

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de
Telecomunicación

Modelado y simulación de un sistema de
transferencia de potencia inalámbrica para carga
dinámica de vehículos eléctricos

Autor: Hafsa Akkaoui

Tutor: Juan Manuel Carrasco Solís

Eduardo Ramón Galván Díez

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

Sevilla, 2023



Trabajo Fin de Grado
Ingeniería de Telecomunicación

Modelado y simulación de un sistema de transferencia de potencia inalámbrica para carga dinámica de vehículos eléctricos

Autor:

Hafsa Akkaoui

Tutores:

Juan Manuel Carrasco Solís

Eduardo Ramón Galván Díez

Catedráticos de Universidad

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

Trabajo Fin de Grado: Modelado y simulación de un sistema de transferencia de potencia inalámbrica para carga dinámica de vehículos eléctricos

Autor: Hafsa Akkaoui

Tutores: Juan Manuel Carrasco Solís

Eduardo Ramón Galván Díez

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 mis padres
A mis tutores

Agradecimientos

A mi padre, que allá donde esté, siempre lo echo de menos y es mi fuerza para luchar en esta vida. Gracias por lo que me enseñaste.

A mi madre por estar siempre ahí apoyándome y por creer en mí, a mi hermana Saadia que es mi segunda madre, por ayudarme en los comienzos de esta carrera y en mi vida personal, a la cual le debo mucho, siempre estaré agradecida a ella y le pido perdón por cualquier cosa que haya sucedido de mí, por muy pequeña que sea, siempre será mi ejemplo a seguir en la lucha.

A mi hermano mayor Lima que me ha ayudado en mi recta final, cuando todo se tornaba negro

A mis tutores a los que les debo mucho. Gracias a ellos me inicié en esta aventura donde me asomo a la investigación, con la que he aprendido mucho y en la que me gustaría continuar. A ellos también debo darles las gracias por el buen trato y disposición en las reuniones mantenidas en el transcurso de este trabajo.

Hafsa Akkaoui

Sevilla, 2023

Este trabajo ha consistido en analizar el funcionamiento de un Sistema Inalámbrico de Transferencia Dinámica de Potencia (WDPT) destinado a la carga de vehículos eléctricos en movimiento. Fundamentalmente, se ha analizado una aproximación a esta tecnología publicado con fecha de 12 de julio de 2016 en el artículo científico titulado “Analysis, Design, and Demonstration of a 25-kW Dynamic Wireless Charging System for Roadway Electric Vehicles” de la revista “IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics”. Posteriormente se ha modelado en Simulink® dicho sistema y se ha simulado en diferentes condiciones de funcionamiento, comprobando que se obtengan resultados similares a los publicados en el artículo.

De esta manera, se dispone de una plataforma de simulación para poder entender en profundidad el funcionamiento del sistema y estudiar la influencia de los parámetros sobre dicho sistema de carga inalámbrica en movimiento. A partir de este punto, se podría implementar físicamente el sistema para poder investigar sobre un tema de mucha importancia en un futuro próximo.

Abstract

This work has consisted of analyzing the operation of a Wireless Dynamic Power Transfer System (WDPT) for charging electric vehicles in motion. Fundamentally, an approach to this technology has been analyzed, published on July 12, 2016 in the scientific article entitled "Analysis, Design, and Demonstration of a 25-kW Dynamic Wireless Charging System for Roadway Electric Vehicles" from the magazine " IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics". Subsequently, said system has been modeled in Simulink® and has been simulated under different operating conditions, verifying that results like to those published in the article will be obtained.

In this way, a simulation platform is available to be able to understand in depth the operation, simulate the behavior of the system and study the influence of the parameters. From this point on, essentially the system can be implemented allowing research on a very important topic in the near future.

Índice

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
Índice	xiv
Índice de Tablas	xvi
Índice de Figuras	xviii
Acrónimos	xxi
1 Introducción y objetivos	1
2 Importancia de los Vehículos Eléctricos	3
2.1 <i>Tipos de vehículos eléctricos</i>	4
2.2 <i>Tipos de baterías en vehículos eléctricos</i>	5
2.3 <i>Futuro del vehículo eléctrico</i>	7
3 Sistema de transmisión de potencia inalámbrica	9
3.1 <i>Arquitectura de los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica</i>	9
4 Sistema inalámbrico de carga dinámica	13
4.1 <i>Introducción</i>	13
4.2 <i>Planteamiento del problema</i>	15
4.2.1 <i>Desalineamiento</i>	15
4.2.2 <i>Potencia de primario</i>	18
4.2.3 <i>Transmisión de potencia sin carga y a plena carga</i>	18
4.3 <i>Modelado del primario del sistema DWPT</i>	18
4.3.1 <i>Descripción del Sistema</i>	19
4.3.2 <i>Modelado del Sistema por espacio de estados</i>	20
4.3.3 <i>Verificación del modelo</i>	24

4.4	<i>Diseño del Control</i>	25
4.4.1	Control de corriente	25
4.4.2	Control de potencia	27
4.4.3	Operación del EVDS	28
5	Sistema inalámbrico de carga dinámica	29
5.1	<i>Modelado del circuito de potencia</i>	29
5.2	<i>Modelado del doble lazo de control</i>	30
6	Simulaciones	34
6.1	<i>Sistema con carga constante y potencia límite sin superar. Caso 1.</i>	34
6.2	<i>Sistema con carga constante y potencia límite sin superar. Caso 2.</i>	35
6.3	<i>Sistema con carga constante y potencia límite superada. Caso 3.</i>	36
6.4	<i>Sistema con carga variable y potencia límite sin superar. Caso 4.</i>	37
6.5	<i>Sistema con carga variable y potencia límite superada. Caso 5.</i>	39
7	Conclusiones	43
	Referencias	45
8	ANEXOS	47
8.1	<i>Anexo A</i>	48
8.2	<i>Anexo B</i>	49
8.3	<i>Anexo C</i>	49
8.4	<i>Anexo D</i>	50
8.5	<i>Anexo E</i>	50
8.6	<i>Anexo F</i>	50
8.7	<i>Anexo G</i>	51
8.8	<i>Anexo H</i>	52
8.9	<i>Anexo I</i>	52
8.10	<i>Anexo J</i>	53

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Estudio comparativo de parámetros de baterías.	6
Tabla 2. Parámetros del sistema.	26

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Clasificación de vehículos eléctricos híbridos.	5
Figura 2. Tecnologías de las baterías eléctricas.	6
Figura 3. Sistema de transmisión de potencia inalámbrica con circuitos de compensación.	9
Figura 4. Topologías básicas de los circuitos de compensación.	11
Figura 5. Topología LCC de doble lado.	11
Figura 6. Esquema general del sistema DWPT.	14
Figura 7. Representación de desalineamientos longitudinales y transversales.	16
Figura 8. Inductancia mutua frente a LNM.	16
Figura 9. Potencia transmitida frente a LNM.	16
Figura 10. Energía transferida frente a LTM.	17
Figura 11. Subida de intensidad frente a LTM.	17
Figura 12. Energía frente a LTM con control y sin control de corriente.	17
Figura 13. Circuito eléctrico del sistema DWPT.	19
Figura 14. Circuito del lado primario del sistema DWPT.	19
Figura 15. Diagrama de bloques del controlador de doble lazo.	20
Figura 16. Modelo del circuito tanque resonante LCC del primario sin carga.	21
Figura 17. Modelo del circuito tanque resonante LCC del primario con carga.	21
Figura 18. Armónico fundamental de la tensión del inversor para dos valores de θ .	22
Figura 19. Bode del sistema a lazo abierto cargado y sin carga.	22
Figura 20. Modelo del primario con fuente de continua, dependientes y reflejo de secundario.	23
Figura 21. Aplicación del Teorema de reciprocidad.	24
Figura 22. Variación del primer armónico por cambio de desplazamiento de fase.	24
Figura 23. Diagrama de bloques del control de corriente y arranque.	25
Figura 24. Bode de ganancia del lazo de corriente compensada y sin compensar.	26
Figura 25. Diagrama de bloques del control de potencia.	27
Figura 26. Bode de ganancia del lazo de potencia compensada y sin compensar.	28
Figura 27. Relación entre voltaje de salida del EVDS y grado de LTM.	28
Figura 28. Modelado del circuito de potencia en Simulink.	29
Figura 29. Resistencia de carga variable.	30
Figura 30. Sistema de generación de disparos para los IGBTs.	31
Figura 31. Modelado del sistema EVDS y lazo de control de potencia.	31
Figura 32. Modelado en Simulink del control de potencia.	32

Figura 33. Diagrama de Bode de la función de transferencia G_{cl} .	33
Figura 34. Algoritmo para obtener valores instantáneos de corriente.	33
Figura 35. Intensidad de carga y de referencia. Caso 1.	35
Figura 36. Valores de potencia de la simulación del caso 1.	35
Figura 37. Intensidad de carga y de referencia con LTM 0.2. Caso 2.	36
Figura 38. Valores de potencia de la simulación del caso 2 con LTM 0.2.	36
Figura 39. Intensidad de carga y de referencia. Caso 2.	36
Figura 40. Valores de potencia de la simulación del caso 2.	37
Figura 41. Intensidad de carga y de referencia. Caso 3.	38
Figura 42. Valores de potencia de la simulación del caso 3.	38
Figura 43. Potencia reactiva de los elementos del sistema DWPT.	38
Figura 44. Potencia activa de los elementos del sistema DWPT.	39
Figura 45. Potencia de la fuente DC con límite de 20 kW.	39
Figura 46. Potencia de la fuente DC resultado del artículo.	40
Figura 47. Corriente de la bobina de primario con potencia límite de 20kW.	40
Figura 48. Corriente en la bobina de primario presentada en el artículo.	40
Figura 49. Desplazamiento de fase presentado en el artículo.	41
Figura 50. Desplazamiento de fase con potencia límite de 20kW.	41
Figura 51. Potencia de la fuente DC con límite de 25 kW.	41
Figura 52. Potencia de la fuente DC con límite de 27 kW.	42

Acrónimos

Acrónimo	Significado
BMS	Battery Management System
DLC	Dual Loop Control
DWPT	Dynamic Wireless Power Transfer
EVDS	Electrical Vehicle Detection System
GSSA	Generalized State-Space Averaging
LNМ	LoNgitudinal Misalignment
LТМ	LaTeral Misalignment
MCI	Motor de Combustion Interna
PP	Parallel- Parallel
PI	Proporcional integrador
PS	Parallel-Serie
SP	Serie-Parallel
SS	Serie-Serie
SSM	Small Signal Model
ZPA	Zero Phase Angle
ZBE	Zona de Bajas Emisiones

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

El vehículo eléctrico es un tema de actualidad con una gran interés, tanto para la reducción de las emisiones de los gases de efecto invernadero por parte de los vehículos con motores de combustión interna, como para el desarrollo económico y posicionamiento a nivel mundial de un sector tan importante como es el de la automoción que en España representa el 10% del PIB y el 18% de las exportaciones.

El desarrollo y la evolución del vehículo eléctrico conlleva aparejado el desarrollo de otras tecnologías como son las baterías, las diferentes arquitecturas de los vehículos eléctricos y los métodos de carga y su influencia en la autonomía.

En este trabajo fin de grado se presenta en una primera parte, el estado del arte de los diferentes tipos de vehículos eléctricos, así como las diferentes tecnologías de baterías que existen. En una segunda parte se presentan diferentes tecnologías de transmisión de potencia inalámbrica y en concreto, esta parte se centra en un sistema de transmisión de potencia inalámbrica para la carga dinámica de vehículos eléctricos basada en la topología LCC.

El objetivo principal de este trabajo fin de grado está basado en la realización de un análisis en profundidad del artículo científico titulado “*Analysis, Design, and Demonstration of a 25-kW Dynamic Wireless Charging System for Roadway Electric Vehicles*” [1], publicado en la revista *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, indexada en el índice JCR (*Journal Citation Repots*).

En este trabajo se ha estudiado en detalle el artículo anteriormente mencionado, se ha explicado el sistema de transmisión de potencia inalámbrica dinámica DWPT siguiendo la estructura de dicho artículo para posteriormente modelar el sistema, tanto la parte de electrónica de potencia como el control de doble lazo (*DLC, Dual Loop Control*). Una vez se ha modelado la totalidad del sistema, se presentan resultados de simulación en condiciones de carga constante con superación y sin superar la potencia límite, y carga variable, también en las condiciones de superación y sin superar el límite de potencia.

2 IMPORTANCIA DE LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Actualmente existen una gran variedad de vehículos eléctricos tanto en el mercado como en desarrollo y hay varias razones [2] por las cuales las compañías de automoción optaron por este tipo de vehículos y son:

1. Reducir y eliminar los efectos de las emisiones de gases de efecto invernadero, principalmente CO₂, y conseguir, por tanto, un futuro cien por cien sostenible.
2. Conseguir que las personas puedan vivir en entornos más saludables, más respirables y con un elevado compromiso medioambiental debido a que no generan ninguna emisión de gases contaminantes.
3. Menor coste de carga de un vehículo eléctrico comparado con el coste del repostaje de un vehículo con motor de combustión interna (MCI).
4. Menos averías mecánicas debido a que los vehículos eléctricos no tienen MCI ni cambio de marchas con embrague. Por tal motivo, tienen una tasa de avería cercana al 0%, ya que cuentan con pocos elementos en movimiento expuestos al desgaste.
5. Menor coste de mantenimiento si se compara con los vehículos con MCI, ya que no necesitan cambios de aceite, filtros, lubricantes. Necesitan solo revisiones periódicas, comprobar los neumáticos, cambios de los filtros de polvo y de polen por motivos de higiene y una revisión de los parámetros de la batería.
6. Frenada regenerativa: el coche devuelve energía al sistema gracias a que el motor de los vehículos eléctricos funciona como un generador durante el frenado de este, porque se aprovecha la energía cinética de las frenadas para recargar sus baterías.
7. Mayor eficiencia del motor eléctrico frente al MCI.
8. Comodidad: son muy silenciosos en su desplazamiento.
9. Son bonificados por una fiscalidad menor respecto a los de combustión.
10. Bonificación en las tarifas de aparcamiento, acceso a las zonas de bajas emisiones (ZBE) del centro de las ciudades y el uso de cargadores en lugares públicos.

11. Reciben diversas ayudas y subvenciones.

2.1 Tipos de vehículos eléctricos

Existen 6 tipos de los vehículos eléctricos [3] y [4]:

1. **EV (Electrical Vehicle):** vehículo eléctrico, son modelos propulsados solamente por motores eléctricos de los cuales surgen dos tipos, BEV cuando extraen la energía de una batería y son enchufables y los FCEV cuando se alimentan de una pila de combustible.
 - a. **BEV (Battery Electric Vehicle):** vehículo eléctrico de batería, tienen uno o varios motores eléctricos que obtienen la energía que necesitan para funcionar de baterías que se recargan con el frenado regenerativo y enchufando el vehículo.
 - b. **FCEV (Fuel Cell electric Vehicle):** son vehículos eléctricos que se alimentan de una pila de hidrógeno y por eso también son denominados vehículos de hidrógeno. La energía eléctrica se forma por la liberación de electrones debido a la oxidación del hidrógeno y es por ello que el hidrógeno actúa como combustible. Estos vehículos tienen mayor autonomía y un tiempo de repostado muy corto frente a la carga de baterías, aunque son más caros y la red de puntos de carga es reducida.
2. **HEV (Hybrid Electric Vehicle):** vehículos híbridos convencionales, son no enchufables. Combina un motor de combustión interna, una batería y un pequeño motor eléctrico que apoya en los momentos en los cuales el motor de combustión interna tiene su peor rendimiento; en los arranques y aceleraciones fuertes. Puede circular en modo eléctrico pero pequeños trayectos y la batería se carga con la frenada regenerativa.
3. **PHEV (Plug in Hybrid Electric Vehicle):** vehículo eléctrico híbrido enchufable, combina al igual que el HEV un motor de combustión interna con motor o motores eléctricos junto a una batería de mayor capacidad que marca la diferencia con el HEV y aumenta la autonomía del modo eléctrico. La batería se recarga mediante enchufe. El vehículo tiene mayores prestaciones, por la combinación de los 2 tipos de motores, mayor autonomía y el ser enchufable.
4. **E-REV (Extended Range Electric Vehicle):** disponen de un motor de combustión interna que carga las baterías cuando tienen un nivel bajo de carga. El motor eléctrico se alimenta de las baterías y es el responsable de la tracción del vehículo.
5. **MHEV (Mild-Hybrid Electric Vehicle):** disponen de un pequeño sistema híbrido de 48 voltios que aporta una pequeña potencia extra y alimenta algunos sistemas auxiliares. Se conocen como micro-híbrido, híbrido suave o semi-híbrido.

Pero dentro de los vehículos híbridos, hay diferentes clasificaciones [4], donde los elementos como la batería, motor eléctrico, motor de combustión interna y otros, están dispuestos en diferentes configuraciones (Figura 1). Esto ofrece diferentes características técnicas y también influyen en los costes de producción. A continuación, se detallan los diferentes tipos.

a) Híbrido Serie:

El vehículo debe su tracción a un motor eléctrico, tomando la energía eléctrica del bus de continua. El MCI mueve un generador para actuar sobre la electrónica de potencia pudiendo alimentar la batería y el motor eléctrico.

b) Híbrido Paralelo:

En los vehículos híbridos paralelos, la tracción puede hacerse desde el MCI y/o el motor eléctrico. El motor eléctrico es usado para cargar las baterías por medio del frenado regenerativo. El eje del motor es movido por la energía cinética del vehículo, actuando como generador, produciendo electricidad y almacenándola en la batería. El flujo de potencia es reversible.

c) Híbrido Serie-Paralelo:

Ofrece un equilibrio entre el coste y el rendimiento. La tracción puede ser por el motor de combustión interna y/o motor eléctrico. La frenada regenerativa pasa a través del acoplamiento mecánico y un generador, no por el motor eléctrico. El generador conecta con la electrónica de potencia para recargar la batería.

d) Híbrido Complejo:

Incorpora las características tanto del híbrido serie y del paralelo y son casi parecidos salvo por el flujo de potencia del motor, que es bidireccional en los híbridos complejos y unidireccional en los serie-paralelo.

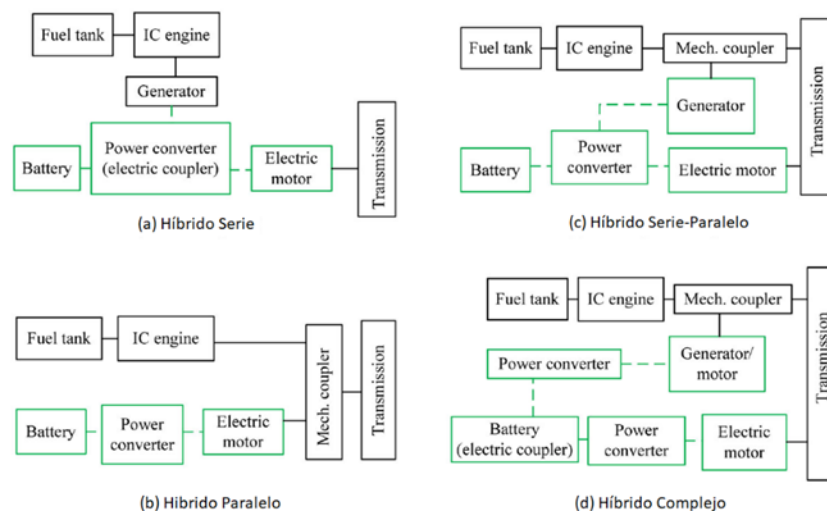


Figura 1. Clasificación de vehículos eléctricos híbridos.

2.2 Tipos de baterías en vehículos eléctricos

El problema de la energía eléctrica, generar en cada instante la cantidad de energía que se demanda se ha intentado resolver por medio del almacenamiento. Hace unas pocas décadas, y con la aparición de los diferentes vehículos eléctricos, el almacenamiento ha tomado mayor importancia porque sustituye a los combustibles e impone nuevos retos como los requisitos de potencia, capacidad de almacenamiento, rendimiento, costes y ciclos de vida.

Las baterías eléctricas tienen un mismo principio de funcionamiento, se produce una reacción química tipo redox entre un electrolito y los electrodos. Los diferentes tipos de tecnologías de baterías difieren en los electrolitos y electrodos empleados. En las baterías se emplean las reacciones tipo redox porque en ellas se produce una transferencia de electrones, generando una corriente continua al voltaje fijado por el potencial redox. Posteriormente se producen asociaciones para obtener las corrientes y voltajes

deseados.

Las aplicaciones y los requisitos del almacenamiento de la energía eléctrica son muchos y eso ha motivado la aparición de muchas tecnologías y familias dentro de ellas, que intentan ofrecer una respuesta a las diversas aplicaciones.

La Figura 2 muestra las tecnologías clasificadas por rango de potencias, energía y nivel de madurez de la tecnología, pero no madurez comercial [5].

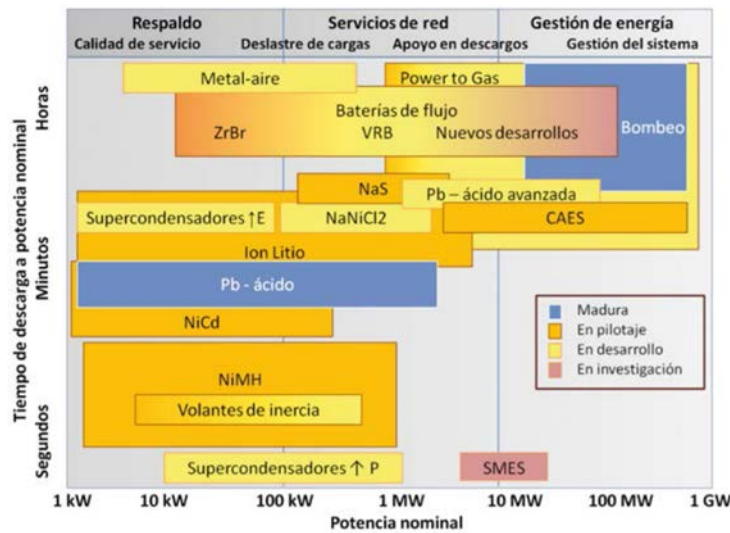


Figura 2. Tecnologías de las baterías eléctricas.

De todas las tecnologías que se muestran en la Figura 2, no todas son válidas para la aplicación del vehículo eléctrico, solo las baterías de plomo, Níquel-Cadmio, Níquel-Metal hidruro y la familia de las Ion litio han sido montadas en el EV por sus potencias y capacidad de almacenamiento. Muchos de los parámetros importantes de estas últimas se recogen en la Tabla 1 [6] y [7].

Tabla 1. Estudio comparativo de parámetros de baterías.

Parámetros	PbO ₂	NiCd	NiMH	Ion Litio		
				Co	Mg	PO ₄
Energía Específica (Wh/kg)	35-55	40-85	55-125	155-255	110-155	95-125
Tiempo de Carga (h)	6-10	1-2	2-3	2-4	1-2	1-2
Resistencia interna	Muy bajo	Muy bajo	Baja	Moderado	Bajo	Muy bajo
Ciclos de vida	200-300	1000	300-500	500-1000	500-1000	1000-2000
Autodescarga/mes (%)	5	20	30	<5		
Voltaje Celda batería (V)	2.1	1.30	1.30	3.5	3.6	3.1-3.4

Voltaje de corte de carga (V/celda)	2.40	1.5	1.5	4.2	4.2	3.6
Voltaje de corte de descarga (V/celda)	1.75	1	1	2.50-3	2.50-3	2.50
Temperatura de carga (°C)	-20 a 50	0-45	0-45	0-45		
Temperatura de descarga (°C)	-20 a 50	-20 a 65	-20 a 65	-20 a 65		
Mantenimiento (meses)	4-5.5	2-4.5	2.5 -3.5	Libre		
Seguridad				BMS		
Coste	Bajo	Moderado	--	Alto		
Toxicidad	Muy alta	Muy alta	Baja	Baja		

Los vehículos eléctricos emplean motores de corriente alterna trifásica y las baterías son elementos de corriente continua, por lo que hay que disponer de un inversor y un sistema gestor de carga-descarga BMS (*Battery Management System*) que permite controlar la carga, la descarga y la corriente para evitar daños en la batería. Además, la operación del BMS es muy importante para garantizar la vida de batería, ya que el electrolito en cada ciclo de carga-descarga pierde capacidad de regenerarse y por tanto de reversibilidad.

2.3 Futuro del vehículo eléctrico

En el futuro, los vehículos eléctricos podrán presentar diversas mejoras y evoluciones en cuanto a su tecnología, diseño y rendimiento. A continuación, se presentan algunas posibles evoluciones tanto para los vehículos eléctricos y los vehículos eléctricos con carga dinámica en el futuro:

1. Mayor autonomía: Las baterías de los vehículos eléctricos podrían tener una mayor capacidad y, por lo tanto, una mayor autonomía para recorrer más kilómetros con una sola carga.
2. Mayor eficiencia energética: Los vehículos eléctricos podrían mejorar su eficiencia energética gracias a tecnologías de recaptura de energía.
3. Tecnologías de conducción autónoma: Los vehículos eléctricos podrían equiparse con tecnologías de conducción autónoma, que permitirían una conducción más segura y eficiente.
4. Integración con fuentes de energía renovable: Los vehículos eléctricos podrían integrarse con fuentes de energía renovable, como paneles solares, para cargar sus baterías con energía limpia y reducir su huella de carbono.
5. Mayor conectividad: Los vehículos eléctricos podrían presentar una mayor conectividad con otros dispositivos y servicios, como aplicaciones móviles que controlarían la carga y el estado de la batería de forma remota, o sistemas integrados de navegación que autorizarán rutas de

carga en función de la disponibilidad de estaciones de carga.

6. Tecnologías de carga inductiva mejoradas: La carga inductiva, que permite cargar un vehículo eléctrico sin la necesidad de cables, podría experimentar mejoras significativas en el futuro. Se espera que se desarrollen sistemas de carga inductiva más eficientes y potentes, lo que permitiría una carga más rápida y eficiente mientras el vehículo está en movimiento, por ejemplo, en carreteras electrificadas o en estacionamientos equipados con infraestructura de carga inductiva.
7. Implementación de carga inductiva en carreteras: Una posible evolución de los vehículos eléctricos con carga dinámica es la implementación de sistemas de carga inductiva en carreteras. Esto implica la instalación de bobinas de carga en la superficie de la carretera que permiten cargar de manera inalámbrica los vehículos eléctricos equipados con receptores correspondientes. Al circular sobre estas carreteras electrificadas, los vehículos podrían recibir energía de forma continua, lo que permitiría una mayor autonomía sin la necesidad de detenerse para cargar.
8. Carga bidireccional y almacenamiento de energía en el vehículo: La capacidad de realizar carga bidireccional para los vehículos eléctricos con carga dinámica. Esto significa que no solo el vehículo puede recibir energía de la infraestructura de carga, sino que también puede devolver energía a la red eléctrica cuando sea necesario. Además, se están desarrollando tecnologías que permiten utilizar la batería del vehículo eléctrico como un sistema de almacenamiento de energía, lo que brinda flexibilidad para aprovechar la energía almacenada en el vehículo en momentos de alta demanda o apoyar la red eléctrica en caso de apagones o emergencias.
9. Integración de carga solar: La integración de paneles solares en la carrocería de los vehículos eléctricos. Esto permitiría capturar la energía solar mientras el vehículo está en movimiento y utilizarla para cargar la batería, complementando la carga de la red eléctrica. Esta integración de carga solar podría aumentar la autonomía y la eficiencia energética de los vehículos eléctricos con carga dinámica.

En resumen, estos son solo algunas de las posibles evoluciones que podrían ocurrir en el ámbito de los vehículos eléctricos sin o con carga dinámica. La industria de la movilidad eléctrica está en constante desarrollo y es probable que surjan nuevas tecnologías y enfoques en el futuro.

3 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA INALÁMBRICA

La transferencia inalámbrica de energía es un mecanismo por el cual se transmite la energía eléctrica desde una fuente de alimentación a una carga sin la necesidad de un conductor eléctrico. Los primeros registros del uso de transmisión inalámbrica de energía eléctrica fueron cuando Nikola Tesla desarrolló el circuito de bobina que mediante variaciones en el flujo de campo magnético se logra la transmisión de energía sin la utilización de ningún medio físico.

3.1 Arquitectura de los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica

Existen varias arquitecturas de sistemas de transmisión de potencia inalámbrica que se han desarrollado a lo largo de los años. A continuación, se mencionan algunas de ellas.

Un sistema de transmisión de potencia inalámbrica (ver Figura 3) se basa en la transferencia de energía eléctrica a través de un enlace inalámbrico debido al acoplamiento magnético de dos bobinas. La arquitectura básica de este sistema consta de tres componentes principales: una fuente de energía, una bobina transmisora y una bobina receptora.

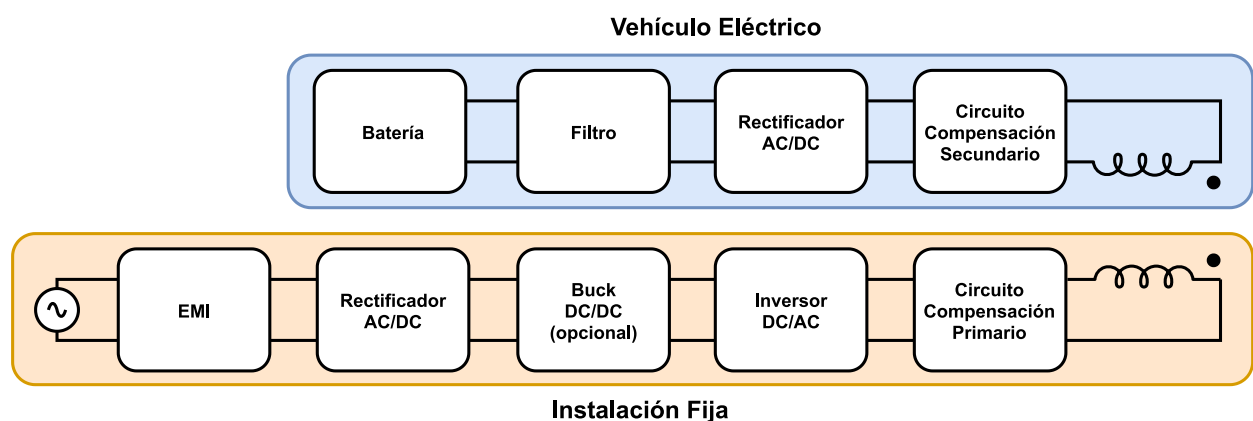


Figura 3. Sistema de transmisión de potencia inalámbrica con circuitos de compensación.

- Fuente de energía: Es el componente encargado de proporcionar la energía eléctrica que se transmitirá de forma inalámbrica. Puede ser una fuente de alimentación de CA (corriente alterna) o CC (corriente continua), dependiendo de la aplicación específica. La fuente de energía se conecta a la bobina transmisora para iniciar la transferencia de energía.
- Bobina transmisora: Esta bobina está diseñada para generar un campo electromagnético que transporta la energía hacia la bobina receptora. La bobina transmisora está compuesta por una serie de vueltas de alambre conductor y se coloca estratégicamente en el sistema para maximizar la eficiencia de transmisión. Además, se utiliza un circuito resonante con la bobina para aumentar la transferencia de energía y facilitar la adaptación de impedancias.
- Bobina receptora: La bobina receptora está ubicada en el dispositivo o equipo que recibe la energía de forma inalámbrica. Al igual que la bobina transmisora, está compuesta por un número determinado de vueltas de alambre conductor. Dicha bobina también está asociada a un circuito resonante para mejorar la eficiencia de recepción y permitir la adaptación de impedancias. Cuando la bobina receptora se coloca cerca de la bobina transmisora, se produce un enlace magnético entre ellas, lo que permite la transferencia de energía eléctrica.

Aparte de los componentes principales, hay componentes que pueden ser opcionales, como es disponer o un *buck converter* o un circuito de precarga antes del inversor.

Si se dispone un convertidor reductor (*buck converter*), este tiene como función regular la tensión de entrada al inversor, actuando como un arrancador suave (*soft starter/stop*). Combinando el convertidor reductor junto con la técnica de desplazamiento de fase (*phase-shift method*), se puede asegurar una potencia baja de operación y una parada suave de la carga.

Por otro lado, la combinación del desplazamiento de fase junto con un circuito de precarga que sustituya el *buck converter*, reduce la eficiencia del sistema, pero ofrece como ventaja una reducción de costes y de volumen del sistema.

Dentro de los sistemas de transmisión, existen diferentes topologías atendiendo a los circuitos de compensación que hacen resonancia con las bobinas de primario y secundario. El motivo de este circuito de compensación es minimizar la potencia nominal de la fuente de alimentación y que la fuente vea una carga con factor de potencia próximo a la unidad, (*ZPA-Zero Phase Angle*), de esta forma la fuente no tiene que suministrar potencia reactiva, y la potencia aparente será prácticamente potencia activa. Este hecho se podrá observar en las simulaciones obtenidas. En el lado del secundario, donde se encuentra la batería (carga), también existe un circuito de compensación que resuena con la bobina del secundario para maximizar la transferencia de potencia hacia la batería [8]. Otros beneficios:

- Conmutaciones suaves de la electrónica de potencia.
- Reducción de las pérdidas de conmutación.
- Filtrar los armónicos inyectados por los inversores o rectificadores.

Hay varias topologías básicas atendiendo a los circuitos de compensación y que reciben sus nombres en función de la disposición de los condensadores de compensación de las bobinas acopladas [8]. Estas topologías se muestran en la Figura 4 y se denominan SS (serie-serie) para (a), SP (serie-paralelo) para (b), PS (paralelo-serie) para (c) y PP (paralelo-paralelo) para (d).

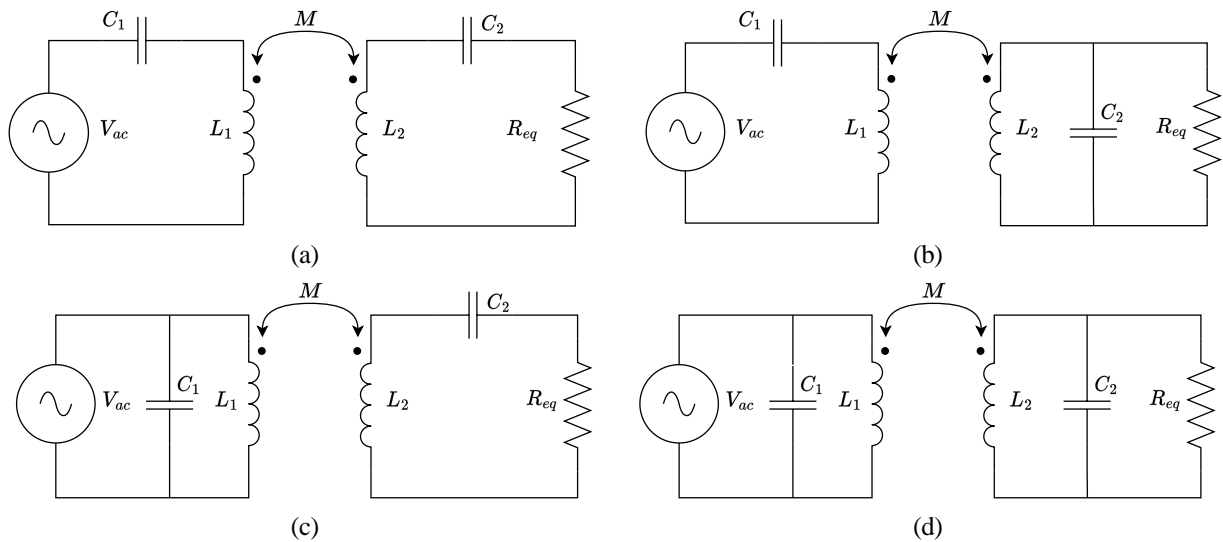


Figura 4. Topologías básicas de los circuitos de compensación.

Los investigadores en [8] concluyen que C_1 en las topologías PS y PP es dependiente del nivel de carga, mientras que en SS y SP no es así y por ello estas últimas topologías son más interesantes, porque la carga es variable. Además, son las más interesantes económicamente para la transmisión de alta potencia.

Una evolución a estas topologías simples, que se propone en [8], desarrollada en [1] y que ha sido estudiada y simulada en este trabajo, es la topología LCC de doble lado (double-side LCC compensation) como se muestra en la Figura 5, y la topología LCL-T presentada en [10].

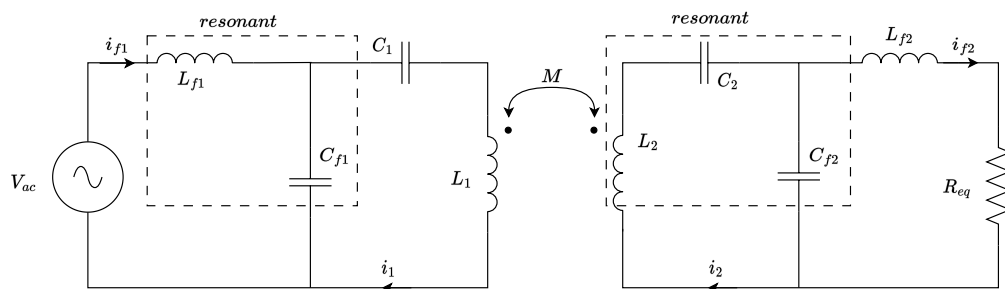


Figura 5. Topología LCC de doble lado.

Esta topología es muy interesante porque tiene como ventajas:

- Frecuencia de resonancia independiente de la carga y del coeficiente de acoplamiento.
- La corriente es constante, situación deseable para la carga de una batería.

Hay arquitecturas en sistemas de transmisión inalámbrica de potencia diferente a la estructura presentada en la Figura 3 con respecto a la conversión de potencia del primario. En [12] y [13] hay una propuesta que emplea convertidores AC/AC de una sola etapa, pasando de tensión AC a 60 Hz a tensión alterna de alta frecuencia. Esta solución tan directa presenta un control más difícil y mayor cantidad de armónicos comparado con la conversión de doble etapa, donde se rectifica desde una tensión AC a 60 Hz a una tensión DC y después se convierte a una tensión AC de alta frecuencia con un inversor de puente completo monofásico.

Centrado en la topología LCC, los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica pueden incluir otros elementos, como:

- Un sistema de control y regulación: Para garantizar una transmisión eficiente y segura de la energía, se pueden incorporar sistemas de control y regulación que monitorean la potencia transmitida, ajustan la frecuencia de resonancia y protegen contra posibles fallos o sobrecargas.
- Elementos de seguridad: Para garantizar la seguridad en la transmisión de potencia inalámbrica, se pueden incorporar diferentes mecanismos de seguridad. Esto puede incluir sensores de proximidad que detecten la presencia de objetos extraños o personas cerca de las bobinas, sistemas de apagado automático en caso de sobrecargas o fallas, y métodos de encriptación para proteger la transmisión de energía de posibles interferencias o accesos no autorizados.
- Sistemas de retroalimentación (feedback): Los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica LCC pueden utilizar técnicas de retroalimentación para optimizar la eficiencia de transferencia de energía. Estos sistemas monitorean constantemente las condiciones de transmisión, como la impedancia, la distancia entre las bobinas y la eficiencia de condensación, y ajustan automáticamente los parámetros del sistema, como la frecuencia de resonancia, para maximizar la eficiencia y minimizar las pérdidas.
- Tolerancia a la posición y orientación: Los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica basados en la arquitectura LCC suelen ser capaces de soportar cierta tolerancia en la posición y orientación de las bobinas. Esto significa que no es necesario un alineamiento perfecto entre la bobina transmisora y la bobina receptora para lograr una transferencia eficiente de energía. Esto proporciona mayor comodidad y flexibilidad en el uso de los dispositivos inalámbricos.
- Eficiencia y alcance de transmisión: Los sistemas de transmisión de potencia inalámbrica LCC están diseñados para lograr una transferencia eficiente de energía a distancias moderadas. La eficiencia de transmisión depende de varios factores, como la calidad de las bobinas, la frecuencia de resonancia utilizada, el bloqueo magnético y las pérdidas en el sistema. A medida que aumenta la distancia entre la bobina transmisora y la bobina receptora, la eficiencia de transferencia puede disminuir. Por lo tanto, es importante optimizar el diseño del sistema para maximizar la eficiencia de transmisión a distancias prácticas.

4 SISTEMA INALÁMBRICO DE CARGA DINÁMICA

Los sistemas de transferencia de potencia dinámica son diseñados para poder realizar la carga de los vehículos eléctricos en movimiento ofreciendo como beneficio limitar el tamaño y peso de las baterías, sin perder la posibilidad de realizar trayectos largos y no perder tiempo en el repostaje. Todas estas ventajas aportan a favor de aumentar la perspectiva de los vehículos eléctricos.

El artículo analizado pone de relieve los problemas y limitaciones que tienen los sistemas de carga dinámica inalámbricos como es el desalineamiento lateral y la propia dinámica impuesta por el proceso de carga de los vehículos eléctricos que pasan por encima de la plataforma de carga.

La solución propuesta a dichos problemas consiste en un control de doble lazo de potencia y corriente. El controlador es capaz de activar las bobinas segmentadas que componen el primario, controlar la corriente desde la condición sin carga hasta plena carga, compensar los efectos de la transferencia de potencia debido al desalineamiento lateral (*LTM - Lateral Misalignment*) y evitar las sobrecargas.

El modelado del sistema fue llevado a cabo utilizando el método de Espacio de Estado Promediado Generalizado (*GSSA – Generalized State-Space Averaging*) y los resultados del artículo fueron verificados por los autores con simulaciones y experimentación. Para las pruebas reales los investigadores construyeron un sistema de 25 kW de potencia con dos bobinas para formar el primario del sistema.

4.1 Introducción

El sistema de transmisión de potencia inalámbrica de carga dinámica (DWPT) que se ha estudiado tiene como finalidad la carga de vehículos eléctricos en movimiento, de una forma dinámica, y en concreto se ha desarrollado su modelo experimental para cargar un autobús eléctrico con un sistema de 25 kW de potencia [1].

El sistema consiste en disponer unas bobinas en el pavimento que se acoplan por inducción con una bobina que se encuentra en el vehículo eléctrico. Las bobinas del pavimento no están energizadas permanentemente. En el sentido de la marcha del vehículo, y a determinada distancia anterior a la ubicación de las bobinas del pavimento, se encuentra el EVDS (*Electric Vehicle Detection System*) que tiene como funciones, 1) detectar el vehículo y mandar la orden de activar las bobinas del pavimento y 2) medir el desalineamiento lateral que presenta el vehículo para hacer corrección en la

potencia transferida. Un esquema general se puede observar en la Figura 6.

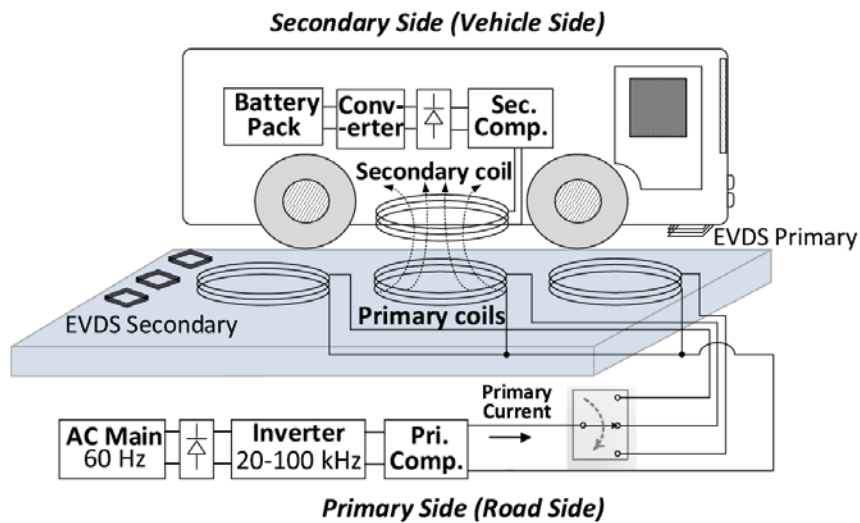


Figura 6. Esquema general del sistema DWPT.

En la Figura 6 se muestra el sistema DWPT con una bobina segmentada en el primario. El sistema se alimenta de la red de potencia de 60 Hz, se convierte a una tensión DC por medio de un rectificador y posteriormente se convierte a una tensión AC de alta frecuencia (20-100 kHz) por medio de un inversor de puente completo controlado por desplazamiento de fase (*phase-shift*). El inversor alimenta a la bobina del primario a través de un circuito de compensación diseñado adecuadamente.

En el lado del secundario se encuentra la bobina de secundario con otro circuito de compensación. Los circuitos de compensación tienen como función suministrar potencia reactiva a las bobinas y filtrar los armónicos. La tensión AC de alta frecuencia en el secundario, emplazado en el vehículo, se rectifica y por medio de convertidores DC/DC elevadores o reductores (*boost o buck converters*) se adapta la tensión y se entrega la energía a la batería del vehículo.

Los sistemas de transferencia de potencia inalámbricos (WPT) tiene 3 grandes apartados donde investigar, y son:

- Diseño de las bobinas
- Topologías o arquitecturas de los circuitos de compensación
- Los convertidores de potencia y su control

En cuanto al diseño de las bobinas, las investigaciones presentan desde formas circulares, *pads* como circuitos impresos, con forma de doble D y doble D en cuadratura, hasta diseños más orientados a sistemas de carga dinámica (DWPT), donde los lazos o bobinas son alargadas, de mayor tamaño que la bobina receptora o bobinas segmentas. Ya sean bobinas alargadas o segmentadas, está mayor longitud tiene como objetivo disponer de mayor tiempo para realizar la transferencia de energía. Bien es cierto que la solución de una bobina alargada frente a una segmentada, presentará menor rendimiento porque habrá secciones que no contribuyen a la transmisión de potencia, pero está siendo energizada.

En relación con el control de los convertidores y los sistemas inalámbricos, hay estudios que buscan aumentar la eficiencia de sistemas WPT estáticos, otros buscan la conmutación a voltaje/corriente cero de los inversores y unos pocos estudian los sistemas dinámicos. En estos últimos sistemas, en [14] se estudia la dinámica para controlar la tensión de salida en una topología serie-serie, en [15] quieren

controlar la potencia entregada empleando una frecuencia variable, en [16] se presenta un modelo de pequeña señal (SS) de una topología LCL-T para controlar el valor eficaz de la corriente en la bobina del primario en la condición sin carga y en [17] se propone algoritmo para controlar la cantidad de energía transferida al receptor.

En este trabajo el objetivo ha sido presentar un algoritmo para controlar la potencia y la corriente que discurre por la bobina segmentada del primario, tanto en condiciones de plena carga como sin carga y que compensa el desalineamiento lateral. Para ello se ha obtenido un modelo de pequeña señal que es derivado de emplear el método de Promedio de Espacio de Estado Generalizado (GSSA).

4.2 Planteamiento del problema

En un sistema DWPT sin pérdidas y perfectamente acoplado, la potencia transferida se puede expresar por medio de la ecuación (Ec 1), donde ω_s es la frecuencia angular de conmutación, M la inductancia mutua, I la corriente de la bobina de primario y Q_L el factor de calidad del secundario.

$$P_{out} = \omega_s \frac{M^2}{L_2} I^2 Q_L \quad (\text{Ec 1})$$

Observando la (Ec 1), se puede entender que actuando sobre los parámetros ω_s , I y Q_L , se puede controlar la potencia transferida. La frecuencia de conmutación se establece constante y no variable sobre todo cuando hay varias unidades alimentadas. El factor de calidad Q_L se prefiere con valor alto, aunque implica un mayor consumo de reactiva, pero mejora el filtrado de armónicos. En este trabajo, el valor de Q_L puede variar entre 3.84 y 6.38, lo que permite una reducción del flujo de potencia activa hasta un 40%, con solo controlar el factor de potencia.

La corriente de la bobina del primario es un parámetro que permite regular la potencia transferida en un amplio rango. Pequeños cambios en los valores de la intensidad implican grandes cambios en la potencia transferida debido a que la potencia depende con el cuadrado de la intensidad. Es por ello, que el controlador que se presentará en un apartado posterior actúa controlando la intensidad y la potencia.

Pero el sistema DWPT tienen 3 retos importantes que se describen en los siguientes apartados y son:

- Desalineamiento lateral entre la bobina de primario y secundario.
- Limitar el nivel de potencia del primario.
- La transmisión de potencia en las condiciones extremas, sin carga y a plena carga.

Para los cálculos, se ha considerado que la corriente de primario es de 75 A, factor de calidad de la bobina de 6.38 y frecuencia $\omega_s = 2\pi \cdot 20\text{kHz}$.

4.2.1 Desalineamiento

La inductancia mutua M depende de la posición relativa entre las bobinas. Esta posición relativa entre las bobinas se puede cuantificar por medio del desalineamiento longitudinal (LNM) y el desalineamiento lateral (LTM), que se expresan por medio de la ecuación (Ec 2) de forma normalizada, ϵ_x y ϵ_y , respectivamente.

$$\epsilon_x = \frac{x - x_0}{R}, LNM$$

$$\epsilon_y = \frac{y - y_0}{R}, LTM \quad (\text{Ec } 2)$$

donde R representa el radio de la bobina del primario, x_0 y y_0 , son las coordenadas del centro de la bobina estacionaria del primario situada en el pavimento, y x e y son las coordenadas del centro de la bobina móvil secundaria. La Figura 7 muestra la bobina estacionaria del primario junto con 3 posiciones de una bobina secundaria, correspondientes a 3 valores, negativo, cero y positivo, de desalineamiento lateral y con igual desalineamiento longitudinal.

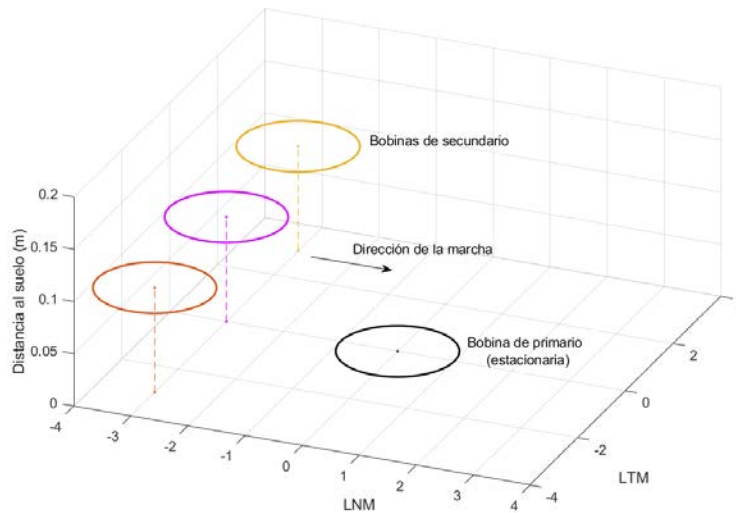


Figura 7. Representación de desalineamientos longitudinales y transversales.

El desalineamiento afecta al acoplamiento entre las bobinas y por tanto al valor de la inductancia mutua. El desalineamiento longitudinal no tiene solución de corrección porque se debe a la propia naturaleza del movimiento de avance. Sin embargo, el desalineamiento lateral se puede tratar como una variable aleatoria y se puede corregir con la pericia del conductor, pasando sobre la bobina sin desviarse lateralmente.

La fuerte variación de la inductancia mutua frente al desalineamiento longitudinal para diferentes distancias verticales de separación entre las bobinas de primario y secundario, se puede observar en la Figura 8. Y recordando que la potencia transferida depende de la inducción mutua (recordar (Ec 1)), descensos fuertes en la inductancia mutua implica una reducción severa en la capacidad de transmisión de potencia, como se puede observar en la Figura 9.

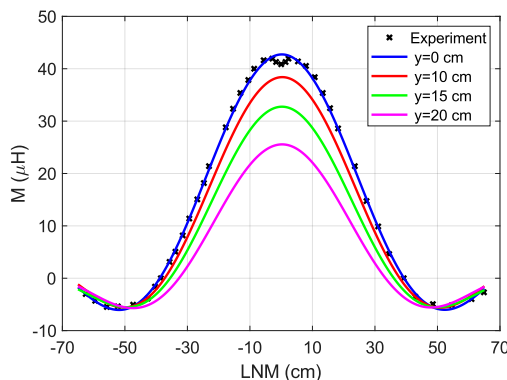


Figura 8. Inductancia mutua frente a LNM.

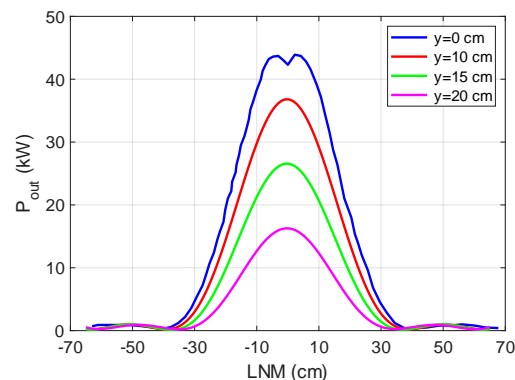


Figura 9. Potencia transmitida frente a LNM.

La potencia transferida se reduce debido a la caída de la inductancia mutua y por tanto se produce una

reducción de la energía transferida que se puede calcular integrando la curva de la Figura 9. Si se considera una velocidad constante de 50 km/h e integrando, la energía transferida en función del desalineamiento lateral se representa en la Figura 10. Se puede observar que la energía transferida son 618 J, pero puede reducirse hasta los 316 J en el caso de un desalineamiento estándar de 26 cm. La Figura 8, Figura 9 y Figura 10 son resultados de simulaciones, no de este trabajo, y queda claramente reflejado en [18].

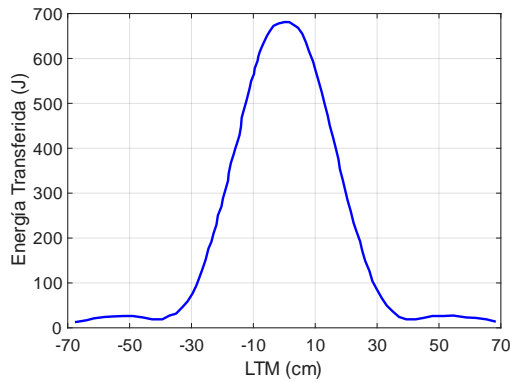


Figura 10. Energía transferida frente a LTM.

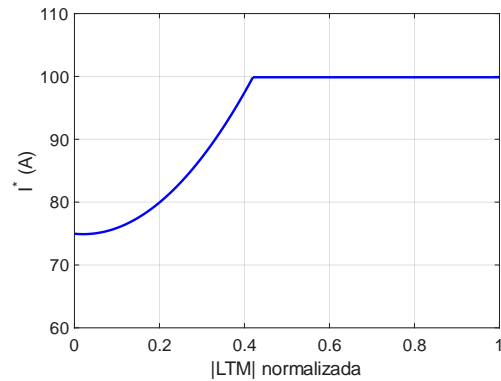


Figura 11. Subida de intensidad frente a LTM.

El valor nominal de la corriente es seleccionado para que un vehículo totalmente alineado reciba la potencia nominal. La curva de la Figura 10 se corresponde con una intensidad nominal del primario de 75 A.

Para compensar la pérdida de energía transferida al secundario por los efectos del desalineamiento, se podría incrementar la intensidad hasta los 100 A (valor máximo que se establece en la bancada de pruebas del artículo analizado para la realización de las pruebas de verificación), pero podría producirse una sobrecarga y exceder el valor nominal de potencia si el vehículo atravesara por la bobina perfectamente alineado. El aumento de la corriente implica un incremento en las pérdidas, y es por ello por lo que el diseño tiene que ser un equilibrio entre potencia transferida y pérdidas.

Con la Figura 9 y la ecuación (Ec 1), se puede calcular cuanta corriente se debe incrementar para mantener la misma energía transferida para diferentes valores de desalineamiento lateral, obteniéndose la Figura 11.

Por todo lo anteriormente expuesto, se aprecia la necesidad de un control de corriente que actúe en función del desalineamiento y un control de potencia para evitar superar la potencia nominal. De esta forma se puede apreciar en la Figura 12 que, con la presencia de un control de corriente, y aún con un porcentaje de desalineamiento lateral del 43%, se sigue transfiriendo la misma energía que en el caso de alineamiento perfecto y sin control de corriente.

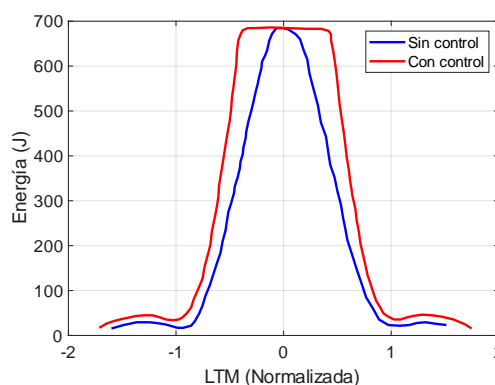


Figura 12. Energía frente a LTM con control y sin control de corriente.

4.2.2 Potencia de primario

Se puede presentar la situación que la bobina de primario alimente a varios vehículos eléctricos simultáneamente y en vez de cortar el suministro de potencia, se propone que el controlador actúe limitando la corriente para no exceder la potencia nominal del sistema.

4.2.3 Transmisión de potencia sin carga y a plena carga

El cambio de condiciones desde operación sin carga a plena carga obliga a modificar en un 15% el ángulo de fase que controla el inversor, implicando un cambio del valor de corriente en la bobina de primario. Además, la carrocería metálica del vehículo eléctrico junto con la bobina de secundario reflejada en el primario, cambian la sintonización del circuito resonante del primario, provocando variaciones en la corriente del primario. Por tanto, para solventar estas situaciones, se aplica un control de corriente que actúe sobre el ángulo del inversor y así poder controlar la corriente del primario. En el apartado 6, se mostrarán resultados de simulaciones en las condiciones de operación sin carga y plena carga.

4.3 Modelado del primario del sistema DWPT

Para el diseño de un controlador apropiado para el primario del sistema de transmisión inalámbrico, se necesita un modelo preciso de éste. El modelo se ha obtenido por aplicación del método de Espacio de Estado General Promediado (GSSA de sus siglas en inglés), que posteriormente los autores del artículo han verificado mediante simulaciones y test experimentales.

El espacio de estado es una representación para modelar sistemas dinámicos con múltiples entradas y salidas. Las entradas y las salidas son representadas con los vectores $u(t)$ e $y(t)$; respectivamente. Las entradas y las salidas están relacionadas por medio de ecuaciones diferenciales definidas por las variables de estado y son representadas por el vector $x(t)$. Todas estas ecuaciones diferenciales se pueden expresar de forma matricial, tal y como se recoge en las ecuaciones (Ec 3) y (Ec 4). Hay que destacar que los sistemas que pueden ser representados por medio del espacio de estados son sistemas lineales.

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (\text{Ec 3})$$

$$\dot{y}(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t) \quad (\text{Ec 4})$$

La ecuación (Ec 3) puede ser transformada al dominio de Laplace y de ella se puede despejar el vector de variables de estado, resultado la ecuación (Ec 5); siendo I la matriz identidad.

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (\text{Ec 5})$$

Finalmente, transformando la ecuación (Ec 4) al dominio de Laplace y sustituyendo en ella el vector de variables de estado, se puede relacionar las entradas con las salidas directamente (Ec 6), y de esta manera obtener la función de transferencia del sistema (Ec 7).

$$Y(s) = C((sI - A)^{-1}BU(s)) + DU(s) \quad (\text{Ec 6})$$

$$G(s) = Y(s)/U(s) \quad (\text{Ec } 7)$$

Las ecuaciones diferenciales que definen el sistema, así como las variables de estado y la matriz A están expresadas en los apartados 8.7, 8.8 y 8.9; respectivamente. Tanto las ecuaciones, variables de estado y matriz han sido trabajo de los autores del artículo sobre el que se basa este trabajo.

4.3.1 Descripción del Sistema

El sistema de transmisión de potencia inalámbrica se muestra en su totalidad en la Figura 13, aunque en este trabajo solo se estudia el lado del primario.

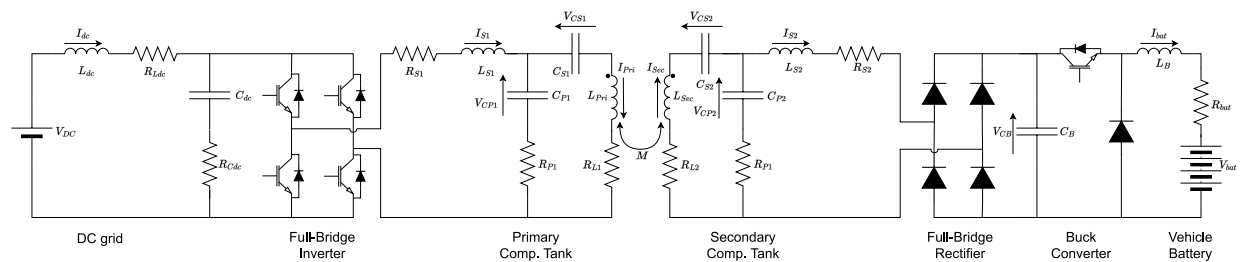


Figura 13. Circuito eléctrico del sistema DWPT.

Del sistema representado en la Figura 13, la parte que comprende desde la bobina de secundario (L_{Sec}) hasta la batería, se encuentra en el vehículo eléctrico y no ha sido objeto de este estudio.

El lado del primario se compone de la fuente de tensión DC hasta la bobina de primario (L_{Pri}) y se encuentra representada en la Figura 14.

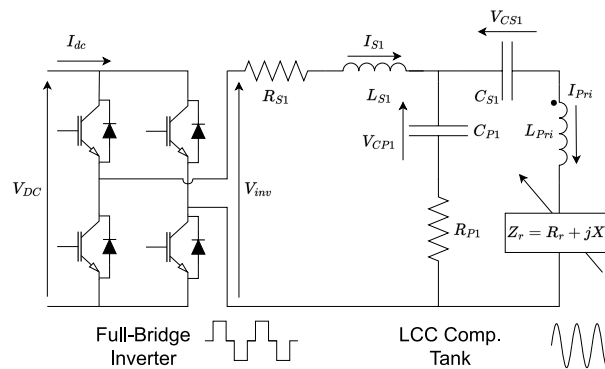


Figura 14. Circuito del lado primario del sistema DWPT.

El lado del primario se compone de un inversor de puente completo, un circuito tanque de compensación LCC y una bobina de primario. La tensión DC alimenta al inversor obteniéndose una tensión AC cuasi-cuadrada y cuyo armónico fundamental es controlado por medio del control de desplazamiento de fase del inversor. El circuito de compensación LCC se encuentra entre el inversor y la bobina de primario, toma la tensión cuadrada de salida del inversor y alimenta con tensión senoidal la bobina. El circuito de compensación LCC suministra la potencia reactiva que es necesaria para alimentar a la bobina de primario.

La Figura 15 muestra el diagrama de control de doble lazo (DLC – Dual Loop Controller) propuesto en [1]. Existen dos lazos de control: un lazo interno de control de corriente y un lazo externo de control de potencia.

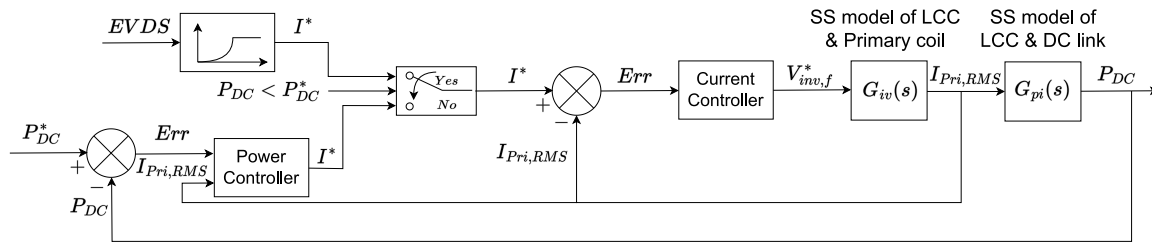


Figura 15. Diagrama de bloques del controlador de doble lazo.

La corriente de referencia de la bobina de primario I^* , es determinada por dos formas, dependiendo de si la potencia extraída del enlace de continua P_{dc} es mayor o menor a la potencia de continua de referencia P_{dc}^* .

- Si $P_{dc} \leq P_{dc}^*$, la intensidad de referencia viene determinada por el sistema EVDS en función del desalineamiento lateral (LTM, recordar la Figura 11).
 - Si $|LTM| = 0$, la corriente de referencia I^* debe ser 75 A, que es la corriente nominal para la que está diseñado el sistema experimental.
 - Si $|LTM| \geq 0$, la corriente de referencia I^* será la determinada por la función representada en la Figura 11, que puede llegar hasta los 100 A, superando los 75 A nominales.
- Si $P_{dc} > P_{dc}^*$, significa que la fuente del primario está sobrecargada, por lo que la potencia se debe reducir. Para ello el control de potencia reduce la corriente de referencia I^* para conseguir que la potencia P_{dc} alcance la potencia de referencia, P_{dc}^* . El control de potencia determina I^* con el error de potencia y la medida de la corriente de primario I_{Pri} . Posteriormente el control de corriente empleando el error de corriente, determina la tensión de salida del inversor.

Los modelos de estado de pequeña señal se muestran en la Figura 15. El primero es $G_{iv}(s)$ que relaciona el valor eficaz (rms) de la corriente del primario I_{Pri} con el armónico fundamental de la tensión de salida del inversor $V_{inv,f}$. El segundo modelo es $G_{pi}(s)$, que relaciona la potencia del enlace de continua P_{dc} , con la corriente del primario I_{Pri} .

4.3.2 Modelado del Sistema por espacio de estados

El método GSSA se ha usado en [18] para modela un convertidor resonante y en [16] para modelar un circuito LCL-T de baja potencia. Este mismo método es el empleado para obtener los modelos de $G_{iv}(s)$ y $G_{pi}(s)$ mencionados anteriormente.

- **Modelo G_{iv} :**

La Figura 16 y Figura 17 muestra el modelo del circuito tanque LCC y bobina de primario en las condiciones sin carga y con carga; respectivamente.

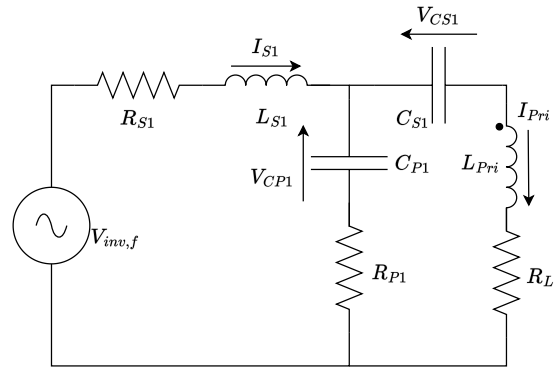


Figura 16. Modelo del circuito tanque resonante LCC del primario sin carga.

L_{S1} es la inductancia serie, L_{Pri} es la inductancia que modela la bobina del primario, y C_{P1} y C_{S1} son los condensadores paralelo y serie del lado de primario, respectivamente.

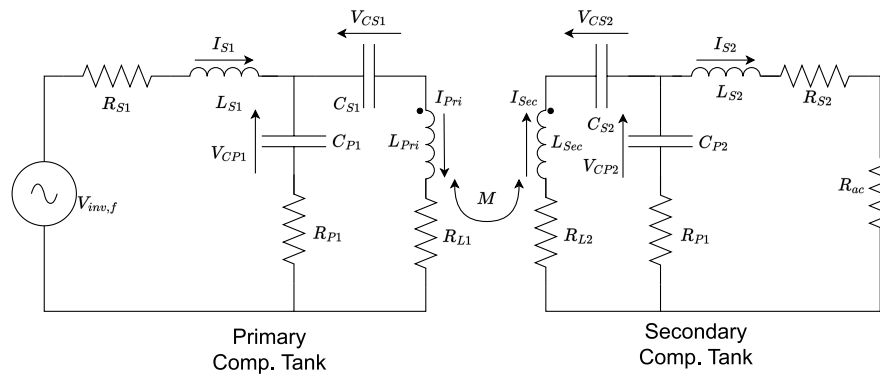


Figura 17. Modelo del circuito tanque resonante LCC del primario con carga.

$V_{inv,f}$ es el armónico fundamental de la tensión de salida del inversor. Con el objetivo de tener un modelo preciso, se he tenido en cuenta las resistencias parásitas de cada elemento, de esta forma R_{S1} y R_{P1} son las resistencias serie equivalentes (ESRs) de L_{S1} y C_{P1} , respectivamente.

En el lado del secundario, el circuito de compensación y los parámetros se definen por igual (Figura 17). R_{ac} es la resistencia vista desde la entrada del rectificador de puente completo y esta depende de la potencia suministrada a la batería y del *duty* del convertidor reductor (*buck converter*). M es la inductancia mutua entre las bobinas de primario y secundario. R_{L1} combina 3 resistencias del modelo como se expresa en la ecuación (Ec 8).

$$R_{L1} = R_{Lpri} + R_{CS1} + R_r \quad (\text{Ec } 8)$$

donde R_{Lpri} y R_{CS1} son las resistencias equivalentes serie de la bobina de primario y la del condensador serie, respectivamente; y R_r es la resistencia reflejada del secundario en el primario. Pero a diferencia de R_{L1} , R_{L2} solo combina las resistencias equivalentes serie de L_{Sec} y C_{S2} . Por otra parte, debido al efecto de filtro paso banda del circuito tanque, los armónicos de la corriente I_S son filtrados y solo el armónico fundamental de la corriente de la bobina de primario es considerado en el modelado.

La tensión de salida del inversor de puente completo es V_{inv} , y con la variable de control de desplazamiento de fase θ de la tensión V_{inv} , se puede controlar el valor pico del armónico fundamental de la tensión de salida del inversor $V_{inv,f}$. La Figura 18 muestra como para dos valores de la variable de control θ , de desplazamiento de fase, se modifica la amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida del inversor.

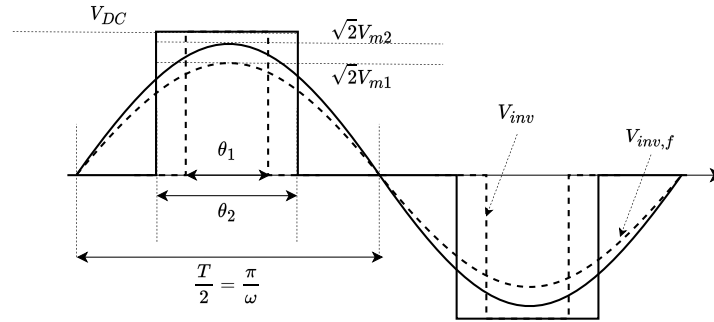


Figura 18. Armónico fundamental de la tensión del inversor para dos valores de θ .

Hay una relación entre el ancho de la tensión del inversor $V_{inv}(\theta)$, y el valor eficaz del armónico fundamental, por medio de la ecuación (Ec 9).

$$V_m = \frac{4V_{DC}}{\sqrt{2}\pi} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (\text{Ec 9})$$

donde V_{DC} es la tensión de la fuente de continua. El armónico fundamental de la tensión de salida del inversor se puede expresar como la ecuación (Ec 10).

$$v_{inv,f}(t) = \sqrt{2}V_m \sin(\omega t) \quad (\text{Ec 10})$$

La Figura 19 muestra la respuesta en frecuencia del sistema sin carga y con carga, y se puede apreciar que en la condición de cargado hay una dinámica superior debido al reflejo de la parte secundaria en el primario.

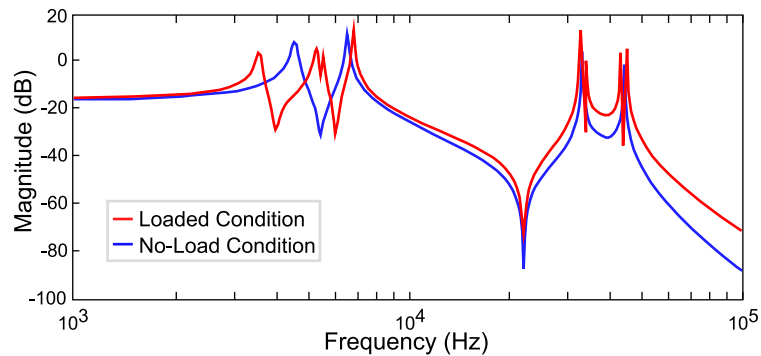


Figura 19. Bode del sistema a lazo abierto cargado y sin carga.

Pero para el diseño del controlador y para el ancho de banda previsto, es significativamente inferior a 1 kHz, por lo que la dinámica de alta frecuencia es irrelevante. Por ello, con el modelo sin carga representado en la Figura 16, es suficiente para el diseño del control.

- **Modelo G_{pi} :**

En este modelo se quiere ver la influencia que tiene el efecto de la carga variable sobre la extracción de potencia de la fuente de continua, y para ello se realizan 3 suposiciones:

- El efecto del secundario sobre el primario es modelado como una fuente de tensión variable V_{Load} .

- El inversor de puente completo es modelado como dos fuentes dependientes, una de tensión y otra de intensidad.
- Todas las direcciones de las corrientes y de las tensiones son consideradas con la premisa de que la V_{Load} es la entrada y la salida es P_{dc} , tal como se muestra en la Figura 20.

El objetivo es encontrar la función $G_{pi}(s)$, que viene dada por la ecuación (Ec 11).

$$G_{pi}(s) = \frac{P_{dc}}{I_{Pri}} \quad (\text{Ec 11})$$

Pero asumiendo como constantes la fuente de tensión de continua V_{dc} y la resistencia reflejada R_{L1} , se puede escribir la ecuación (Ec 12).

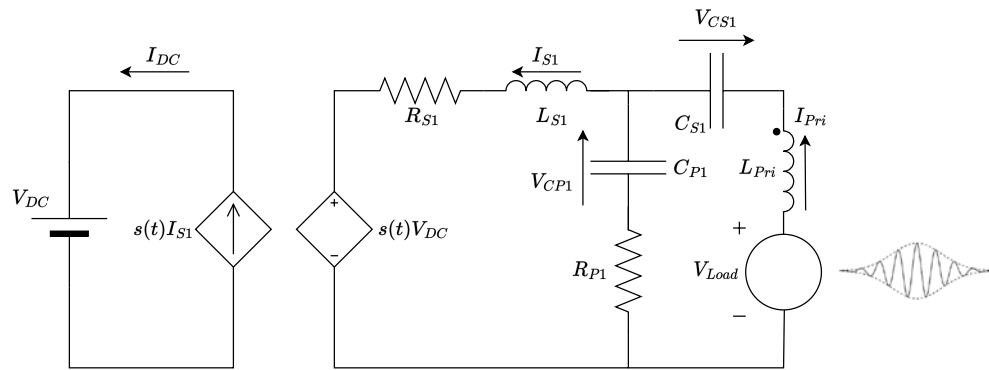


Figura 20. Modelo del primario con fuente de continua, dependientes y reflejo de secundario.

$$\begin{aligned} P_{dc} &= V_{dc} \cdot I_{dc} \\ V_{Load} &= R_{L1} \cdot I_{Pri} \end{aligned} \quad (\text{Ec 12})$$

Y sustituyendo (Ec 12) en (Ec 11), se obtiene una nueva expresión de $G_{pi}(s)$, expresión (Ec 13).

$$\begin{aligned} G_{pi}(s) &= R_{L1} V_{dc} \cdot \frac{I_{dc}}{I_{S1}} \cdot \frac{I_{S1}}{V_{Load}} = k \cdot G_1(s) \cdot G_2(s) \\ k &= R_{L1} V_{dc} \quad G_1(s) = \frac{I_{dc}(s)}{I_{S1}(s)} \quad G_2(s) = \frac{I_{S1}(s)}{V_{Load}(s)} \end{aligned} \quad (\text{Ec 13})$$

Observando la ecuación (Ec 13), $G_{pi}(s)$ está formada por 3 partes, una primera que es constante determinada por $R_{L1}V_{dc}$, y por dos funciones G_1 y G_2 . La función G_1 representa la relación entre las intensidades I_{dc} e I_{S1} , y considerando la Figura 20, la función G_1 se puede expresar como (Ec 14).

$$\frac{I_{dc}}{I_{S1}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) = G_1(s) \quad (\text{Ec 14})$$

Y en cuanto a la función G_2 , se parece al modelo de la Figura 16 donde la tensión de entrada y la corriente de salida han intercambiado sus posiciones. Para calcular la función G_2 se hace uso del teorema de reciprocidad, representado en la Figura 21.

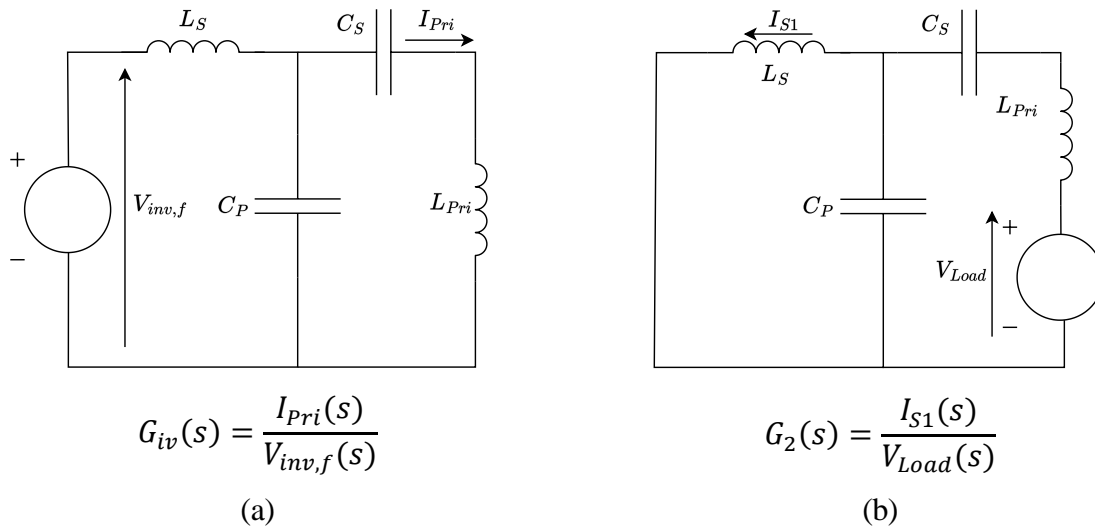


Figura 21. Aplicación del Teorema de reciprocidad.

La Figura 21(a) muestra el circuito que representa la función G_{iv} , mientras que en la Figura 21(b) se representa la función G_2 . Se puede deducir que G_2 es igual a G_{iv} , por aplicación de reciprocidad.

El modelo desarrollado empleando GSSA emplea 20 variables de estado y dos funciones creadas para modelar el inversor de puente completo y rectificador. Esto termina creando una matriz A de dimensiones 20×20 . Para el modelado del primario del sistema y en condiciones sin carga, la matriz A se reduce una matriz B de 8×8 , sin embargo, para el modelado del primario del sistema en condiciones de carga y despreciando la dinámica de la fuente de tensión DC solo se necesitan 16 variables de estado, por lo que la matriz A se reduce a las dimensiones 16×16 .

Las ecuaciones de estado se recogen en el apartado 8.7 Anexo G, las variables de estado en el apartado 8.8 Anexo H y la matriz A en el apartado 8.9 Anexo I.

4.3.3 Verificación del modelo

Con el objetivo de comprobar la precisión del modelo analítico desarrollado para el circuito de la Figura 16, los autores del artículo han comparado la respuesta a escalón del modelo de pequeña señal (SSM) con la respuesta experimental en dos condiciones, sin carga y con una carga de 15 kW.

Para ello, la variable de control de desplazamiento de fase θ , se ha cambiado desde el valor de 112° hasta 120° . Cambiando la variable θ , se consigue aumentar el valor eficaz del primer armónico de tensión a la salida del inversor (Figura 22), valor que es entrada al modelo de pequeña señal.

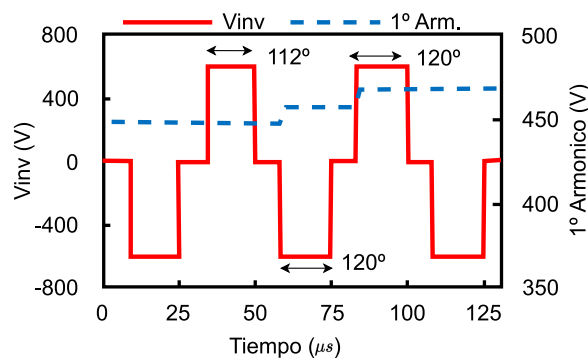


Figura 22. Variación del primer armónico por cambio de desplazamiento de fase.

Los autores del artículo ajustaron varios valores tras comparar las simulaciones y los resultados experimentales. La resistencia parásita R_{S1} en la Figura 16, se incrementa en 0.7Ω porque el efecto de amortiguamiento del condensador del enlace de continua era inferior en los resultados de las simulaciones frente a los resultados experimentales. Y en la condición de carga de 15 kW en el primario y conociendo los valores de voltaje de la batería y el duty del buck converter, ajustan los valores de $M = 37 \mu H$ y $R_{ac} = 9$.

Los autores del artículo compararon la respuesta frente a escalón del modelo experimental con los resultados de las simulaciones, tanto en la condición sin carga y con carga. Los resultados fueron muy similares en ambas condiciones. En la condición sin carga, las diferencias las atribuyen a la dinámica y no idealidades de los IGBTs del inversor mientras que en la condición de carga las diferencias vienen del reflejo del secundario en el primario.

Además, los autores pudieron comprobar que las ganancias de lazo no se ven afectadas por las dinámicas del secundario. Esto les permitió ajustar el control empleando el modelo sin carga.

4.4 Diseño del Control

En este apartado se explica el algoritmo de control y su implementación. La estructura del sistema de doble lazo de control se presenta en la Figura 15. El lazo externo que controla la potencia debe ser suficientemente rápido como para proporcionar una nueva referencia de corriente frente a los cambios de carga. El perfil de tiempo de la carga variable es similar al perfil de potencia que se muestra en la Figura 9. Los autores del artículo [1] afirman que, para una ventana de 126 cm del sistema DWPT y una velocidad de 50 km/h del vehículo, la carga variable debe tener un armónico fundamental de 11 Hz y con el análisis espectral de la carga muestra que con los 4 primeros armónicos son suficiente para ofrecer una buena representación del perfil de carga. Por tanto, una frecuencia de corte de 80 Hz, aproximadamente el doble de frecuencia del 4º armónico, es suficiente para el PI del control de potencia. El lazo interno de control debe ser considerablemente más rápido que el lazo externo para que la corriente alcance el valor deseado antes de que se produzca una nueva referencia de corriente. Es por ello, que el lazo interno se configura 5 veces más rápido que el lazo externo, consiguiendo una frecuencia de corte de 400 Hz.

4.4.1 Control de corriente

La Figura 23 muestra el diagrama de bloques del controlador de corriente propuesto.

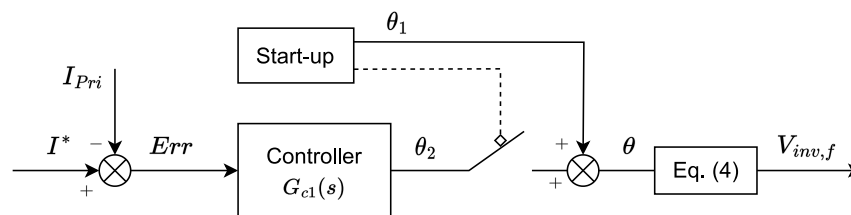


Figura 23. Diagrama de bloques del control de corriente y arranque.

El control de corriente tiene dos fases en el tiempo:

1. Cuando el sistema detecta la presencia de un vehículo, el proceso de arranque (*Startup*) se

inicia energizando la bobina del primario, incrementando linealmente el desplazamiento de fase θ desde 0° hasta los 120° en 5 ms. De esta forma la corriente I_{Pri} se incrementa desde un valor nulo hasta los 71 A.

- Una vez alcanzado los 120° , el control de doble lazo se inicia para poder corregir la corriente I_{Pri} a la corriente de referencia I^* que viene determinada por el lazo externo, bien por el sistema EVDS o por el lazo de potencia.

Empleando el modelo de pequeña señal de la Figura 16 con los valores de la Tabla 2, la matriz de estados linealizada alrededor del punto de operación $\theta_0 = 120^\circ$ y en condiciones de carga nominal, 25 kW; se obtiene la función de transferencia $G_{iv}(s)$.

Tabla 2. Parámetros del sistema.

Parámetros	Unidades	Valores
Frecuencia de operación, f_s	Hz	20.000
Tensión bus de continua, V_{dc}	V	600
Inductancia L_{Pri}	μH	173.7
Resistencia parásita de L_{Pri} , R_{Lpri}	$\text{m}\Omega$	55
Inductancia serie, L_{S1}	μH	54.5
Resistencia parásita de L_{S1} , R_{S1}	$\text{m}\Omega$	38
Capacidad serie C_{S1}	μF	0.51
Capacidad paralelo C_{p1}	μF	1.22
Resistencia parásita de C_{p1} , R_{p1}	$\text{m}\Omega$	7
Resistencia de carga R_r	Ω	4.44

Considerando la función de transferencia $G_{iv}(s)$ y un ancho de banda de 400 Hz, se ha diseñado el control lineal del lazo de corriente, representado con la función de transferencia de la ecuación (Ec 15).

$$G_{c1} = \frac{1.69 \cdot 10^4}{s \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot 1500}\right)} \quad (\text{Ec 15})$$

La Figura 24 muestra el diagrama de Bode del controlador con la ganancia compensada y sin compensar. En el caso del controlador con ganancia compensada se puede observar que la frecuencia de corte es de 400 Hz. En esta condición, el margen de fase es de 80° y el margen de ganancia es de 16 dB.

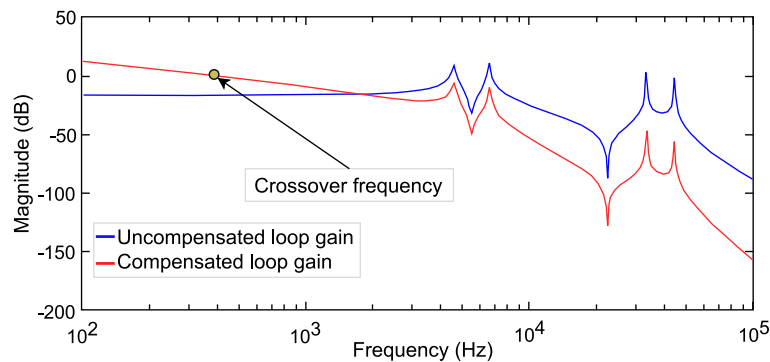


Figura 24. Bode de ganancia del lazo de corriente compensada y sin compensar.

Una vez que se ha producido el arranque del sistema, la función G_{c1} recibe el error de corriente y ofrece

el desplazamiento de fase que corresponde añadiéndose al ángulo de la función de arranque. La ecuación (Ec 9) se emplea para relacionar el ángulo de desplazamiento de fase con la tensión del primer armónico. Así, para la potencia nominal del sistema (25 kW), la corriente nominal en la bobina del primario es de 75 A, situación se alcanza cuando la resistencia reflejada $R_r = 25000/75^2 = 4.44\Omega$.

4.4.2 Control de potencia

La Figura 25 muestra el diagrama de bloques del control de potencia.

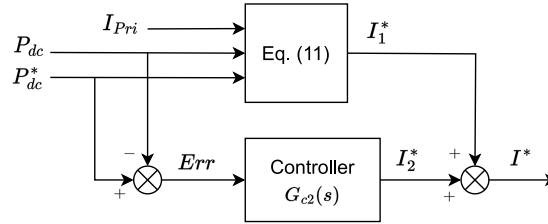


Figura 25. Diagrama de bloques del control de potencia.

En cuanto al control de potencia, este actúa cuando la potencia que sale del bus de continua P_{dc} es superior a la potencia límite o especificada, P_{dc}^* . Para evitar la sobrecarga, el control actúa disminuyendo la corriente que circula por la bobina del primario I_{Pri} , por medio de un control adaptativo proporcional, dado por la ecuación (Ec 16). Si la potencia P_{dc} es menor que la potencia límite, la corriente I^* es determinada por el bloque EVDS (75 A en caso de vehículo alineado).

$$I^* = kI_{Pri} = \sqrt{\frac{P_{dc}^*}{P_{dc}}} I_{Pri} \quad (\text{Ec 16})$$

La ecuación (Ec 16) se obtiene de la relación entre el balance de potencia activa medida (Ec 17) y potencia activa límite (Ec 18) para relacionar la intensidad deseada I^* con la intensidad medida I_{Pri} . Se puede observar que es un control proporcional porque la relación entre las intensidades es por medio de una constante, y que es adaptativo, porque dicha constante varía en función del nivel de carga.

$$P_{dc} = R_r I_{Pri}^2 + P_{Loss} \quad (\text{Ec 17})$$

$$P_{dc}^* = R_r (I^*)^2 + P_{Loss}^* \quad (\text{Ec 18})$$

La relación entre intensidades se puede obtener porque se consideran que las potencias de pérdidas (P_{Loss}) en ambas situaciones son iguales y desaparecen de la ecuación. Esto no es del todo cierto, no tienen por qué ser iguales y conllevaría a una ligera sobrecarga debido a que las potencias P_{dc}^* y P_{dc} no se corresponden con la realidad. Es por ello por lo que se introduce en el control un integrador, para corregir dicho error en régimen permanente representado por la ecuación (Ec 19), diseñado usando la función de transferencia $G_{pi}(s)$ y con una frecuencia de corte de 80 Hz.

$$G_{c2} = \frac{2.16}{s} \quad (\text{Ec 19})$$

La Figura 26 muestra la ganancia del lazo de potencia compensada y sin compensar. La ganancia de lazo compensada tiene una frecuencia de corte de 80 Hz, un margen de fase de 80° y un margen de ganancia de 26 dB.

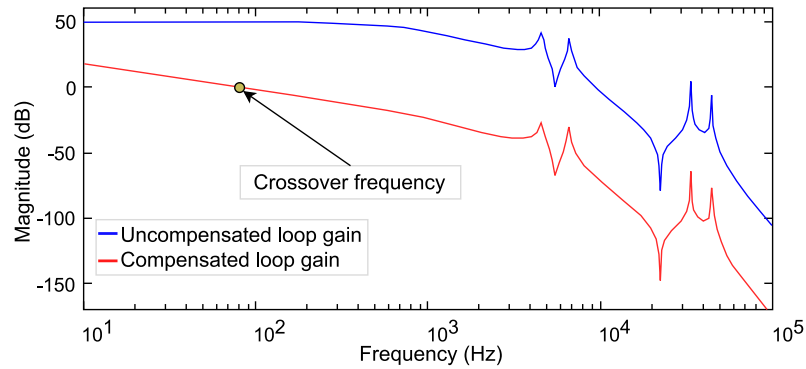


Figura 26. Bode de ganancia del lazo de potencia compensada y sin compensar.

4.4.3 Operación del EVDS

El sistema EVDS (Sistema de detección del vehículo eléctrico) tiene como función detectar la presencia del vehículo eléctrico y medir el desalineamiento lateral (LTM) de éste. El EVDS está compuesto por una bobina instalada en la parte inferior del vehículo y 3 bobinas embebidas en la carretera y ubicadas un poco antes de la bobina de primario (L_{Pri}).

El sistema EVDS genera una señal de voltaje analógico entre 0 y 5.1 V, proporcionando un valor nulo cuando no hay presencia de vehículo, una tensión de 2.6 V para un desalineamiento cero ($LTM = 0$) y voltajes inferior y superior a 2.6 V para desalineamientos a derecha e izquierda respectivamente, siguiendo la relación mostrada en la Figura 27.

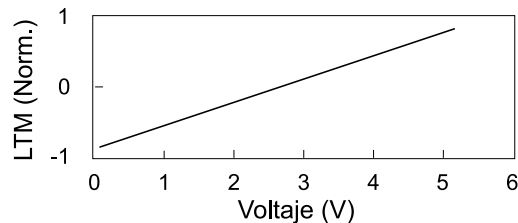


Figura 27. Relación entre voltaje de salida del EVDS y grado de LTM.

El sistema EVDS puede medir el desalineamiento lateral de una forma precisa en un rango de ± 30 cm. Usando la medida del desalineamiento lateral, el control de doble lazo (DLC) configura la corriente de referencia I^* , de tal forma que para un desalineamiento nulo ($LTM = 0$), el voltaje sería de 2.6 V y la corriente de referencia de 75 A. Si el desalineamiento aumenta, la corriente de referencia se incrementará hasta los 100 A para compensar dicho desalineamiento (Figura 11).

5 SISTEMA INALÁMBRICO DE CARGA DINÁMICA

En este apartado se presentan y se explican en detalle como se ha modelado cada parte del sistema y las dificultades encontradas al implementar en Matlab-Simulink los circuitos de potencia y el control de doble lazo que se han expuesto en los apartados 4.3 y 4.4.

5.1 Modelado del circuito de potencia

El circuito de potencia, formado por el bus de continua, el inversor de puente completo, el circuito tanque LCC y la bobina de primario con la resistencia de carga, se ha modelado en Simulink y se muestra en la Figura 28. Se puede observar que los elementos en color magenta, son bloques *goto*, dispuestos en los elementos de medida mientras que los de color naranja, se corresponde con bloques *from*, dispuestos para mandar señales y hacer el modelo más limpio y simplificado.

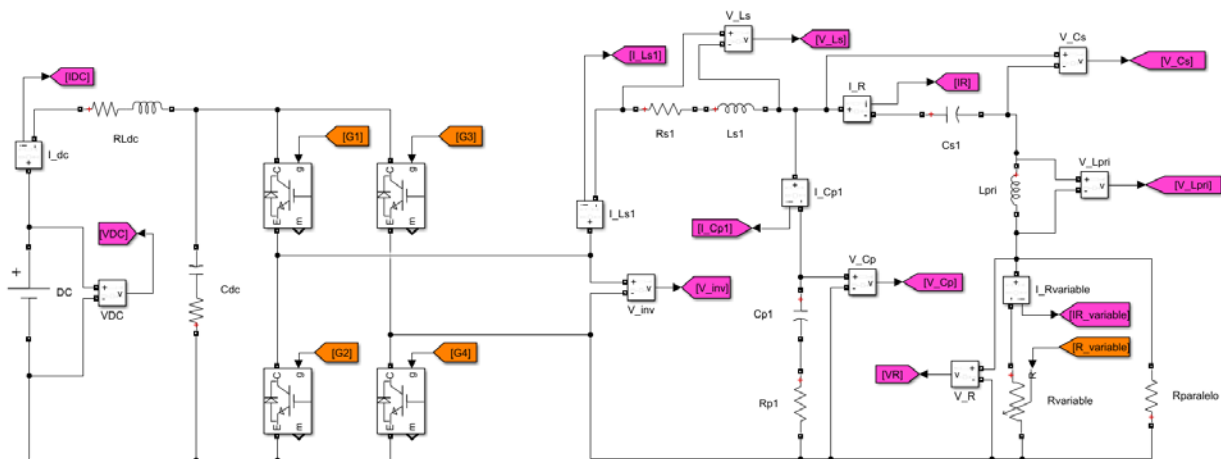


Figura 28. Modelado del circuito de potencia en Simulink.

En la parte derecha de la Figura 28 hay dos resistencias, una de valor fijo denominada R_{paralelo} y otra de valor variable denominada R_{variable} . La R_{variable} modelada la resistencia de carga R_r del artículo y es variable debido a que el acoplamiento entre las bobinas cambia con el tiempo, como se puede ver en la Figura 8. La resistencia R_r , es la carga reflejada en el circuito donde está la bobina del primario y representa el circuito tanque del secundario, el rectificador, el *Buck converter* y la batería del

vehículo. El bloque de resistencia variable toma los datos de un bloque tipo *Matlab function* denominado *R_Load* que proporciona los valores de resistencia en función del tiempo. Para obtener una expresión temporal de la resistencia, se ha tomado la curva de la resistencia variable del artículo, se han extraído muchos puntos de parejas de valores de resistencia y tiempo, y se ha realizado un ajuste con la herramienta *cftool* de Matlab (ver Figura 29).

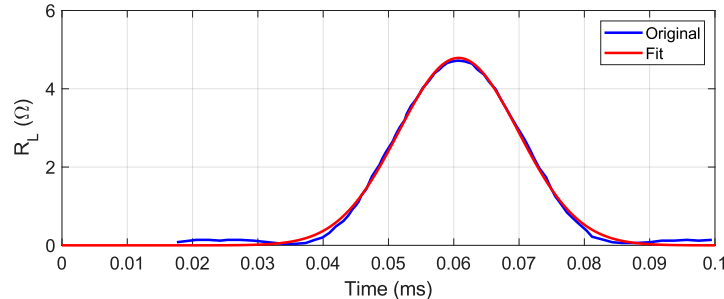


Figura 29. Resistencia de carga variable.

La expresión de la resistencia variable obtenida se muestra en la ecuación (Ec 20).

$$R_r = 4.857 \cdot e^{-((t-0.06074)/0.01296)^2} \quad (\text{Ec 20})$$

El código del bloque *R_Load* se puede consultar en el apartado 8.3 Anexo C. Se ha añadido otra resistencia adicional en paralelo (representada en la Figura 28 como R_{paralelo}) con un valor muy alto pero distinto de cero para evitar problemas cuando la resistencia variable es cero, dado que Simulink modela la resistencia variable como una fuente de corriente.

El circuito tanque resonante LCC, formado por la bobina L_{S1} y los condensadores C_{P1} y C_{S1} , se han modelado con bobinas y condensadores con resistencias en serie con cada elemento para representar cada una de las resistencias parásitas. Los valores de resistencia, capacidad e inductancia son los recogidos en la Tabla 2 y son valores que se recogen en el artículo.

La fuente ideal de tensión DC del modelo de Simulink representada a la izquierda de la Figura 28, modela la fuente de tensión AC de 60 Hz y el rectificador de puente completo que se observa Figura 6. Los autores del artículo indican que no se tienen en cuenta la dinámica de la fuente de tensión AC de 60 Hz y del rectificador, por lo que en el modelo de Simulink se ha emplea una fuente ideal de tensión DC.

El modelado del circuito de potencia representado en la Figura 28 presenta una gran cantidad de medidores de tensión e intensidad para poder presentar posteriormente un análisis de la potencia activa y reactiva en el circuito LLC tanque, la potencia extraída de la fuente de tensión DC y potencia consumida en la carga. Observar el comportamiento del circuito tanque desde el punto de vista de la potencia reactiva es muy interesante porque tanto la bobina L_{S1} como la bobina L_{Pri} consumen potencia reactiva y los condensadores C_{S1} y C_{P1} aportarán reactiva, consiguiendo con esto uno de los objetivos del circuito tanque, que es reducir la potencia nominal de la fuente de tensión AC de 60 Hz que solo aportará, básicamente, la potencia activa de la carga y de las resistencias parásitas.

5.2 Modelado del doble lazo de control

Las señales de los disparos para los 4 IGBT que forman el inversor de puente completo son generadas por un generador de pulsos variables (*Variable pulse generator*) y un bloque de retraso variable de

tiempo (*Variable time delay*), consiguiendo con esto las señales de disparo de G1 y G3, y con el negado de estas señales obtener las señales de disparo de los IGBTs G2 y G4; respectivamente. Esto se puede observar en la Figura 30.

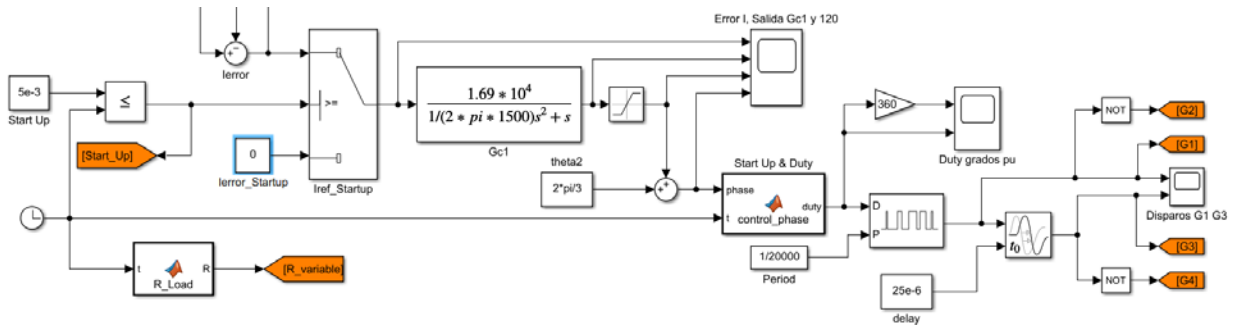


Figura 30. Sistema de generación de disparos para los IGBTs.

Al generador de pulsos entra la señal de *duty* y el periodo de la señal 50 μ s (1/20.000 Hz), y al bloque de *delay*, la mitad del periodo, 25 μ s. La señal de *duty* viene de un bloque anterior denominado *control_phase* en el que se calcula el *duty* en función del ángulo de desplazamiento de fase θ que recibe. Hay que distinguir dos situaciones. En los primeros 5 ms, el sistema está arrancando y el ángulo θ tiene que ir creciendo linealmente desde 0° hasta los 120°. Después del arranque, el ángulo θ viene determinado por los 120° que determina el ángulo θ_1 más el ángulo θ_2 proveniente de la función G_{c1} del control de corriente (Figura 23). El bloque *control_phase* es un bloque del tipo *User-Defined Functions*, y su contenido se muestra en el apartado 8.4 Anexo D.

A la salida de la función G_{c1} se ha dispuesto un bloque de saturación configurado con los límites de 0 rad y $4\pi/3$ rad para evitar que el ángulo θ que determina el *duty* supere los 2π rad y se generen unos disparos de los IGBTs que no tendrían sentido.

El conjunto de bloques representado en la Figura 30 modela el lazo de control de corriente, donde la entrada a este lazo es el error de corriente que entra al *Switch* denominado *Iref_Startup* y posteriormente al bloque G_{c1} . Este *Switch* dispone de una entrada de valor cero para introducir un error nulo durante el proceso de arranque y evitar problemas al terminar dicho arranque.

La corriente de referencia puede ser determinada por el sistema EVDS o por el lazo de control de potencia, y es el bloque *Switch* denominado *EVDS_Power* quien selecciona en función de si la potencia del sistema es inferior o superior a la potencia de referencia (Figura 31).

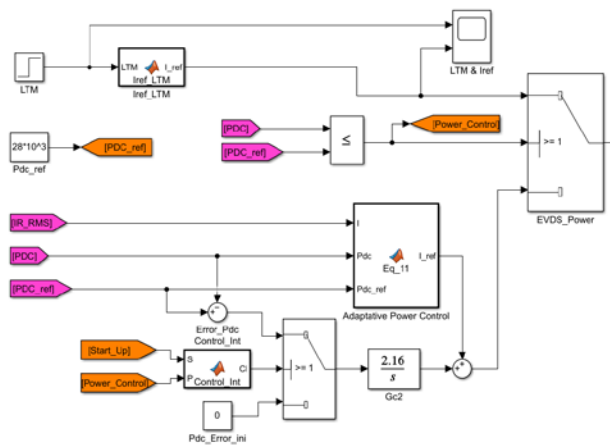


Figura 31. Modelado del sistema EVDS y lazo de control de potencia.

En la parte superior de la Figura 31 se encuentra modelado el sistema EVDS. El sistema EVDS, como

se había comentado anteriormente, determina la corriente de referencia en función del desalineamiento que ha registrado, de tal modo que a mayor desalineamiento se incrementa la corriente de referencia para compensar las pérdidas siguiendo la función mostrada en la Figura 11. Esta función ha sido modelada en el bloque *Iref_LTM* y su código se puede consultar en apartado 8.5 Anexo E.

En la parte inferior de la Figura 31 se encuentra modelado el lazo de control de potencia y se puede observar en mayor detalle en la Figura 32. El bloque denominado *Adaptive Power Control* modela el control adaptativo de potencia representado por la ecuación (Ec 16) y emplea como entradas la corriente de la bobina de primario y de la carga (*IR_RMS*), la potencia extraída de la fuente de tensión DC (*PDC*) y la potencia de referencia (*PDC_ref*). La función de transferencia G_{c2} es un integrador que se introduce para corregir el error del control adaptativo en régimen permanente.

Hay que destacar que delante del integrador G_{c2} se ha dispuesto un bloque *Switch* que permite anular la acción del integrador, para que solo actúe en determinadas circunstancias. La salida de corriente de referencia determinada por el control de potencia es la suma de la corriente del control proporcional adaptativo más la corriente del integrador. Si se considera el caso donde la corriente de referencia está determinada por el sistema EVDS y el integrador estuviese activo, la señal de corriente de referencia del control de potencia seguiría incrementándose, ya que el integrador continúa sumando al no poder corregir el error en régimen permanente. La corriente de referencia determinada por el control de potencia sería muy elevada y si en esas circunstancias se activa el control de potencia, éste proporcionaría una corriente de referencia muy elevada al lazo de control de corriente que volvería inestable al sistema.

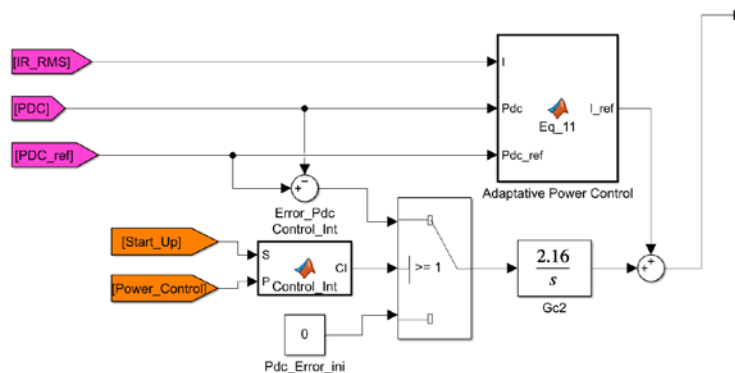


Figura 32. Modelado en Simulink del control de potencia.

Este fenómeno de suma de un integrador y acumulación de error porque no puede terminar de corregir el error en permanente, o por efectos de saturación o por controladores PI o PID convencionales, es lo que se conoce como **Efecto Windup**. Este fenómeno está presente en la implementación llevada a cabo.

Revisando en la literatura científica, hay muchas técnicas para implementar un *anti-windup* y en este trabajo, el *anti-windup* consiste en anular la acción integral con un bloque *Switch* que ofrece como entrada al integrador el error de potencia o una señal nula, para anular el efecto del integrador.

Para que el bloque *Switch_Power* habilite o deshabilite la acción del integrador, se estudió en qué circunstancias tenía que actuar, y se determinó que dependía de las señales *Start_Up* y *Power_Control*. Por ello, se dispuso de un bloque denominado *Control_Int* (porque es el que decide sobre el control del integrador), que en su interior solo hay un conjunto de decisiones. Solo debía actuar el integrador del control de potencia cuando el sistema ya ha arrancado (han pasado los primeros 5 ms de arranque y por tanto la señal *Start_Up* está a 1) y cuando el sistema excede la potencia de referencia (señal

Power_Control está a 1). La programación del bloque *Control_Int* está recogida en el apartado 8.6. Anexo F.

La corriente de referencia, bien sea determinada por el sistema EVDS o bien por el control de potencia, es un valor eficaz, pero es necesario disponer de esa corriente en valores instantáneos porque durante las simulaciones la función G_{c1} no funcionaba correctamente si se introducía en ella el error de corriente calculado a partir de valores eficaces.

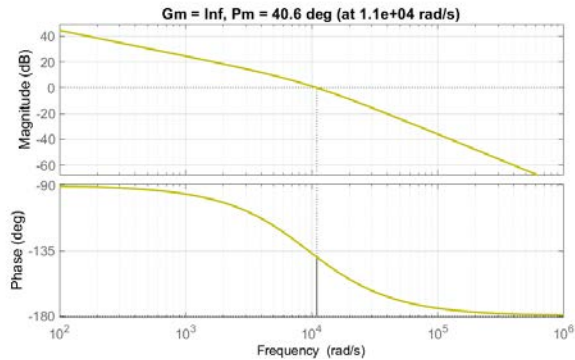


Figura 33. Diagrama de Bode de la función de transferencia G_{c1} .

Este error de corriente tiene que ser una señal con una frecuencia cercana a los 20 kHz porque a la vista del diagrama de Bode de la función G_{c1} (ver Figura 33), una señal de entrada con una frecuencia inferior a los 11 kHz sería muy amplificada, proporcionando valores de desplazamiento de fase sin sentido, por encima de los 2π radianes.

El procedimiento para obtener la corriente con valores instantáneos pero modulada con el valor eficaz deseado en cada momento, se muestra en la Figura 34. Los valores instantáneos de la corriente de la carga (I_R) se divide por el valor eficaz actual y se multiplica por el valor eficaz de la corriente de referencia, salida del *Switch EVDS_Power*.

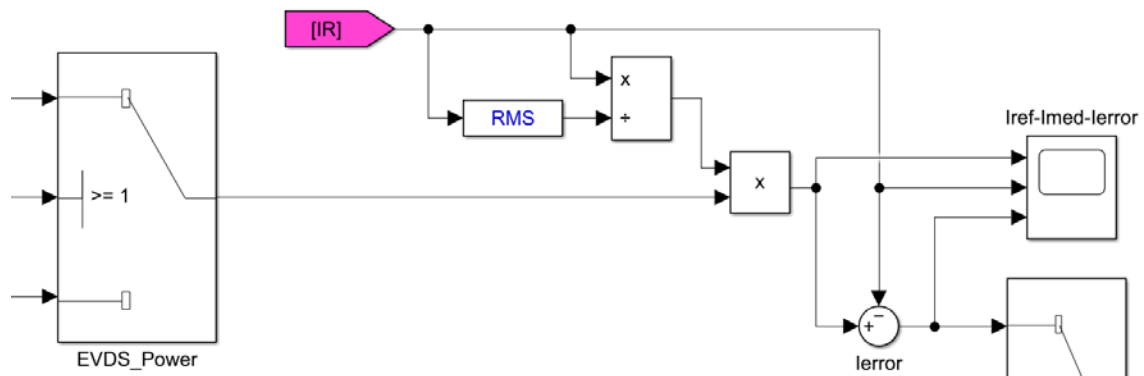


Figura 34. Algoritmo para obtener valores instantáneos de corriente.

6 SIMULACIONES

En este apartado se presentan varios casos de simulación para poder entender el funcionamiento del sistema DWPT en varias situaciones y poder validar el sistema de control de doble lazo implementado en Simulink. La carga del sistema representada por la resistencia R_r , que está en serie con la bobina de primario, es una resistencia variable debido al movimiento del vehículo. En los primeros pasos de este trabajo esta resistencia se consideró fija, para entender bien el funcionamiento del control de corriente y el comportamiento de la función G_{c1} y no introducir otras dinámicas. Por tanto, los casos de simulación que se han estudiado son:

- Sistema con **carga constante** y la potencia límite **sin superar**.
- Sistema con **carga constante** y la potencia límite **superada**.
- Sistema con **carga variable** y la potencia límite **sin superar**.
- Sistema con **carga variable** y la potencia límite **superada**.

6.1 Sistema con carga constante y potencia límite sin superar. Caso 1.

Este caso simula una situación donde la carga es constante y la potencia que se demanda de la fuente de tensión DC no supera la potencia límite de referencia. Como la carga es constante en el tiempo, sería equivalente a que el vehículo eléctrico está estático encima de la bobina de primario. El desalineamiento considerado para este caso es de 0.3 normalizado que corresponde con una intensidad de referencia de 75.61 A. La Figura 35 muestra la intensidad de referencia y la intensidad que pasa por la carga. Los primeros 5 ms representan el arranque, partiendo de una corriente nula hasta los 65.49 A. La corriente de referencia no se activa hasta los 7 ms para poder ver un régimen permanente después de haber terminado el proceso de arranque (los primeros 5 ms). La carga del sistema R_r es de 4.4 Ω y es constante durante su funcionamiento.

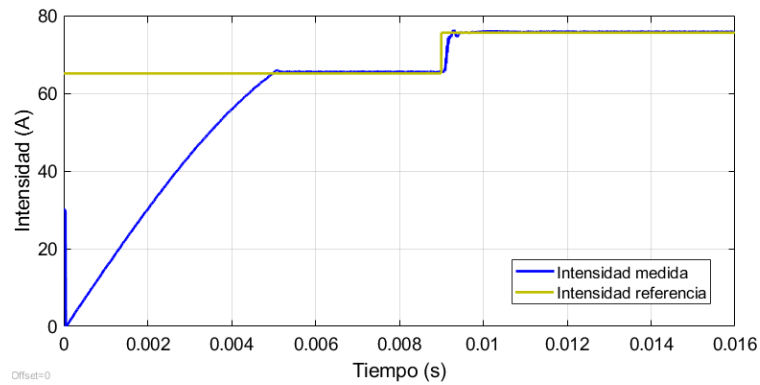


Figura 35. Intensidad de carga y de referencia. Caso 1.

El cambio en la intensidad de referencia implica un cambio en las potencias. En la Figura 36 se puede observar como la potencia extraída de la fuente de tensión DC es ligeramente mayor a la potencia activa que consume la carga R_r . Esto se debe a que la potencia extraída de la fuente DC tiene que alimentar toda la potencia activa consumida por las resistencias parásitas de los elementos.

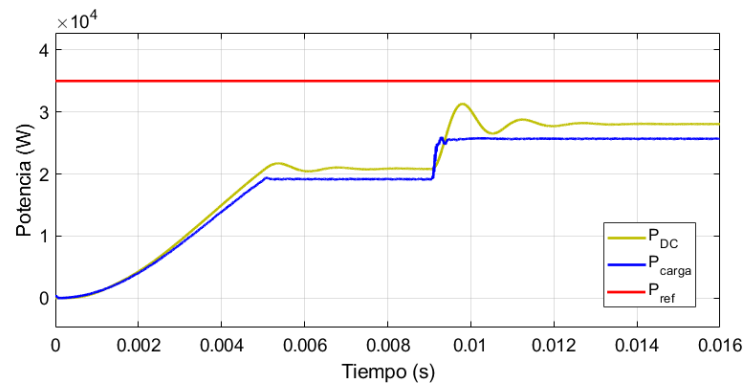


Figura 36. Valores de potencia de la simulación del caso 1.

Se puede apreciar como la potencia extraída de la fuente de tensión DC presenta una dinámica que no se aprecia en la potencia consumida por la carga, debido a circuito tanque LCC. En este caso de simulación no ha intervenido el control de potencia ya que la potencia de la fuente DC no ha superado el límite de potencia (P_{ref}).

6.2 Sistema con carga constante y potencia límite sin superar. Caso 2.

Este caso se presenta para estudiar el efecto del desalineamiento sobre el sistema, de forma que el desalineamiento pasa de un valor de 0.3 a un valor de 0.2, lo que conlleva una reducción de la corriente de referencia por parte del sistema EVDS. En la Figura 37 se puede observar que la corriente de referencia es 68.78 A y que la corriente que finalmente discurre por la carga es de 70.73 A, ligeramente superior. Esta discrepancia que se observa en la Figura 37 entre la corriente de referencia y la corriente de la carga se puede atribuir a la función de transferencia G_{c1} . Uno de los motivos es porque en este caso, como no se supera el valor de la potencia límite, no interviene ningún elemento del lazo de potencia. Y el otro motivo es porque la función G_{c1} es la responsable de traducir el error de corriente en valores de desplazamiento de fase, y en muchas ocasiones estos valores sufrían cambios muy fuertes y repentinos. La función G_{c1} está formada por un polo y un integrador, y este integrador debería corregir el error en régimen permanente, pero esto no sucede.

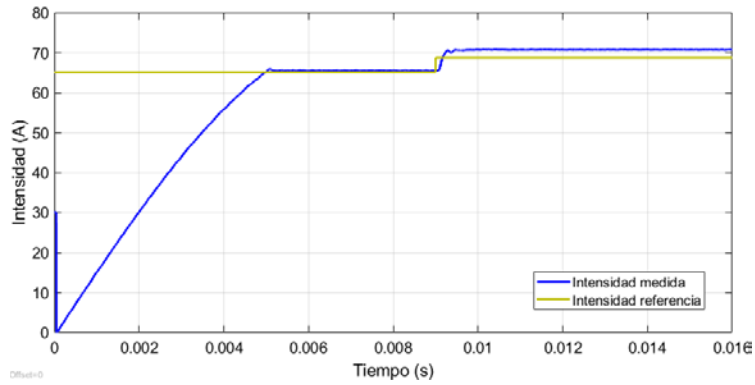


Figura 37. Intensidad de carga y de referencia con LTM 0.2. Caso 2.

La reducción en el desalineamiento lateral provoca una reducción de la corriente de referencia, que a su vez implica una reducción en la potencia extraída de la fuente DC y de la potencia consumida por la carga. Eso se puede apreciar si se compara los valores de potencia representados en la Figura 38 y se compara con los valores de potencia del caso anterior, mostrados en la Figura 36.

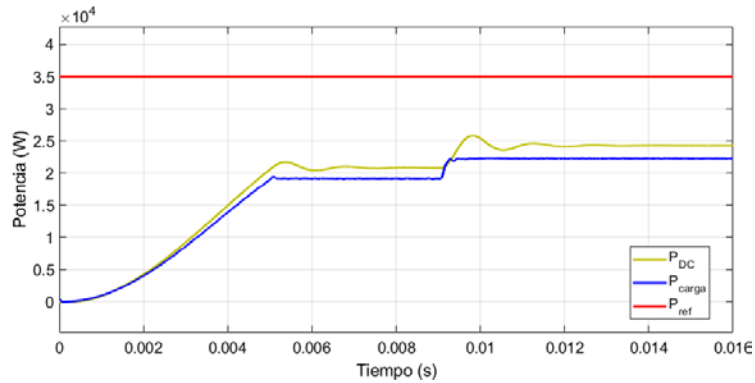


Figura 38. Valores de potencia de la simulación del caso 2 con LTM 0.2.

6.3 Sistema con carga constante y potencia límite superada. Caso 3.

Este caso simula una situación similar al caso anterior, carga constante con el mismo desalineamiento y por tanto la misma corriente, pero el límite de potencia se reduce de 35 kW a 25 kW para poder observar el efecto al actuar el lazo de control de potencia.

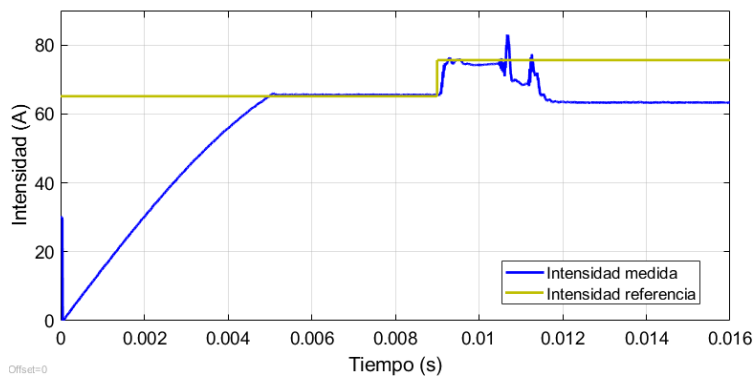


Figura 39. Intensidad de carga y de referencia. Caso 2.

En la Figura 39 se puede observar que, desde el inicio del arranque hasta los 9 ms, el comportamiento y los valores de la corriente son similares a los registrados. A los 9 ms cambia la referencia de corriente a 75.61 A debido al desalineamiento, pero a los pocos milisegundos se produce una reducción de la corriente de la carga acompañado de una dinámica debido a que entra el control de potencia. La corriente de la carga desciende hasta los 63.29 A, aunque la referencia sigue siendo 75.61 A.

Para poder entender mejor los cambios y la dinámica que se aprecia en la corriente de la carga, se debe observar la potencia y cuando actúa el control de potencia. En la Figura 40 se observa como la potencia extraída de la fuente DC supera el límite configurado (25 kW) pasados los 9 ms. El control de potencia actúa una primera vez, por lo que la señal $P_{control}$ pasa a un valor nulo. La potencia de la fuente de tensión DC alcanza un valor inferior al límite, desactivándose el control de potencia y por tanto su señal, pero la dinámica provoca que la P_{DC} supere de nuevo el límite, actuando nuevamente el control de potencia.

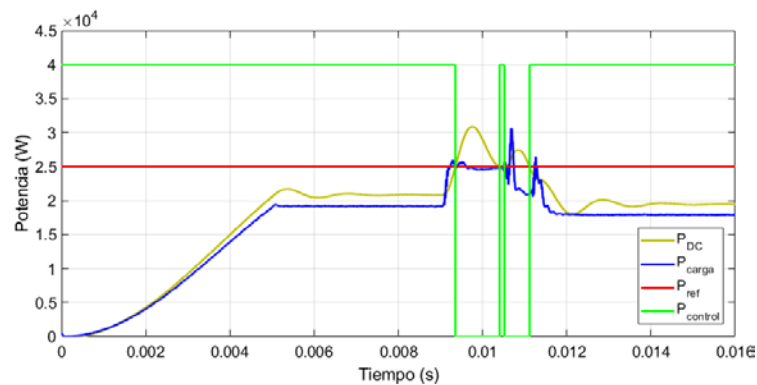


Figura 40. Valores de potencia de la simulación del caso 2.

Uno de los comportamientos no deseados se puede observar en la Figura 40. El límite de potencia se ve rebasado en dos ocasiones y la potencia que entrega la fuente DC y la transferida a la carga son bastantes inferiores al límite de potencia. La situación deseable es que la potencia entregada a la carga esté próxima al límite, pero esto puede suceder porque el control de potencia queda desactivado y no actúa el integrador.

6.4 Sistema con carga variable y potencia límite sin superar. Caso 4.

En este apartado la carga es variable, el desalineamiento es 0.3 normalizado y el límite de potencia configurado a 35 kW, límite que no se supera. La carga variable sigue el perfil mostrado en la Figura 29. La Figura 41 muestra como la intensidad de referencia a partir de los 9 ms es de 75.61 A constante. La intensidad de la carga no es constante debido a que la carga es variable. Se puede observar que en el régimen permanente existe una discrepancia entre las intensidades, siendo la intensidad de la carga 5.39 A mayor a la intensidad de referencia.

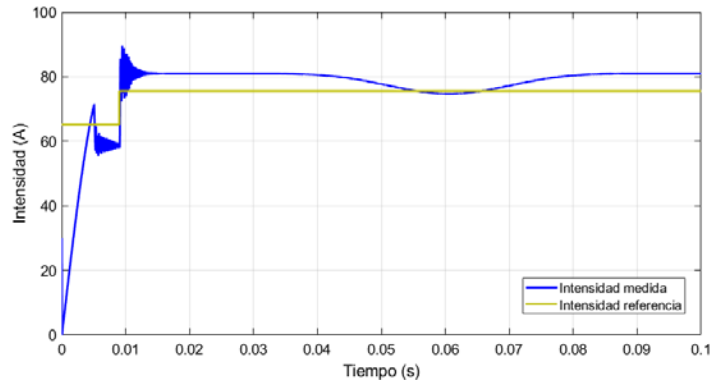


Figura 41. Intensidad de carga y de referencia. Caso 3.

En la Figura 42 se puede observar como la potencia que se extrae de la fuente de tensión DC y la potencia de la carga presentan un perfil parecido al perfil de la carga variable, siendo la potencia suministrada por la fuente ligeramente superior que la potencia que consume la carga, porque la fuente debe suministrar la potencia que se disipa en las resistencias parásitas. Se puede apreciar una pequeña dinámica en la potencia que suministra la fuente de tensión DC a los 9 ms debido al cambio de la intensidad de referencia que se produce en dicho instante. El límite de potencia no se ve sobrepasado, por lo que la señal de control, $P_{control}$, no alcanza valor cero.

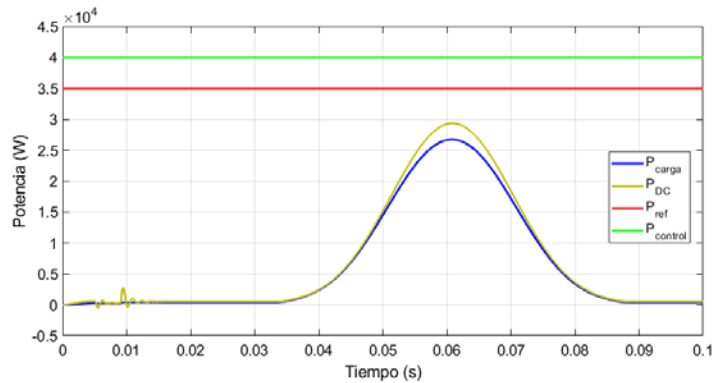


Figura 42. Valores de potencia de la simulación del caso 3.

El circuito tanque resonante LCC permite reducir la potencia que tiene que suministrar la fuente de tensión DC, ya que la potencia reactiva que demanda la bobina del primario es aportada por los condensadores del LCC. Parte del consumo de reactiva también se debe a la bobina L_{S1} del propio LCC. Este balance de potencia reactiva se puede observar en la Figura 43.

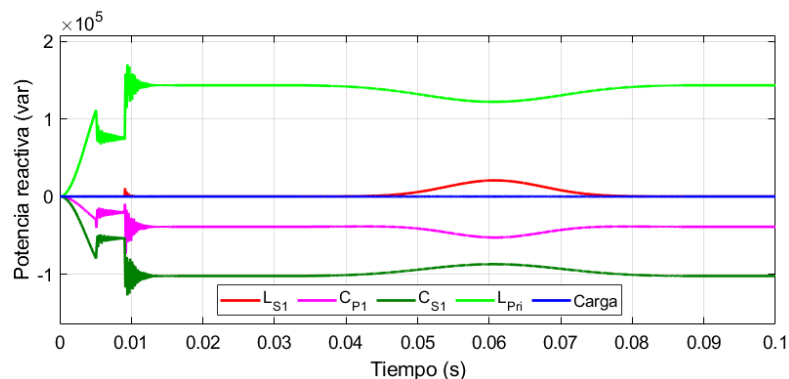


Figura 43. Potencia reactiva de los elementos del sistema DWPT.

Las bobinas y condensadores del circuito LCC también hacen consumo de potencia activa porque han

sido modelados de forma real, con sus resistencias parásitas. El balance de potencia activa se muestra en la Figura 44.

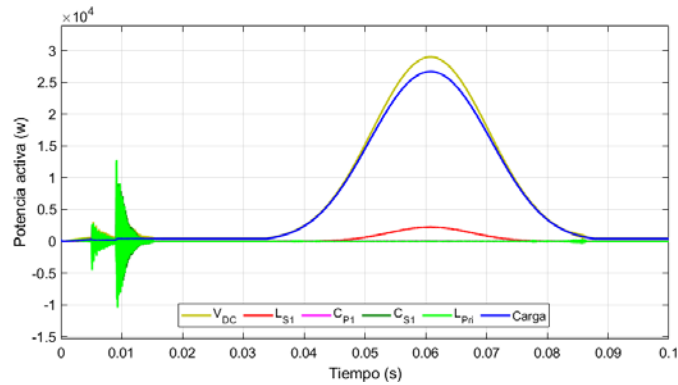


Figura 44. Potencia activa de los elementos del sistema DWPT.

Se puede apreciar en la Figura 44 que el mayor consumo de la potencia activa es realizado por la carga y el resto de los elementos tienen un consumo mínimo. Dentro de los consumos minoritarios de potencia activa, el condensador C_{S1} es el elemento que presenta mayor valor, debido a que la corriente que atraviesa la bobina del primario es elevada y también pasa por él. Se puede apreciar muy bien como la fuente de tensión DC (V_{DC}), genera la potencia activa que consume el resto de los elementos.

6.5 Sistema con carga variable y potencia límite superada. Caso 5.

Este apartado el caso de simulación es con carga variable y el desalineamiento normalizado 0, lo que corresponde a una corriente de referencia de 75.61 A. El límite de potencia se modificará con diferentes valores para poder ver bien el comportamiento del control de potencia.

La Figura 45 muestra el comportamiento de la potencia de la fuente de tensión DC cuando el límite de potencia es configurado a 20 kW.

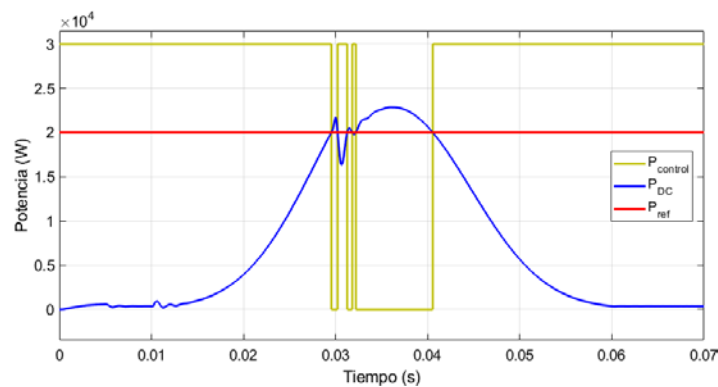


Figura 45. Potencia de la fuente DC con límite de 20 kW.

Se puede observar que la potencia límite de 20 kW es superada 3 veces. Cuando se activa el control de potencia, la señal de control, $P_{control}$, toma valor nulo. Se puede apreciar que la potencia se limita, pero no termina de alcanzar un valor constante como sucede en la Figura 46. Potencia de la fuente DC resultado del artículo.

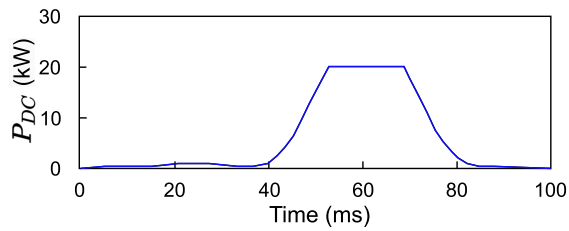


Figura 46. Potencia de la fuente DC resultado del artículo.

La evolución del valor eficaz de la corriente por la carga es la que se muestra en la Figura 47. Como se puede observar, hay un proceso de arranque hasta los 5 ms, después hay un régimen permanente de 5 ms hasta llegar a los 10 ms. Empieza a disminuir la corriente, pero al llegar el instante 30 ms el control de potencia actúa y la corriente sufre un descenso brusco continuado con la forma de campana invertida y muy plana.

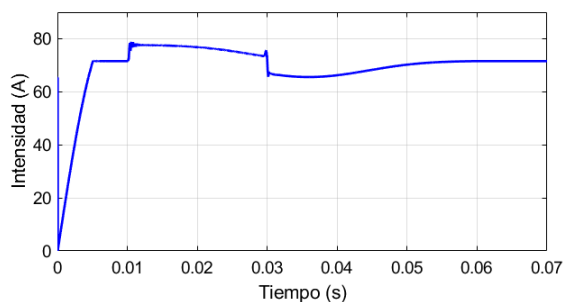


Figura 47. Corriente de la bobina de primario con potencia límite de 20kW.

Pero el comportamiento de la corriente no es del todo similar al comportamiento recogido en el artículo [1], y que se muestra en la Figura 48. En la Figura 48 la corriente desciende con forma de campana invertida, pero sin cambio brusco de pendiente. La corriente en ambos casos no llega a los 60 A.

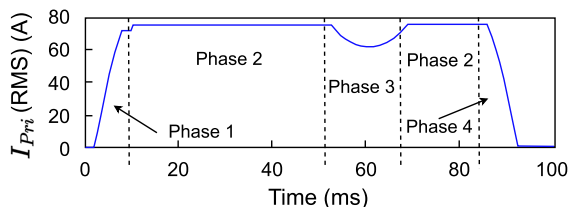


Figura 48. Corriente en la bobina de primario presentada en el artículo.

Cabe destacar que en las simulaciones que he llevado a cabo, la campana que forma la carga variable está adelantada en el tiempo para precisamente ahorrar tiempo de simulación. Esto solo afecta a la posición temporal donde ocurren los cambios.

Otra de las variables que pueden ser comparadas entre la simulación del modelado de este trabajo y la simulación del artículo es la evolución del desplazamiento de fase θ . La Figura 49 muestra como es la evolución del desplazamiento de fase recogido en el artículo. En el arranque, el ángulo crece linealmente hasta los 120° en los primeros 5 ms, un pequeño régimen permanente para que se estabilice y sube hasta aproximadamente los 130° . Unos instantes antes de que actúe la limitación de potencia, entre los instantes 50 ms y 70 ms, la corriente se eleva y después desciende con forma de campana invertida.

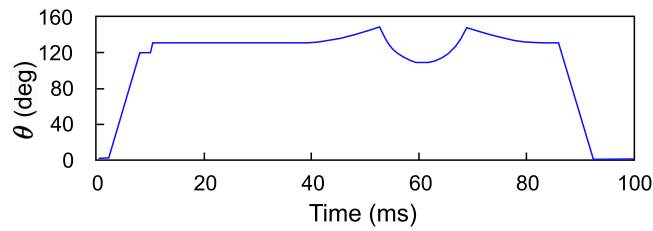


Figura 49. Desplazamiento de fase presentado en el artículo.

Si se compara estos resultados con la simulación obtenida en este trabajo, y que se representa en la Figura 50, se puede ver que hay discrepancias. El control de potencia interviene en el instante 0.03 s y los grados se incrementan repentinamente para después descender bruscamente y quedar en un régimen permanente en un valor inferior a la inicial.

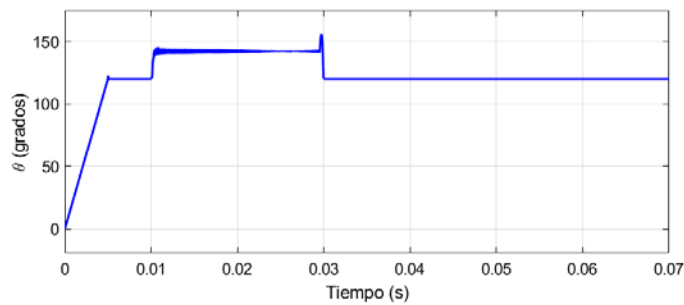


Figura 50. Desplazamiento de fase con potencia límite de 20kW.

Durante el intento de mejorar las simulaciones y detectar donde hay problemas o causas de las discrepancias, se ha podido observar que hay diferencias cuando se cambia la potencia límite. Por ello se muestra a continuación resultados del comportamiento de la potencia extraída de la fuente DC con diferentes límites de potencia.

La Figura 51 muestra la potencia de la fuente DC con potencia límite configurada a 25 kW. Parece mostrar un comportamiento mejor, con menos oscilaciones, tendiendo a ser más plano.

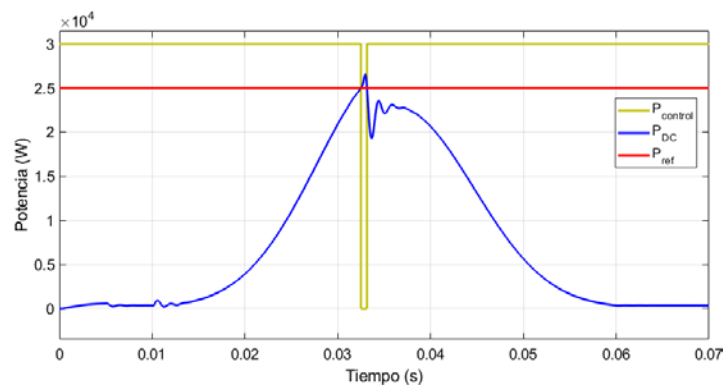


Figura 51. Potencia de la fuente DC con límite de 25 kW.

Y si el límite de potencia se configura en 27 kW, la potencia se reduce, pero no termina consiguiendo un perfil plano. Además, se puede observar comparando la Figura 51 y Figura 52, que el valor de la potencia después de activarse el control de potencia es muy similar.

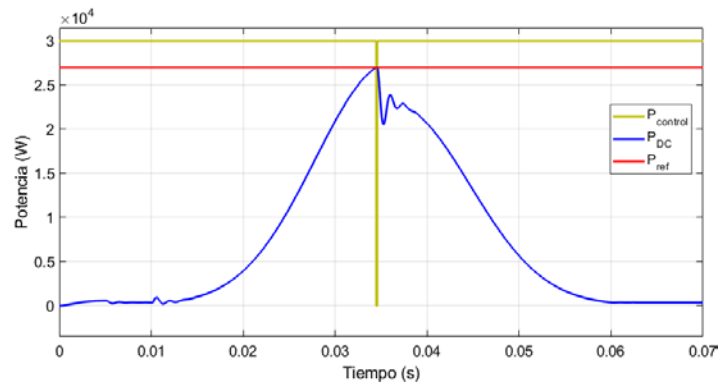


Figura 52. Potencia de la fuente DC con límite de 27 kW.

7 CONCLUSIONES

En este apartado se presentan las conclusiones y los problemas encontrados en la comprensión, estudio y modelado del sistema de carga dinámica de vehículos eléctricos presentado en el artículo [1].

En este trabajo se ha conseguido modelar en Simulink el circuito de potencia del sistema DWPT, desde la fuente de tensión DC, el inversor de puente completo y el circuito tanque LCC. Para el correcto funcionamiento del inversor, se ha modelado las señales de disparo del inversor con un generador de pulsos variables y funciones propias, donde el *duty* del generador de pulsos proviene de la salida de la función G_{c1} .

Uno de los problemas encontrados fue desconocer si la entrada del G_{c1} era el error de corriente calculado con valores eficaces o instantáneos. Pero a la vista de los resultados de las simulaciones y del diagrama de Bode representado en la Figura 33, los valores que entran a la función G_{c1} son valores instantáneos. Durante el proceso de modelado y simulación en Simulink, muchas veces el ángulo de desplazamiento de fase que determinaba la función G_{c1} era mayor a los $4\pi/3$ rad, provocando un desplazamiento de fase superior a los 2π radianes. Esto a su vez originada que los valores del *duty* de los IGBTs fuese incongruente. Este problema se corrigió con un bloque de saturación.

En cuanto al control, se ha conseguido modelar el doble lazo de control, formado por el control de corriente y el control de potencia. Ambos controles actúan y tienen la funcionalidad que se persigue en el artículo, aunque no se consigue una similitud exacta de los resultados. Uno de los problemas detectados en el control fue el efecto Windup, fenómeno aprendido durante este trabajo.

En el estudio del sistema de transferencia de potencia, se ha comprendido la funcionalidad del circuito tanque resonante LCC y con los resultados de las simulaciones de la potencia reactiva se ha podido mostrar su comportamiento y correcta funcionalidad. Relacionado con el circuito tanque LCC y su funcionamiento, se ha buscado en otros artículos otras topologías de circuitos de compensación. Esto ha llevado consigo aprender el uso de herramientas de búsqueda de artículos como Scopus y Google Scholar.

En cuanto a línea futura, sería estudiar en profundidad el espacio de estados y la deducción de las funciones de transferencia para poder mejorar las simulaciones y poder realizar ensayos experimentales.

REFERENCIAS

- [1] R. Tavakoli and Z. Pantic, "Analysis, Design, and Demonstration of a 25-kW Dynamic Wireless Charging System for Roadway Electric Vehicles," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1378-1393, 2018.
- [2] Volkswagen, "Ventajas del coche eléctrico frente al de combustión," 2023. [Online]. Available: <https://www.vwcanarias.com/es/blog/ventajas-coche-electrico.html>.
- [3] D. Gutierrez, «<https://www.hibridosyelectricos.com>,» 13 7 2019. [En línea]. Available: https://www.hibridosyelectricos.com/coches/significado-siglas-coches-electricos_29022_102.html.
- [4] K. V. Singh, H. O. Bansal and D. & Singh, "A comprehensive review on hybrid electric vehicles: architectures and components," *Journal of Modern Transportation*, vol. 27, pp. 77-107, 2019.
- [5] F. J. Alonso Martínez, "Tecnologías de baterías eléctricas. Situación actual y viabilidad económica.," Cuadernos de energía, 2016.
- [6] A. S. Pande, B. P. Soni and K. V. y Bhadane, "Electrical Models for EV's Batteries: An Overview and Mathematical Design of RC Network," *Journal of The Institution of Engineers*, vol. 104, no. 2, pp. 533-547, 2023.
- [7] C. González, "TESTCOCHES," 27 4 2022. [Online]. Available: <https://testcoches.es/ayuda/tipos-bateria-coche-electrico/>.
- [8] Z. Bi, T. Kan, C. C. Mi, Y. Zhang, Z. Zhao and G. A. y Keoleian, "A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility," *Applied Energy*, vol. 179, pp. 413-425, 2016.
- [9] C. S. Wang and e. al, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148-157, 2004.
- [10] M. Borage, S. Tiwari and S. Kotaiah, "Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1547-1554, 2005.
- [11] S. Li, W. Li, J. Deng and T. Nguyen, "A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 6, pp. 2261-2273, 2015.
- [12] H. L. Li, A. Hu and G. Covic, "A direct AC-AC converter for inductive power-transfer systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 661-668, 2012.

-
- [13] M. Moghaddami and A. Anzalchi, "Single-stage three-phase AC–AC matrix converter for inductive power transfer systems," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 63, no. 10, pp. 6613-6622, 2016.
- [14] Z. Zahid, Z. Dalala, C. Zheng and R. Chen, "Modeling and control of series–series compensated inductive power transfer system," *EEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 111-123, 2015.
- [15] J. Miller, O. Onar, C. Omer and M. Chinthavali, "Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle charging," *IEEE journal of Emerging and selected topics in power electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 147-162, 2015.
- [16] H. Hao, G. Covic and J. Boys, "An approximate dynamic model of LCL- T-based inductive power transfer power supplies," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5554-5567, 2014.
- [17] N. Hassan, H. Wang, T. Saha and Z. Pantic, "A novel position sensorless power transfer control of lumped coil-based in-motion wireless power transfer systems," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2015.
- [18] R. Tavakoli, A. Jovicic, N. Chandrappa, R. Bohm and Z. Pantic, "Design of a dual-loop controller for in-motion wireless charging of an electric bus," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, USA · United States, 2016.
- [19] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu and G. C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits," *IEEE Transactions on power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 251-259, 1991.

8 ANEXOS

8.1 Anexo A

Código para la elaboración de la Figura 7.

```
clear; clc; close;

%% Valores para las circunferencias
t=0:pi/30:2*pi;
x0=cos(t)-3;y0=sin(t);z0=0.1*ones(1,61);
x1=cos(t)-3;y1=sin(t)+3;z1=0.1*ones(1,61);
x2=cos(t)-3;y2=sin(t)-3;z2=0.1*ones(1,61);
x00=cos(t);y00=sin(t);z00=0*ones(1,61);

%% Valores para las rectas de los ejes
x_p0 = [-3 -3]; y_p0 = [0 0]; z_p0 = [0 0.1];
x_p1 = [-3 -3]; y_p1 = [3 3]; z_p1 = [0 0.1];
x_p2 = [-3 -3]; y_p2 = [-3 -3]; z_p2 = [0 0.1];

%% Representación
figure(1)
plot3(x0,y0,z0,'LineWidth',2,'Color',[215 0 255]/255)
grid on; hold on
plot3(x1,y1,z1,'LineWidth',2,'Color',[236 176 31]/255)
plot3(x2,y2,z2,'LineWidth',2,'Color',[216 82 24]/255)
plot3(x00,y00,z00,'k','LineWidth',2)
xlabel('LNM','FontSize',14); ylabel('LTM','FontSize',14);
zlabel('Distancia al suelo (m)','FontSize',14)
xlim([-4 4]); ylim([-4 4]); zlim([0 0.2]);
% axes('FontSize')

% Representación de las líneas
plot3(x_p0,y_p0,z_p0,'--','Color',[215 0 255]/255)
plot3(x_p1,y_p1,z_p1,'--','Color',[236 176 31]/255)
plot3(x_p2,y_p2,z_p2,'--','Color',[216 82 24]/255)

% Representación de los puntos extremos de las líneas
% Puntos superiores
plot3(-3,0,0.1,'.','Color',[215 0 255]/255)
plot3(-3,3,0.1,'.','Color',[236 176 31]/255)
plot3(-3,-3,0.1,'.','Color',[216 82 24]/255)

% Puntos inferiores
plot3(0,0,0,'k.')
plot3(-3,0,0,'.','Color',[215 0 255]/255)
plot3(-3,3,0,'.','Color',[236 176 31]/255)
plot3(-3,-3,0,'.','Color',[216 82 24]/255)

% Flecha y texto añadido desde la propia ventana de la figura.
```

8.2 Anexo B

Código para la elaboración de la curva I^* frente a LTM normalizada (Figura 11).

```
clear; clc; close;

%% Datos extraídos manualmente de la figura del artículo
x1 = [0 0.2036 0.329 0.4218];
y1 = [75 80 90 100];

%% Ajuste de curva Gaussiano
% f(x) = p1*x^2 + p2*x + p3
% Coefficients (with 95% confidence bounds):
p1 = 156.5;
p2 = -6.454;
p3 = 74.97;
x = 0:0.01:0.42;
fun = p1*x.^2 + p2*x + p3;

%% Representación
% plot(x1,y1,'ro','LineWidth',2)
plot(x,fun,'b','LineWidth',2)
hold on; grid on;
plot([0.42 1],[fun(end) fun(end)],'b','LineWidth',2)
xlabel('|LTM| normalizada','FontSize',14);
ylabel('I^{*} (A)','FontSize',14);
ylim([60 110]);
yticks([60:10:110]);
xticks([0:0.20:1]);
ax = gca;
ax.FontSize = 14;
```

8.3 Anexo C

Código del bloque donde se evalúa la resistencia variable de carga.

```
function R = R_Load(t)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Recortada en tiempo
% Coefficients (with 95% confidence bounds):
% a1 = 4.788;    % (4.743, 4.833)
% b1 = 0.04074; % (0.04064, 0.04083)
% c1 = 0.01296; % (0.01282, 0.0131)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Original
% Coefficients (with 95% confidence bounds):
a1 = 4.788;    % (4.743, 4.833)
b1 = 0.06074; % (0.06064, 0.06083)
c1 = 0.01296; % (0.01282, 0.0131)

R = a1*exp(-((t-b1)/c1).^2);
```

8.4 Anexo D

Código que determina el duty en función del tiempo y el desplazamiento de fase

```
function duty = control_phase(phase,t)
% El duty tiene dos estados, uno start up y en funcionamiento
if t <= 5e-3
    duty = (120/360) * t / 5e-3;
else
    duty = (phase/(2*pi));
end
```

8.5 Anexo E

Código que determina la corriente de referencia en función del desalineamiento

```
function I_ref = Iref_LTM(LTM)

% Coefficients (with 95% confidence bounds):
p1 = 166.7; % (146.1, 187.4)
p2 = -15.06; % (-24.42, -5.696)
p3 = 75.12; % (74.16, 76.09)

LTMa = abs(LTM);

if LTMa <= 0.4346
    I_ref = p1*LTMa.^2 + p2*LTMa + p3;
else
    I_ref = 100;
end
```

8.6 Anexo F

Código del bloque Control_Int que permite activar o desactivar el integrador del control de potencia

```
function CI = Control_Int(S,P)
% La tabla de verdad del control del integrador
% S P T/F
% ----- T<5 ms
% 0 0 False
% 0 1 False
% ----- T>=5 ms
% 1 0 True
% 1 1 False

if S == 0 % Tiempo de arranque T<5 ms
    CI = 0;
elseif P == 0 % Tiempo después de arranque T>5 ms
    CI = 1;
else
    CI = 0;
end
```


8.7 Anexo G

Las ecuaciones que definen la matriz de estados:

$$L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = s(t)v_{Cdc} - v_{Cp1} - R_{P1}(i_{S1} - i_{Pri}) - R_{S1}i_{S1}$$

$$L_{Pri} \frac{di_{Pri}}{dt} = R_{P1}(i_{S1} - i_{Pri}) + v_{Cp1} - R_{L1}i_{Pri} - v_{Cs1} + M \frac{di_{Sec}}{dt}$$

$$C_{P1} \frac{dv_{Cp1}}{dt} = (i_{S1} - i_{Pri})$$

$$C_{S1} \frac{dv_{Cs1}}{dt} = i_{Pri}$$

$$L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = -sgn(i_{S2})v_{CB} + v_{Cp2} + R_{P2}(i_{Sec} - i_{S2}) - R_{S2}i_{S2}$$

$$L_{Sec} \frac{di_{Sec}}{dt} = -R_{P2}(i_{Sec} - i_{S2}) - v_{Cp2} - R_{L2}i_{Sec}$$

$$C_{P2} \frac{dv_{Cp2}}{dt} = i_{Sec} - i_{S2}$$

$$C_{S2} \frac{dv_{Cs2}}{dt} = i_{Sec}$$

$$C_{dc} \frac{dv_{Cdc}}{dt} = i_{dc} - s(t)i_{S1}$$

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = V_{dc} - v_{Cdc} - (R_{Ldc} + R_{Cdc})i_{Pri}$$

$$C_B \frac{dv_{CB}}{dt} = sgn(i_{S2})i_{S2} - Di_{bat}$$

$$L_B \frac{di_{bat}}{dt} = Dv_{CB} - R_{bat}i_{bat} - V_{bat}$$

donde la función $sgn(x)$ es:

$$sgn(x) = \frac{2}{\pi} e^{-j\angle x}$$

Y la función $s(t)_n$ es:

$$s(t)_t = \begin{cases} 0 & n = 0, 2, 4, \dots \\ \frac{-2j}{n\pi} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) & n = 1, 3, 5, \dots \end{cases}$$

8.8 Anexo H

Las 20 variables de estado están recogidas a continuación:

$$\begin{aligned}
 \langle i_{S1} \rangle_1 &= x_1 + jx_2 & \langle i_{Pri} \rangle_1 &= x_3 + jx_4 \\
 \langle v_{Cp1} \rangle_1 &= x_5 + jx_6 & \langle v_{Cs1} \rangle_1 &= x_7 + jx_8 \\
 \langle i_{S2} \rangle_1 &= x_9 + jx_{10} & \langle i_{Sec} \rangle_1 &= x_{11} + jx_{12} \\
 \langle v_{Cp2} \rangle_1 &= x_{13} + jx_{14} & \langle v_{Cs2} \rangle_1 &= x_{15} + jx_{16} \\
 \langle v_{Cdc} \rangle_0 &= x_{17} & \langle i_{dc} \rangle_0 &= x_{18} \\
 \langle v_{CB} \rangle_0 &= x_{19} & \langle i_{bat} \rangle_0 &= x_{20}
 \end{aligned}$$

8.9 Anexo I

La matriz A de dimensión 20×20 :

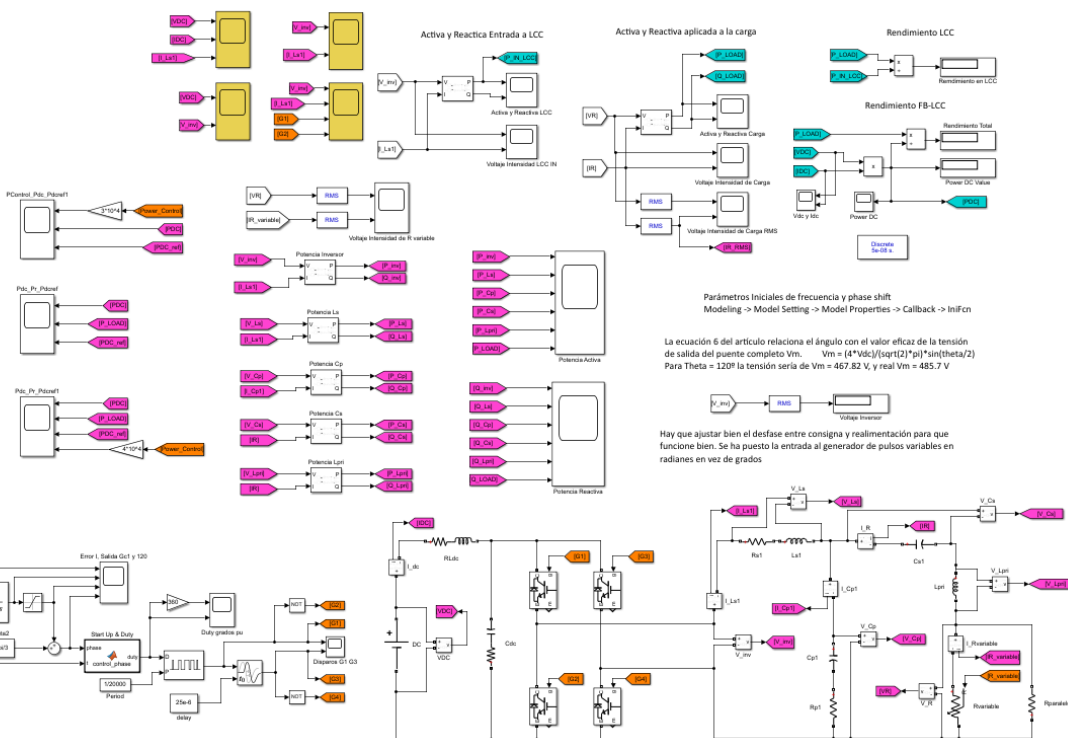
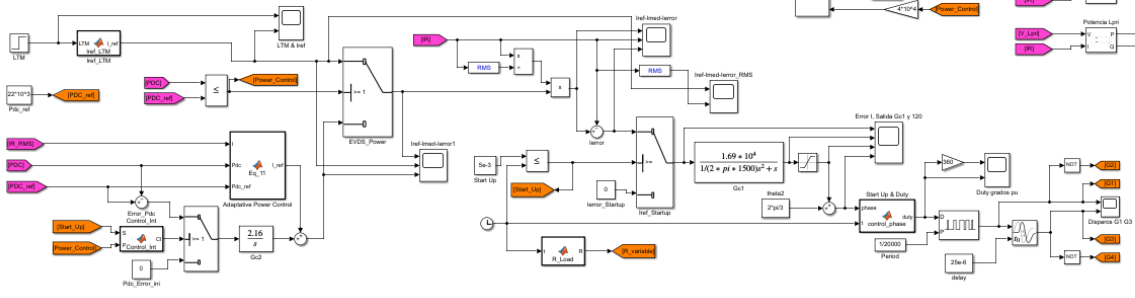
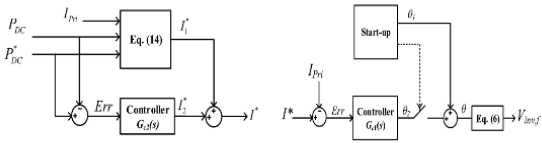
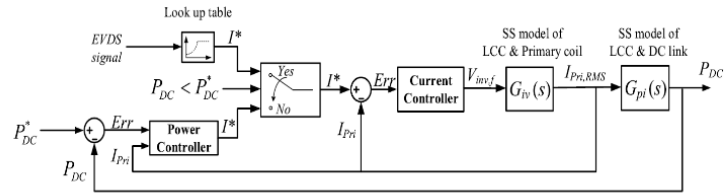
$$\begin{bmatrix}
 -\frac{r_1}{L_{S1}} & \omega & \frac{R_{P1}}{L_{S1}} & 0 & -\frac{1}{L_{S1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\omega & -\frac{r_1}{L_{S1}} & 0 & \frac{R_{P1}}{L_{S1}} & 0 & -\frac{1}{L_{S1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{k}{L_{S1}} & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{R_{P1}L_{Sec}}{\det} & 0 & -\frac{r_2L_{Sec}}{\det} & \omega & \frac{L_{Sec}}{\det} & 0 & -\frac{L_{Sec}}{\det} & 0 & -\frac{MR_{P2}}{\det} & 0 & -\frac{Mr_3}{\det} & 0 & -\frac{M}{\det} & 0 & -\frac{M}{\det} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{R_{P1}L_{Sec}}{\det} & -\omega & -\frac{r_2L_{Sec}}{\det} & 0 & \frac{L_{Sec}}{\det} & 0 & -\frac{L_{Sec}}{\det} & 0 & -\frac{MR_{P2}}{\det} & 0 & -\frac{Mr_3}{\det} & 0 & -\frac{M}{\det} & 0 & -\frac{M}{\det} & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_{P1}} & 0 & -\frac{1}{C_{P1}} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C_{P1}} & 0 & -\frac{1}{C_{P1}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{C_{S1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{S1}} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_4}{L_{S2}} & \omega & \frac{R_{P2}}{L_{S2}} & 0 & \frac{1}{L_{S2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{L_{S2}} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & -\frac{r_4}{L_{S2}} & 0 & \frac{R_{P2}}{L_{S2}} & 0 & \frac{1}{L_{S2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{MR_{P1}}{\det} & 0 & -\frac{Mr_2}{\det} & 0 & \frac{M}{\det} & 0 & -\frac{M}{\det} & 0 & \frac{R_{P2}L_{Pri}}{\det} & 0 & -\frac{r_3L_{Pri}}{\det} & \omega & -\frac{L_{Pri}}{\det} & 0 & -\frac{L_{Pri}}{\det} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{MR_{P1}}{\det} & 0 & -\frac{Mr_2}{\det} & 0 & \frac{M}{\det} & 0 & -\frac{M}{\det} & 0 & \frac{R_{P2}L_{Pri}}{\det} & -\omega & -\frac{r_3L_{Pri}}{\det} & 0 & -\frac{L_{Pri}}{\det} & 0 & -\frac{L_{Pri}}{\det} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{P2}} & 0 & \frac{1}{C_{P2}} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{P2}} & 0 & \frac{1}{C_{P2}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{S2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{S2}} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{k}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{dc}} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc}} & -\frac{r_5}{L_{dc}} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{4}{C_B} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{L_B} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{L_B} - \frac{R_{bat}}{L_{bat}}
 \end{bmatrix}$$

Donde se tiene que:

$$\begin{aligned}
 R_{P1} + R_{S1} &= r_1 & R_{S2} + R_{P2} &= r_4 \\
 R_{P1} + R_{L1} &= r_2 & R_{Ldc} + R_{Cdc} &= r_5 \\
 R_{P2} + R_{L2} &= r_3 & \det &= L_{Pri}L_{Sec} - M^2 \\
 k &= \frac{4}{\pi} \sin(\theta/2)
 \end{aligned}$$

8.10 Anexo J

Modelo completo en Simulink



Parámetros Iniciales de frecuencia y phase shift
 Modeling -> Model Setting -> Model Properties -> Callback -> IniFcn

La ecuación 6 del artículo relaciona el ángulo con el valor eficaz de la tensión de salida del puente completo $V_m = (4 * V_{dc} / \sqrt{12}) * \sin(\theta/2)$
 Para $\theta = 120^\circ$ la tensión sería de $V_m = 467.82$ V, y real $V_m = 485.7$ V

Hay que ajustar bien el desfase entre consigna y realimentación para que funcione bien. Se ha puesto la entrada al generador de pulsos variables en radianes en vez de grados