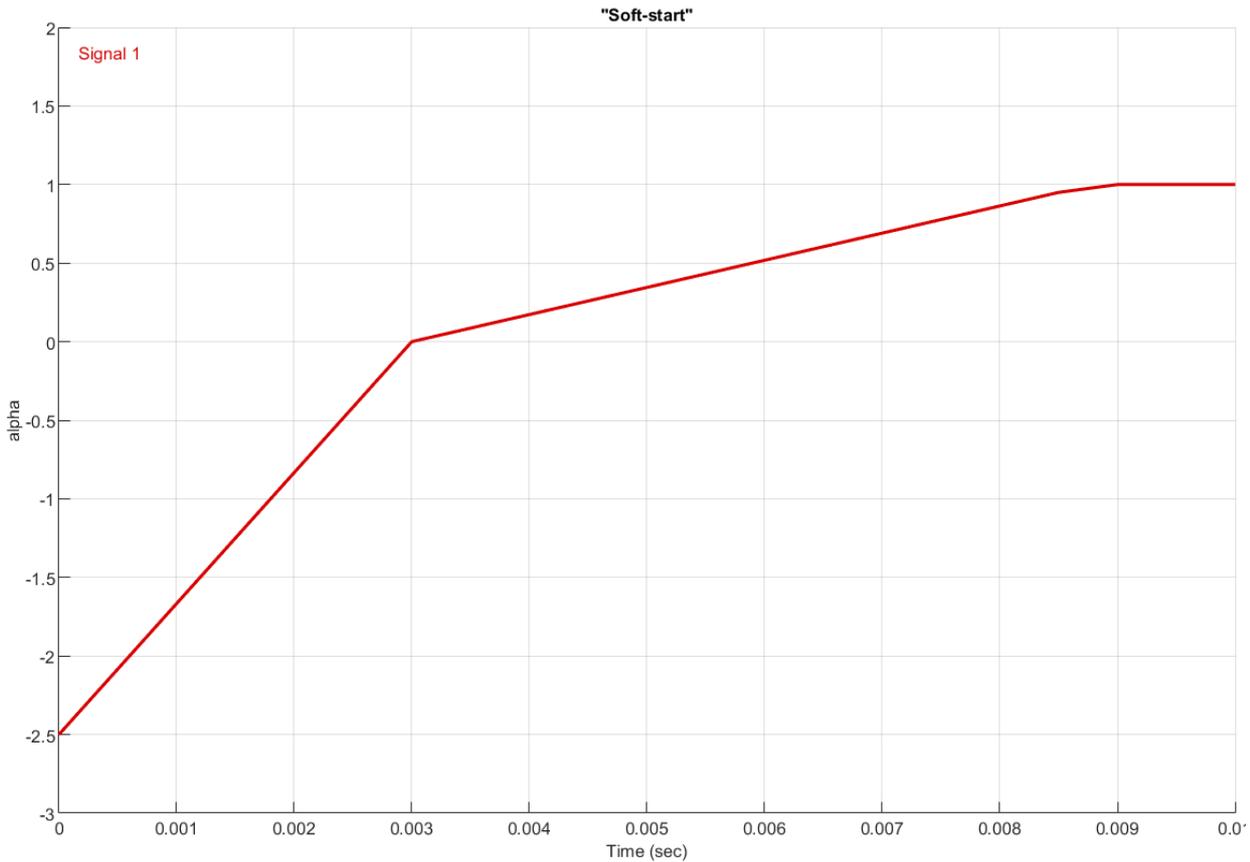


Figura 42. "Soft-start", curva de variación de la referencia de corriente para el control del inversor de puente completo con tanque resonante.

El efecto en el sistema controlado podrá observarse como un aumento de la frecuencia de conmutación hasta la estabilización de las magnitudes de salida, así como en la reducción de los picos de corriente al inicio de las simulaciones.

4.2.6 Salida del convertidor DC/DC: Modelo equivalente de batería

Para aproximar el modelo del sistema al comportamiento real del cargador de baterías, se conectará a la salida un modelo equivalente RC de una batería LiFePO_4 , caracterizada por no presentar altas variaciones de su tensión de circuito abierto [15]. Atendiendo a las orientaciones del estudio presentado en la referencia [39], se ha realizado una sencilla parametrización de los elementos pasivos considerando además los niveles de operación del Chevrolet Volt de segunda generación.

Para poder ofrecer una simulación estable y viable dentro del marco temporal que abarca este trabajo, se conectará a la salida un circuito conformado por los siguientes elementos (**Figura 43**):

- Una fuente controlada de tensión, V_{OCV} , que permitirá simular una curva de carga tipo regulando la tensión en los terminales de la batería.
- Una resistencia interna, R_{in} , cuya variación con la temperatura se considerará despreciable dentro del rango de operación de los 20°C .
- Un conjunto RC, que modelará el comportamiento transitorio de la batería. De nuevo, se despreciará la influencia de la temperatura.

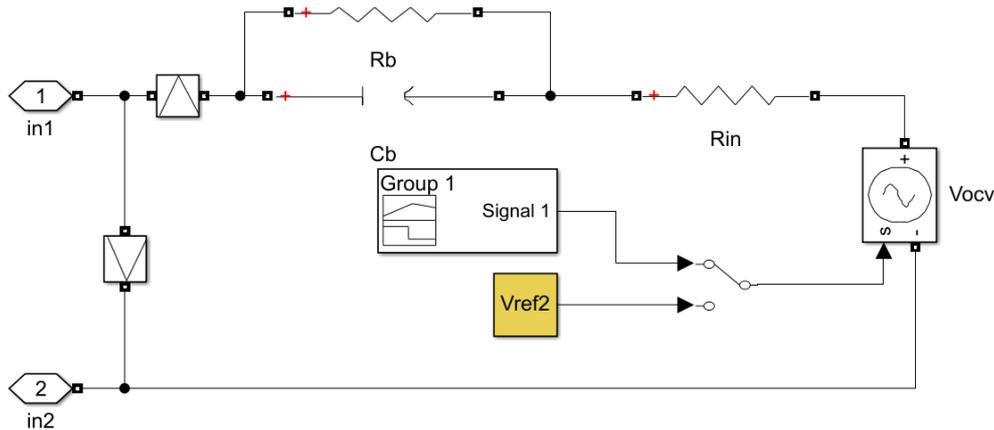


Figura 43. Esquema en Simulink del modelo equivalente implementado para la batería

Según el mencionado artículo, [39], el rango de variación de los parámetros sería:

- V_{ocv} : En principio, podría considerarse una ligera variación con el estado de carga de $\pm 10\%$ con respecto a la tensión nominal. No obstante, para poder demostrar el correcto comportamiento del cargador para todo el rango de tensión de diseño del vehículo, este parámetro variará dentro del rango 200 V – 430 V.
- R_{in} : Los valores típicos para la resistencia de interna de la carga se encuentran en el rango de $\mu\Omega$ a Ω . En este caso, se optará por un valor de 0,1 Ω .
- RC: La resistencia en paralelo a la capacitancia simula el ritmo de transferencia de carga, mientras que el condensador ayuda a modelar el efecto de recuperación en voltaje que tiene la batería al ser sometida a una corriente distinta a cero. Los valores típicos para ambos se encuentran en los rangos de $\mu\Omega$ a Ω y μF a kF, respectivamente. Para el modelo planteado se escogerán los valores de 1 $\mu\Omega$ y 1 kF.

En cuanto a los algoritmos de carga, convencionalmente el método más empleado consiste en realizar un control CC/CV. En el primer intervalo de la carga de la batería, el cual suele corresponderse con la carga rápida, se inyecta corriente el tiempo necesario para que la tensión de la batería logre estabilizarse alrededor de un valor umbral [18]. Seguidamente, la tensión se mantiene durante la fase de absorción disminuyendo el nivel de la corriente de carga hasta que esta alcanza un valor mínimo (alrededor del 5%) o bien se supera un nivel del SoC. Como se ha visto en el apartado 2.4.2, este modelo aplicado a baterías de ion-litio no solo reduce los tiempos a través de la mencionada “carga rápida” sino que además prolonga la vida útil de la batería.

En el modelo a implementar se hace uso de un controlador proporcional integral el cual, si bien permite resolver el problema de regulación, la operación se reduce alrededor de un mismo punto de funcionamiento mermando el rendimiento del sistema y su flexibilidad a trabajar en un amplio rango de situaciones [18].

La curva de carga a simular, representada en la **Figura 44**, tendrá las siguientes etapas:

- Etapa 0 – Estabilización: Se mantendrá un valor constante de la tensión de la batería durante un tiempo superior al de establecimiento para comprobar los efectos del “*soft-start*”. El objetivo es simular la tensión de circuito abierto cuando esta se encuentra descargada. Se tomará un valor inicial de 330 V.
- Etapa 1 – Carga rápida: La corriente tomará un valor máximo que mantendrá hasta alcanzar el valor máximo de potencia.
- Etapa 2 – Absorción: La recarga terminará con la regulación de la corriente para comenzar el control a tensión constante hasta alcanzar un valor máximo de 430 V.
- Etapa 3 – Flotación: La tensión disminuirá ligeramente hasta alcanzar el nivel de carga con una precisión de ± 10 Vpp.
- Etapa 4: Finalmente, se simulará una caída del nivel de tensión a su valor nominal para comprobar el comportamiento del circuito y la actuación del controlador.

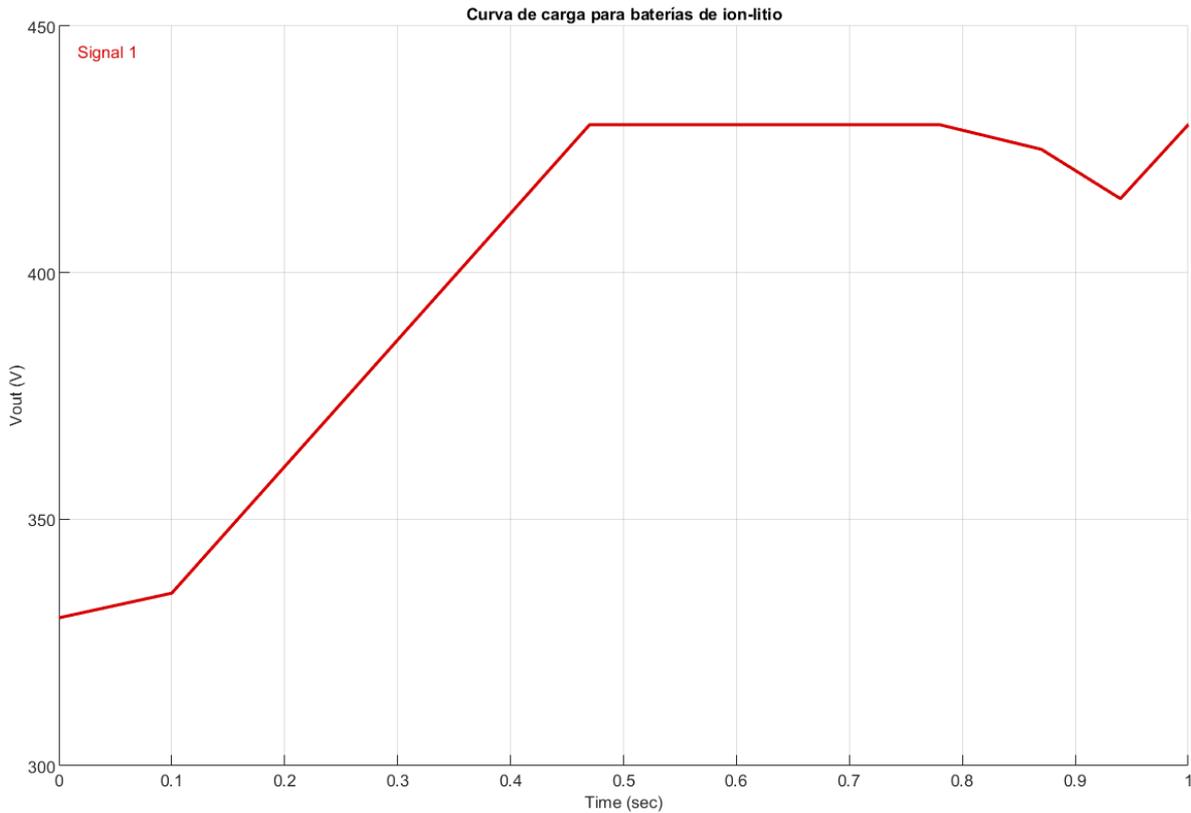


Figura 44. Curva de carga convencional para baterías de ion-litio adaptada.

Finalmente, se comprobará el comportamiento del circuito dentro del rango de tensiones de 200 V a 430 V, y para el rango de corrientes de 0,5 A hasta 13 A, datos especificados para el Chevrolet Volt de segunda generación **Tabla 1**.

4.2.7 Determinación de los parámetros de control.

A diferencia del estudio realizado para la etapa PFC, la complejidad del diseño del tanque resonante y la no linealidad de su comportamiento complican el análisis en pequeña señal de este, dificultando la sintonización de los parámetros de control a partir de la obtención de su función de transferencia. Para esta situación se optará por la determinación de estos valores manualmente, siguiendo un proceso de prueba y error.

Al igual que en el apartado 4.1.4, los controladores discretos implementados estarán regidos por la ecuación:

$$C(z) = P + I \cdot T_s \cdot \frac{1}{z - 1}$$

En primer lugar, se procederá al diseño del PI de corriente para un valor fijo del ciclo de trabajo igual al 50%. Tras varios ensayos para diferentes valores de la corriente de salida y considerando la relación inversa entre esta y la frecuencia de conmutación, los parámetros del controlador son:

$$P = -0,5005 \quad I = -4,226294 \cdot 10^2$$

Controlado el sistema durante la carga rápida, se procede al cálculo de los parámetros para el controlador PI del bucle de tensión, que modelará el control de corriente en la etapa CV o de absorción. La respuesta de este control habrá de ser más suave pues no se consideran cambios drásticos en la señal de referencia. Tras varias pruebas para diferentes valores de tensión, los parámetros escogidos son:

$$P = 20 \quad I = 1 \cdot 10^{-4}$$

5 ANÁLISIS Y ENSAYOS

Finalmente, este capítulo recoge los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas a través del software Simulink así como los comentarios y análisis efectuados junto con las propuestas de mejora destinadas a aplicaciones futuras.

5.1 Análisis de la operación del convertidor AC/DC con corrector de factor de potencia

5.1.1 Análisis de la operación del convertidor elevador de una rama

Para el análisis de la solución planteada se ha procedido a su comparación con la alternativa de diseño del convertidor elevador de una rama con el objeto de destacar el desempeño de la corrección de factor de potencia y posteriormente comparar la mejora del rizado en la solución intercalada.

En estas simulaciones el valor de la inductancia en el elevador se ha duplicado atendiendo a las consideraciones expuestas en el apartado 3.2.4. De igual manera, la corriente circulante por la rama se elevará en un factor por dos, lo que requiere modificar el factor de normalización del controlador. El diseño implementado se compone de varios bloques diferenciados, **Figura 45**:

- Fuente controlada de tensión; simulando la conexión a la red eléctrica.
- Bloque rectificador de puente completo; etapa AC/DC.
- Bloque elevador o corrector de factor de potencia; de una o de dos ramas.
- Carga (resistiva) del bus DC.
- Controlador.
- Bloques auxiliares de visualización y cálculos.

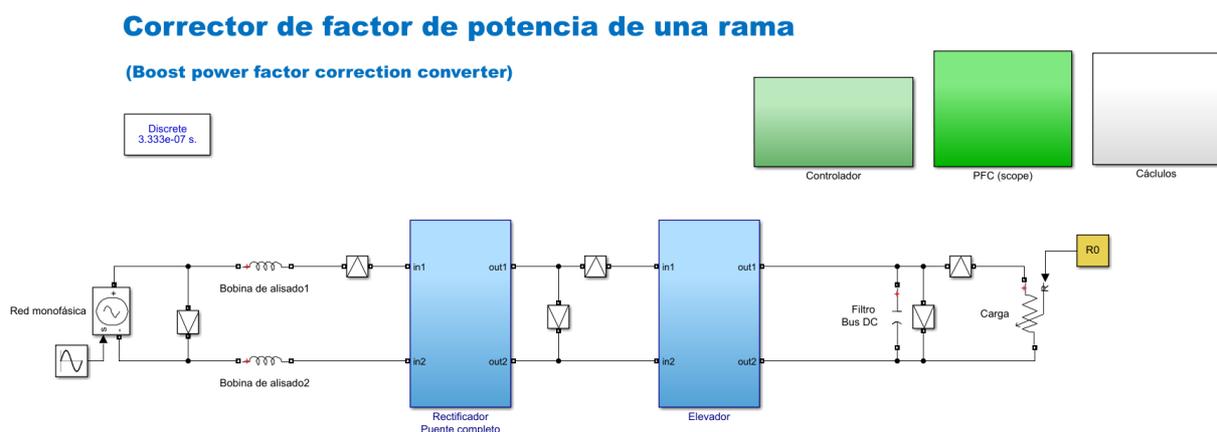


Figura 45. Implementación del diseño del PFC elevador de una rama en Simulink.

5.1.1.1 Tensión controlada y rizado

Las simulaciones realizadas permiten demostrar cómo el sistema cumple con el objetivo de control, es decir, alcanzar la tensión de referencia del bus DC, **Figura 46**. Para reducir el tiempo de establecimiento del modelo, se ha considerado una tensión inicial de 340 V, coincidente con el mínimo valor tomado en el análisis. El rizado de tensión bajo estas condiciones cumple con las especificaciones manteniéndose dentro del rango de los 10 Vpp, **Figura 47**.

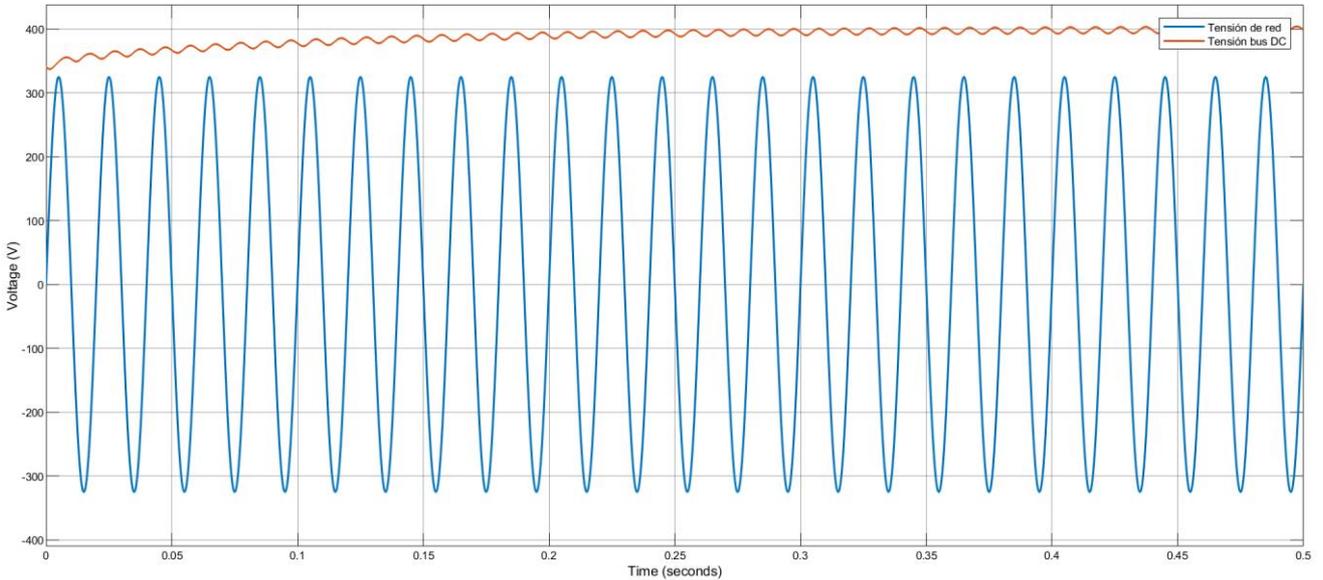


Figura 46. Evolución de la tensión controlada en el PFC elevador de una rama.

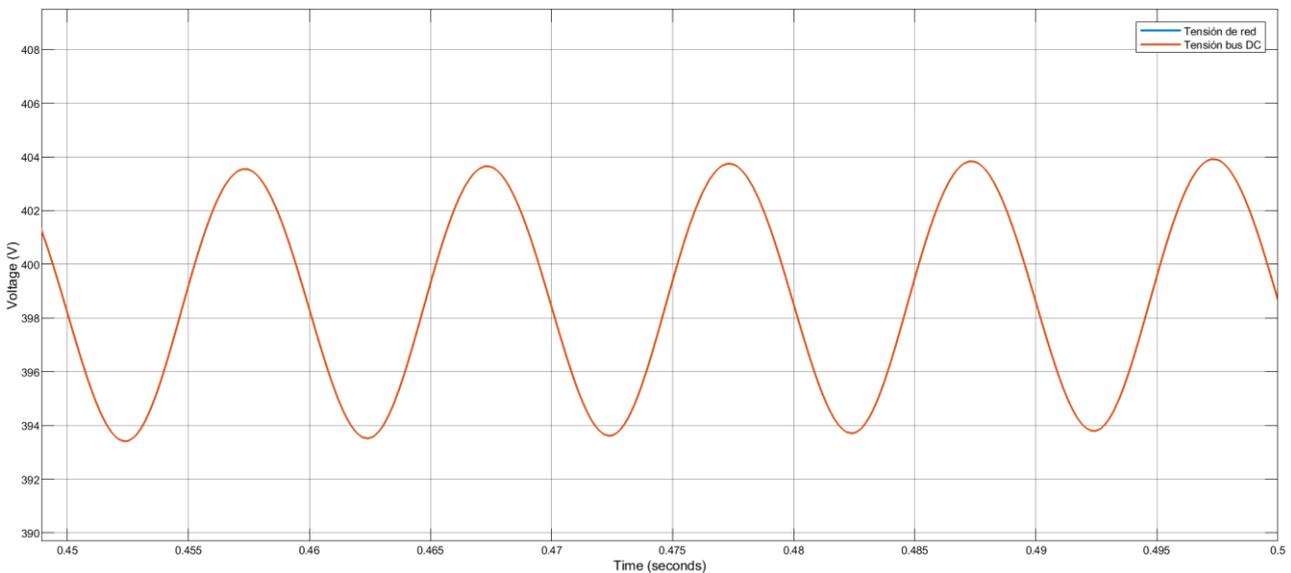


Figura 47. Detalle de la tensión controlada del bus DC en el PFC elevador de una rama.

5.1.1.2 Corrientes

Por su parte, la corriente de red toma un valor eficaz de 16,6 A, siguiendo un perfil sinusoidal lo que ayudará a la mejora de la calidad de la señal con la consiguiente reducción del contenido armónico. La **Figura 48** y la **Figura 49**, ilustran el efecto del corrector de factor de potencia en la forma de onda de la corriente de entrada y por rama. En este diseño, la corriente rectificadora y la corriente circulante en la inductancia toman el mismo valor.

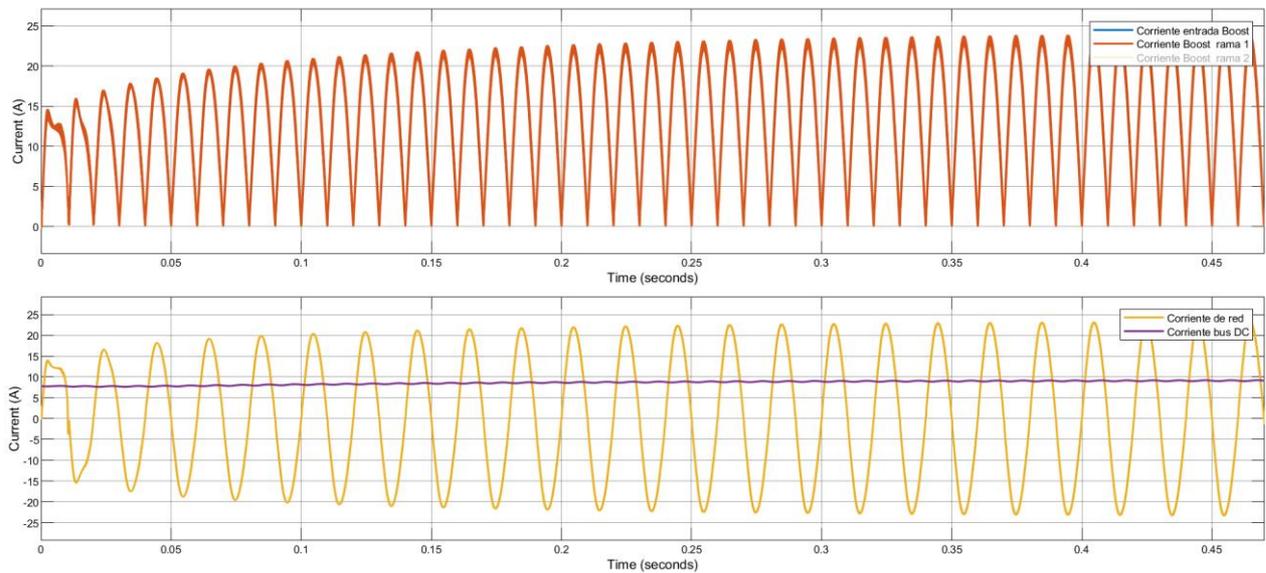


Figura 48. Evolución de las corrientes en el elevador (arriba) y de entrada-salida (abajo) en el convertidor AC/DC elevador de una rama.

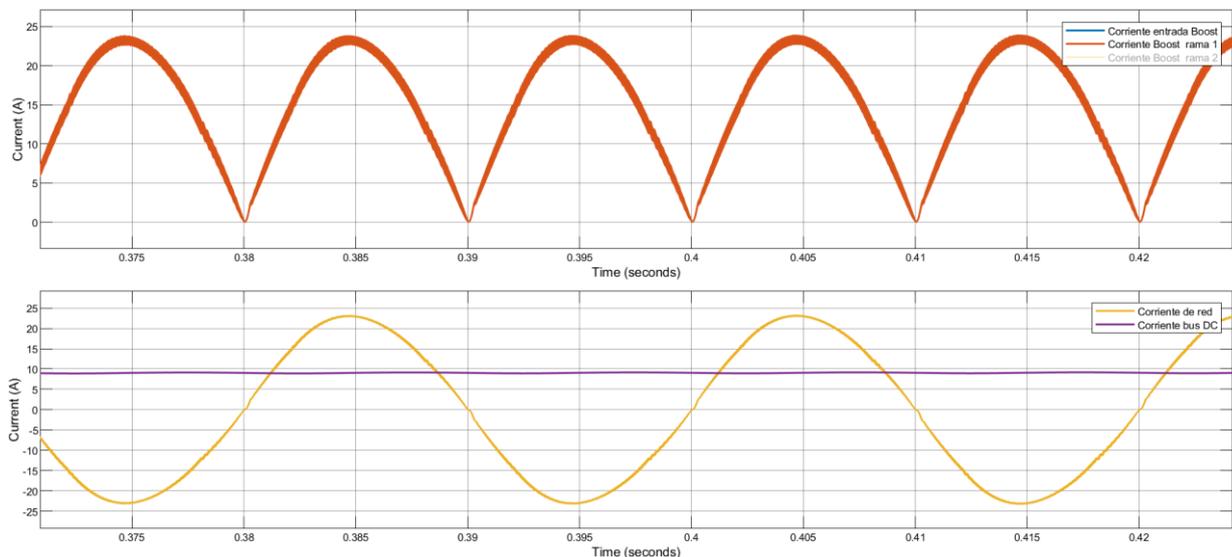


Figura 49. Detalle de las corrientes en el elevador de una rama.

En lo referente a los valores máximos y a la calidad de la onda, la corriente de red presenta un rizado de 332,2 mA (2%) alcanzando los 23,9 A de valor de pico, un poco por encima de los 16 A admitidos. Por su parte, la corriente circulante por la rama elevadora presenta un rizado de 1,2 A (7,4%) con un valor de pico de 24,5 A. Para la salida, el rizado logra mantenerse alrededor de los 230,8 mA (2,5%) para un valor medio de 9,2 A. Estas formas de onda se representan en la **Figura 50**.

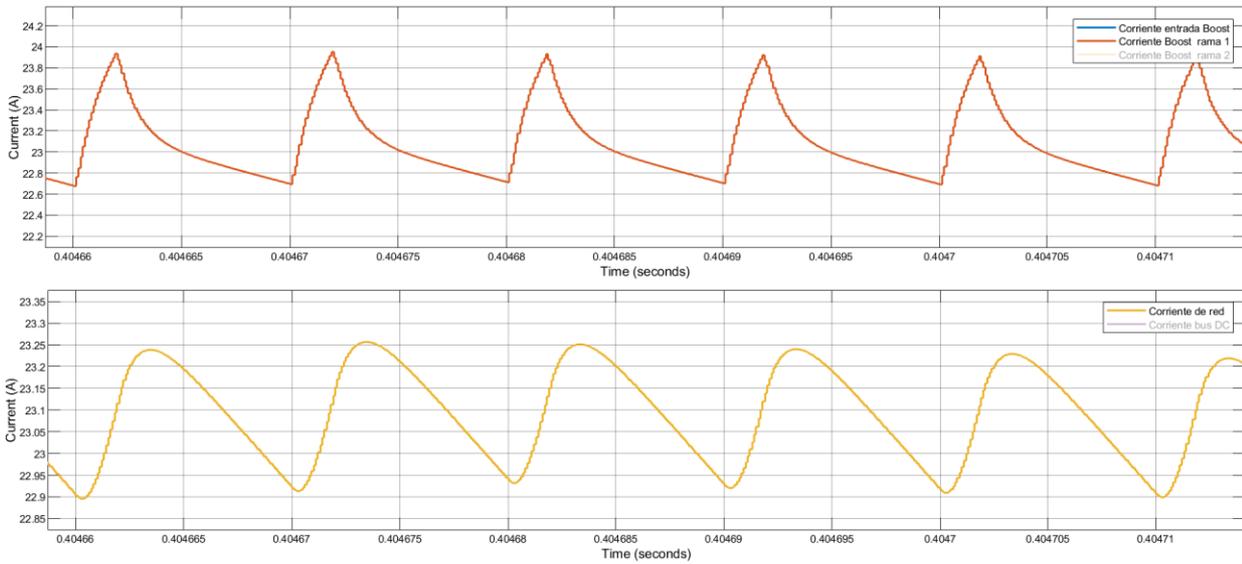


Figura 50. Detalle del rizado de alta frecuencia en la corriente del elevador de una rama.

5.1.1.3 Factor de potencia del convertidor AC/DC de una rama

El efecto de la acción de control más notable se observa en la forma de onda de la corriente de red. El diseño logra ofrecer un factor de potencia unitario para todo el ciclo una vez se ha estabilizado la tensión de salida, esto es, alrededor de los 50 ms, **Figura 51**. Corriente y tensión circulantes por la rama, que coinciden con las magnitudes de entrada, se mantienen en fase reduciendo el consumo de potencia reactiva por el circuito y mejorando su calidad o espectro armónico, ofreciendo una onda casi perfectamente sinusoidal, **Figura 52**.

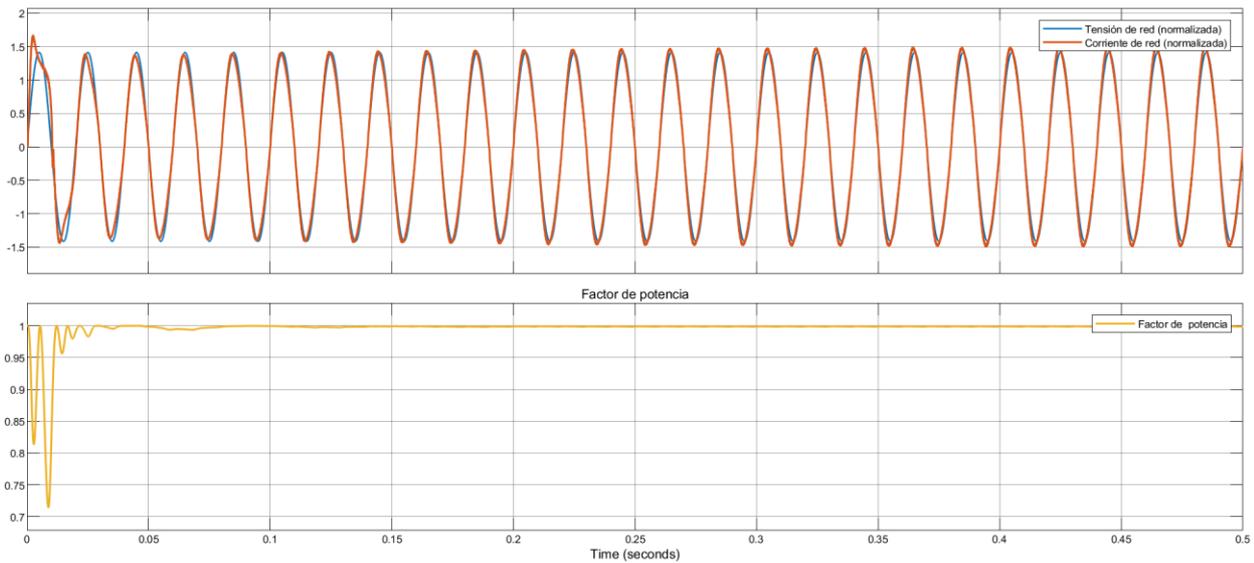


Figura 51. Evolución del factor de potencia en el convertidor AC/DC elevador de una rama.

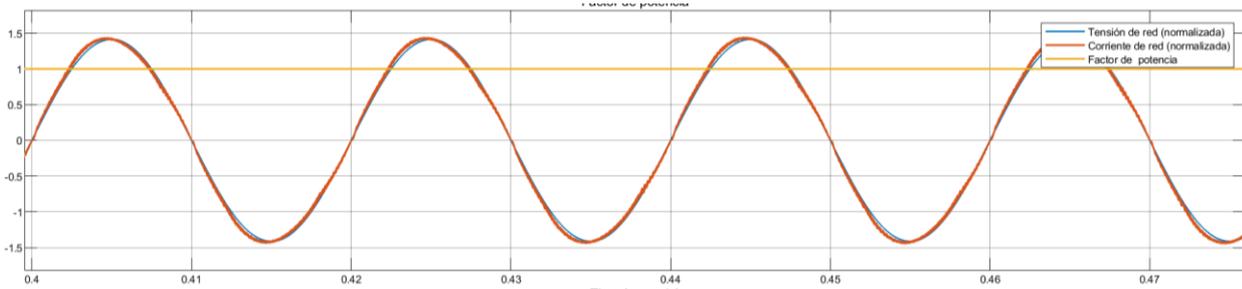


Figura 52. Detalle de la evolución del factor de potencia en el convertidor AC/DC elevador de una rama

5.1.1.4 Potencia y eficiencia del circuito

La **Figura 53**, muestra cómo el convertidor alcanza una potencia máxima a la salida de 3661 W presentando una eficiencia del 96,13%, algo por debajo de la potencia del modelo real del Chevrolet Volt. La divergencia es consecuencia de la tensión de entrada utilizada para el análisis. Como puede observarse en la tabla 4-2 de la referencia [20], la eficiencia del corrector de factor de potencia es proporcional a la tensión de red. Para 230 V, el resultado obtenido se encuentra dentro del rango de eficiencia esperado, esto es, 95% - 97%.

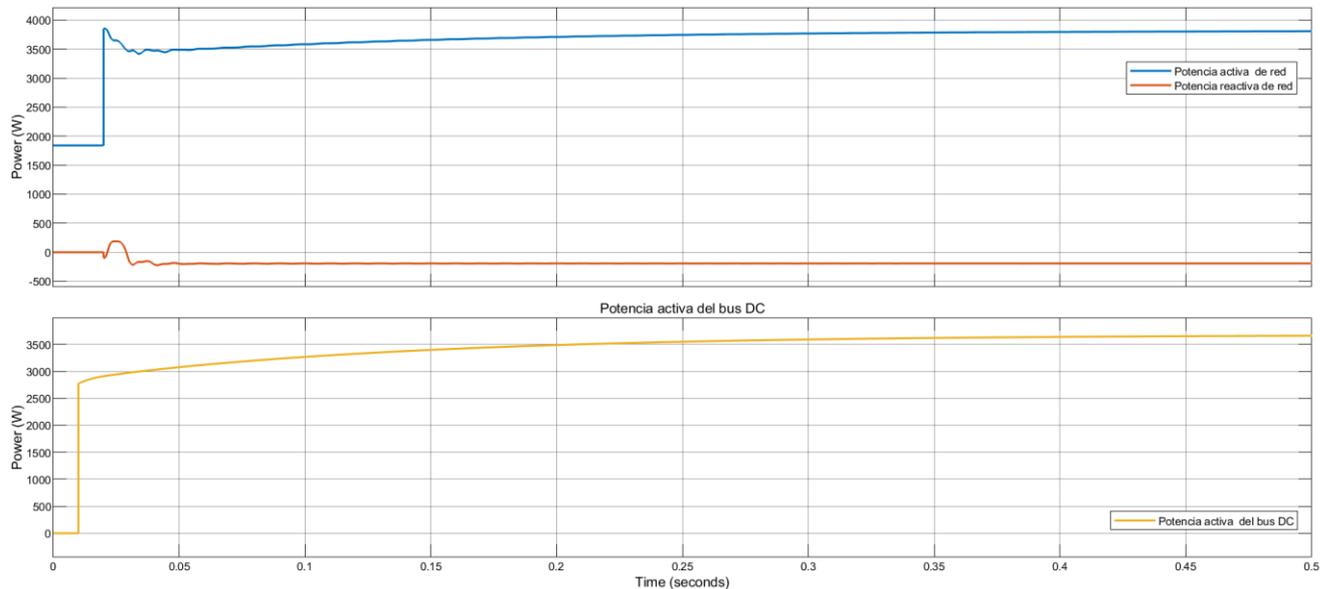


Figura 53. Evolución de la potencia en el convertidor AC/DC elevador de una rama.

5.1.1.5 Análisis en frecuencia. THD y armónicos.

La acción de control es suficiente para reducir el efecto del cargador sobre la red eléctrica hasta alcanzar una distorsión armónica inferior al 5%, **Figura 54**. Los requisitos definidos en el IEEE 519 [40] establecen un límite para el TDD, esto es, la relación de Distorsión de la Demanda Total (*Total Demand Distorsión*) referida a la corriente demandada, inferior al 5%.

Siendo las definiciones de estas relaciones:

$$THD_X = \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + X_4^2 + \dots}}{X_1} \quad TDD_X = \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + X_4^2 + \dots}}{X_L}$$

La TDD puede, por tanto, obtenerse como:

$$TDD = THD \cdot \frac{I_1}{I_L}$$

Donde I_1 hace referencia a la corriente fundamental, I_L a la corriente media máxima demandada por la carga³⁰ y THD, la relación de Distorsión Total Armónica (*Total Harmonic Distorsion*). Tomando como estimación de la corriente media máxima el valor obtenido en el apartado 4.1.2.3, esto es, 65,22 A, la relación TDD aplicada a la corriente de red en el sistema sería de un 1,69%.

$$TDD_I = 4,72 \cdot \frac{23,44}{65,22} = 1,69 \%$$

³⁰ Este valor es considerado dentro de un periodo de doce meses. Dentro del marco del proyecto, se tomará el máximo valor posible considerado.

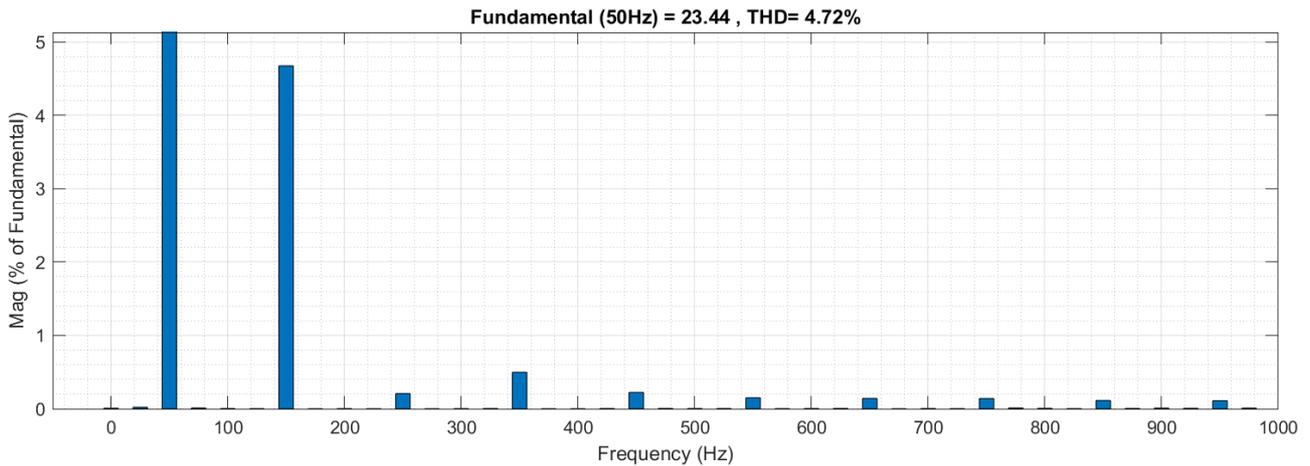


Figura 54. Detalle del análisis FFT de la corriente de entrada para el PFC elevador de una rama.

Bajo estas condiciones, es posible concluir con que los resultados expuestos por la simulación reflejan un correcto funcionamiento del sistema.

En cuanto a la tensión, el límite impuesto sobre el THD es del 8% y de un 5% para la componente armónica individual en sistemas de baja tensión, esto es, por debajo de los 1 kV. El sistema considerado, con sus idealidades, no alcanza estos límites.

5.1.1.6 PFC elevador de una rama no controlado

En las gráficas de la **Figura 55**, se puede observar la ausencia del efecto del controlador. Si bien el diseño de los componentes permite un seguimiento de la corriente a la tensión, únicamente se respeta el factor de potencia unitario en las crestas de tensión. La corriente de red presenta así una forma de onda con una elevada distorsión que afectará a la vida útil de los componentes y a la calidad de la señal de salida como consecuencia de las sobrentensidades (**Figura 56**) además de no cumplir con los requisitos impuestos en las normas y los estándares.

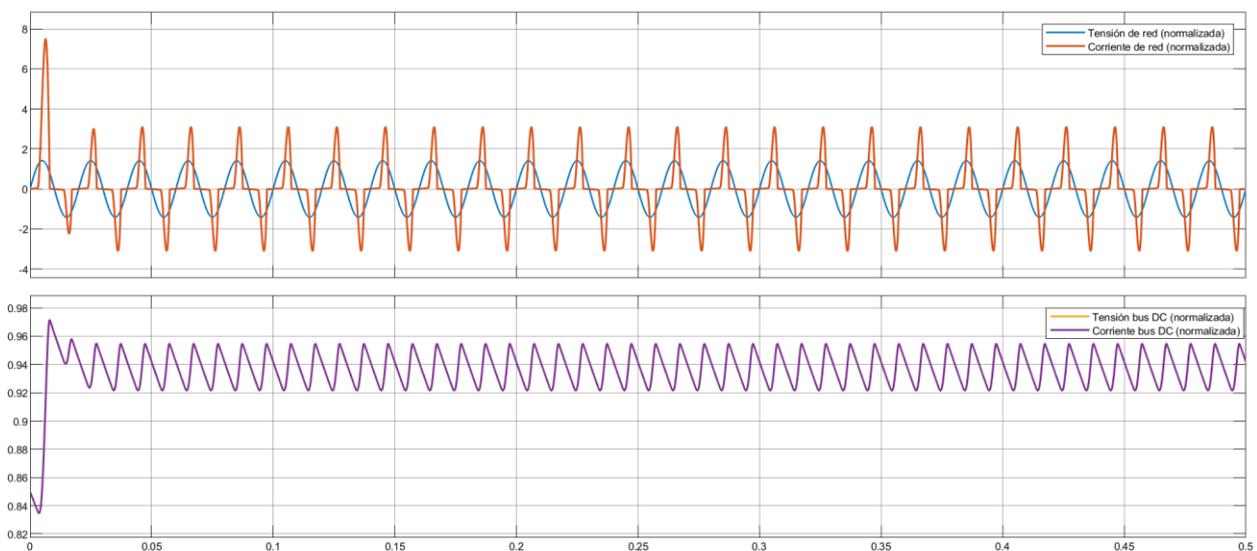


Figura 55. Respuesta del PFC de una rama no controlado.

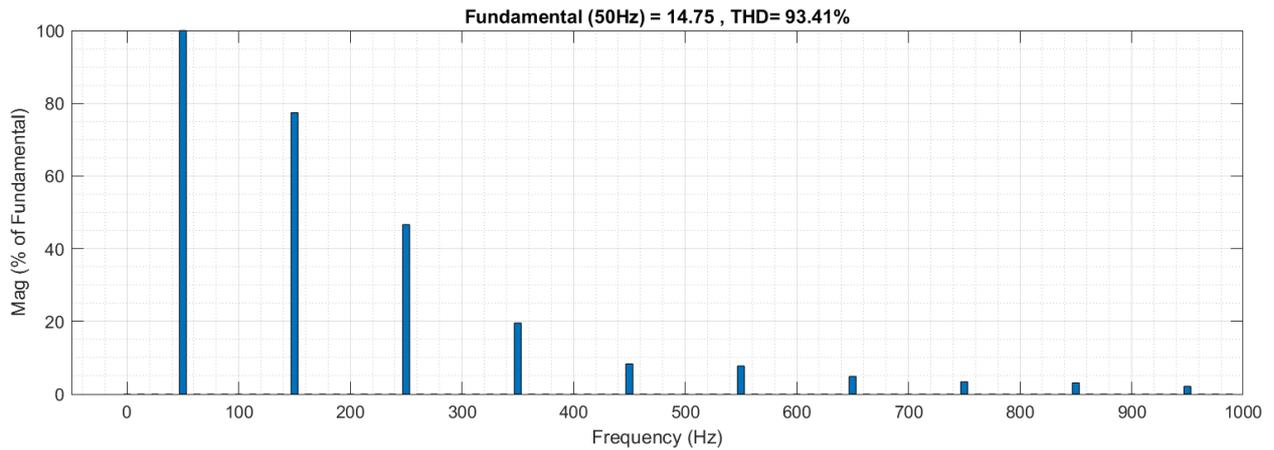


Figura 56. Análisis FFT de la corriente de entrada para el PFC de una rama sin controlar

5.1.2 Análisis de la operación del convertidor elevador intercalado de dos ramas

El comportamiento del controlador intercalado de dos ramas debe ser capaz, bajo las mismas condiciones de simulación, de ofrecer una respuesta igual o similar al del modelo de una rama. Las ventajas más notorias de este diseño, como ya se ha analizado en el apartado 3.2.4, están relacionadas con la reducción del rizado de la corriente, así como del valor de la corriente circulante por rama, lo que permite emplear componentes más pequeños contribuyendo finalmente a mejorar la eficiencia global del sistema y a reducir el sobrecalentamiento provocado por las altas intensidades.

5.1.2.1 Corrientes

La disminución del valor de la inductancia frente al modelo de una rama repercute directamente sobre la forma y el rizado de la onda de corriente por rama. Si bien la corriente de entrada continúa exhibiendo un comportamiento sinusoidal que ya refleja el efecto de la corrección del factor de potencia, la disminución del valor de la inductancia provoca un aumento en su distorsión armónica por cada rama. Las gráficas representadas en la **Figura 57** y la **Figura 58**, permiten destacar dos diferencias fundamentales:

- La corriente manejada por cada rama se reduce a la mitad; lo que afectará al dimensionamiento de los componentes y a la eficiencia global del sistema.
- El rizado de la corriente de entrada se reduce en un factor $\frac{1}{2}$, en comparación con el modelo simple.

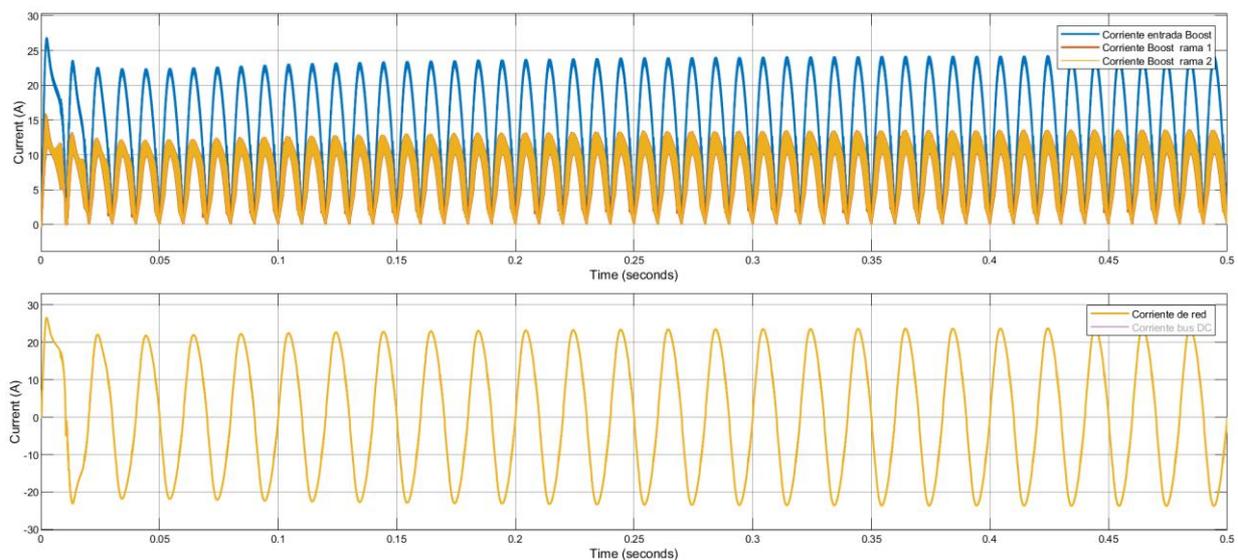


Figura 57. Evolución de las corrientes en el PFC elevador intercalado de dos ramas

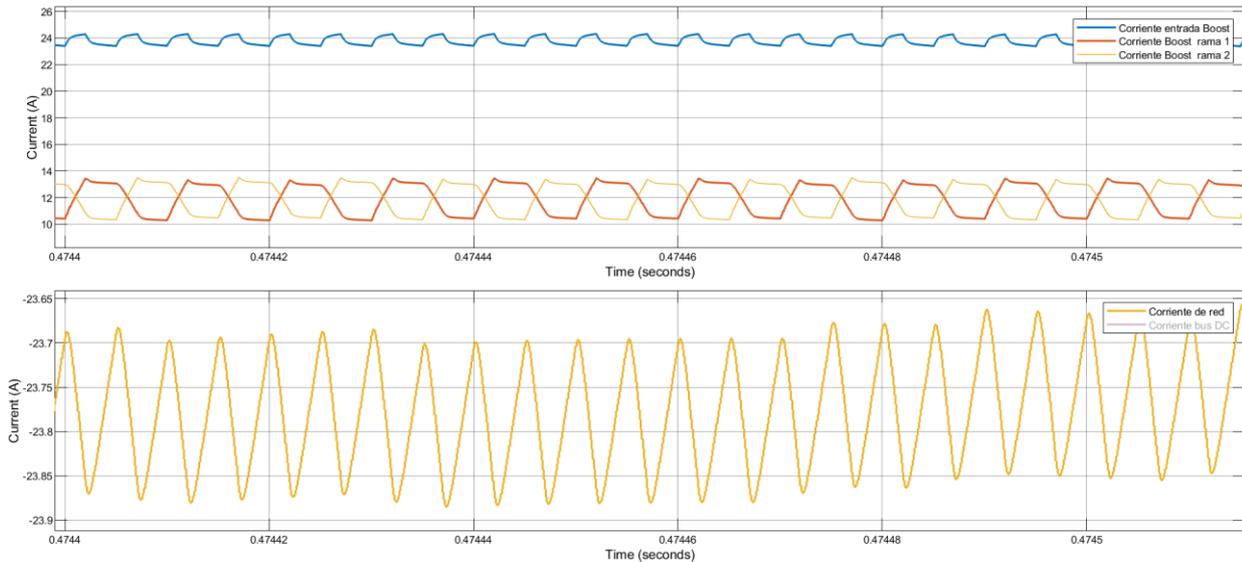


Figura 58. Detalle de la evolución de las corrientes en el PFC elevador de dos ramas

En cuanto a los datos, la corriente de entrada presenta un rizado de 166 mA (<1%) alcanzando los 23,7 A de valor de pico. Por su parte, la corriente circulante por la rama elevadora presenta un rizado de 2,8 A (32,7%) con un valor de pico de 12,9 A. Finalmente, el comportamiento de la corriente del bus DC se mantiene constante con relación al modelo simple, con un rizado 232 mA (2,5%) para un valor medio de 9,2 A.

Nótese el efecto comentado en el apartado 4.1.2 en relación con la frecuencia efectiva de la corriente de entrada: si se compara el resultado de la **Figura 58** con el visto en la **Figura 50**, puede observarse como la ondulación de alta frecuencia oscila ahora al doble de la frecuencia del modelo de una rama. Este efecto, junto con un buen control, permiten la mejora de la calidad de la corriente de red.

Si se quisiera mejorar el comportamiento de la corriente circulante por cada rama, bastaría con elevar el valor de la inductancia. Esto afectaría levemente a los datos de las corrientes de entrada y salida del convertidor y contribuiría a la reducción del ruido en las ramas del elevador. Para demostrar este hecho, se ha repetido la simulación manteniendo el valor asignado a la inductancia del modelo simple o de una rama, esto es, el doble al utilizado en los ensayos arriba comentados. En esta situación, el rizado de corriente por rama se reduce a 1,4 A (16,6%) con un valor medio de 8,4 A por rama, **Figura 59** y **Figura 60**.

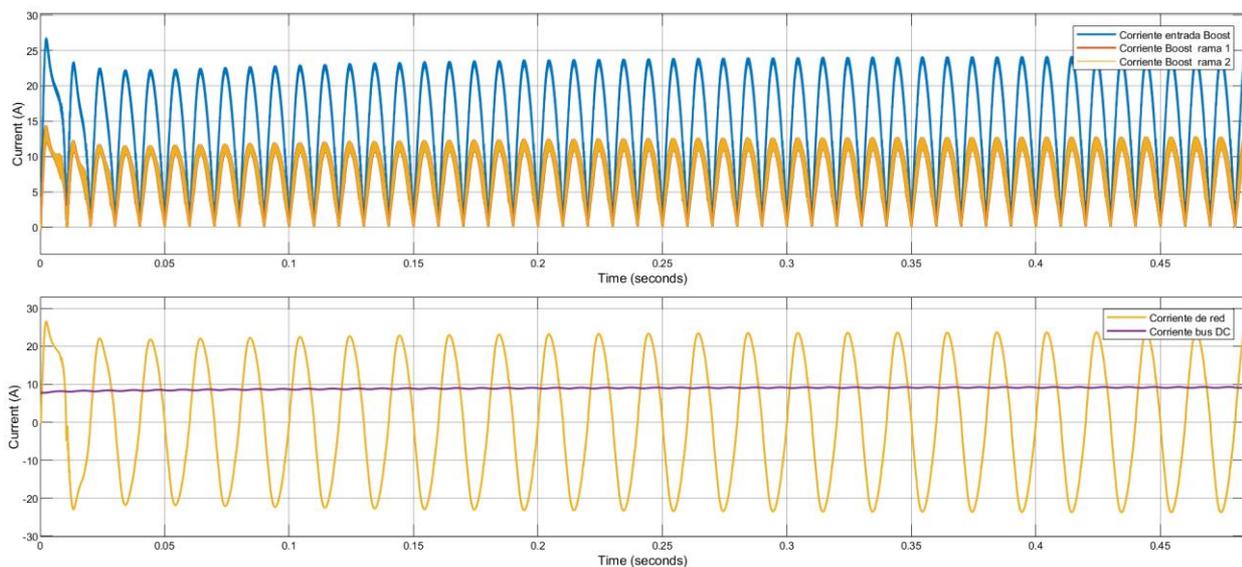


Figura 59. Evolución de las corrientes en el convertidor elevador intercalado (mejorado).

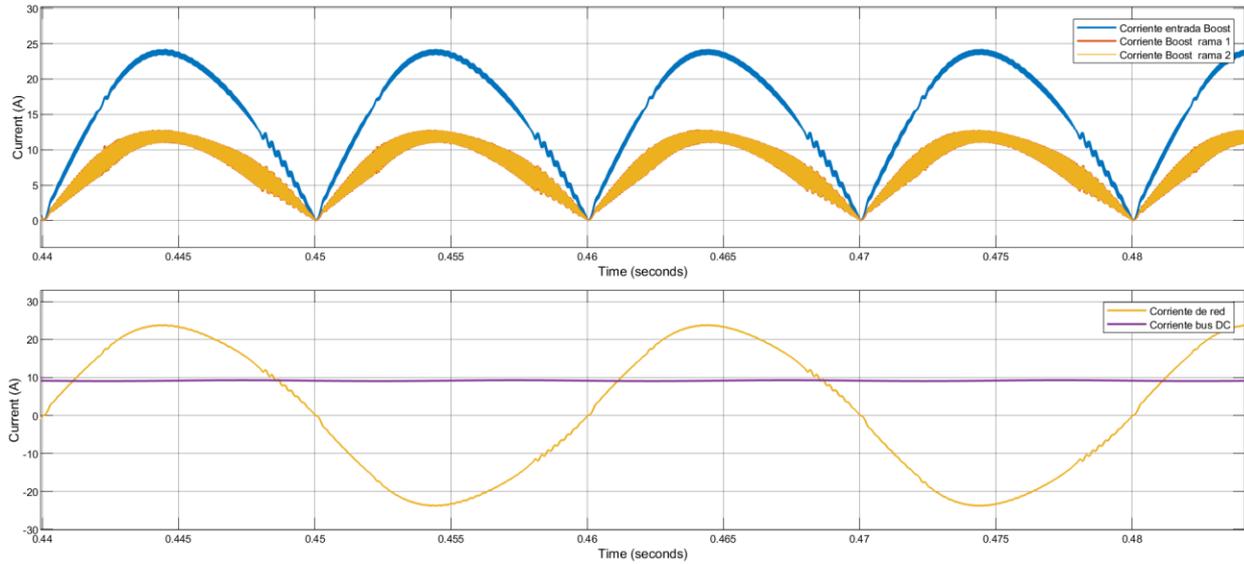


Figura 60. Detalle de la evolución de las corrientes en el convertidor elevador intercalado (mejorado).

5.1.2.2 Tensiones y factor de potencia

En el convertidor intercalado, el comportamiento de la curva de tensión, mostrado en la **Figura 61**, así como de su rizado, permanecen iguales a los del convertidor de una rama, **Figura 46**. Este último depende del filtro de salida cuyo valor se ha conservado para el modelo intercalado.

Por otro lado, no existen cambios significativos con respecto a la corrección del factor de potencia en comparación con el modelo de una rama. El sistema exhibe el mismo comportamiento con un rizado de tensión dentro de los 10 Vpp en ambas situaciones, como se observó en la **Figura 51** y más abajo en la **Figura 62** y la **Figura 63**.

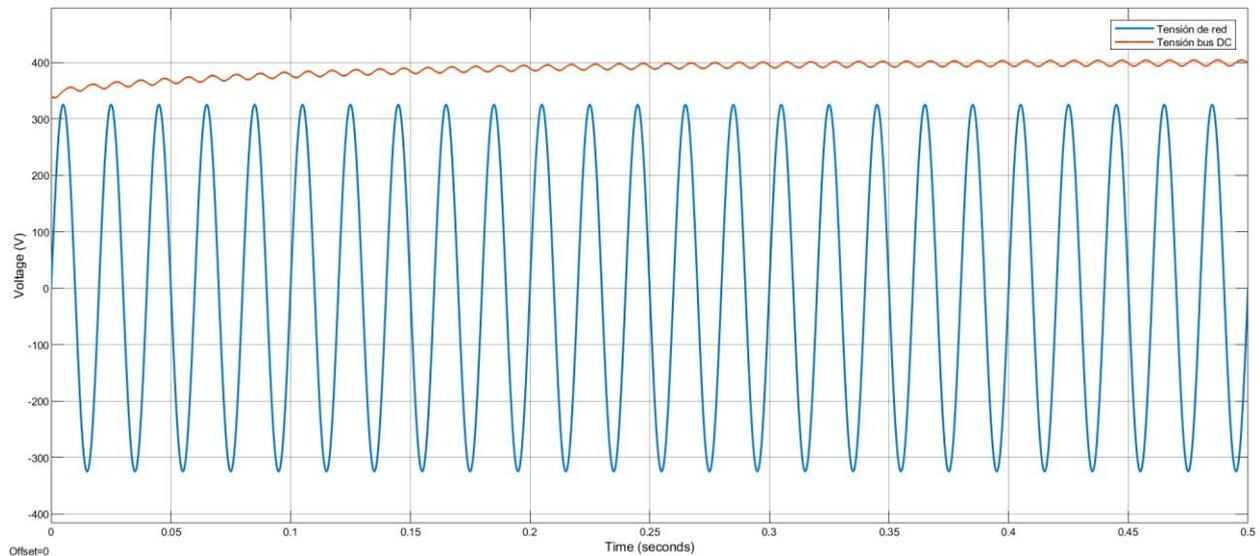


Figura 61. Evolución de la tensión controlada en el PFC intercalado de dos ramas.

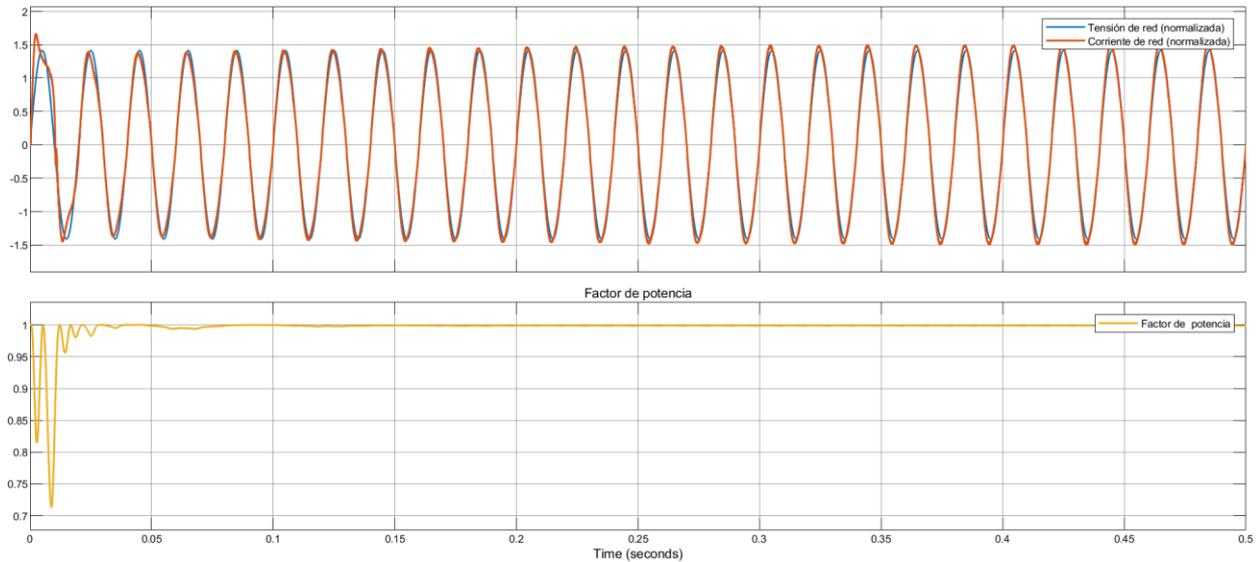


Figura 62. Evolución de la corriente y tensión de red (arriba) y del bus DC (abajo) normalizadas en el convertidor elevador intercalado de dos ramas.

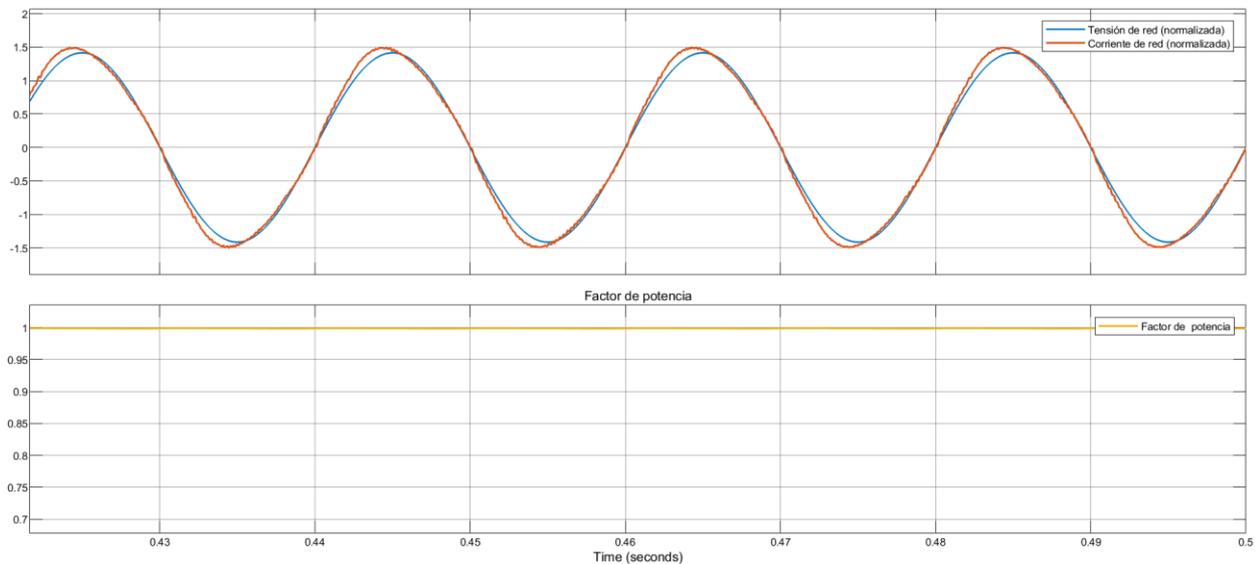


Figura 63. Detalle de la evolución de la corriente y tensión de red (arriba) y del bus DC (abajo) normalizadas en el convertidor elevador intercalado de dos ramas. Factor de potencia.

5.1.2.3 Potencia y eficiencia del circuito

La **Figura 64**, muestra cómo el convertidor de dos ramas es capaz de alcanzar una eficiencia del 95,3% para una potencia media de salida de 3661 W. En este caso, la eficiencia del sistema experimenta un ligero descenso como consecuencia de la adición de un mayor número de componentes. Por otra parte, la conmutación dura de los semiconductores en las ramas del elevador contribuye al aumento de pérdidas por conducción en los equipos a pesar de que las corrientes manejadas sean menores. La implementación de un sistema de control más complejo puede contribuir a mejorar este resultado.

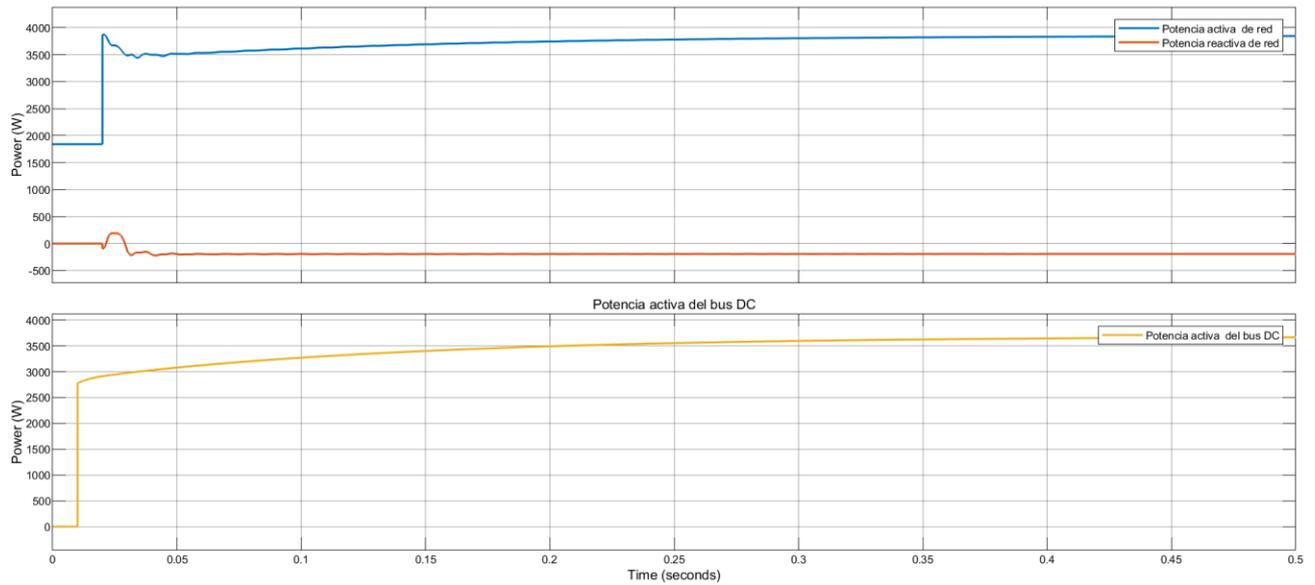


Figura 64. Evolución de la potencia en el convertidor AC/DC elevador de dos ramas.

Finalmente, el análisis FFT de la **Figura 65**, muestra cómo la distorsión armónica y demandada de red por el cargador continúan cumpliendo con los requisitos impuestos por el estándar IEEE 519, aun habiendo reducido el margen con los límites máximos en 0,07 puntos.

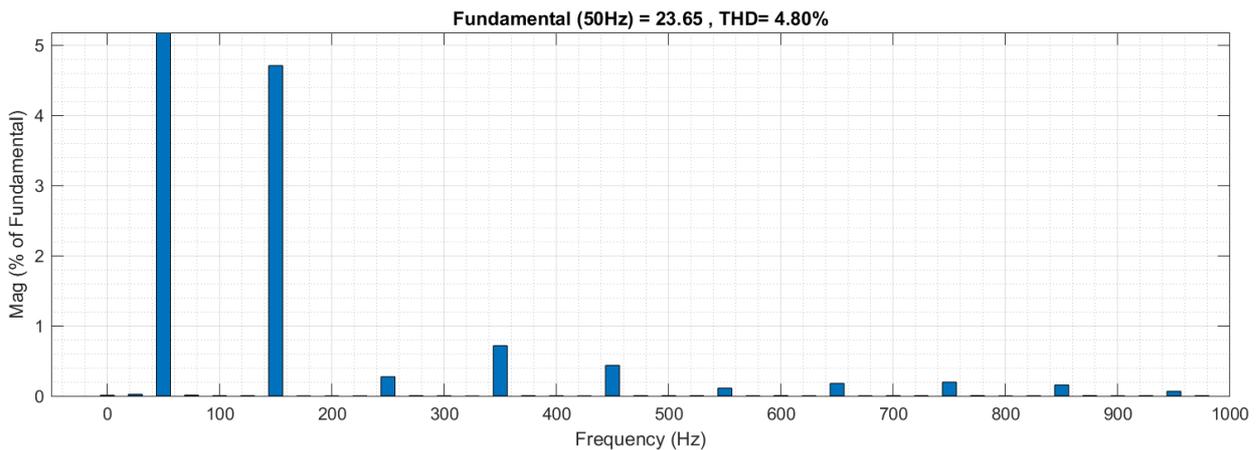


Figura 65. Análisis FFT de la corriente de entrada en el PFC elevador intercalado de dos ramas

5.2 Análisis del tanque resonante.

Finalmente se procede con el análisis de la etapa de potencia DC/DC del cargador a bordo. El diseño implementado en Simulink se compone de los bloques siguientes, **Figura 66**:

- Fuente controlada de tensión; simulando la conexión a la anterior etapa.
- Bloque inversor de puente completo de tecnología MOS; donde se procurará la conmutación ZVS o por cero de tensión.
- Bloque resonante; conformado por la red resonante LLC y el transformador de alta frecuencia.
- Bloque rectificador de puente completo; en el secundario del transformador.
- Filtro paso bajo LC; para la mejora de la señal de salida.
- Controlador.
- Bloques auxiliares de visualización y cálculos.

Inversor de puente completo con tanque resonante LLC

(Full bridge inverter with resonant tank LLC)

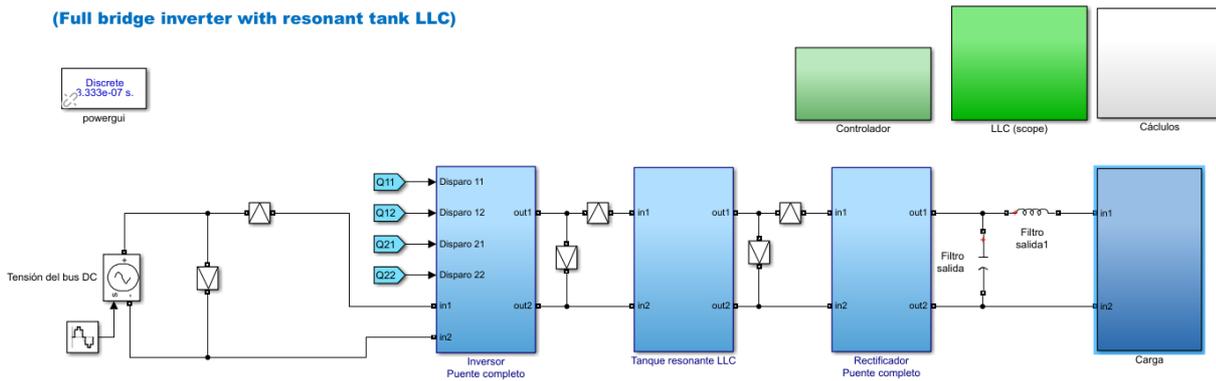


Figura 66. Implementación del diseño inversor de puente completo con tanque resonante LLC en Simulink

5.2.1 Análisis de la operación convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante

En este análisis se comprobará el funcionamiento del sistema dentro del régimen de tensiones de salida planteadas en el diseño del modelo Chevrolet Volt de segunda generación. De acuerdo con las especificaciones (**Tabla 1**), el modelo de cargador ofrece la posibilidad de regular la tensión de salida en el rango de los 200 V a los 430 V para una corriente máxima de 13 A. En lo esperado por las condiciones de carga de las baterías utilizadas, es previsible el control de una corriente mínima de hasta el 3%-5% su valor de carga. Bajo estas condiciones, se procederá a la simulación del circuito para:

- Un rango de tensión de salida de 200 V a 430 V
- Un rango de corriente de salida de 0,5 A a 13 A.

El sistema debe ser capaz de asegurar la conmutación por cero de tensión en sus semiconductores al menos alrededor del punto de operación que en este caso sería el valor nominal de la tensión de la batería, para una potencia máxima gestionada a la salida de hasta 3650 W.

Por último, como entrada al convertidor se inyectará una señal sinusoidal de amplitud 10 Vpp y componente de continua de 400 V, con el fin de reproducir las condiciones esperadas tras la conexión con la etapa AC/DC.

5.2.1.1 Zero Voltage Switching (ZVS)

En las gráficas mostradas en este apartado, se muestra la operación del convertidor bajo condiciones de máxima carga. Puede observarse como la conmutación de los semiconductores se inicia tras el paso por cero de la tensión y una vez la corriente se anula reduciendo las pérdidas de conmutación por encendido en el MOSFET.

- $V_{out} = 330 \text{ V}$, $V_{dc} = 400 \text{ V}$, $I = 11 \text{ A}$

La primera situación considera la actuación del tanque como reductor al tomar una tensión de salida inferior a la tensión del bus DC, **Figura 67**. Bajo este régimen, la conmutación se realiza a una frecuencia superior a la frecuencia de resonancia del tanque, siendo posible observar en la forma de onda de la corriente de resonancia, la interrupción de su ciclo tras la conmutación del transistor, **Figura 68**. La **Figura 69** demuestra la operación ZVS; el encendido del transistor ocurre tras el paso por cero de tensión que provoca una corriente nula por la rama.

La corriente del bus DC alcanza un valor de 13,71 A para una corriente de carga de 10,8 A. La frecuencia de conmutación del sistema es de 122 kHz. El convertidor alcanza bajo estas condiciones una eficiencia del 92,02%³¹ con un 98,76% en la transformación³².

³¹ Potencia de carga frente a la potencia de entrada al convertidor o medida en el bus DC.

³² Potencia medida en el secundario, antes de la etapa rectificadora, frente a la potencia medida a la entrada del tanque resonante.

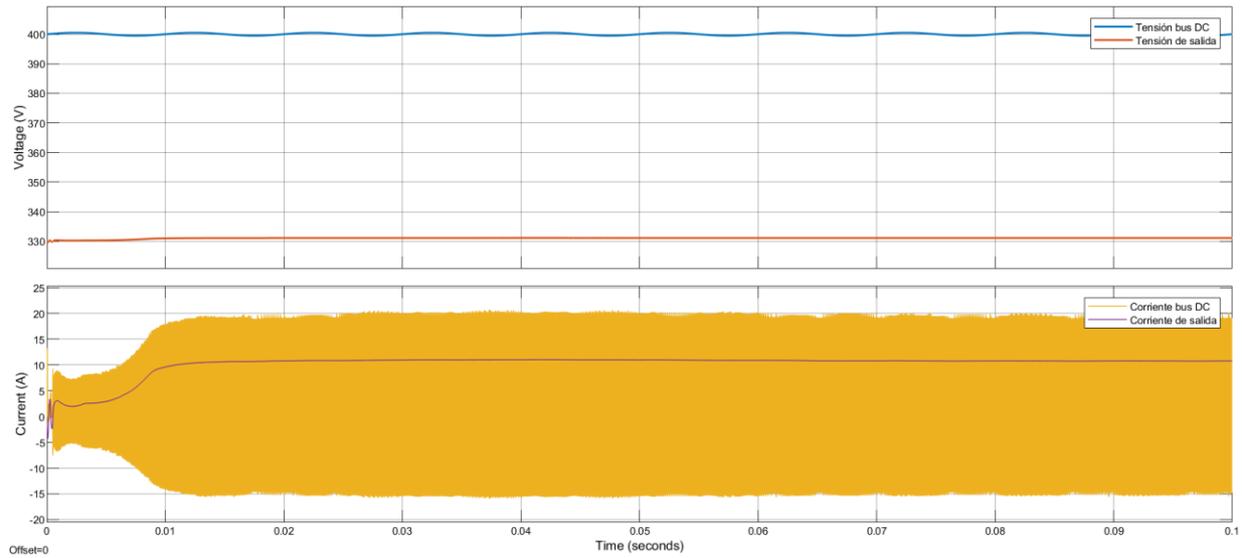


Figura 67. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{dc} = 400\text{ V}$, $V_{out} = 330\text{ V}$, $I_{ref} = 11\text{ A}$.

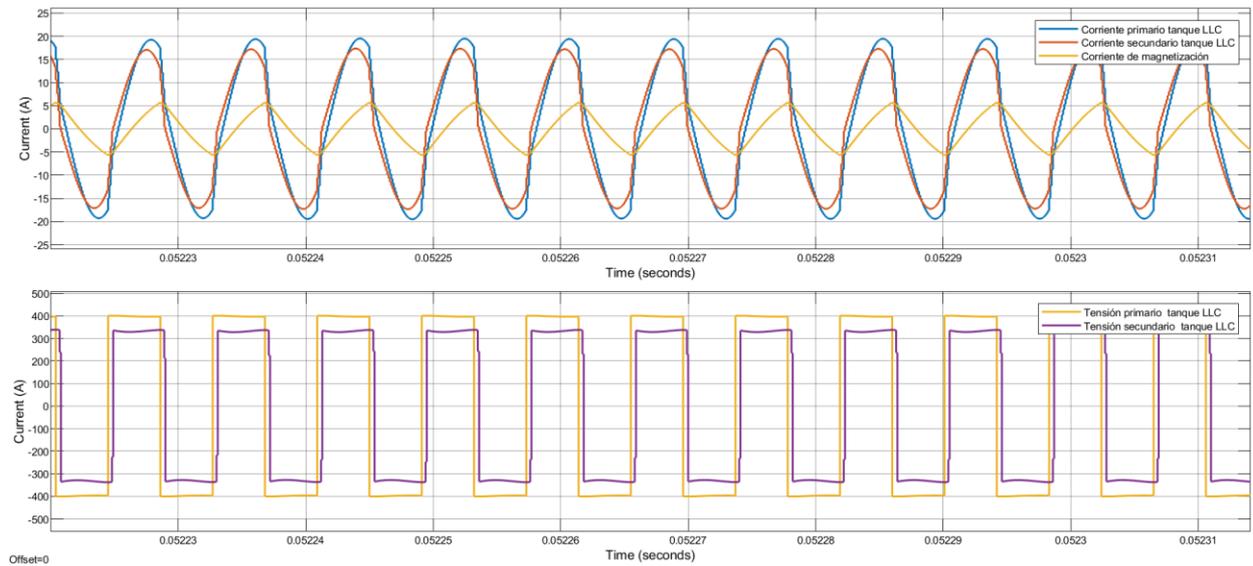


Figura 68. Magnitudes del tanque resonante para $V_{dc} = 400\text{ V}$, $V_{out} = 330\text{ V}$, $I_{ref} = 11\text{ A}$.

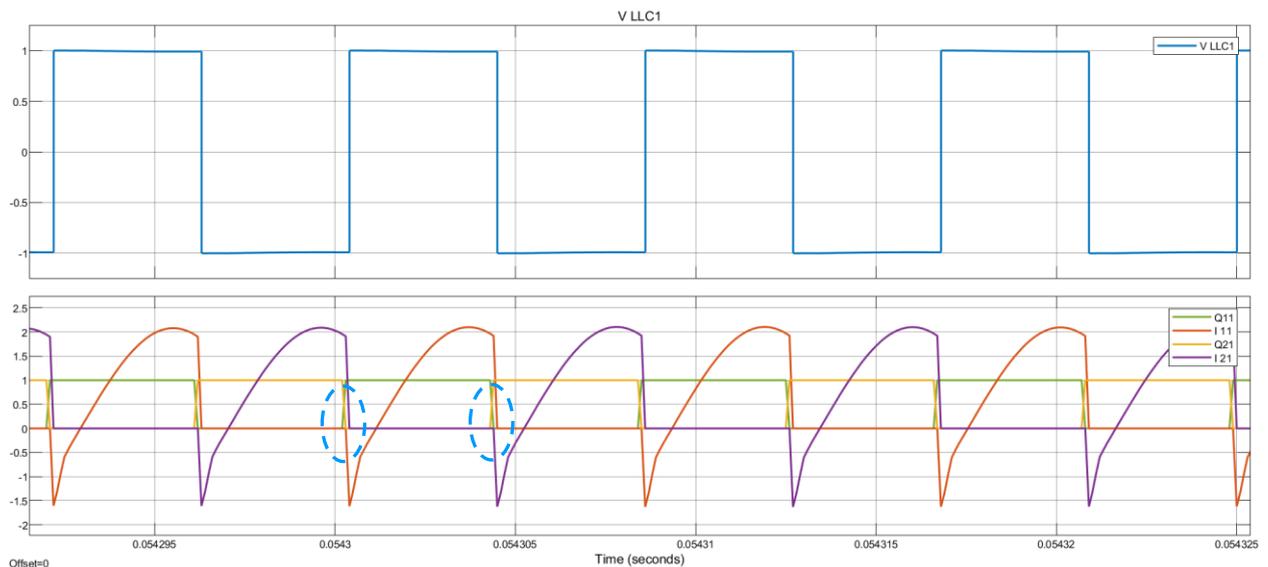


Figura 69. Curvas de operación ZVS para $V_{dc} = 400\text{ V}$, $V_{out} = 330\text{ V}$, $I_{ref} = 11\text{ A}$.

- $V_{out} = 430 \text{ V}$, $V_{dc}=340 \text{ V}$, $I = 8.5 \text{ A}$

En una situación desfavorable en la cual la tensión de entrada cae hasta el límite mínimo de descarga, (**Figura 70**) el convertidor actúa como elevador de tal manera que la frecuencia de conmutación de los semiconductores desciende por debajo del valor de resonancia. Para que esta operación mantenga el carácter ZVS, es necesario que esta frecuencia no descienda por debajo del umbral mínimo considerado para la operación del conjunto resonante dentro de su región inductiva. En esta situación, la corriente de magnetización alcanza a la corriente de primario antes de la finalización del ciclo, alterando la forma de las corrientes como se observa en la **Figura 71**. El diseño del tanque permite mantener la operación ZVS bajo estas condiciones (**Figura 72**).

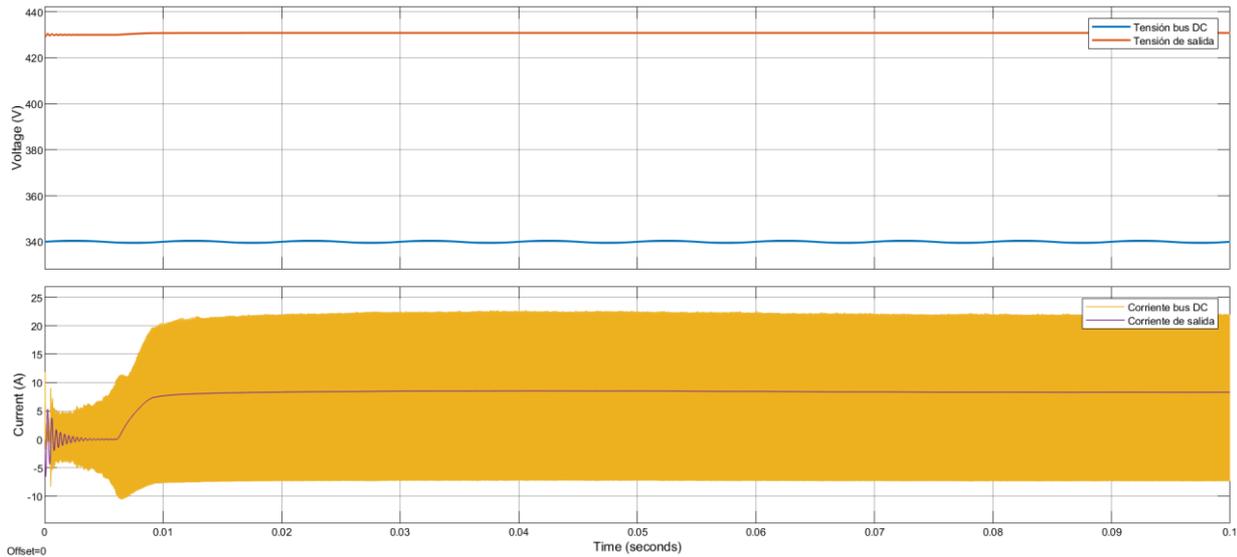


Figura 70. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{dc}= 340 \text{ V}$, $V_{out} = 430 \text{ V}$, $I_{ref} = 8,5 \text{ A}$.

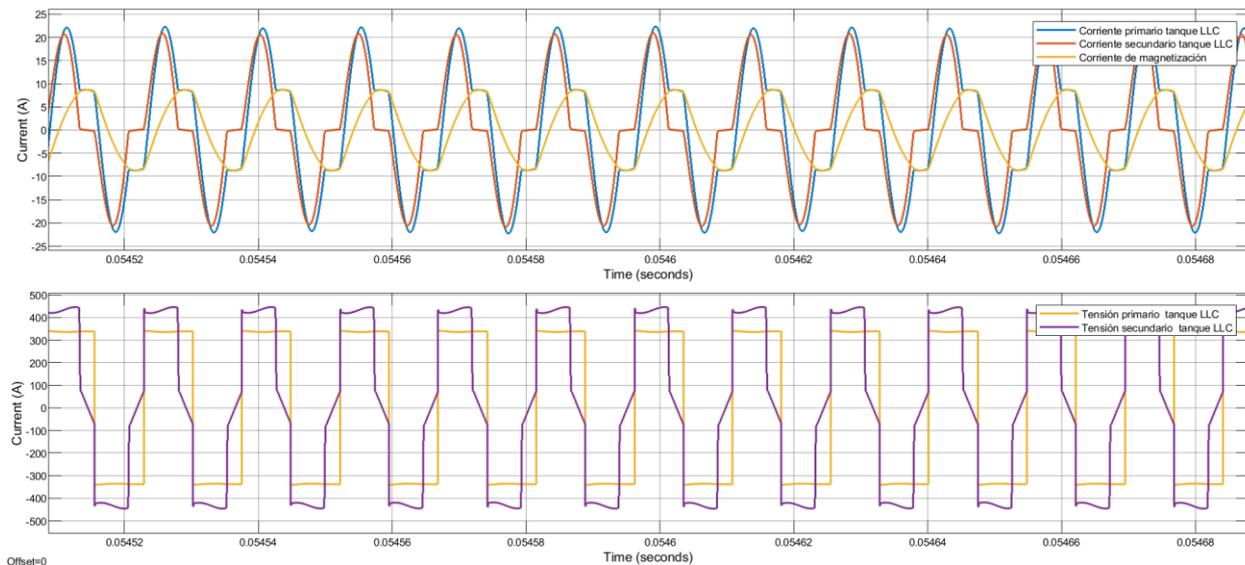


Figura 71. Magnitudes del tanque resonante para $V_{dc} = 340 \text{ V}$, $V_{out} = 430 \text{ V}$, $I_{ref} = 8,5 \text{ A}$.

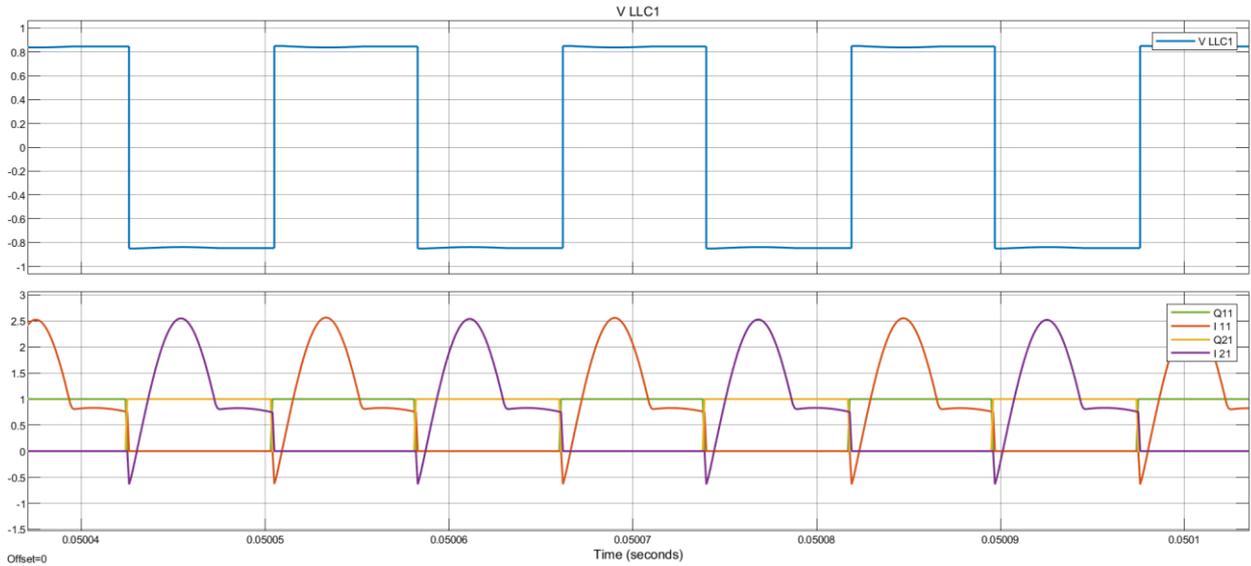


Figura 72. Curvas de operación ZVS para $V_{dc} = 340 \text{ V}$, $V_{out} = 430 \text{ V}$, $I_{ref} = 8,5 \text{ A}$.

Bajo estas condiciones, la corriente del bus DC alcanza un valor de 13,53 A para una corriente de carga de 8,31A, con una frecuencia de conmutación de 63,76 kHz. En esta situación la eficiencia del convertidor DC/DC alcanza una eficiencia del 92,17% con un 99,37% en la transformación.

- $V_{out} = 400 \text{ V}$, $V_{dc}=400 \text{ V}$, $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$

En esta situación, **Figura 73**, se fuerza al sistema a actuar a la frecuencia de resonancia (100 kHz³³). Al final del ciclo de apertura o cierre del MOSFET, puede observarse como la corriente de primario alcanza la corriente de magnetización. En la **Figura 74**, se ilustra cómo tanto la tensión como las corrientes de primario y secundario del transformador mantienen el mismo valor en este caso. La operación se hace así en unas condiciones óptimas para el convertidor cuyo tanque resonante estará actuando con una ganancia unitaria [32]. Las formas de onda de la operación ZVS se reflejan en la **Figura 75**.

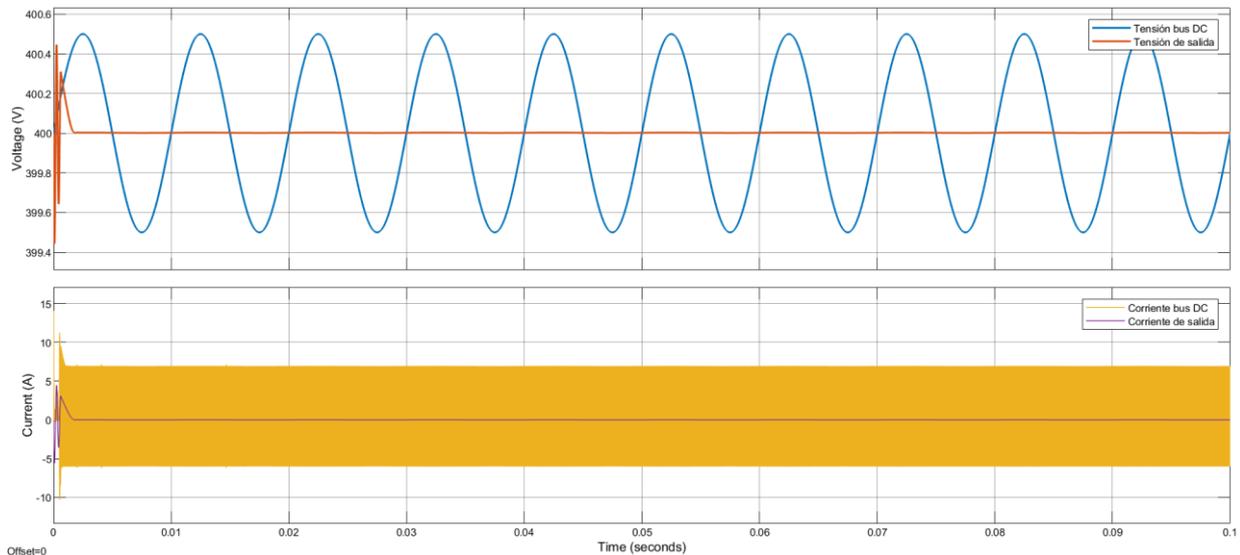


Figura 73. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{out} = 400 \text{ V}$, $f = 100 \text{ kHz}$.

³³ De acuerdo con los valores escogidos para los componentes de la red resonante, el valor exacto de la frecuencia de resonancia es 100,66 kHz (ver apartado 4.2.2.3).

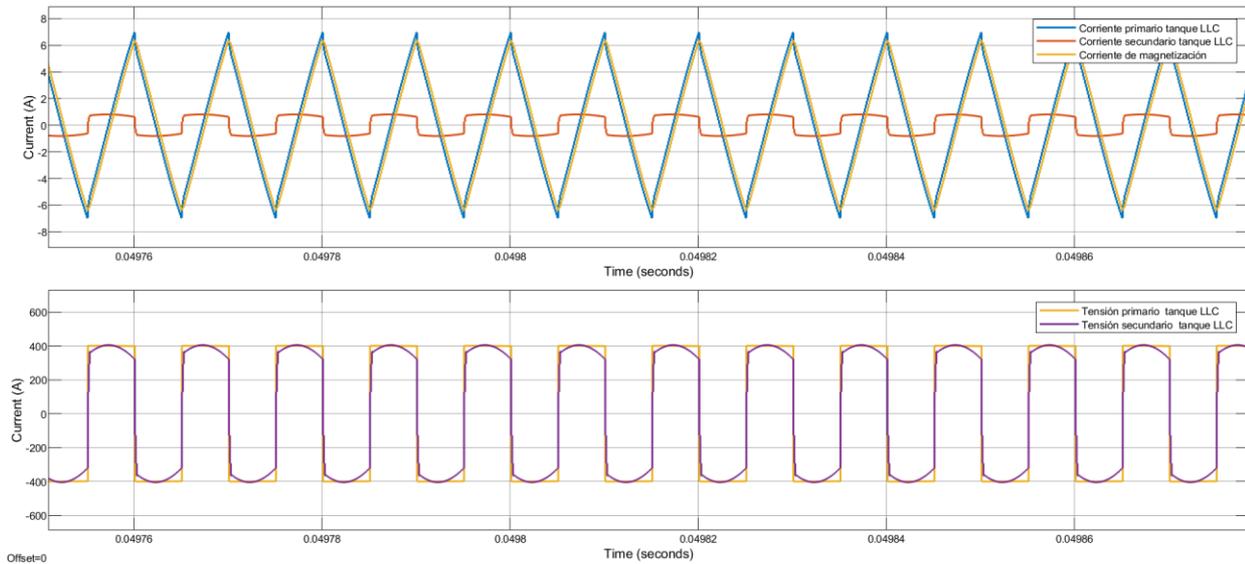


Figura 74. Magnitudes del tanque resonante para $V_{out} = 400 \text{ V}$ $f = 100 \text{ kHz}$.

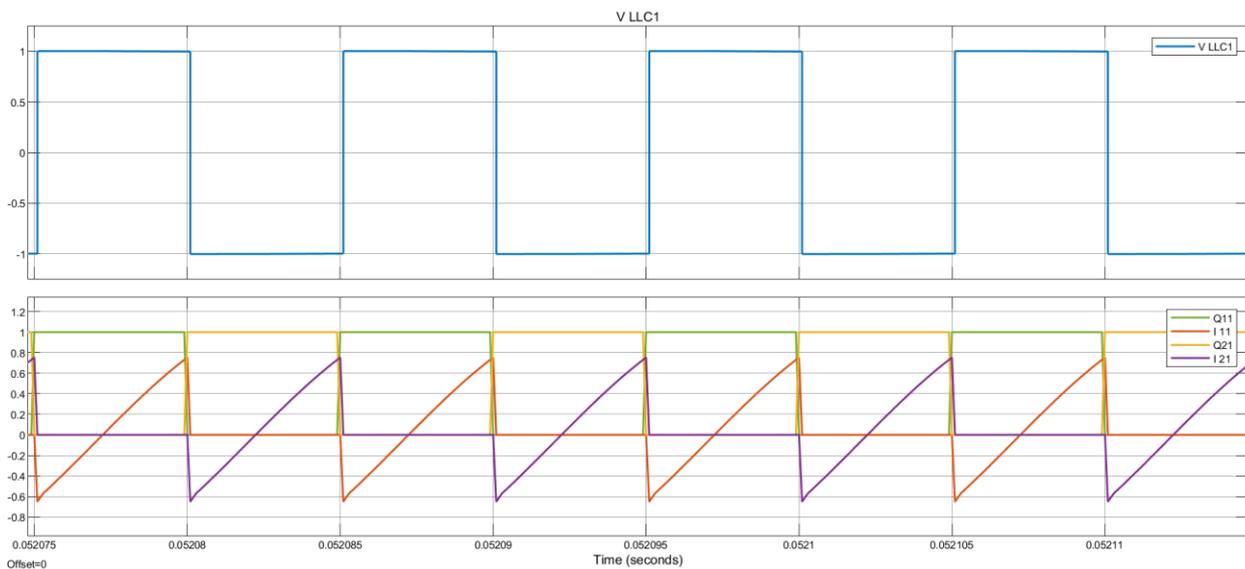


Figura 75. Curvas de operación ZVS para $V_{out} = 400 \text{ V}$, $f = 100 \text{ kHz}$.

Para esta situación, la corriente de carga toma un valor mínimo, casi anulándose. Se corresponde con un estado estable en el cual la corriente de resonancia y de magnetización siguen una misma forma.

La corriente del bus DC alcanza un valor de 3,91 A. La frecuencia de conmutación del sistema es igual a la de resonancia, es decir, 100 kHz. El convertidor alcanza una eficiencia del 78,58% como consecuencia de su baja carga.

- $V_{out} = 200 \text{ V}$, $V_{dc} = 400 \text{ V}$, $I = 0.5 \text{ A}$

La situación más problemática para el convertidor, según reflejan estos ensayos, ocurre para tensiones de salida bastante por debajo de su valor nominal (**Figura 76**). En estos casos las pérdidas son mayoritarias y la frecuencia de conmutación requiere elevarse más de 10 veces por encima de su valor de resonancia (por encima de 1 MHz), lo cual dificultaría la elección de los semiconductores ante el aumento del riesgo a sobrecalentamientos.

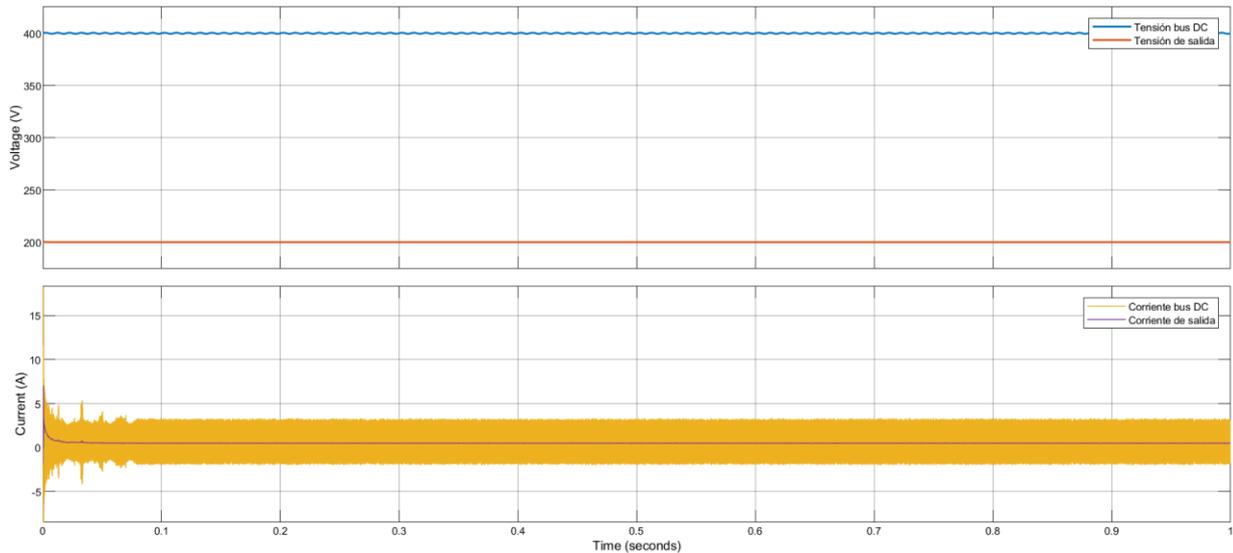


Figura 76. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{out}= 200\text{ V}$, $V_{dc} = 400\text{ V}$, $I_{ref} = 0,5\text{ A}$.

Si bajo estas condiciones de baja tensión la corriente de carga se maximiza, la operación del convertidor puede llegar a ser posible, como muestra la **Figura 77**, aunque para frecuencias de conmutación que duplican el valor de la frecuencia de resonancia. Esto dependerá de las capacidades del controlador utilizado, así como de operación de los transistores. Es esperable además el aumento de pérdidas por conmutación, concretamente por apagado del MOSFET.

Por último, se destaca el comportamiento exhibido por el sistema según la carga sea mínima (0,5 A) o máxima (13 A): en situaciones de baja carga, la eficiencia del convertidor sufre una drástica disminución mientras que el aumento de la corriente de carga contribuye a la mejora de las formas de onda. La **Figura 78** y la **Figura 79** muestran las formas de onda de las magnitudes del tanque para este caso. En ellas puede observarse el aumento de los valores de corriente en comparación con las situaciones anteriores y la mejora de la operación del convertidor.

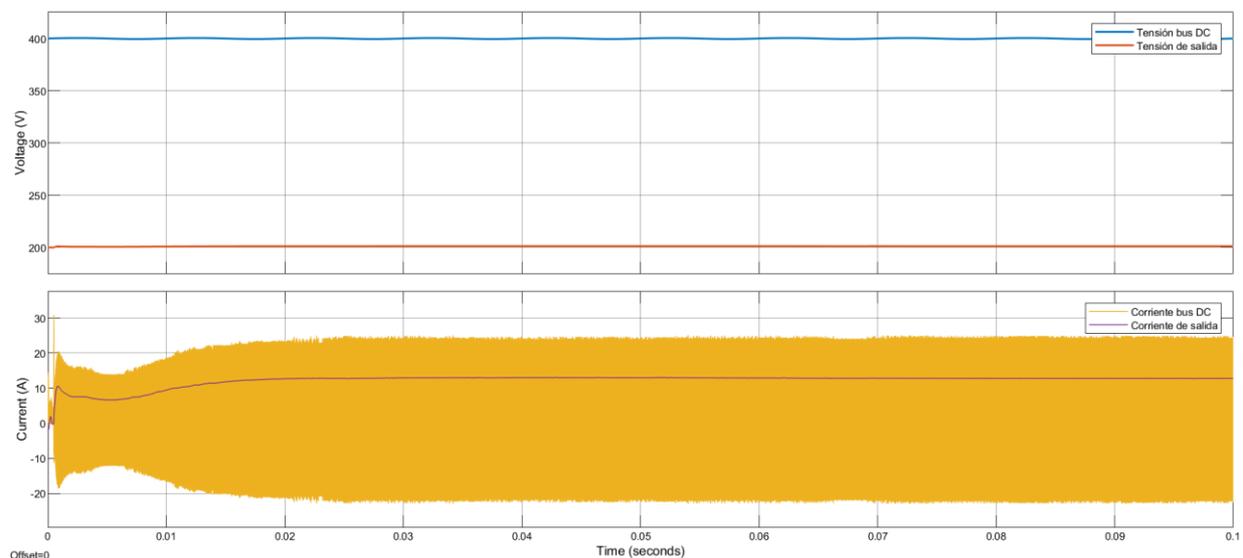


Figura 77. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{dc} = 200\text{ V}$, $V_{out} = 400$, $I_{ref} = 13\text{ A}$.

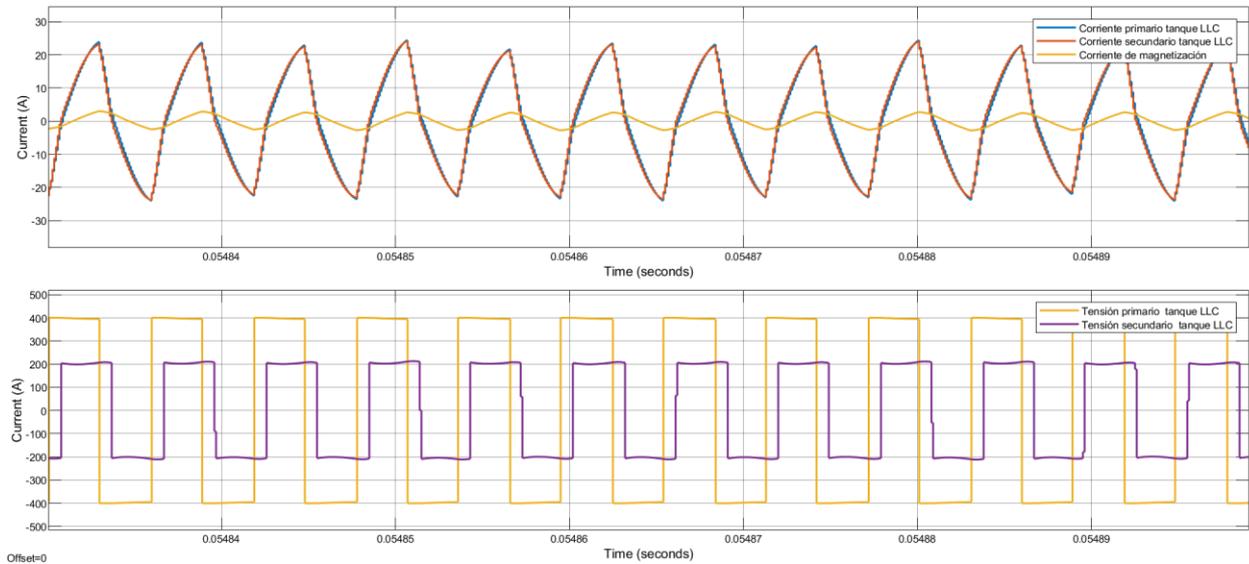


Figura 78. Magnitudes del tanque resonante para $V_{dc} = 200$ V, $V_{out} = 400$ V, $I_{ref} = 13$ A.

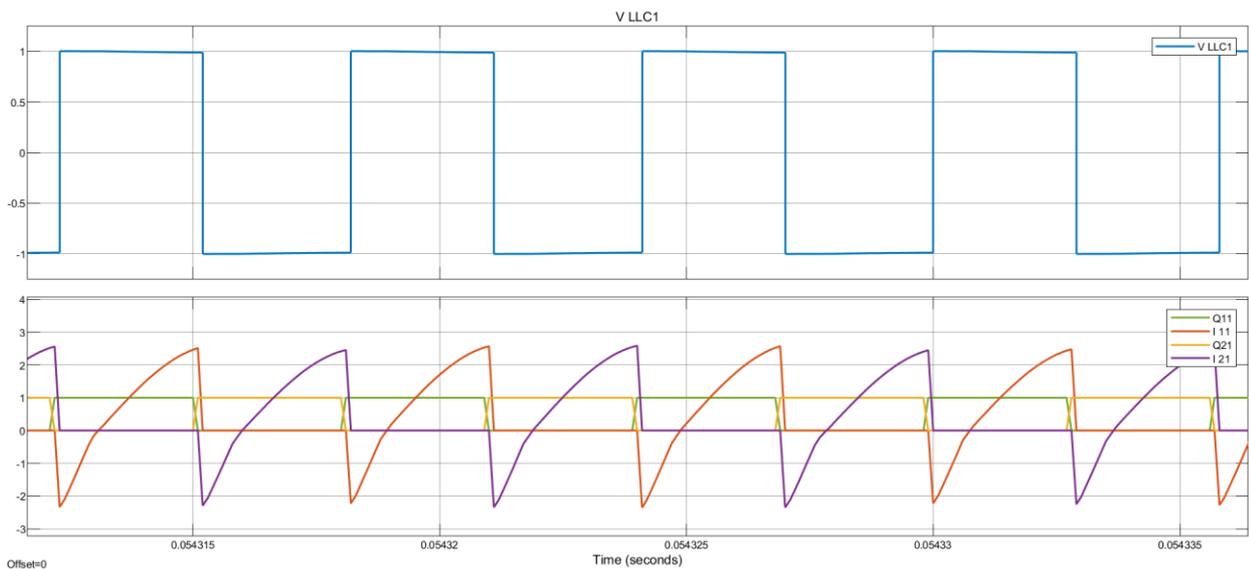


Figura 79. Curvas de operación ZVS para $V_{dc} = 200$ V, $V_{out} = 400$ V, $I_{ref} = 13$ A.

En esta última situación, la corriente del bus DC alcanza un valor de 14,73 A para una corriente de carga de 12,75 A. La frecuencia de conmutación del sistema es de 170,8 kHz y el convertidor logra alcanzar una eficiencia del 93,58%.

5.2.1.2 Efecto del soft-start

El inicio suave o “*soft-start*” se ha implementado en el modelo alterando la manera en la que el sistema recibe la referencia de corriente mediante la curva mostrada en el apartado 4.2.5. La referencia evoluciona de manera progresiva forzando el aumento de la frecuencia de conmutación durante los primeros instantes tras la conexión.

En las gráficas de la **Figura 80**, se muestra el comportamiento del modelo bajo la actuación de este método y en la **Figura 81**, su comportamiento en ausencia de él, para una tensión de salida de 400 V y una corriente de carga de 9 A. Puede observarse como los mayores picos de corriente tienen lugar en este segundo caso.

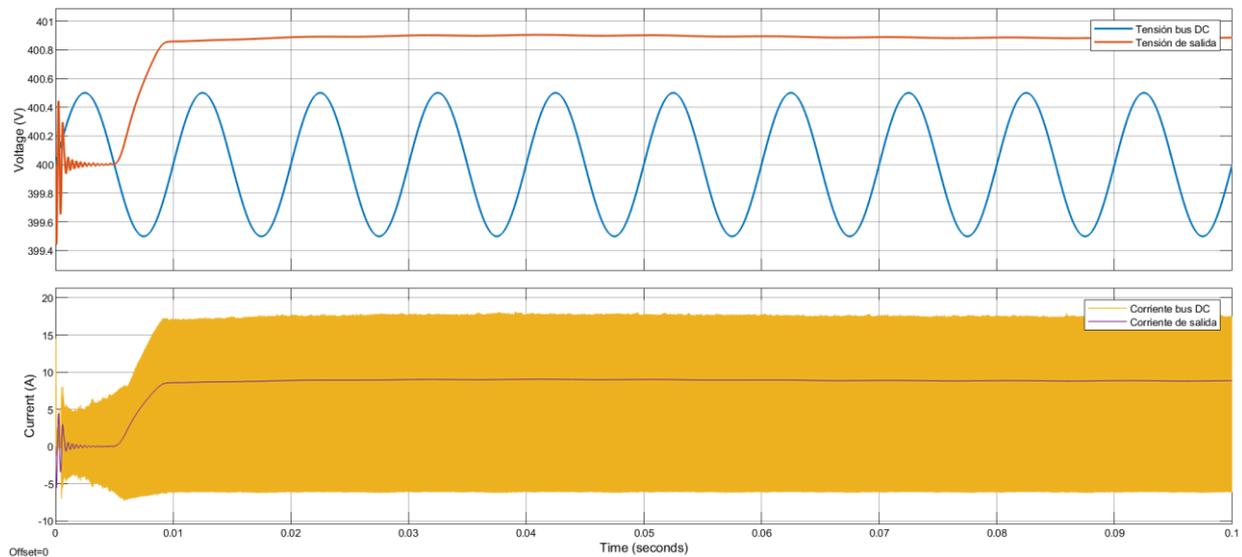


Figura 80. Corriente y tensión controladas del tanque resonante – Acción del “soft-start”.

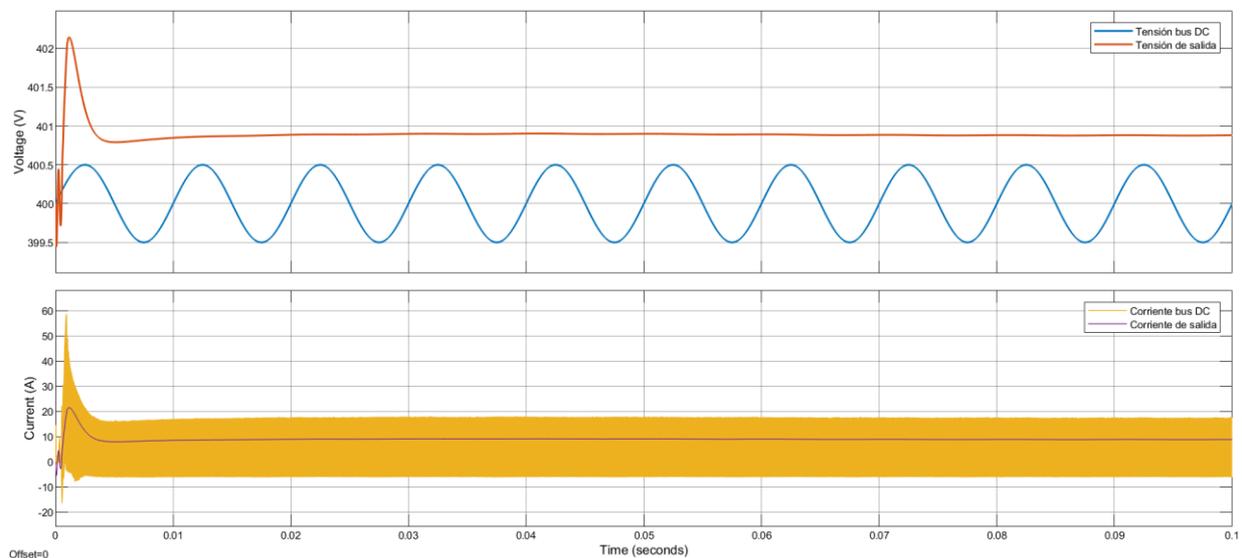


Figura 81. Corriente y tensión controladas del tanque resonante – Sin acción del “soft-start”.

5.2.1.3 Análisis de la operación del tanque bajo diferentes condiciones

Tras el ensayo del modelo dentro del régimen de operación de 200 V a 430 V de tensión a la salida para una carga a 0.5 A hasta 13 A de valor máximo, se obtienen los resultados mostrados en la **Tabla 6**. Se considerará en estos casos una tensión nominal del bus DC igual a 400 V.

Tabla 6. Datos de operación y eficiencia del convertidor DC/DC con tanque resonante LLC para un rango de tensiones de salida entre 200 V y 430 V y una corriente de carga de 0.5 A hasta 13 A.

Potencia (W)	Tensión (V)	Corriente (A)	Frecuencia (kHz)	Eficiencia (%)
100	200	0.5	1568	39.29%
400	200	2	584.7	74.85%
900	200	4.5	306.4	87.12%
1300	200	6.5	243.4	90.47%
1800	200	9	203.7	92.37%
2600	200	13	170.8	93.58%
125	250	0.5	1090	40.56%
500	250	2	413.8	73.23%

1125	250	4.5	246.4	86.56%
1625	250	6.5	203.2	89.97%
2250	250	9	175.9	91.92%
3250	250	13	154.6	93.43%
150	300	0.5	603.6	42.46%
600	300	2	250.4	72.92%
1350	300	4.5	178.3	85.41%
1950	300	6.5	161.7	89.02%
2700	300	9	146.7	91.12%
3900	300	13	134.8	92.97%
165	330	0.5	268.9	41.06%
660	330	2	174.1	71.80%
1485	330	4.5	148.7	84.59%
2145	330	6.5	137.1	88.34%
2970	330	9	131.1	90.77%
4290	330	13	123.7	92.71%
180	360	0.5	134.3	39.27%
720	360	2	126.4	71.36%
1620	360	4.5	120.2	83.80%
2340	360	6.5	117	87.76%
3240	360	9	114.5	90.32%
4680	360	13	112	92.44%
200	400	0.5	95.25	37.97%
800	400	2	93.25	70.41%
1800	400	4.5	93	83.85%
2600	400	6.5	92.89	88.01%
3600	400	9	92.11	90.72%
5200	400	13	90.97	92.82%
215	430	0.5	153.7	41.78%
860	430	2	83.53	70.11%
1935	430	4.5	81.73	83.93%
2795	430	6.5	81.21	88.30%
3870	430	9	80.39	91.09%
5590	430	13	79.03	93.11%

Analizando estos resultados, es posible llegar a la conclusión de que la eficiencia del convertidor se maximiza para operaciones de alta potencia (**Figura 82**), con valores superiores al 93% para situaciones de carga máxima (valor próximo a la eficiencia esperada según el diseño del apartado 4.2.2.2). Por otra parte, la operación a cargas bajas puede influir notoriamente en la eficiencia, la cual llega a situarse en valores por debajo del 40%. Por otra parte, la regulación en frecuencia o el control de la frecuencia de conmutación, permite actuar sobre la corriente de carga aumentando el valor de esta para menores frecuencias y viceversa, como muestra la **Figura 83**.

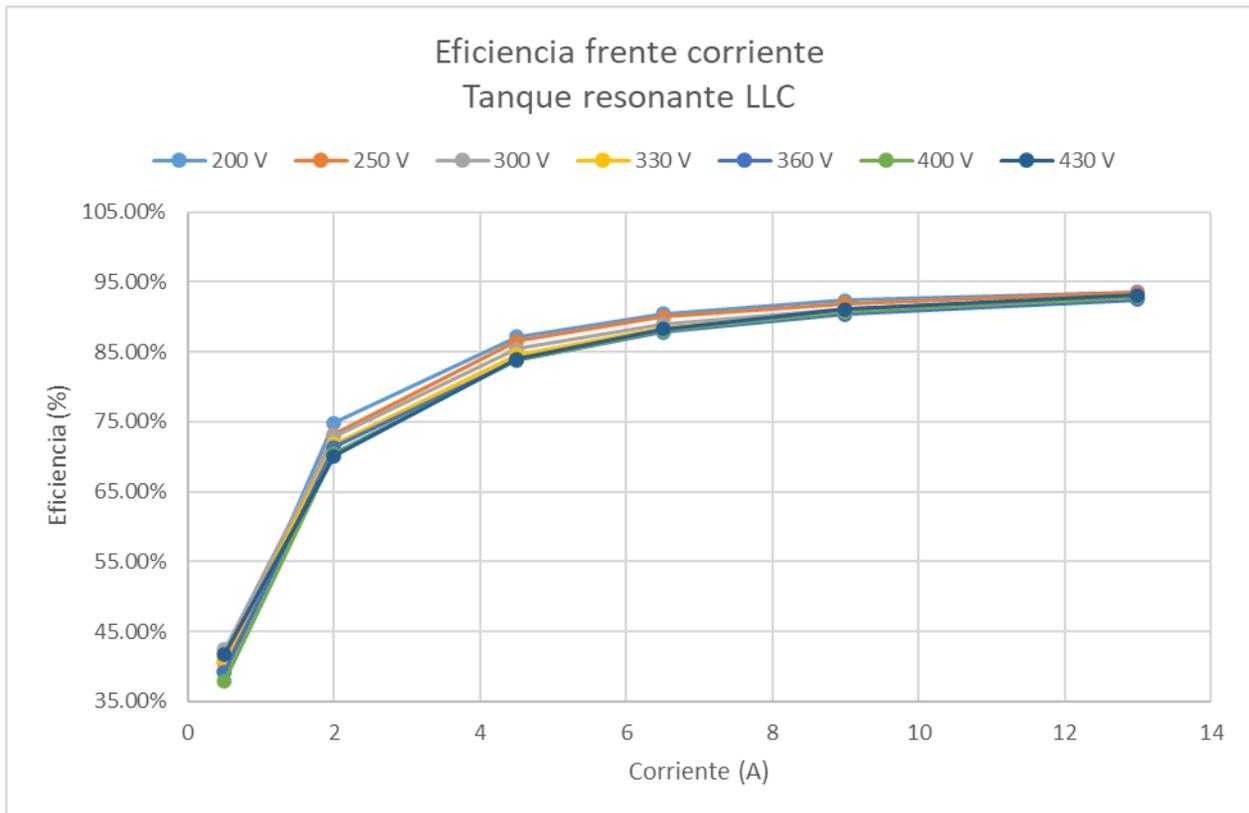


Figura 82. Eficiencia del convertidor DC/DC con tanque resonante LLC frente a la corriente de carga para diversos valores de la tensión de salida.

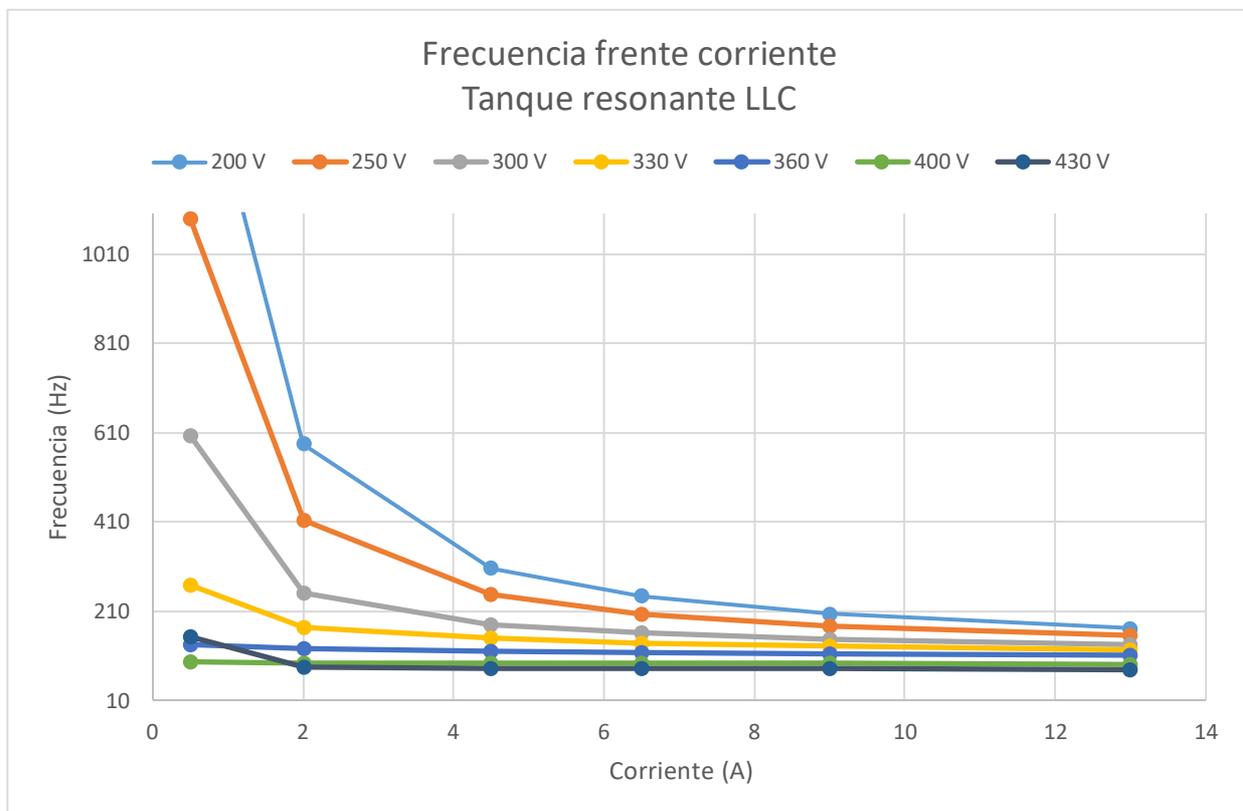


Figura 83. Frecuencia de conmutación del inversor de puente completo frente a la corriente de carga para diversos valores de tensión de salida.

5.2.2 Análisis del comportamiento del tanque en carga CC-CV

Finalmente se procederá a la simulación del tanque para la curva de carga presentada en el apartado 4.2.6. El sistema de control deberá actuar con su bucle de corriente durante la primera etapa de carga a corriente constante y, una vez alcanzado el máximo de potencia gestionada, regulando esta curva a través del bucle externo de tensión. En el caso de detectar que la tensión de la batería desciende por debajo del umbral definido, la corriente de carga aumentará su valor para devolver el sistema a la tensión máxima de carga.

La carga se realizará bajo las condiciones siguientes, **Figura 84**:

- Tensión mínima de carga (tensión de circuito abierto): 330 V.
- Tensión máxima de carga: 430 V
- Corriente de carga: 9 A
- Potencia máxima de carga: 3650 W
- Tiempo de simulación: 1 s

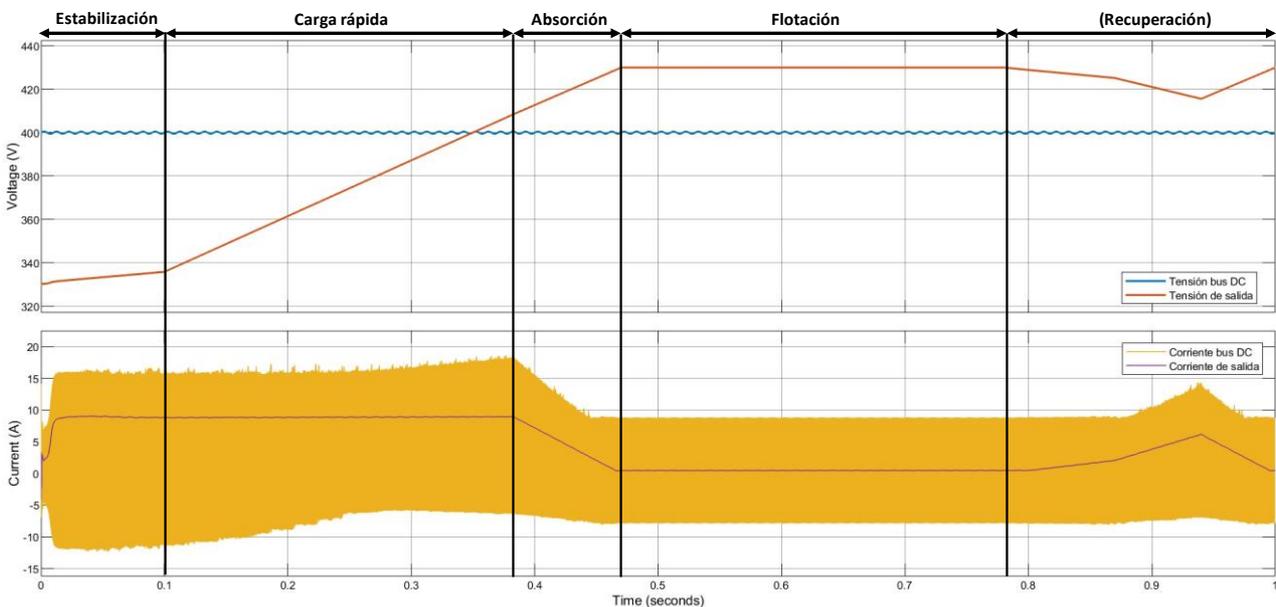


Figura 84. Curva de carga CC-CV en el convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante.

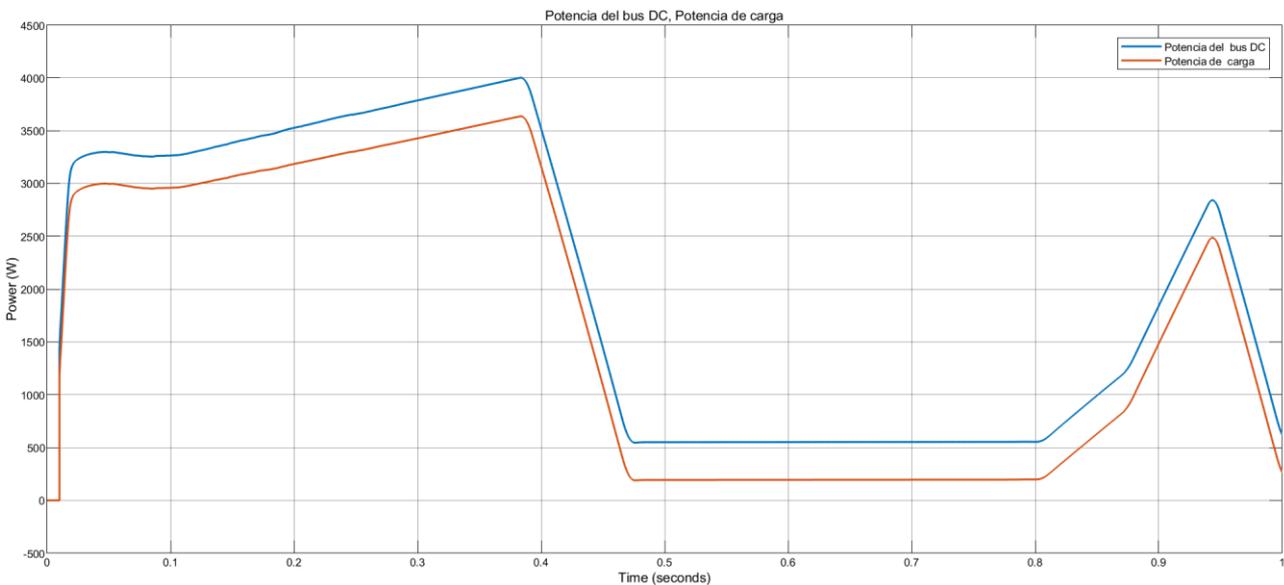


Figura 85. Evolución de la potencia del convertidor DC/DC con tanque resonante durante la carga.

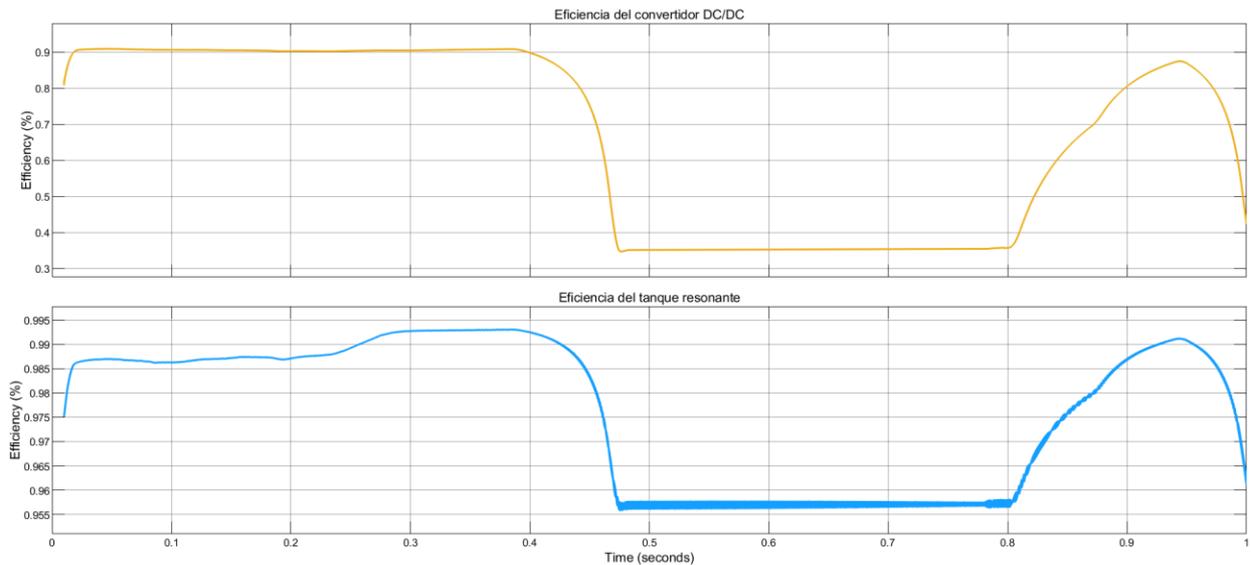


Figura 86. Evolución de la eficiencia durante la carga.

En esta simulación, el convertidor alcanza una potencia máxima a la salida de 3637 W para una eficiencia global del 91%, según muestran los resultados obtenidos y representados en la **Figura 85** y la **Figura 86**. En cuanto a la operación del tanque resonante, alcanza una eficiencia máxima al final de la etapa de carga rápida del 99,3%³⁴ con una eficiencia alrededor del 98,5% en las primeras etapas y del 95,7% en la etapa de flotación, donde las condiciones son más desfavorables (carga mínima).

Por su parte, la frecuencia de conmutación alcanza un valor máximo de 175 kHz en el inicio de la operación como consecuencia del “soft-start”, disminuyendo hasta los 128 kHz durante la etapa de estabilización, **Figura 87**. Para modular la corriente de carga, la frecuencia varía entre este valor y un mínimo de 83 kHz en las dos etapas consecuentes, estabilizándose finalmente en los 83,5 kHz en la región de flotación.

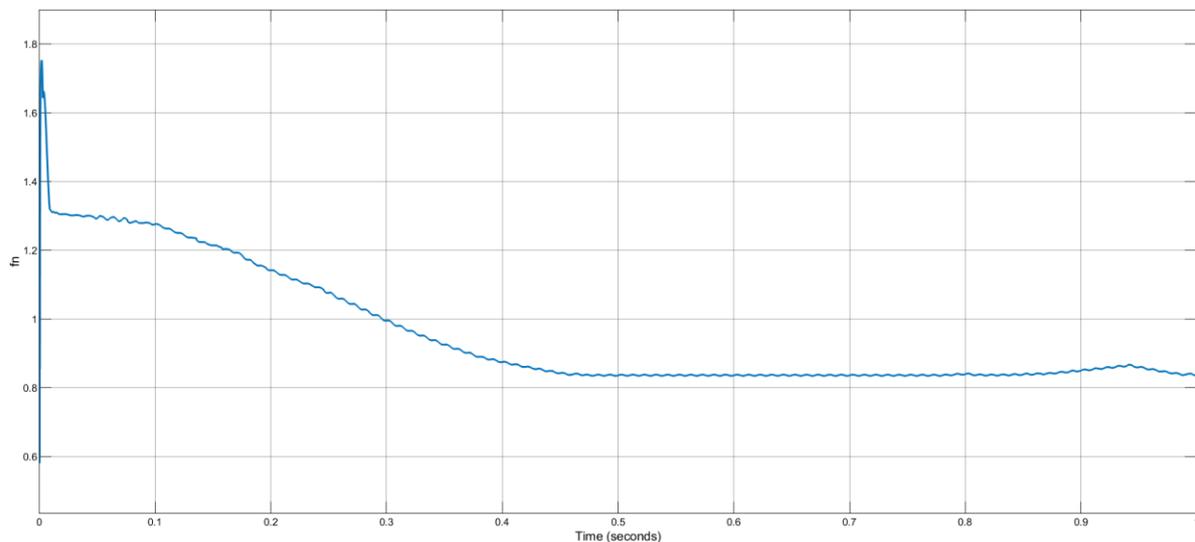


Figura 87. Evolución de la frecuencia normalizada durante la carga

Las imágenes siguientes (**Figura 88-Figura 95**), tienen como objeto justificar el perfil de carga desde el punto de vista de la operación del tanque resonante. Es posible mantener la técnica de conmutación de ZVS durante toda la carga, con un paso de corriente por cero al inicio de la conmutación de los interruptores, mientras que las corrientes de magnetización y resonancia siguen las características expuestas en el apartado 5.2.1.1. Conviene destacar como en condiciones más desfavorables de operación, esto es, baja corriente de carga para tensión elevada de salida, las pérdidas por magnetización se vuelven mayoritarias aumentando el valor de esta corriente que sigue a la de resonancia.

³⁴ Ver la nota 32.

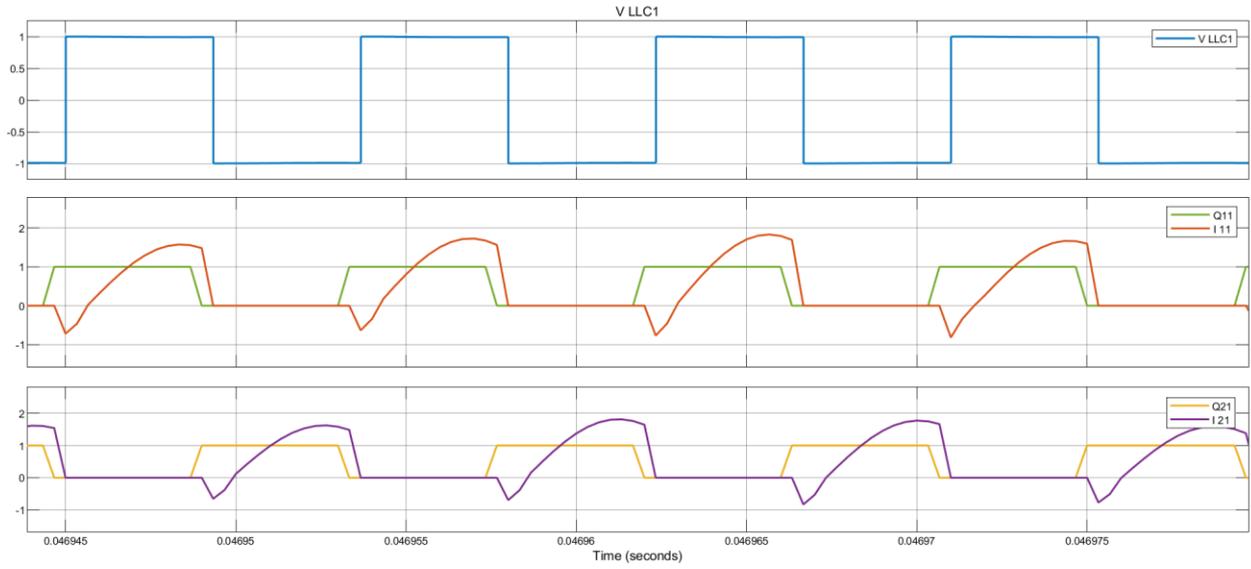


Figura 88. ZVS durante la etapa de estabilización (330-335 V, 9 A)

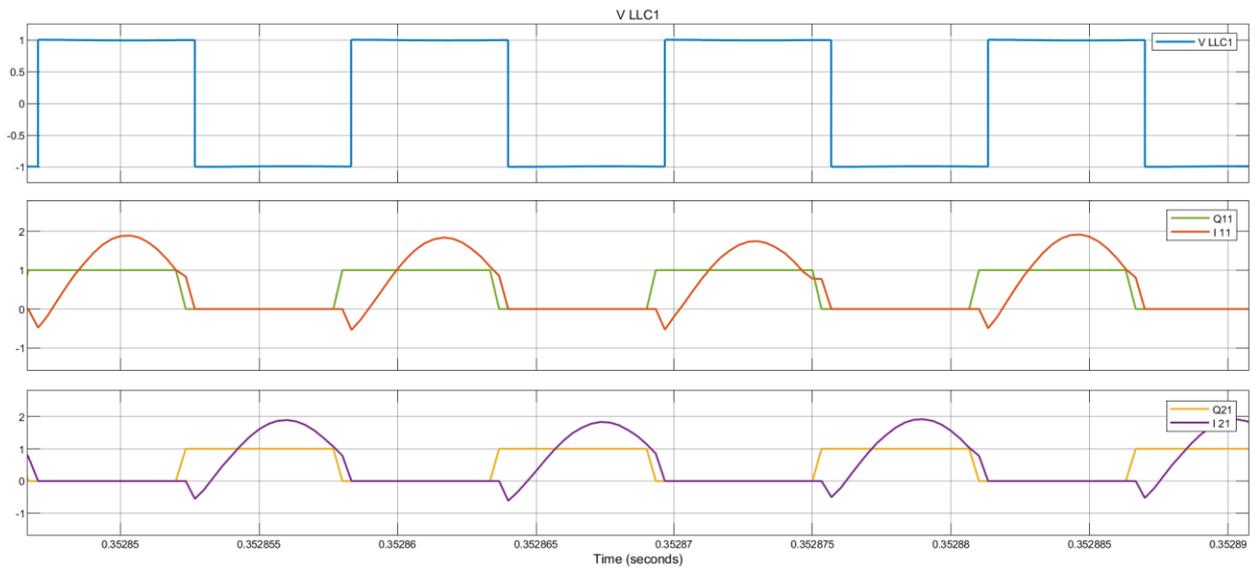


Figura 89. ZVS durante la etapa de carga rápida (335-399 V, 9 A)

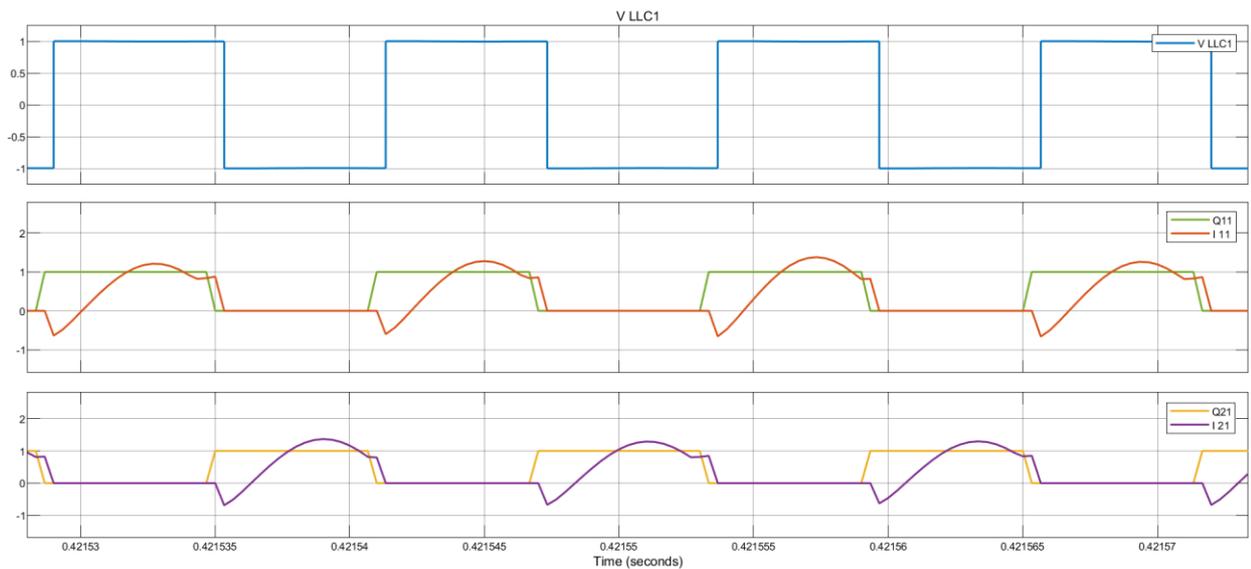


Figura 90. ZVS durante la etapa de absorción (400-430 V, 9-0.5 A)

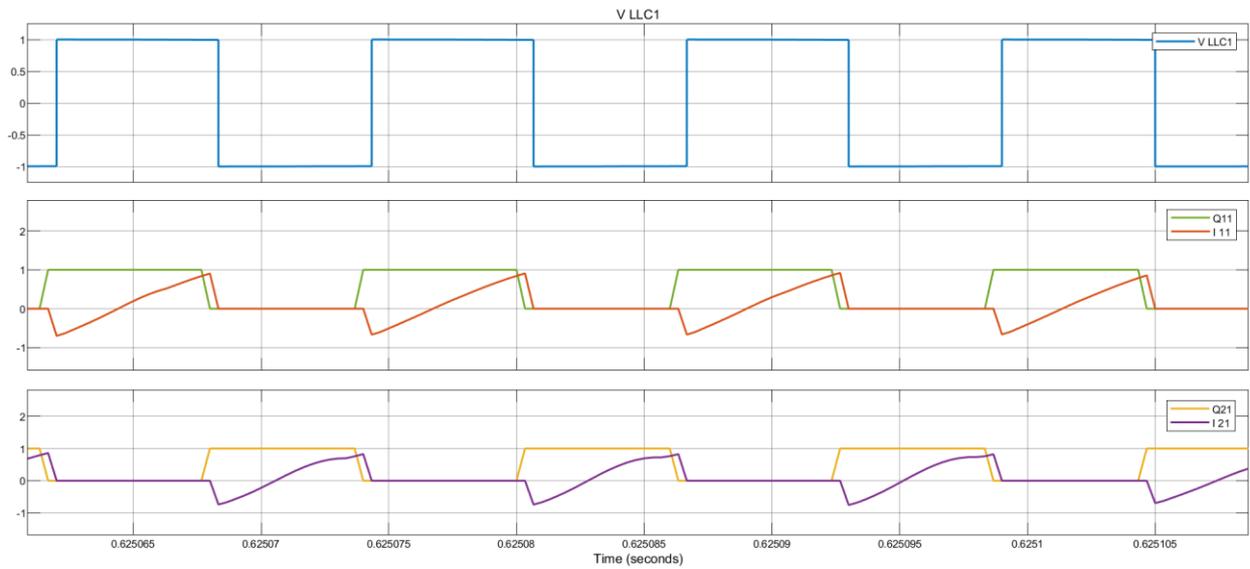


Figura 91. ZVS durante la etapa de flotación (430 V, 0.5 A)

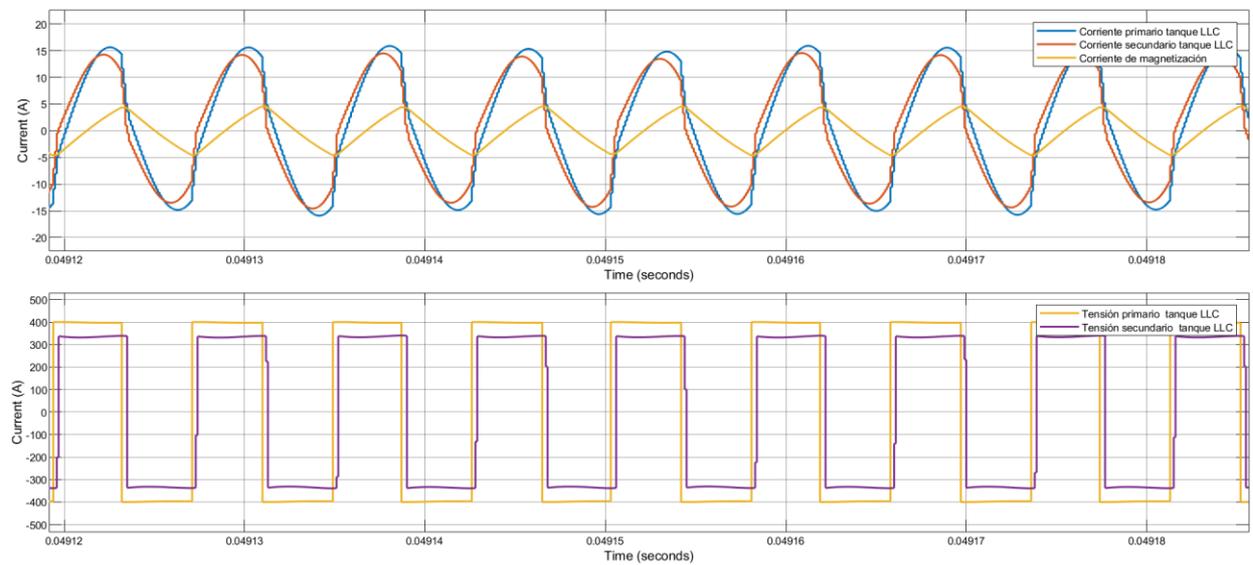


Figura 92. Magnitudes del tanque resonante durante la etapa de estabilización.

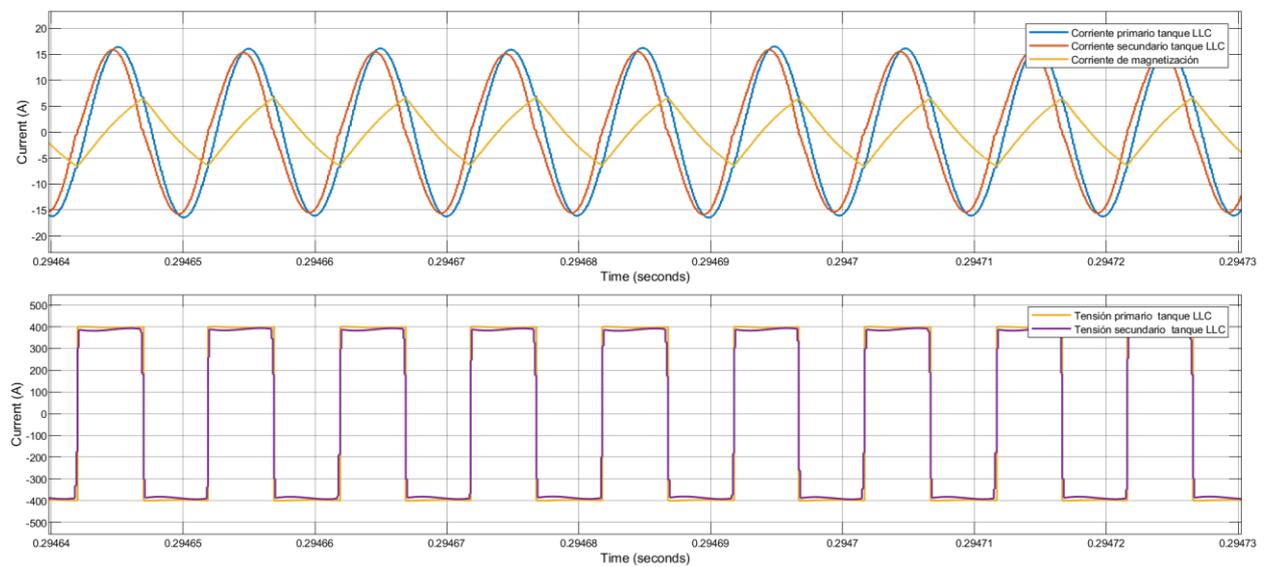


Figura 93. Magnitudes del tanque resonante durante la etapa de carga rápida.

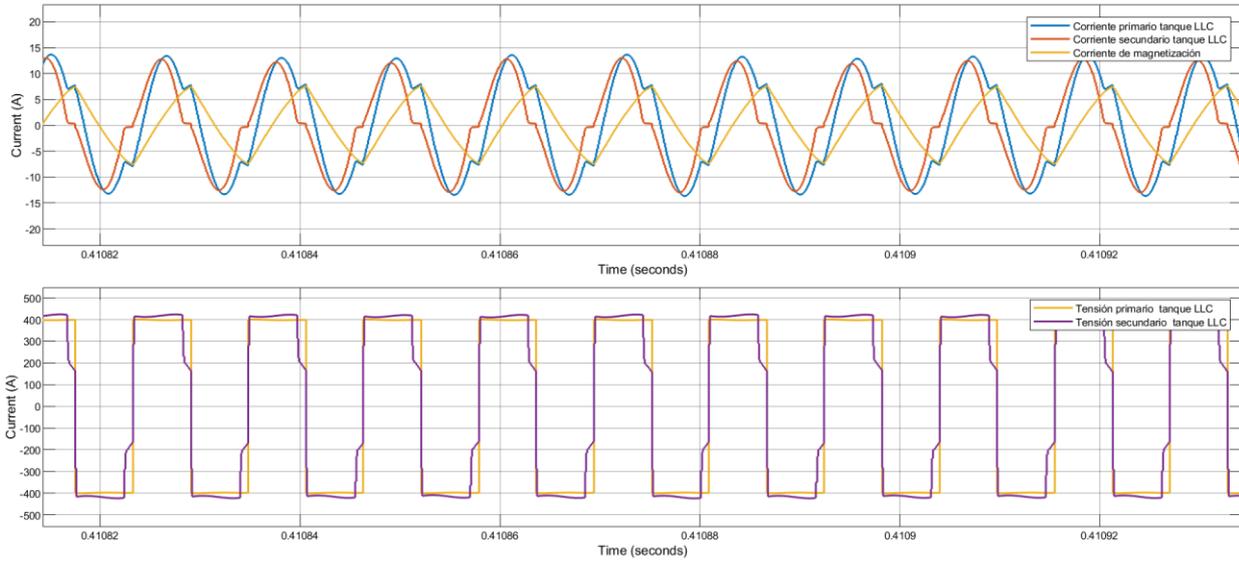


Figura 94. Magnitudes del tanque durante la etapa de absorción.

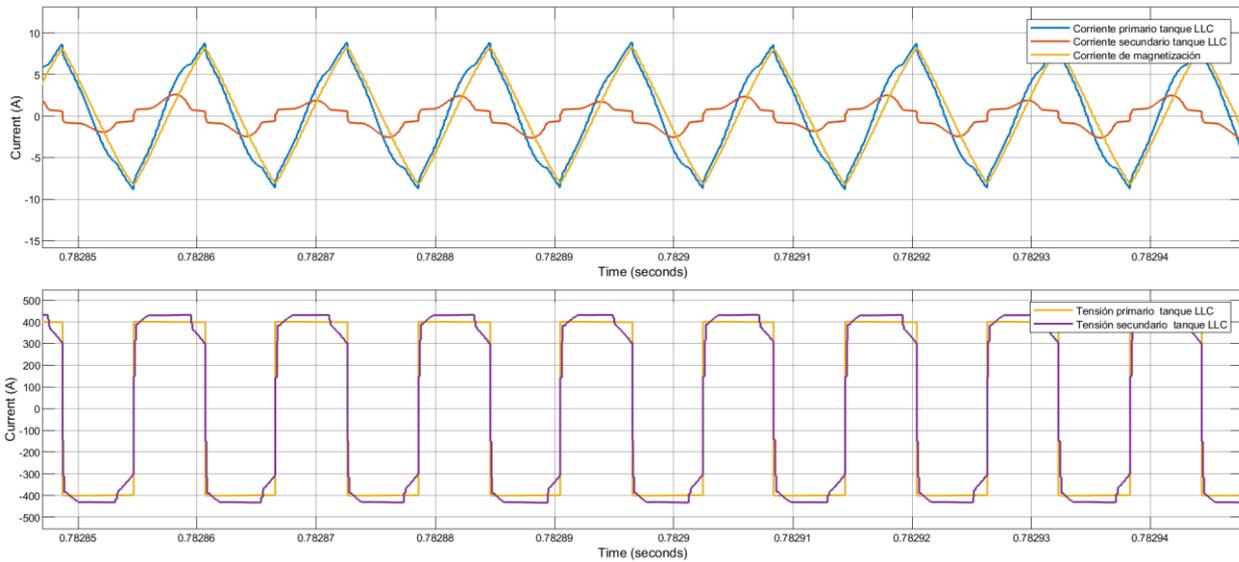


Figura 95. Magnitudes del tanque resonante durante la etapa de flotación.

5.3 Modelo completo del sistema

Por último, se procederá a la integración de ambos modelos en un único sistema controlado. La respuesta habrá de coincidir con la mostrada en los apartados anteriores si bien es necesario destacar la diferencia entre los tiempos de establecimiento de los modelos. La segunda etapa no entrará en funcionamiento hasta el establecimiento de la tensión del bus DC, por lo que la simulación tendrá dos regímenes diferenciados: establecimiento + carga.

La curva de carga modificada para la simulación del circuito completo se muestra en la **Figura 96**.

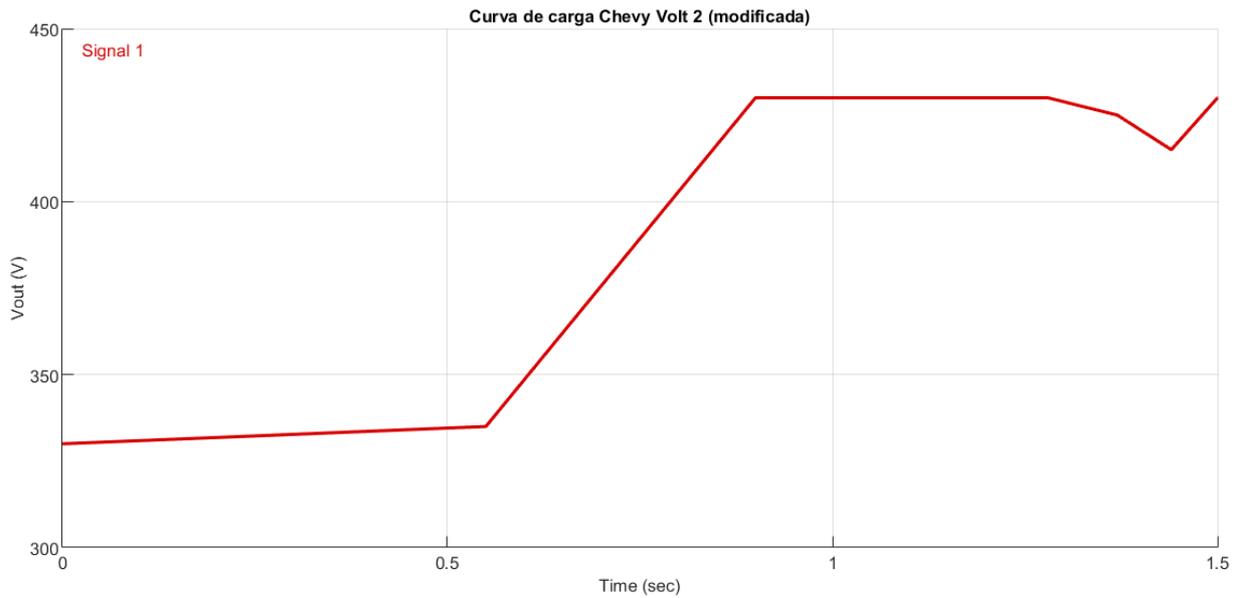


Figura 96. Curva de carga modificada para el análisis de la operación del cargador a bordo.

5.3.1 Corrector de factor de potencia

El convertidor AC/DC con la acción de control diseñada es capaz de mantener un factor de potencia unitario durante toda la carga. Analizando los resultados de la **Figura 97** y la **Figura 98**, puede señalarse, no obstante, un incremento de la corriente durante la etapa de absorción en la carga de la batería, elevándose hasta un valor de pico de 27,5 A para la corriente de red y 16,5 A en el caso de la corriente por rama. Existe así mismo una ligera variación en la corrección hasta un valor de 0,995 del factor de potencia como consecuencia del establecimiento de las magnitudes del bus en esta etapa.

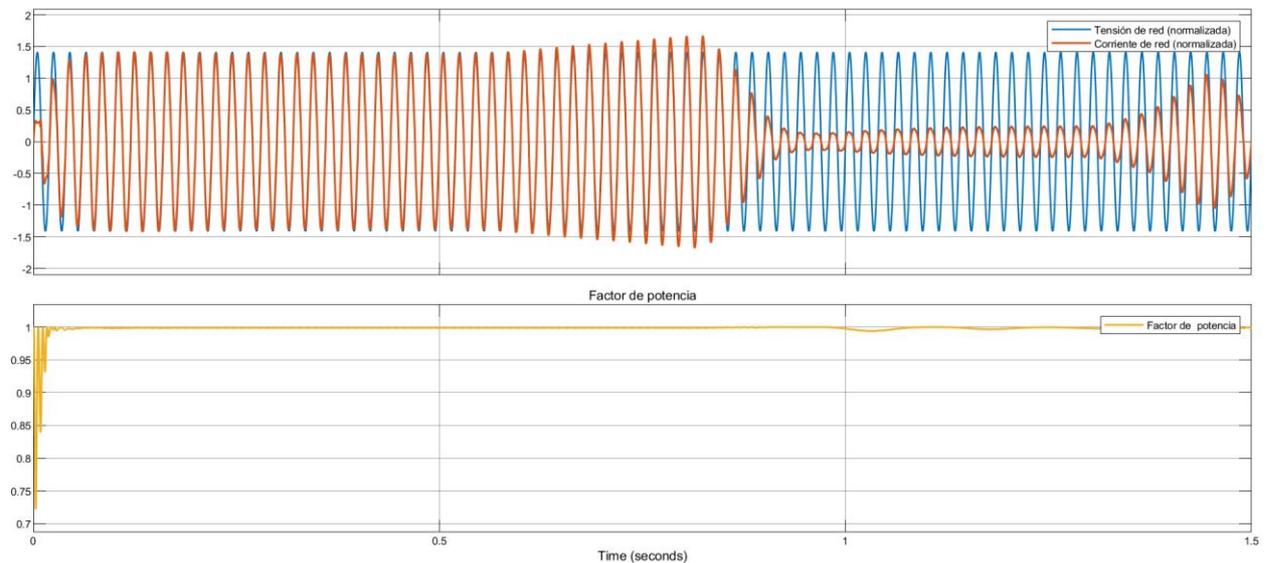


Figura 97. Evolución del factor de potencia durante la operación de carga.

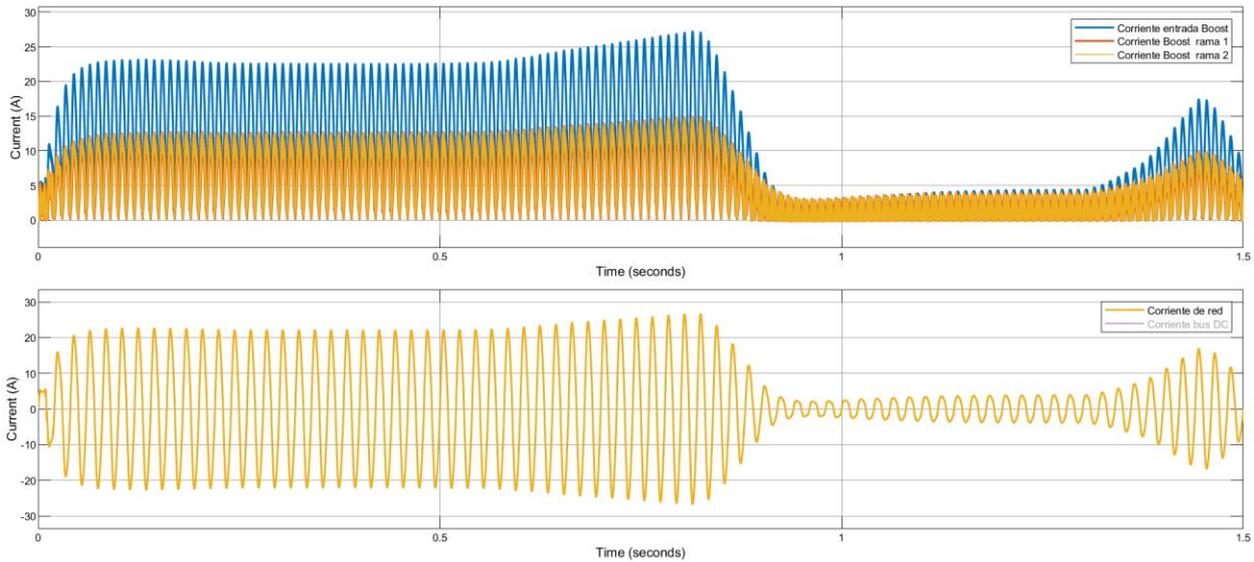


Figura 98. Evolución de las corrientes del convertidor AC/DC durante la operación de carga.

5.3.2 Carga de la batería

Finalmente, la figura **Figura 99** demuestra cómo la operación del cargador cumple con los requisitos de diseño:

- Rizado de tensión del bus DC < 10 Vpp
- Rizado de la corriente del bus DC < 10%
- Tensión de salida: 330 V – 430 V
- Corriente de carga: 9 A

Por otra parte, se destaca la existencia de una sobre oscilación en la tensión del bus DC como consecuencia de la variación abrupta de la corriente de carga durante la etapa de absorción. Aparece un nuevo transitorio que introduce un comportamiento inesperado consecuencia del breve periodo de esta etapa (inferior a los 200 ms de establecimiento del controlador del PFC). No obstante, las condiciones reales supondrían la incorporación de un modelo real de batería cuyo tiempo de carga se elevaría hasta las 4-8 horas, no suponiendo este conflicto un problema crítico.

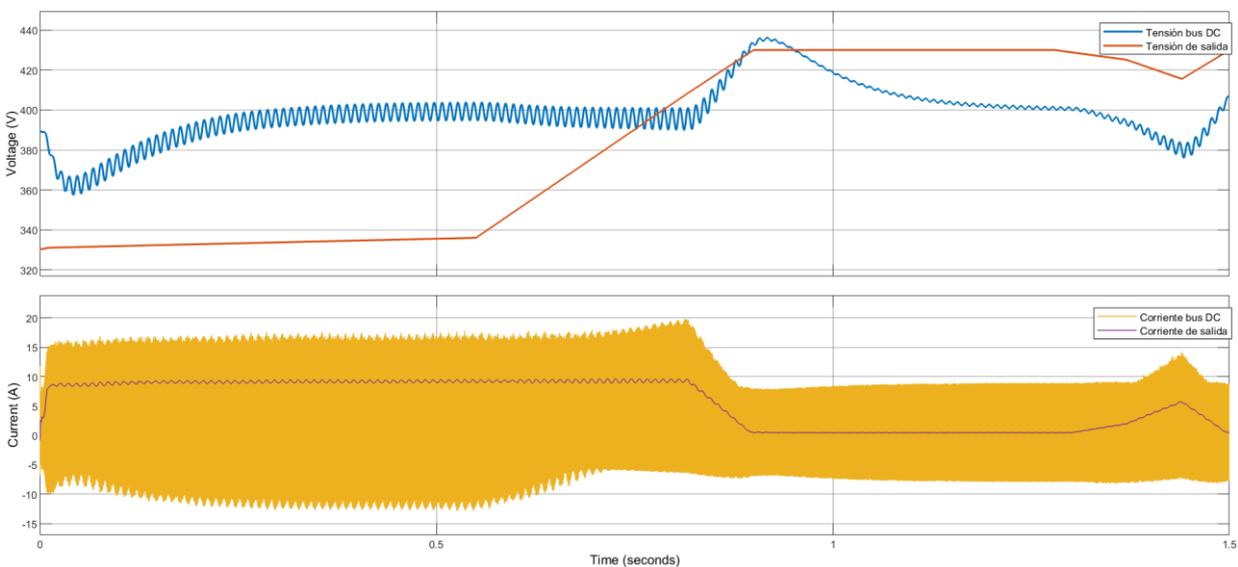


Figura 99. Evolución de las magnitudes de carga frente a las magnitudes del bus DC durante la operación del cargador a bordo.

6 CONCLUSIONES Y PROPUESTAS DE DESARROLLO

6.1 Conclusiones

El objetivo inicial del proyecto de investigación consistía en el análisis y estudio de la operación de algoritmos de carga rápida mediante técnicas de HIL en una plataforma de simulación en tiempo real. La escasez de tiempo, así como la falta de un modelo inicial para el comienzo del citado estudio, han supuesto importantes inconvenientes en la consecución de dicho objetivo.

Bajo estas condiciones, la elaboración del actual trabajo se ha orientado al desarrollo y análisis de un modelo de cargador a bordo que pudiera servir de ejemplo y soporte para trabajos futuros.

De los objetivos propuestos para esta nueva interpretación, la investigación realizada de las topologías de cargadores empleadas en los recientes modelos de vehículos refleja una tendencia hacia el uso de convertidores intercalados, esto es, con más de una rama, y al empleo de técnicas de control más complejas para asegurar la correcta operación de los semiconductores del sistema bajo condiciones que permitan aumentar la eficiencia global mediante la reducción de las pérdidas por conmutación. Estos hechos quedan reflejados en el modelo desarrollado mediante la incorporación de una primera etapa de corrección de factor de potencia intercalada y una segunda etapa con tanque resonante LLC que aplica además técnicas de conmutación suave como el ZVS.

Por otra parte, en el desarrollo se han considerado la incorporación de los estándares europeos en materia de la regulación de los niveles de carga y calidad de señal para la verificación del modelo.

Los ensayos realizados, aunque limitados por la falta de implementación hardware, permiten la validación del modelo planteado demostrando la operación del cargador en cumplimiento de las especificaciones de diseño impuestas. No obstante, sería necesario el dimensionamiento adecuado de los semiconductores y controladores utilizados para su implementación en un hardware real. Este punto, sin embargo, excede el alcance previsto del proyecto, dejándose como propuesta para trabajos futuros.

Al igual que se propone como línea futura de trabajo la implementación física de este trabajo de fin de grado, una mejora de los algoritmos de control podría resultar conveniente para un mejor funcionamiento del sistema. Las técnicas de control utilizadas, si bien arrojan resultados positivos, no lograrían dotar al modelo de la flexibilidad adecuada para su operación en amplios rangos de tensión de entrada, salida o ante la existencia de una conexión con la red inestable. El estudio de algoritmos de control por compensación o seguimiento de la corriente puede resultar beneficioso para la mejora de las prestaciones del modelo implementado en un entorno de simulación para técnicas HIL.

Por último, el estudio de diversos algoritmos de carga rápida requiere de la obtención previa de un correcto modelado de las baterías a utilizar para así obtener una imagen fidedigna del comportamiento global del sistema en condiciones más próximas a la realidad, suponiendo este otro aspecto a abordar en la consecución del objetivo original.

Finalmente, este proyecto no pretende servir como guía de diseño, pero sí como introducción al conocimiento y al análisis de los cargadores a bordo de vehículos eléctricos con una orientación hacia el aprendizaje y estudio de la operación de estos sistemas.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Montaje del sistema completo OPAL + Placas de adaptación. Fuente [2].	18
Figura 2. Lohner-Porsche Electromobile. Fuente [3].	19
Figura 3. Distribución de la flota total europea de turismos y furgonetas con combustibles alternativos (2022). Fuente [5].	20
Figura 4. Comparación entre países europeos: porcentajes de turismos y furgonetas con combustibles alternativos respecto de la flota total (2022). Fuente [5].	21
Figura 5. Datos de la infraestructura de carga para vehículos eléctricos e híbridos por país de la Unión Europea (2022). Fuente [5].	21
Figura 6. Flota total de vehículos con combustibles alternativos en países miembros de la Unión Europea hasta el 2022. Fuente [5].	22
Figura 7. Esquema del motor de un vehículo eléctrico. Fuente [6].	23
Figura 8. Topología típica de un cargador monofásico. Fuente [9].	26
Figura 9. Curva típica de carga CC/CV para baterías. Curva roja: corriente de carga; curva azul: tensión en bornas de la batería. Fuente [17].	29
Figura 10. Algoritmos de carga. De arriba a abajo y de izquierda a derecha (1) carga CC/CV modificada, (2) carga CC/CV pulsada, (3) carga multi estado, (4) carga CC/CV elevadora, (5) carga pulsada y (6) carga activa optimizada. Fuente [18].	30
Figura 11. Esquema general de la topología OBC empleada en el Chevrolet Volt de segunda generación. Fuente [19].	31
Figura 12. Esquema del corrector de factor de potencia elevador de una rama.	32
Figura 13. Formas de onda de la corriente de alimentación para sistemas con y sin PFC. Fuente [20].	33
Figura 14. Corrector de factor de potencia: modos de conducción. Fuente [20].	34
Figura 15. Esquema del corrector de factor de potencia elevador intercalado de dos ramas.	35
Figura 16. Convertidor AC/DC sin puente tipo tótem-pole de medio puente controlado.	36
Figura 17. Esquema del convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante LLC.	37
Figura 18. Esquema del tanque resonante LLC.	38
Figura 19. Curvas características del tanque resonante LLC. Polarización inversa del diodo (izquierda) y actuación ZVS (derecha). Fuente [31].	39
Figura 20. Inversor de puente completo (izquierda) e inversor de medio puente (derecha). Fuente [32].	40
Figura 21. Rectificador de puente completo (izquierda) y rectificador de onda completa (derecha).	40
Figura 22. Operación del convertidor DC/DC: etapa activa, tensión positiva. Fuente [31]	41
Figura 23. Operación del convertidor DC/DC: etapa activa, tensión negativa. Fuente [31]	42
Figura 24. Operación del convertidor DC/DC: etapa reactiva tensión positiva y corriente inversa. Fuente [32]	42

Figura 25. Curvas de ganancia del tanque resonante frente a la frecuencia normalizada para distintos valores del factor de calidad (Q) y relación de inductancias fija ($m=5$). Fuente [32].	43
Figura 26. Curvas características para los modos de operación según la frecuencia de conmutación del tanque resonante. De izquierda a derecha: (1) $f_s = f_r$ (2) $f_s > f_r$ y (3) $f_s < f_r$. Fuente [32]	44
Figura 27. Esquema en Simulink del corrector de factor de potencia elevador de dos ramas.	45
Figura 28. Esquema de control para el controlador del PFC de dos ramas.	48
Figura 29. Implementación en Simulink del controlador utilizado en el PFC de dos ramas.	49
Figura 30. Respuesta en frecuencia del PFC simple (una rama) en lazo abierto (diagramas de Bode).	50
Figura 31. Respuesta en frecuencia del PFC simple (una rama) controlado (diagramas de Bode).	51
Figura 32. Esquema del convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante implementado en Simulink.	52
Figura 33. Circuito equivalente del tanque resonante LLC.	54
Figura 34. Curvas de ganancia del tanque resonante LLC para diversos valores de Q y $m = 7$.	56
Figura 35. Curva de ganancia del tanque resonante LLC para $Q = 0,4$ y $m = 7$.	56
Figura 36. Curva de ganancia del tanque resonante LLC para $Q=0,4$ y $m = 7$. Rango de operación de la frecuencia normalizada.	57
Figura 37. Esquema de control para el controlador del convertidor DC/DC con tanque resonante LLC.	61
Figura 38. Implementación en Simulink del controlador de frecuencia para el inversor de puente completo con tanque resonante.	62
Figura 39. Implementación en Simulink del bloque de habilitación para el controlador de tensión del inversor de puente completo con tanque resonante.	62
Figura 40. Moduladora para el control de la lógica de disparo de los <i>switches</i> del inversor de puente completo con tanque resonante LLC.	63
Figura 41. Generador de pulsos de frecuencia variable. Diseño modificado obtenido de la fuente [38].	63
Figura 42. "Soft-start", curva de variación de la referencia de corriente para el control del inversor de puente completo con tanque resonante.	64
Figura 43. Esquema en Simulink del modelo equivalente implementado para la batería	65
Figura 44. Curva de carga convencional para baterías de ion-litio adaptada.	66
Figura 45. Implementación del diseño del PFC elevador de una rama en Simulink.	67
Figura 46. Evolución de la tensión controlada en el PFC elevador de una rama.	68
Figura 47. Detalle de la tensión controlada del bus DC en el PFC elevador de una rama.	68
Figura 48. Evolución de las corrientes en el elevador (arriba) y de entrada-salida (abajo) en el convertidor AC/DC elevador de una rama.	69
Figura 49. Detalle de las corrientes en el elevador de una rama.	69
Figura 50. Detalle del rizado de alta frecuencia en la corriente del elevador de una rama.	70
Figura 51. Evolución del factor de potencia en el convertidor AC/DC elevador de una rama.	70
Figura 52. Detalle de la evolución del factor de potencia en el convertidor AC/DC elevador de una rama	70
Figura 53. Evolución de la potencia en el convertidor AC/DC elevador de una rama.	71
Figura 54. Detalle del análisis FFT de la corriente de entrada para el PFC elevador de una rama.	72
Figura 55. Respuesta del PFC de una rama no controlado.	72

Figura 56. Análisis FFT de la corriente de entrada para el PFC de una rama sin controlar	73
Figura 57. Evolución de las corrientes en el PFC elevador intercalado de dos ramas	73
Figura 58. Detalle de la evolución de las corrientes en el PFC elevador de dos ramas	74
Figura 59. Evolución de las corrientes en el convertidor elevador intercalado (mejorado).	74
Figura 60. Detalle de la evolución de las corrientes en el convertidor elevador intercalado (mejorado).	75
Figura 61. Evolución de la tensión controlada en el PFC intercalado de dos ramas.	75
Figura 62. Evolución de la corriente y tensión de red (arriba) y del bus DC (abajo) normalizadas en el convertidor elevador intercalado de dos ramas.	76
Figura 63. Detalle de la evolución de la corriente y tensión de red (arriba) y del bus DC (abajo) normalizadas en el convertidor elevador intercalado de dos ramas. Factor de potencia.	76
Figura 64. Evolución de la potencia en el convertidor AC/DC elevador de dos ramas.	77
Figura 65. Análisis FFT de la corriente de entrada en el PFC elevador intercalado de dos ramas	77
Figura 66. Implementación del diseño inversor de puente completo con tanque resonante LLC en Simulink	78
Figura 67. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{dc} = 400\text{ V}$, $V_{out} = 330\text{ V}$, $I_{ref} = 11\text{ A}$.	79
Figura 68. Magnitudes del tanque resonante para $V_{dc} = 400\text{ V}$, $V_{out} = 330\text{ V}$, $I_{ref} = 11\text{ A}$.	79
Figura 69. Curvas de operación ZVS para $V_{dc} = 400\text{ V}$, $V_{out} = 330\text{ V}$, $I_{ref} = 11\text{ A}$.	79
Figura 70. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{dc} = 340\text{ V}$, $V_{out} = 430\text{ V}$, $I_{ref} = 8,5\text{ A}$.	80
Figura 71. Magnitudes del tanque resonante para $V_{dc} = 340\text{ V}$, $V_{out} = 430\text{ V}$, $I_{ref} = 8,5\text{ A}$.	80
Figura 72. Curvas de operación ZVS para $V_{dc} = 340\text{ V}$, $V_{out} = 430\text{ V}$, $I_{ref} = 8,5\text{ A}$.	81
Figura 73. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{out} = 400\text{ V}$, $f = 100\text{ kHz}$.	81
Figura 74. Magnitudes del tanque resonante para $V_{out} = 400\text{ V}$, $f = 100\text{ kHz}$.	82
Figura 75. Curvas de operación ZVS para $V_{out} = 400\text{ V}$, $f = 100\text{ kHz}$.	82
Figura 76. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{out} = 200\text{ V}$, $V_{dc} = 400\text{ V}$, $I_{ref} = 0,5\text{ A}$.	83
Figura 77. Corriente y tensión controladas del tanque resonante para $V_{dc} = 200\text{ V}$, $V_{out} = 400$, $I_{ref} = 13\text{ A}$.	83
Figura 78. Magnitudes del tanque resonante para $V_{dc} = 200\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, $I_{ref} = 13\text{ A}$.	84
Figura 79. Curvas de operación ZVS para $V_{dc} = 200\text{ V}$, $V_{out} = 400\text{ V}$, $I_{ref} = 13\text{ A}$.	84
Figura 80. Corriente y tensión controladas del tanque resonante – Acción del “soft-start”.	85
Figura 81. Corriente y tensión controladas del tanque resonante – Sin acción del “soft-start”.	85
Figura 82. Eficiencia del convertidor DC/DC con tanque resonante LLC frente a la corriente de carga para diversos valores de la tensión de salida.	87
Figura 83. Frecuencia de conmutación del inversor de puente completo frente a la corriente de carga para diversos valores de tensión de salida.	87
Figura 84. Curva de carga CC-CV en el convertidor DC/DC de puente completo con tanque resonante.	88
Figura 85. Evolución de la potencia del convertidor DC/DC con tanque resonante durante la carga.	88
Figura 86. Evolución de la eficiencia durante la carga.	89
Figura 87. Evolución de la frecuencia normalizada durante la carga	89

Figura 88. ZVS durante la etapa de estabilización (330-335 V, 9 A)	90
Figura 89. ZVS durante la etapa de carga rápida (335-399 V, 9 A)	90
Figura 90. ZVS durante la etapa de absorción (400-430 V, 9-0.5 A)	90
Figura 91. ZVS durante la etapa de flotación (430 V, 0.5 A)	91
Figura 92. Magnitudes del tanque resonante durante la etapa de estabilización.	91
Figura 93. Magnitudes del tanque resonante durante la etapa de carga rápida.	91
Figura 94. Magnitudes del tanque durante la etapa de absorción.	92
Figura 95. Magnitudes del tanque resonante durante la etapa de flotación.	92
Figura 96. Curva de carga modificada para el análisis de la operación del cargador a bordo.	93
Figura 97. Evolución del factor de potencia durante la operación de carga.	93
Figura 98. Evolución de las corrientes del convertidor AC/DC durante la operación de carga.	94
Figura 99. Evolución de las magnitudes de carga frente a las magnitudes del bus DC durante la operación del cargador a bordo.	94

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Especificaciones de diseño preliminares del Chevrolet Volt de segunda generación	32
Tabla 2. Especificaciones de diseño del corrector de factor de potencia elevador	45
Tabla 3. Diseño de los componentes del convertidor elevador de una rama.	48
Tabla 4. Especificaciones de diseño del tanque resonante LLC de puente completo	52
Tabla 5. Diseño de los componentes del inversor de puente completo con tanque resonante LLC	60
Tabla 6. Datos de operación y eficiencia del convertidor DC/DC con tanque resonante LLC para un rango de tensiones de salida entre 200 V y 430 V y una corriente de carga de 0.5 A hasta 13 A.	85

ABREVIATURAS

AC	Corriente alterna (Alternating current)
BMS	Sistema de gestión de baterías (Battery Management System)
CC	Corriente constante (Constant Current)
CCM	Modo de conducción continua (Continuous Conduction Mode)
CCS	Sistema de carga combinada (Combined Charging System)
CrCM	Modo de conducción crítica (Critical Conduction Mode)
CV	Tensión constante (Constant Voltage)
DC	Corriente continua (Direct current)
DCM	Modo de conducción discontinua (Discontinuous Conduction Mode)
EAFO	Observatorio Europeo de Combustibles Alternativos (European Alternative Fuels Observatory)
EMC	Compatibilidad electromagnética (Electromagnetic compatibility)
EMI	Interferencia electromagnética (Electromagnetic interference)
EN	Norma Europea (European Norm)
EVSE	Equipos de alimentación de vehículos eléctricos (Electric vehicle supply equipment)
FRM	Modulación por respuesta en frecuencia (Frequency Response Masking)
G2V	De la red al vehículo (Grid to vehicle)
HIL	Hardware en bucle (Hardware-in-the Loop)
IEC	La Comisión Electrotécnica Internacional (the International Electrotechnical Commission)
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
ISO	International Organization for Standardization
LiFePO4	Fosfato de litio y hierro
LTO	Titanato de litio (Lithium titanate)
OBC	Cargador a bordo (On-Board Charger)
PFC	Corrector de factor de potencia (Power factor corrector)
PHEV	Vehículos eléctricos híbridos enchufables (Plug-in hybrid electric vehicles)
PRC	Convertidor resonante paralelo (Parallel Resonant Converter)
PWM	Modulación de ancho de pulso (Pulse Width Modulation)
SoC	Estado de la carga (State of charge)
SRC	Convertidor resonante serie (Series Resonant Converter)
UNE	Una Norma Española
V2G	Del vehículo a la red (Vehicle to grid)
VE	Vehículo eléctrico
ZCS	Conmutación por cero de corriente (Zero current switching)
ZVS	Conmutación por cero de tensión (Zero voltage switching)

NOTACIÓN

A	Sección transversal del transformador
B	Máxima densidad de flujo del transformador
C_{dc}	Condensador del filtro paso bajo del bus DC
C_{FET}	Condensador parásito del MOSFET en el inversor del convertidor DC/DC
C_r	Condensador resonante
$D_{LLC,ef}$	Ciclo de trabajo efectivo del tanque resonante LLC
D_{PFC}	Ciclo de trabajo de la portadora del elevador PFC
f_c	Frecuencia del controlador
f_r	Frecuencia de resonancia
f_{sw1}	Frecuencia de conmutación por rama en el elevador PFC
f_{sw2}	Frecuencia de conmutación en el tanque resonante LLC
I_{dc}	Corriente del bus DC
I_L	Corriente por rama del elevador PFC
I_{out}	Corriente de salida
I_{red}	Corriente de red
L_0	Bobina de alisado
L_{lkp}	Inductancia de pérdidas en primario
L_{lks}	Inductancia de pérdidas en secundario
L_m	Inductancia de magnetización
L_p	Inductancia equivalente en primario
L_{PFC}	Inductancia por rama del elevador PFC
L_r	Inductancia resonante
M	Ganancia del convertidor DC/DC
M_{LLC}	Ganancia de operación del tanque resonante LLC, valor de diseño
M_{sw}	Ganancia del inversor del convertidor DC/DC
M_V	Ganancia virtual del tanque resonante LLC
n	Relación de transformación
N_p	Número de vueltas del devanado primario
N_s	Número de vueltas del devanado secundario
P_{dc}	Potencia del bus DC
P_{in}	Potencia de entrada
P_{out}	Potencia de salida
R_{ac}	Resistencia equivalente reflejada en primario
R_{in}	Resistencia interna de la batería
R_o	Resistencia o carga a la salida, vista desde el secundario
t_{ret}	Tiempo de retención del filtro del bus DC

t_{trans}	Duración del transitorio en la conexión con la batería. Inicio de la carga.
V_{BAT}	Tensión de la batería
V_{dc}	Tensión del bus DC
V_{F}	Caída de tensión en el diodo
V_{OCV}	Tensión de circuito abierto de la batería (fuente simulada)
V_{out}	Tensión de salida
V_{pp}	Tensión de pico a pico en voltios
V_{red}	Tensión de red
$X_{\text{máx}}$	Valor máximo
$X_{\text{mín}}$	Valor mínimo
X_{pico}	Valor de pico
X_{rms}	Valor RMS
ϵ_{LLC}	Eficiencia del convertidor DC/DC de tanque resonante LLC
ϵ_{PFC}	Eficiencia del convertidor AC/DC con PFC

REFERENCIAS

- [1] Chacopino García, J. (2020). Algoritmos flexibles de seguimiento de potencia para sistemas fotovoltaicos Trabajo de fin de grado, Universidad de Sevilla. <https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/93037/fichero/TFG-3037+CHACOPINO+GARC%C3%8DA%2C+JER%C3%93NIMO.pdf>
- [2] Pérez Martín, E. (2021). Puesta en marcha de una plataforma de simulación en tiempo real para el estudio de la operación de convertidores de potencia mediante técnicas Hardware-in-the-loop [Trabajo de fin de grado, Universidad de Sevilla]. <https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/93459/fichero/TFG-3459+P%C3%89REZ+MART%C3%8DN%2C+EMILIA.pdf>
- [3] La Historia: Porsche, El Pionero de la Electricidad (2023) Porsche Newsroom. Disponible en: https://newsroom.porsche.com/es_ES/historia/2019/es-history-pionero-motor-electrico-18684.html
- [4] Vâscan, I. and Szabó, L. (2022). A Brief History of Electric Vehicles. Journal of Computer Science and Control Systems. Recuperado de: https://www.researchgate.net/publication/363520342_A_Brief_History_of_Electric_Vehicles
- [5] European Commission. (2023) European Alternative Fuels Observatory - European Union (EU27) - Road. Disponible en: <https://alternative-fuels-observatory.ec.europa.eu/transport-mode/road/european-union-eu27>
- [6] Rivera, S., Kuoro, Vázquez, S., Goetz, S. M., Lizana, R., Romero-Cadaval, E. (2021). “Electric Vehicle Charging Infrastructure : From Grid to Battery”, en IEEE Industrial Electronics Magazine ol. 15, no. 2, pp. 37-51. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9343759>
- [7] Schnitzler, J. y Lutter, T. (2020). “Efficient Automotive On-Board Chargers for the Volume Ramp-up of E-Mobility”. AmE 2020 - Automotive meets Electronics; 11th GMM-Symposium, Dortmund, Germany, pp. 1-6. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9094577>
- [8] Macioszek, E. (2019). “Electric Vehicles - Problems and Issues”, en Smart and Green Solutions for Transport Systems, 16th Scientific and Technical Conference “Transport Systems. Theory and Practice 2019. Selected Papers. Springer, pp. 169-183. Disponible en: <https://www.springer.com/series/11156>
- [9] Gong, X. y Rangaraju, J. (2020). Taking charge of electric vehicles – both in the vehicle and on the grid. Texas Instruments . Disponible en: https://www.ti.com/lit/wp/szzy007a/szzy007a.pdf?ts=1659245649691&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FTIDM-1000#:~:text=While%20the%20onboard%20charger%20has,interfaces%20directly%20with%20the%20BMS
- [10] UNE-EN IEC 61851-25:2021, Sistema conductivo de carga para vehículos eléctricos. Parte 25: Equipo de suministro de corriente continua para vehículos eléctricos donde la protección se basa en la separación eléctrica (Ratificada por la Asociación Española), 2021.

- [11] UNE-EN IEC 62196-6:2023, Clavijas, bases de toma de corriente, conectores de vehículo y entradas de vehículo. Carga conductiva de vehículos eléctricos. Parte 6: Requisitos de compatibilidad dimensional para acopladores de vehículo de espigas y alveolos en corriente continua para equipos de suministro de corriente continua para vehículos eléctricos donde la protección se basa en la separación eléctrica, 2023.
- [12] Sanguesa, J. A., Torres, V., Garrido, P., Martínez, F. J. (2018). "A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges". *Smart Cities*. 4, pp. 372-404. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/350093457_A_Review_on_Electric_Vehicles_Technologies_and_Challenges
- [13] Anónimo (2020). 650 V CoolMOS CFD7A for on-board chargers and DC-DC converters. High performance superjunction MOSFETs for HEV and EV. Infineon Technologies AG. Disponible en: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-MOSFET_CoolMOS_CFD7A_650V-ApplicationNotes-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462712ef9b70171820c6e011ac4
- [14] Brenna, M., Foadelli, F. y Leone, C. (2020). "Electric Vehicles Charging Technology Review and Optimal Size", en *Journal of Electrical Engineering & Technology*. 15. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/346054854_Electric_Vehicles_Charging_Technology_Review_and_Optimal_Size_Estimation
- [15] Melançon, S. (6 de mayo de 2022). Electric vehicle battery cells explained. Laserax. <https://www.laserax.com/blog/ev-battery-cell-types#:~:text=There%20are%20three%20basic%20types,prismatic%20cells%2C%20and%20pouch%20cells>
- [16] Battery University (25 de octubre de 2021). BU-409: Charging Lithium-ion. <https://batteryuniversity.com/article/bu-409-charging-lithium-ion>.
- [17] Sidei Ingenieros LTDA. Chile. Conceptos básicos de carga de baterías y algoritmos de carga. Santiago, Chile. Recuperado de: <https://studylib.es/doc/5622999/conceptos-basicos-de-carga-de-baterias-y-algoritmos-de-carga>
- [18] Vázquez Pérez, Sergio (2022). Power Conversion and Management of Energy Storage for Electric Vehicle Systems. [Manuscrito inédito]. Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad de Sevilla.
- [19] Cesiél, D. y Zhu, C. (2017). "A Closer Look at the On-Board Charger: The development of the second-generation module for the Chevrolet Volt", en *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 36-42. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7873390>
- [20] Turchi, J. Dhval, D., Wang, P. y Jenck, L. (2014). Power Factor Correction (PFC) Handbook: Choosing the Right Power Factor Controller Solution, SCILLC, pp. 9-20;83-91. Disponible en: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [21] Abdel-Rahman, S., Stückler, F. y Siu, K. (2016). PFC Boost converter design guide. Infineon. Disponible en: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_PFCCMBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05&redirId=133271
- [22] Instituto de Tecnologías Educativas, «Glosario Técnico Multimedia,» Gobierno de España, Ministerio de Educación, [En línea]. Available: http://ares.cnice.mec.es/gtm/web/index_es_resultado_final.php?num=239870%7C&Buscar=Factor%20de%20Rizado%7C&volver=Factor%20de%20Rizado&cual=0>m=733ea069987e91dbc4d2eff6cc729bbd. [Último acceso: 16 julio 2023].

- [23] Johnson, B. (2018). Power Factor Correction design for On-Board Chargers in Electric Vehicles. Texas Instruments. Disponible en: https://www.ti.com/lit/an/slua896/slua896.pdf?ts=1659291937299&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [24] O'Loughlin, M. (s.f.). An Interleaved PFC Preregulator for High Power Converters. Texas Instruments. Disponible en: https://www.ti.com/lit/wp/slva746/slva746.pdf?ts=1659290999190&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [25] Hudson, T. y Pineda, C. (2022). Comparative Study of PFC Topologies: Interleaved Boost vs. Totem-Pole PFC Topologies. Monolithic Power Systems. Disponible en: <https://www.monolithicpower.com/comparative-study-of-pfc-topologies-interleaved-boost-vs-totem-pole-pfc-topologies>
- [26] Dighrasker, M. (2020). OBC Design Challenges with LLC Derived DC-DC Topologies. EE Power. Disponible en: <https://eepower.com/technical-articles/obc-design-challenges-with-llc-derived-dc-dc-topologies>
- [27] Anónimo (abril de 2021). Peak Current Mode Controlled PSFB Converter Reference Design Using C2000™ Real-time MCU. Guía de diseño, Texas Instruments. Disponible en: https://www.ti.com/lit/ug/tidueo1b/tidueo1b.pdf?ts=1689715907130&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Ftool%252FTIDM-02000
- [28] Deshmukh, S., Iqbal, A., Islam, S., Khan, I., Marzband, M., Rahman, S. y Al-Wahedi, A. M.A.B. (2021) "Review on classification of resonant converters for electric vehicle application", en Energy Reports, vol. 8, pp. 1091-1113. Disponible en: https://www.researchgate.net/publication/357446406_Review_on_classification_of_resonant_converters_for_electric_vehicle_application/citation/download
- [29] Hudson, T. (2021). Understanding LLC Operation (Part I): Power Switches and Resonant Tank. Monolithic Power Systems. Disponible en: <https://www.monolithicpower.com/understanding-llc-operation-part-i-power-switches-and-resonant-tank>
- [30] Urbaneck, D., Rehlaender, P., Böcker, J. y Schafmeister, F. (2021). "LLC Converter in Capacitive Operation Utilizing ZCS for IGBTs – Theory, Concept and Verification of a 2 kW DC-DC Converter for EVs", 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Phoenix, AZ, USA, 2021, pp. 2753-2760. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9487109>
- [31] Choi, H. S. (s.f.). Application Note AN-4151 Half-bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-series Fairchild Power Switch (FPS). Fairchild Semiconductor. Disponible en: <http://www.resonant-converters.eu/fairchild-an.pdf>
- [32] Canal Sam Ben-Yaakov (12 de marzo de 2022). What is Q in LLC converters? An appendix to: The confusing definition of Q in LLC converters. [Archivo de vídeo]. Youtube. <https://www.youtube.com/watch?v=dycOE6h3U9I>.
- [33] Abdel-Rahman, S. (2012). Resonant LLC Converter: Operation and Design. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp. Disponible en: https://www.infineon.com/dgdl/Application_Note_Resonant+LLC+Converter+Operation+and+Design_Infineon.pdf?fileId=db3a30433a047ba0013a4a60e3be64a1

- [34] Power Factor Correction for CCM Boost Converter (2022) Mathworks Help Center. <https://es.mathworks.com/help/sps/ug/power-factor-correction-for-ccm-boost-converter.html>
- [35] Frgal, P. (2016). Average Current Control Mode Interleaved PFC Control. Theory of operation and the Control Loops design. Freescale Semiconductor, Inc. Disponible en: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN5257.pdf>
- [36] Zhaksvlvk, A. (2019). Implementation of a phase shifted full bridge DC-DC ZVS converter with peak current mode control. Trabajo de fin de grado, Universidad de Oviedo. https://digibuo.uniovi.es/dspace/bitstream/handle/10651/52653/TFM_AsselZhaksylyk.pdf;jsessionid=D0F15E4A0DEEEAC4CAD2EFE85C8507FA?sequence=6
- [37] Urtasun, A., Berrueta, A. Sanchis, P. y Marroyo, L. (2017). "Parameter-Independent Control for Battery Chargers Based on Virtual Impedance Emulation", en IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8848-8858. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8120127>
- [38] Kim, H., Park, J., Lee, J. y Choi, S. (s.f.). "A Simple Modulation Strategy for Full ZVS of Single-Stage Electrolytic Capacitor-Less EV Charger With Universal Input," en IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 10, pp. 12030-12040. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9750857>
- [39] Resonant LLC Converter (2022) MathWorks Help Center. <https://es.mathworks.com/help/sps/ug/resonant-llc-converter.html>