



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



DEPARTAMENTO  
DE INGENIERÍA  
ELECTRÓNICA

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Dpto. de Ingeniería Electrónica

Estudio del efecto de las técnicas de modulación sobre las pérdidas de un convertidor DC-DC aislado en puente dual activo (DAB) para cargadores embarcados en vehículos eléctricos

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos

AUTOR/A: Revert Ferrero, Carlos

Tutor/a: Garcerá Sanfeliú, Gabriel

Cotutor/a: Figueres Amorós, Emilio

CURSO ACADÉMICO: 2021/2022



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



# **ESTUDIO DEL EFECTO DE LAS TÉCNICAS DE MODULACIÓN SOBRE LAS PÉRDIDAS DE UN CONVERTIDOR DC-DC AISLADO EN PUENTE DUAL ACTIVO (DAB) PARA CARGADORES EMBARCADOS EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS**

**Autor: Carlos Revert Ferrero**

**Tutor: Gabriel Garcerá Sanfeliú**

**Cotutor: Emilio Figueres Amorós**

Trabajo Fin de Máster presentado en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universitat Politècnica de València para la obtención del Título de Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos

Curso 2021-2022

Valencia, Julio de 2022



## Agradecimientos

Mis primeras palabras las quiero usar como agradecimiento a todas las personas que, de alguna forma u otra, han ayudado a que este trabajo salga adelante y se convierta en una realidad.

Primero que todo a **Gabriel Garcerá Sanfeliú**, Ph.D. y **Emilio Figueres Amorós**, Ph.D. por todo el aprendizaje adquirido durante el proceso del desarrollo del proyecto y que me ha permitido profundizar respecto a todo lo aprendido durante el máster

A mis compañeros del GSEI, **Miriam** y **Enric** por la ayuda desinteresada que me habéis brindado

Y por último, no me quiero olvidar de mis padres **Carlos** y **Pilar** y mi hermana **Natalia** por todo el apoyo en los momentos buenos y no tan buenos.

A todos ellos, gracias.

---

## Resumen

El sector del vehículo eléctrico demanda cada vez más que los sistemas que lleve embarcados, como por ejemplo los OBC (On Board Charger), cuenten con una muy elevada densidad de potencia para minimizar su volumen y peso para una misma potencia transmitida.

Para conseguir esto, además de varias tipologías de convertidores DC-DC resonantes, el puente dual activo (DAB, Dual Active Bridge) es una de las topologías de referencia para el desarrollo de convertidores DC/DC con bajas pérdidas de conmutación y alta frecuencia. Esta topología consigue la conmutación suave de sus interruptores aprovechando la inductancia de fugas del transformador de aislamiento junto a las capacidades parásitas de los semiconductores. Este tipo de conmutación permite aumentar la frecuencia de conmutación del convertidor sin apenas aumentar las pérdidas, lo que deriva en una disminución del tamaño de los componentes pasivos.

En este trabajo se propone estudiar el Dual Active Bridge (DAB) con diferentes técnicas de modulación. Se trata de un análisis por simulación del efecto de las diferentes técnicas de modulación por desplazamiento de fase conocidas sobre las pérdidas del convertidor DC/DC. Se partirá de unas especificaciones de automoción para el diseño del DAB con diferentes modulaciones, a partir de las que se realizará simulaciones con PSIM y/o Ltspice en varios puntos de operación para concluir qué modulación consigue las menores pérdidas y en qué rango de funcionamiento.

---

## Resum

El sector del vehicle elèctric demanda cada vegada més que els sistemes que porte embarcats, com per exemple els OBC (On Board Charger), compten amb una molt elevada densitat de potència per a minimitzar el seu volum i pes per a una mateixa potència transmesa.

Per a aconseguir això, a més de diverses topologies de convertidors DC-DC ressonants, el pont dual actiu (DAB, Dual Active Bridge) és una de les topologies de referència per al desenvolupament de convertidors DC/DC amb baixes pèrdues de commutació i alta freqüència. Aquesta topologia aconsegueix la commutació suau dels seus interruptors aprofitant la inductància de fugides del transformador d'aïllament al costat de les capacitats paràsites dels semiconductors. Aquest tipus de commutació permet augmentar la freqüència de commutació del convertidor sense tot just augmentar les pèrdues, la qual cosa deriva en una disminució de la grandària dels components passius.

En aquest treball es proposa estudiar el Dual Active Bridge (DAB) amb diferents tècniques de modulació. Es tracta d'una anàlisi per simulació de l'efecte de les diferents tècniques de modulació per desplaçament de fase conegudes sobre les pèrdues del convertidor DC/DC. Es partirà d'unes especificacions d'automoció per al disseny del DAB amb diferents modulacions, a partir de les quals es realitzarà simulacions amb PSIM i/o Ltspice en diversos punts d'operació per a concloure quina modulació aconsegueix les menors pèrdues i en quin rang de funcionament.

---

## Abstract

The electric vehicle sector is increasingly demanding that on-board systems, such as OBCs (On Board Chargers), have a very high power density to minimise their volume and weight for the same transmitted power.

To achieve this, in addition to various resonant DC-DC converter topologies, the Dual Active Bridge (DAB) is one of the reference topologies for the development of DC/DC converters with low switching losses and high frequency. This topology achieves soft switching of its switches by exploiting the leakage inductance of the isolation transformer together with the parasitic capacitances of the semiconductors. This type of switching allows the switching frequency of the converter to be increased with almost no increase in losses, resulting in a reduction in the size of the passive components.

This work we propose to study the Dual Active Bridge (DAB) with different modulation techniques. It is a simulation analysis of the effect of the different known phase shift modulation techniques on the losses of the DC/DC converter. The starting point will be automotive specifications for the design of the DAB with different modulations, from which simulations will be carried out with PSIM and/or LTspice at various operating points to conclude which modulation achieves the lowest losses and in which operating range.

# Índice general

## I Memoria

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción . . . . .	2
<b>2. Estado de la técnica</b>	<b>3</b>
2.1. OBC (On-Board Charger) . . . . .	4
2.1.1. Arquitectura básica . . . . .	5
2.2. Nuevas tecnologías para semiconductores . . . . .	6
2.3. Convertidores DC/DC resonantes . . . . .	7
2.3.1. Convertidor en puente activo dual (DAB) . . . . .	9
2.3.1.1. Modos de Operación . . . . .	9
2.3.1.2. Modulación por desplazamiento de fase . . . . .	10
2.3.1.3. ZVS en el DAB . . . . .	18
<b>3. Objetivos</b>	<b>21</b>
3.1. Objetivos . . . . .	22
3.1.1. Objetivos particulares . . . . .	22
3.1.2. Metodología y estructura del trabajo . . . . .	22
<b>4. Diseño del puente activo dual (DAB)</b>	<b>25</b>
4.1. Especificaciones . . . . .	26
4.2. Diseño de la etapa de potencia . . . . .	27
4.2.1. Relación de transformación . . . . .	27
4.2.2. Inductancia de fugas . . . . .	28
4.2.3. Transformador Elegido . . . . .	29
4.3. Control en lazo cerrado del DAB . . . . .	30
4.3.1. Control modo corriente media (ACCM) . . . . .	30
4.3.1.1. Diseño del lazo de corriente . . . . .	31
<b>5. Estudio del DAB por simulación</b>	<b>35</b>
5.1. Metodología y limitaciones . . . . .	36
5.1.1. Ficheros de simulación LTspice . . . . .	37
5.1.1.1. Moduladores para desplazamiento de fase . . . . .	38
5.1.1.2. Etapa de potencia y control . . . . .	43
5.2. Resultados obtenidos . . . . .	45
5.2.1. Criterio 1: Maximización de rendimiento . . . . .	46
5.2.2. Criterio 2: Minimización de pérdidas por conmutación . . . . .	49

5.2.3.	Criterio 3: Minimización corriente eficaz por el transformador . . . . .	52
5.2.4.	Criterio 4: Minimización pico de corriente por el devanado primario del transformador . . . . .	55
5.2.5.	Criterio 5: Minimización corrientes RMS por el <i>DC link</i> de salida del DAB	58
<b>6.</b>	<b>Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>61</b>
6.1.	Conclusiones del estudio . . . . .	62
6.2.	Trabajos futuros . . . . .	63
	<b>Bibliografía</b>	<b>65</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>66</b>

# Índice de figuras

1.	Demanda de cargadores DC/DC a medio plazo [1] . . . . .	4
2.	Arquitectura básica del cargador embarcado (OBC)[2] . . . . .	5
3.	Comparativa transistores Si vs Transistores SiC [3] . . . . .	6
4.	Comparativa arquitecturas resonantes [4] . . . . .	8
5.	Arquitectura del DAB . . . . .	9
6.	Arquitectura del DAB resaltando los 3 desfases posibles . . . . .	10
7.	Corriente y tensión a través de la inductancia de fugas de un transformador con modulación tradicional <i>Single Phase-Shift</i> . . . . .	11
8.	Variación de la potencia en función del desfase entre los disparos de los dos puentes activos para la modulación tradicional. El eje X se muestra el desfase externo entre puentes ponderado entre 0 y 1 correspondiente a un rango de entre $[0-180]^\circ$ . . . . .	12
9.	Comparativa <i>Extended Phase-Shift</i> y <i>Single Phase-Shift</i> con respecto a los rangos de regulación de potencia. El eje X se muestra el desfase externo entre puentes entre 0 y 1 correspondiente a un rango de entre $[0-180]^\circ$ . . . . .	13
10.	a) Corriente de entrada del DAB con <i>Extended Phase-Shift</i> b) Corriente de entrada del DAB con <i>Single Phase-Shift</i> . . . . .	14
11.	Comparativa <i>Dual Phase-Shift</i> y <i>Single Phase-Shift</i> con respecto a los rangos de regulación de potencia. El eje X se muestra el desfase externo entre puentes entre 0 y 1 correspondiente a un rango de entre $[0-180]^\circ$ . . . . .	15
12.	Corriente y tensión a través de la inductancia de fugas de un transformador con modulación <i>Triple Phase-Shift</i> . . . . .	16
13.	Ejemplo tensión/corriente a través del inductor de fugas del transformador del DAB con <i>TPS</i> . . . . .	17
14.	Ejemplo de conmutación suave por tensión o <i>ZVS</i> mostrando en el gráfico superior tanto la corriente como la tensión del Mosfet y en el inferior la tensión puertaa-surtidor del mismo . . . . .	18
15.	Comprobación del 3r cuadrante de funcionamiento del DAB, siendo la imagen superior la corriente a través del <i>drenador</i> del transistor <i>Q1</i> y la imagen inferior la caída de tensión entre <i>drenador</i> y <i>surtidor</i> del mismo . . . . .	19
16.	Ganancia del DAB variando tanto $V_{in}$ como $V_{out}$ . . . . .	27
17.	Potencia transmitida teórica del DAB con un 1 GDL para valores extremos de $V_{in}, V_{out}, Potencia$ y $f_{sw}$ . . . . .	28
18.	Resumen informe Transformador diseñado para el DAB . . . . .	30
19.	Respuesta en frecuencia del lazo de corriente en bucle abierto para potencias de $0W, 0,25 \cdot P_{max}, 0,75 \cdot P_{max}$ y $P_{max}$ . . . . .	31
20.	Diagrama de bode en magnitud del lazo de corriente en bucle cerrado para variación de potencias y tensiones de salida . . . . .	32

21.	Diagrama de bode en fase del lazo de corriente en bucle cerrado para variación de potencias y tensiones de salida . . . . .	33
22.	Estructura interna del chip comercial UC3875 de <i>Texas Instruments</i> . . . . .	38
23.	Subcircuito generador de señales PWM con duty fijado al 50 % desfasando disparos del puente 1 (B1) respecto el puente 2 (B2) . . . . .	39
24.	Etapa de potencia del DAB con SPS . . . . .	40
25.	Subcircuito generador de disparos con modulación EPS . . . . .	41
26.	Subcircuito generador de disparos con modulación TPS . . . . .	42
27.	Modelado del transformador real en <i>LTspice</i> . . . . .	44
28.	Eficiencia del DAB óptima para variación de la tensión de salida con $V_{in} = V_{in-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	46
29.	Eficiencia del DAB óptima para variación de potencia transmitida con $V_{in} = V_{in-max}$ y $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$ . . . . .	47
30.	Eficiencia del DAB óptima para variación de la tensión de salida del Boost con $V_{out} = V_{bat-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	48
31.	Corriente total y de conmutación del transistor S1 . . . . .	49
32.	Pérdidas por conmutación óptimas del DAB para variación de la tensión de batería con $V_{in} = V_{in-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	49
33.	Pérdidas por conmutación óptimas para variación de potencia transmitida con $V_{in} = V_{in-max}$ y $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$ . . . . .	50
34.	Pérdidas por conmutación óptimas para variación de la tensión de salida del Boost con $V_{out} = V_{bat-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	51
35.	Corriente eficaz óptima del DAB para variación de la tensión de batería con $V_{in} = V_{in-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	52
36.	Corriente eficaz óptima para variación de potencia transmitida con $V_{in} = V_{in-max}$ y $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$ . . . . .	53
37.	Corriente eficaz óptima óptima para variación de la tensión de salida del Boost con $V_{out} = V_{bat-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	54
38.	Corriente de pico por primario del transformador o puente activo de entrada óptima para variación de la tensión de batería con $V_{in} = V_{in-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	55
39.	Corriente de pico por primario del transformador o puente activo de entrada óptima para variación de potencia transmitida con $V_{in} = V_{in-max}$ y $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$ . . . . .	56
40.	Corriente de pico por primario del transformador o puente activo de entrada óptima para variación de la tensión de salida del Boost con $V_{out} = V_{bat-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	57
41.	Corriente rms en el puerto DC de salida del DAB óptima para variación de la tensión de batería con $V_{in} = V_{in-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	58
42.	Corriente rms en el puerto DC de salida del DAB óptima para variación de potencia transmitida con $V_{in} = V_{in-max}$ y $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$ . . . . .	59
43.	Corriente rms en el puerto DC de salida del DAB óptima para para variación de la tensión de salida del Boost con $V_{out} = V_{bat-max}$ y $P = P_{max}$ . . . . .	59

# Índice de tablas

1.	Modos de funcionamiento OBC . . . . .	4
2.	Comparativa tecnología SiC vs GaN . . . . .	7
3.	Especificaciones Dual Active Bridge . . . . .	26
4.	Compatibilidad UC3875 con ficheros de simulación de LTspice . . . . .	40
5.	Parámetros C2M0025120D de la hoja de características . . . . .	43
6.	Parámetros de conmutación de los Mosfet SiC para las simulaciones . . . . .	44



**Parte I**

**Memoria**



# Capítulo 1

## Introducción

## 1.1. Introducción

Debido al rápido crecimiento en las ventas de vehículos eléctricos, que ascienden a 3,1 millones de unidades a finales de 2017 [6], muchos países han comenzado a emitir y expresar su interés en mandatos relativos al futuro de las ventas de vehículos, incluidos los Estados Unidos (EE.UU.), China, la India y muchos países de la Unión Europea.

A medida que aumenta la venta de estos, es fundamental que tanto los cargadores como la infraestructura del sistema eléctrico esté correctamente adecuada a la demanda. Proporcionalmente a la demanda, los niveles de potencia de los cargadores se han visto incrementados desde los 3.3 kW hasta unos niveles en la actualidad entre 6.6kW y 22kW (dependiendo si se trata de red monofásica o trifásica) con tal de adaptarse a las necesidades de autonomía que pide el mercado. Esto conlleva nuevos retos tecnológicos para los diseñadores, que han de conseguir productos que carguen más rápido, ocupen el menor espacio posible y sean muy eficientes.

Para ello, se han ido desarrollando nuevas tipologías de convertidores conocidas como "resonantes" y "casi-resonantes". Su mayor ventaja se basa en la reducción de las pérdidas de energía gracias a la conmutación suave (ya sea por tensión o por corriente) de parte o de su totalidad de interruptores. Esto tiene varias implicaciones a nivel de sistema o producto ya que permite aumentar la frecuencia de conmutación y así reducir el tamaño de los condensadores de las DC-Link, transformador de aislamiento, etc. y con eso transmitir una determinada potencia ocupando un espacio menor en el vehículo.

Este aumento de la densidad de potencia que demanda el mercado requiere del uso de nuevas tipologías de semiconductores que soporten niveles superiores de tensión/corriente y que sean capaces de conmutar a mayor frecuencia. En la actualidad, la investigación se centra en estructuras de Carburo de Silicio (SiC) o el Nitruro de Galio (GaN), los cuales cuentan con múltiples ventajas respecto a los semiconductores de silicio tradicionales.

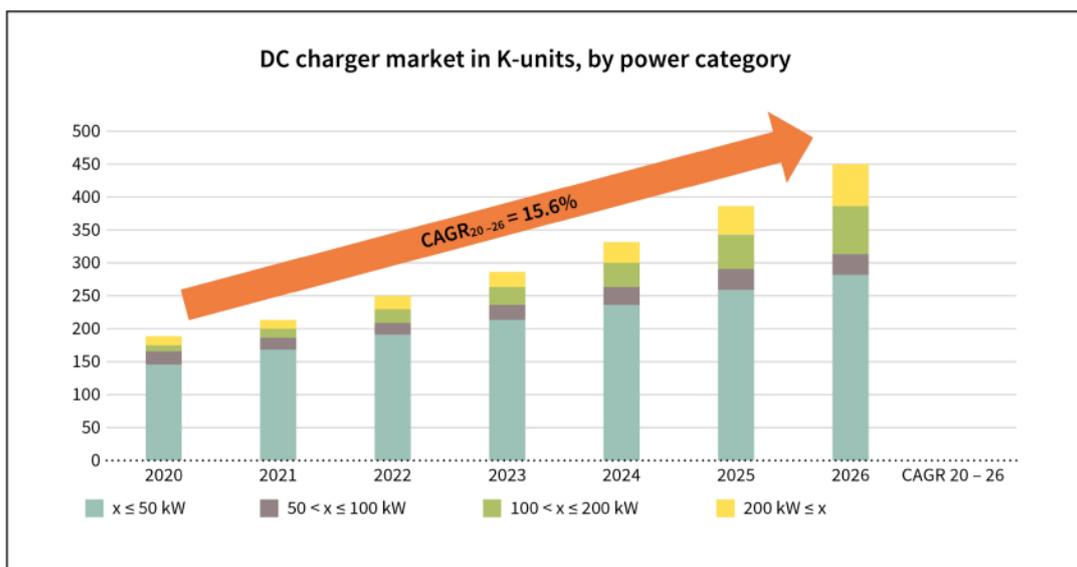
## **Capítulo 2**

# **Estado de la técnica**

## 2.1. OBC (On-Board Charger)

Si hablamos de evolución de la electrónica de potencia en el sector del vehículo eléctrico, uno de los productos con mayor proyección es el cargador embarcado (OBC).

La figura 1 muestra las previsiones de ventas de cargadores DC para los próximos años. Se observa un incremento constante con un especial énfasis en la demanda de cargadores con potencias superiores a 200 kW.



**Figura 1:** Demanda de cargadores DC/DC a medio plazo [1]

Paralelamente, existe otro gran nicho de mercado relacionado con la carga de baterías a partir de la red eléctrica con la configuración conocida como **Grid-to-vehicle (G2V)** dado que permite al usuario cargar el vehículo conectándose a la red desde su propia casa.

Es aquí donde el papel del OBC es fundamental, ya que constituye el elemento clave para una carga rápida y eficiente, siempre en las condiciones tanto de tensión como de corriente, que permitan a la batería situarse en los puntos de operación óptimos de funcionamiento.

La configuración G2V la podríamos clasificar como la tipología básica de los OBC, pero en la actualidad existe una corriente investigadora de otros modos de carga dependiendo si se requieren convertidores bidireccionales o unidireccionales y el tipo de fuente de energía a la entrada y salida del cargador (DC o AC).

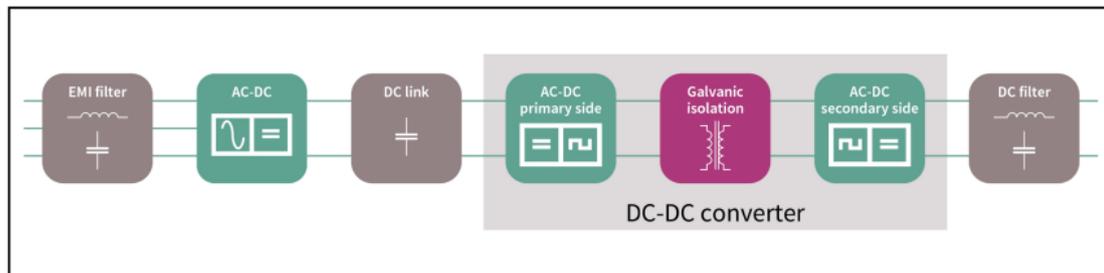
<b>V2G</b>	<i>Vehicle-to-Grid</i>
<b>V2L</b>	<i>Vehicle-to-load</i>
<b>V2V</b>	<i>Vehicle-to-Vehicle</i>
<b>V2H</b>	<i>Vehicle-to-home</i>
<b>V2G</b>	<i>Vehicle-to-Grid with Island Mode</i>

**Tabla 1:** Modos de funcionamiento OBC

- **V2G:** Uno de los desafíos en los que están inmersos muchos países es en la búsqueda de la fuente de energía que más rápido responda a los desequilibrios de la red eléctrica por saltos de demanda especialmente en épocas de verano o invierno. Para ello, este modo requiere que el OBC cuente con convertidores bidireccionales ya que el vehículo debe ser capaz de devolver parte de la energía desde la batería hasta la red eléctrica.
- **V2L:** Este modo permitiría al usuario poder suministrar a partir del vehículo la energía necesaria para hacer funcionar cualquier equipo doméstico.
- **V2V:** Se trata de un modo de funcionamiento pensado para situaciones en las que un vehículo trata de suministrar energía a otro con la batería descargada. A diferencia de un motor de combustión interna cuyo arranque requiere de poca energía, el arranque de un vehículo eléctrico requeriría de una estandarización entre los distintos fabricantes de OBCs.
- **V2H:** Modo pensado para el hogar, el cual debería complementar las caídas de suministro eléctrico por ejemplo cuando una instalación fotovoltaica no funciona (días nublados).
- **V2G:** Está pensado para circunstancias muy concretas, por ejemplo en caso de catástrofe meteorológica donde un determinado lugar queda aislado de la eléctrica, el vehículo podría usarse como fuente de energía.

### 2.1.1. Arquitectura básica

La electrónica de un cargador embarcado se puede dividir en dos grandes bloques tal y como se observa en la figura 2: El filtro EMI de entrada junto al convertidor AC/DC y, por otro lado, el convertidor DC/DC encargado de aplicar la tensión y la corriente que requiere la batería para una carga óptima.



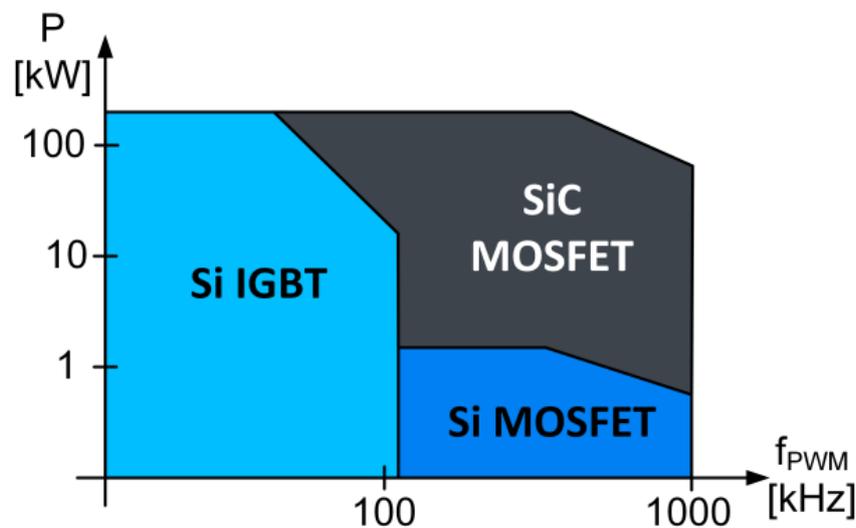
**Figura 2:** Arquitectura básica del cargador embarcado (OBC)[2]

Respecto a los dos convertidores con los cuales cuenta el OBC, existen varias tipologías compatibles que pueden utilizarse en función del tipo de red eléctrica de entrada, necesidad de contar flujo de energía bidireccional o no y tipo de conmutación.

- **Convertidor AC/DC:** Para el convertidor de entrada, se requiere que este trabaje como corrector del factor de potencia para no distorsionar la tensión en el punto común de conexión. Destaca el PFC boost por su carácter bidireccional y bajas pérdidas, además de que necesita filtros de entrada de menor tamaño. También existen otras tipologías como Totempole, 3-phase full bridge o Vienna Rectifier que, aunque por ejemplo este último se ha demostrado que cuenta con mayor eficiencia, es unidireccional.
- **Convertidor DC/DC:** En cuanto a los DC/DC, al igual que el convertidor de entrada, la investigación está centrada en convertidores bidireccionales con alta densidad de potencia para poder operar en los modos mostrados en el punto 2.1.1. Destaca el convertidor en puente dual activo o Dual Active Bridge (DAB) aunque existen otras tipologías como el LLC o el Phase-Shift Full Bridge las cuales parecen ser las más consolidadas hasta la actualidad.

## 2.2. Nuevas tecnologías para semiconductores

Todos los avances de la electrónica de potencia en los últimos años no serían posibles con las limitaciones que presentan los tradicionales semiconductores de Silicio. En la figura 3, se muestra un gráfico mostrando los rangos de trabajo en cuanto a frecuencia de conmutación y potencia de estos de acuerdo a



**Figura 3:** Comparativa transistores Si vs Transistores SiC [3]

Tal y como se observa en el gráfico, desde el punto de vista de la relación frecuencia/potencia, con silicio no se encuentra un dispositivo que permite cubrir ambos espectros. Esta limitación se enfrenta a la evolución que pide el mercado en cuanto al aumento los niveles de potencia requerida y tamaño de los diseños. Es por esto que el desarrollo de semiconductores potencialmente robustos en estos aspectos es fundamental. Todo esto lleva a los fabricantes a apostar por materiales como el Nitruro de Galio o el Carburo de Silicio.

Sin entrar a nivel de fabricación y de como se implementan estos materiales para formar los transistores, sí se ha demostrado sus grandes ventajas no solo para aplicaciones de potencia sino para otras aplicaciones como las telecomunicaciones, radio frecuencia, etc.

En la tabla 2, se adjuntan varias de las características de estos:

Valor	SiC-4H	GaN
<b>BandGap (eV)</b>	3.2	3.4
<b>Thermal conductivity (<math>Watts/cm^2 \cdot K</math>)</b>	5	1.3
<b>Electron Mobility (<math>cm^2/K</math>)</b>	900	2000

**Tabla 2:** Comparativa tecnología SiC vs GaN

En referencia a la tabla anterior, a día de hoy en el sector de la automoción, el Carburo de Silicio está más consolidado. Cuenta con un mejor comportamiento térmico gracias a su mayor conductividad térmica y, para proyectos con requisitos de tensión y potencia mayores, se ha demostrado que permite aumentar la densidad de potencia, reduciendo el tamaño del producto.

En el caso del Nitruro de Galio parece estar enfocado a proyectos de baja tensión (p.e. 48V) y telecomunicaciones, consiguiendo frecuencias de conmutación cercanas al 1MHz gracias a la mayor movilidad de electrones el cual lo caracteriza. Con esto se mejoran las prestaciones del SiC.

## 2.3. Convertidores DC/DC resonantes

En cuanto a los convertidores DC/DC del cargador, este se encarga de adaptar el nivel de tensión y corriente de acuerdo a la curva de carga programada de la batería HV del vehículo. Además, para cargas rápidas y eficientes, se requieren que este cuente con carácter bidireccional, aislamiento galvánico y alta densidad de potencia. Esto no sería posible con los transformadores tradicionales de baja frecuencia, especialmente debido al volumen que ocupan, por lo que se optó por hacer trabajar a estos a altas frecuencias.

Las características anteriores convergen en una tipología de convertidores formados por dos puentes completos DC/AC con un transformador de alta frecuencia como elemento "link" entre los dos puentes. El punto a comparar entre los mismos depende de la 'red pasiva' conectada en la parte AC del convertidor que puede estar formada por redes de inductor(es)/condensador(es) o la propia inductancia de fugas del transformador. El diseño de esta red es crítica para el correcto funcionamiento del convertidor.

En la figura 4 se muestran los principales convertidores en configuración doble puente que cuentan con las características comentadas anteriormente. Se comparan desde distintos puntos de vista como el número de interruptores, rango de conmutación suave y tipo de control entre otros.

Converter	Resonant network structure	Power control	Drive	Soft-switching characterization	Soft-switching range	Additional component	Bidirectional transition speed
Traditional-type	No	Phase-shift modulation	50% duty cycle for all switches	ZVS for few switches	Narrow	No	Fast
LC-type resonant	Series resonant tank	Phase-shift modulation	50% duty cycle for all switches	ZVS for primary switches, ZCS for secondary switches	Narrow	A capacitor	Fast
CLLC-type asymmetric resonant	Series-parallel resonant tank	Frequency modulation	50% duty cycle for inverter switches, additional resonant signals for rectifier switches	ZVS for inverter switches, ZCS for rectifier switches	Wide	Two capacitors and an inductor	Slow
CLLC-type symmetric resonant	Series resonant tank	Frequency modulation	50% duty cycle for inverter switches, turn off for rectifier switches	ZVS for inverter switches, soft commutation for rectifier switches	Wide	Two capacitors and an inductor	Slow

**Figura 4:** Comparativa arquitecturas resonantes [4]

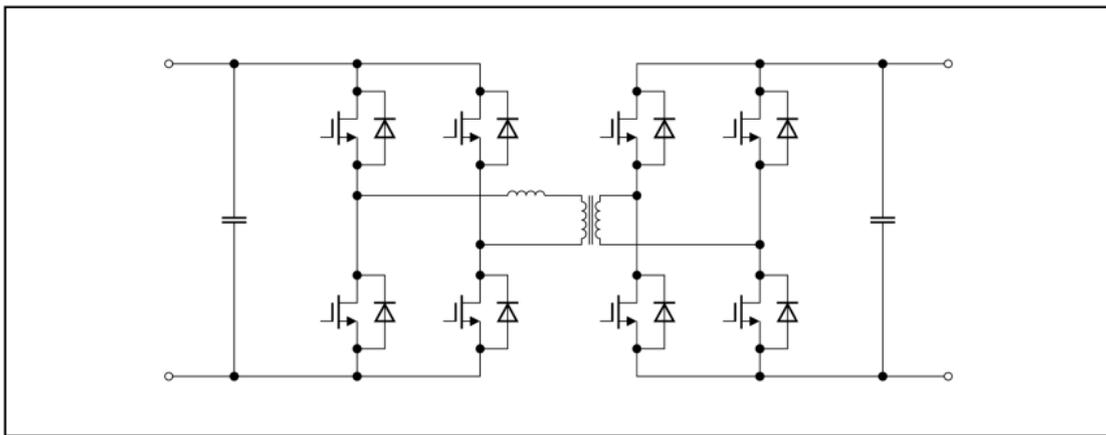
Probablemente los puntos críticos en los cuales el diseñador debe prestar especial atención son tanto el rango de conmutación suave como el uso de componentes adicionales. Estos tienen una implicación directa tanto en el tamaño/volumen del producto final como la eficiencia de transmisión de potencia hacia la batería. Mientras unas tipologías usan redes resonantes que permiten tener un rango de conmutación suave en un rango superior de carga comparado con la tipología tradicional, estas requieren de elementos pasivos adicionales que encarecen el convertidor.

Algo común a todas es la forma de conmutar los transistores, ya que en este tipo de convertidores el flujo de potencia se controla, o bien con el desfase de disparo entre los semiconductores de cada puente, o con la frecuencia de conmutación.

### 2.3.1. Convertidor en puente activo dual (DAB)

Tal y como se ha visto en la figura 4, el convertidor en puente activo dual consigue conmutar suave por tensión en un determinado rango de carga sin la necesidad de añadir componentes o redes resonantes en el lado de alterna del convertidor. Otro aspecto a remarcar en relación a lo visto en los modos de funcionamiento del OBC, es que, dado que es bidireccional, se puede trabajar en otros modos distintos al clásico G2V.

En la figura 7, se observa la arquitectura del convertidor que consta de los dos puentes DC/AC y AC/DC respectivamente con su transformador de alta frecuencia. En este caso, la inductancia de fugas del transformador es el elemento que transmite la potencia de un puerto DC al otro.



**Figura 5:** Arquitectura del DAB

#### 2.3.1.1. Modos de Operación

En cuanto a los modos de operación, estos dependen de la ganancia o diferencia de tensión en bornes del inductor auxiliar o de fugas del transformador. Se dan los siguientes 3 casos:

$$d = \frac{V_{out} \cdot N_{ps}}{V_{in}} \quad (1)$$

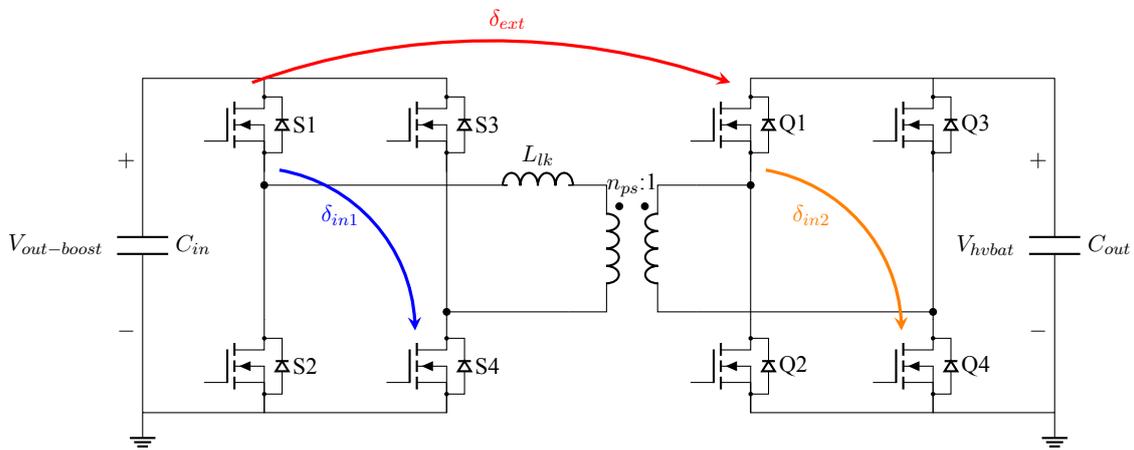
- Modo elevador o *boost*: ( $d > 1$ )
- Modo reductor o *buck*: ( $d < 1$ )
- Modo seguidor: ( $d = 1$ )

### 2.3.1.2. Modulación por desplazamiento de fase

A continuación, se muestran las técnicas de modulación más características del DAB. Para la explicación de las mismas, se usa la figura (6) donde se diferencian con 3 colores distintos los 3 desfases posibles. Además, se presentan las expresiones que relacionan la potencia transmitida por el convertidor en función de los desfases.

En referencia a esto, se suele estudiar esta tomando solamente la variación de los distintos desfases ya que el termino dependiente de las tensiones de entrada/salida, relación de transformación e inductancia de fugas es común a todas las modulaciones. Por lo tanto, se mostrarán las expresiones de potencia por unidad. En la siguiente ecuación, se muestra la potencia máxima transmisible del convertidor:

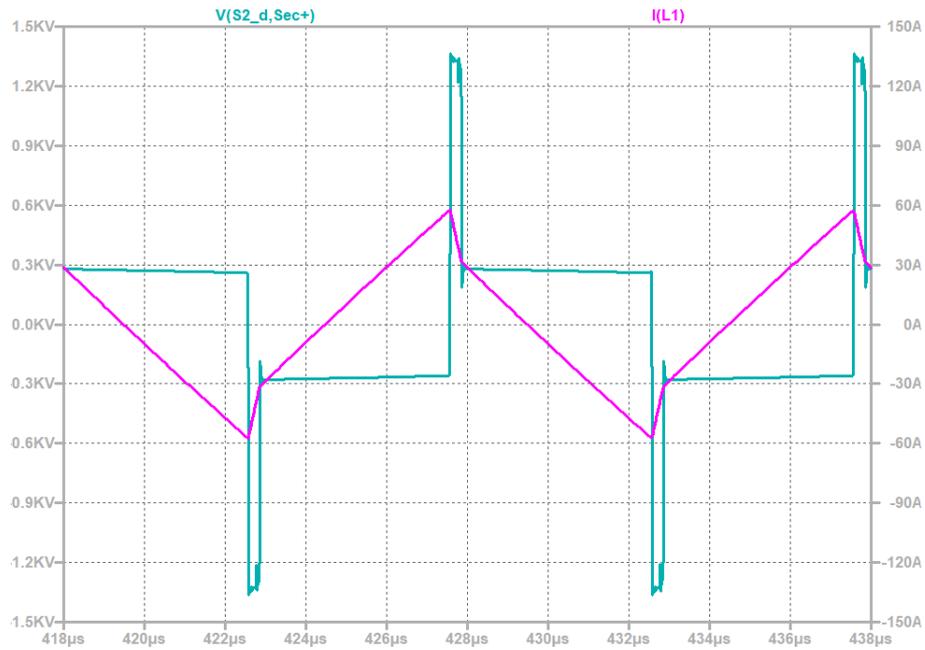
$$P_{max} = \frac{V_{out} \cdot N_{ps} \cdot V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{leak}} \quad (2)$$



**Figura 6:** Arquitectura del DAB resaltando los 3 desfases posibles

- **Single Phase-shift:**

Se trata de la modulación más sencilla ya que solo cuenta con una variable de control: el desfase del disparo de los semiconductores del puente de entrada y salida. En contra de ser la más sencilla de implementar, cuenta con otras desventajas, como grandes corrientes circulantes por los puertos DC y conmutación dura para cargas bajas. A continuación se muestran las formas de onda de tensión y corriente por el inductor de fugas del transformador con SPS. En cuanto al criterio de signos respecto los desfases, se considera positivo cuando la señal a desfazar está retrasada respecto la referencia, y viceversa.



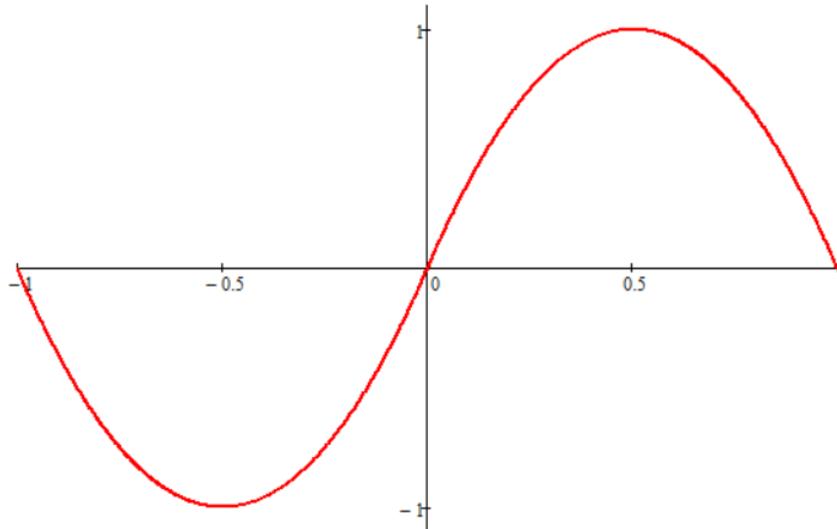
**Figura 7:** Corriente y tensión a través de la inductancia de fugas de un transformador con modulación tradicional *Single Phase-Shift*

En cuanto a la potencia transmitida unificada, esta se adjunta a continuación:

$$p_{ud} = 4 \cdot D(1 - D) \quad (3)$$

$$\text{siendo : } D = \delta_{ext}/\pi$$

Para visualizar los puntos de interés en los cuales se obtiene el máximo de potencia, se representa la potencia unificada en función del desfase externo  $\delta_{ext}$ :



**Figura 8:** Variación de la potencia en función del desfase entre los disparos de los dos puentes activos para la modulación tradicional. El eje X se muestra el desfase externo entre puentes ponderado entre 0 y 1 correspondiente a un rango de entre [0-180]°

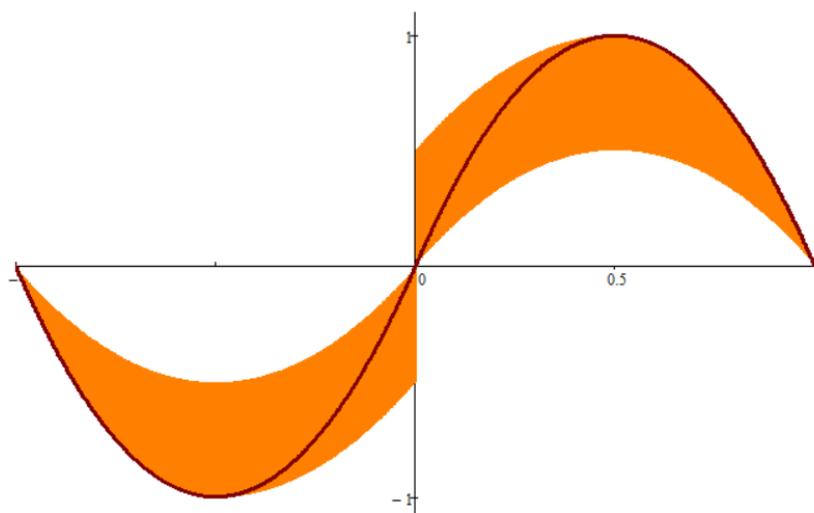
- **Extended Phase-Shift:**

Se caracteriza por contar con dos grados de libertad. En este caso, se añade un desfase de los disparos del transistor *high-side* y el *low-side* de la semi-rama contraria en uno de los dos puentes. Con referencia a la figura 6, los desfases que se usarían son  $\delta_{ext}/\delta_{in1}$  cuando el convertidor trabaja en modo *buck* y  $\delta_{ext}/\delta_{in2}$  cuando este trabaja en modo *boost*. En cuanto a la potencia transmitida por unidad, esta se adjunta a continuación:

$$p_{ud} = 4 \cdot (D_2 - D_2^2 + \frac{D_1^2}{2} - D_2 \cdot D_1 - \frac{D_1^2}{2}) \quad (4)$$

siendo:  $D_2 = \delta_{ext}/\pi$  y  $D_1 = \delta_{int}/\pi$

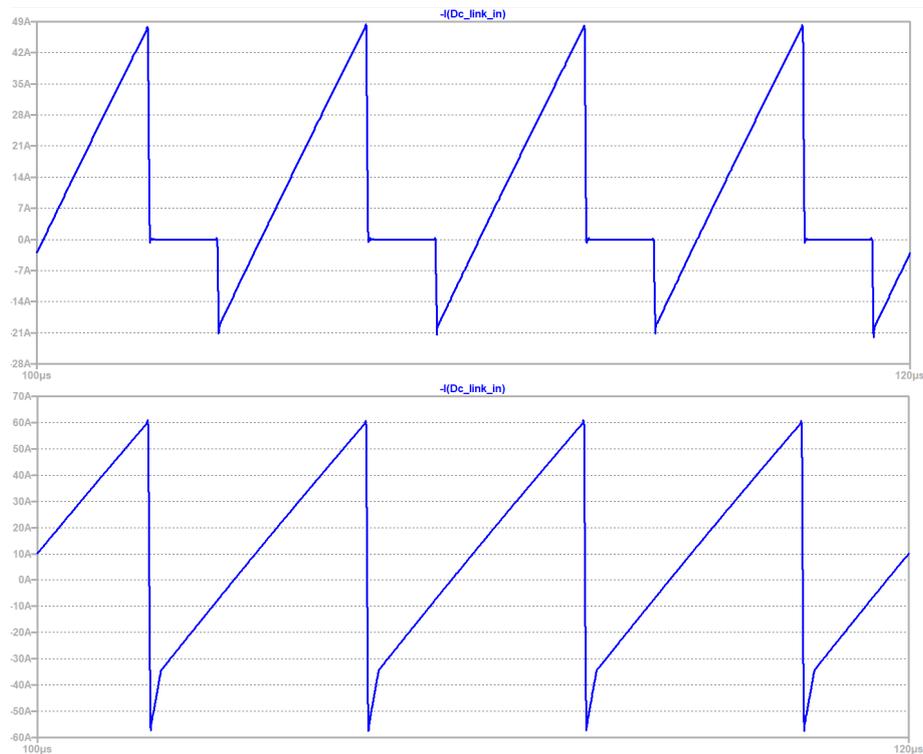
Se adjunta la evolución de la potencia transmitida en función de ambos desfases. Se ha representado las curvas fijando el desfase interno que resulta en la zona de menor y mayor potencia para así, poder mostrarlo en el plano cartesiano y compararlo con la modulación tradicional.



**Figura 9:** Comparativa *Extended Phase-Shift* y *Single Phase-Shift* con respecto a los rangos de regulación de potencia. El eje X se muestra el desfase externo entre puentes entre 0 y 1 correspondiente a un rango de entre  $[0-180]^\circ$

Tal y como se observa en la imagen anterior donde las zonas **naranja** se corresponden a los puntos de operación que permite EPS. Gracias al desfase interno, se garantiza **mayor** capacidad de regulación de potencia para desfases externos menores a  $90^\circ$  lo cual resulta ventajoso desde el punto de vista del control del convertidor.

Por otro lado, este nuevo desfase añadido tiene ciertas implicaciones a nivel del comportamiento del convertidor. Por ejemplo, en el caso de la problemática de la potencia que recircula hasta el puerto de entrada, en la figura 10 se observa los intervalos en los cuales la corriente se anula en el puerto DC con modulación EPS en comparación con la modulación tradicional. Esto tiene una implicación en una reducción del valor eficaz de la corriente de entrada.



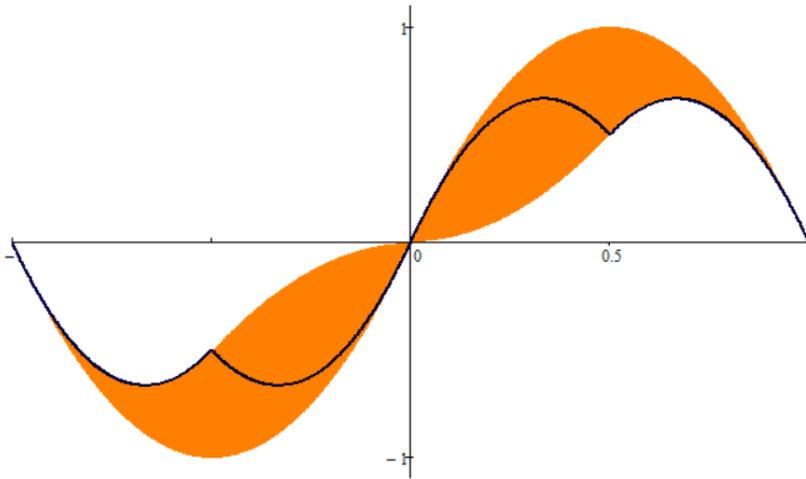
**Figura 10:** a) Corriente de entrada del DAB con *Extended Phase-Shift* b) Corriente de entrada del DAB con *Single Phase-Shift*

- **Dual Phase-Shift:** En concordancia a la modulación anterior, *Dual Phase-Shift* cuenta con dos grados de libertad. La diferencia radica en que se aplica el mismo desfase interno a los dos puentes activos por lo que se cumple que:  $\delta_{in1} = \delta_{in2}$ . En cuanto a la potencia transmitida por unidad, esta se adjunta a continuación:

$$p_{ud} = \begin{cases} 4 \cdot D_2(1 - D_2) - 2D_2^2 & \text{si } 0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1 \\ 4 \cdot D_2(1 - D_1 - \frac{D_2}{2}) & \text{si } 0 \leq D_2 < D_1 \leq 1 \end{cases} \quad (5)$$

siendo:  $D_2 = \delta_{ext}/\pi$  y  $D_1 = \delta_{int}/\pi$  común a ambos puentes

En la siguiente figura, se observan los rangos de regulación del DAB con *DPS* sombreando de naranja las zonas de operación que añade el hecho de usar dos desfases de igual valor en ambos puentes. Se muestra además en la misma figura la variación de potencia con modulación tradicional.

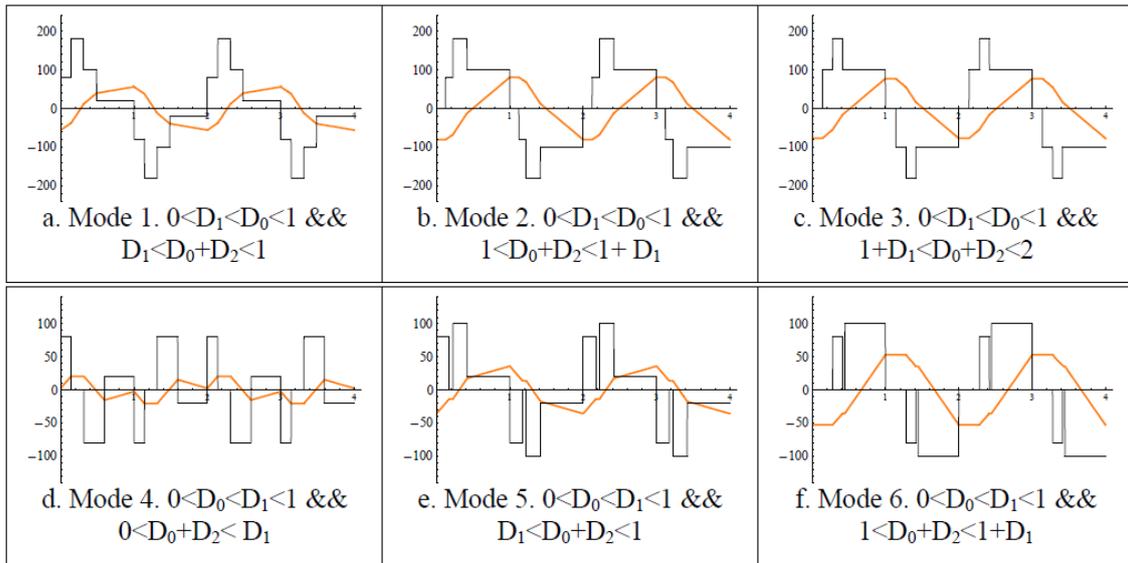


**Figura 11:** Comparativa *Dual Phase-Shift* y *Single Phase-Shift* con respecto a los rangos de regulación de potencia. El eje X se muestra el desfase externo entre puentes entre 0 y 1 correspondiente a un rango de entre  $[0-180]^\circ$

Es interesante comentar que, en función de cual de los dos es el desfase de mayor magnitud, las zonas de regulación de potencia son unas u otras. La curva negra de la figura anterior muestra los límites entre las dos posibilidades.

■ **Triple Phase-Shift:**

En cuanto a esta última, son varios los estudios que tratan de desgranar todos los modos de operación del convertidor, ya que cuenta con los 3 desfases de distinto valor ( $\delta_{in1} \neq \delta_{in2}$ ). Dependiendo del uso que se haga con respecto los 3 grados de libertad o desfases, se llega a unas expresiones de potencia determinada. Se adjunta una imagen de un resumen de los modos del DAB con esta modulación tal y como se plantea en el trabajo [5]



**Figura 12:** Corriente y tensión a través de la inductancia de fugas de un transformador con modulación *Triple Phase-Shift*

Por otro lado, se adjuntan las expresiones de potencia transmitida en función de los 3 grados de libertad correspondientes a los 6 modos de operación del DAB con TPS.

$$p_{ud} = \begin{cases} 4(-D_0 + D_0^2 + 0,5D_1 - D_0D_1 + 0,5D_1^2 - 0,5D_2 + D_0D_2 - 0,5D_1D_2 + 0,5D_2) & si \\ 0 < D_1 < D_0 < 1yD_1 < D_2 + D_0 < 1 & \\ \\ 4(0,5 + 0,5D_0^2 + 0,5D_1 - D_0D_1 + 0,5D_1^2 + 0,5D_2 - 0,5D_1D_2) & si \\ 0 < D_1 < D_0 < 1y1 < D_0 + D_2 < 1 + D_1 & \\ \\ 4(-1 + D_0 - 0,5D_1 + 1,5D_2 - D_0D_2 - D_0D_2 + 0,5D_1D_2 - 0,5D_2^2) & si \\ 0 < D_1 < D_0 < 1y1 + D_1 < D_0 + D_2 < 2 & \\ \\ 4(-D_0 + 0,5D_1 + D_0D_1 - 0,5D_1^2 - 0,5D_2 + 0,5D_1D_2) & si \\ 0 < D_0 < D_1 < 1y0 < D_0 + D_2 < D_1 & \\ \\ 4(-D_0 + 0,5D_0^2 + 0,5D_1^2 - 0,5D_2 + D_0D_2 - 0,5D_1D_2 + 0,5D_2^2) & si \\ 0 < D_0 < D_1 < 1yD_1 < D_0 + D_2 < 1 & \\ \\ 4(-0,5 + 0,5D_1 + 0,5D_2 - 0,5D_2D_1) & si \\ 0 < D_0 < D_1 < 1y1 < D_0 + D_2 < 1 + D_1 & \end{cases} \quad (6)$$

siendo:  $D_2 = \delta_{int2}/\pi$ ,  $D_1 = \delta_{int1}/\pi$  y  $D_0 = \delta_{ext}/\pi$

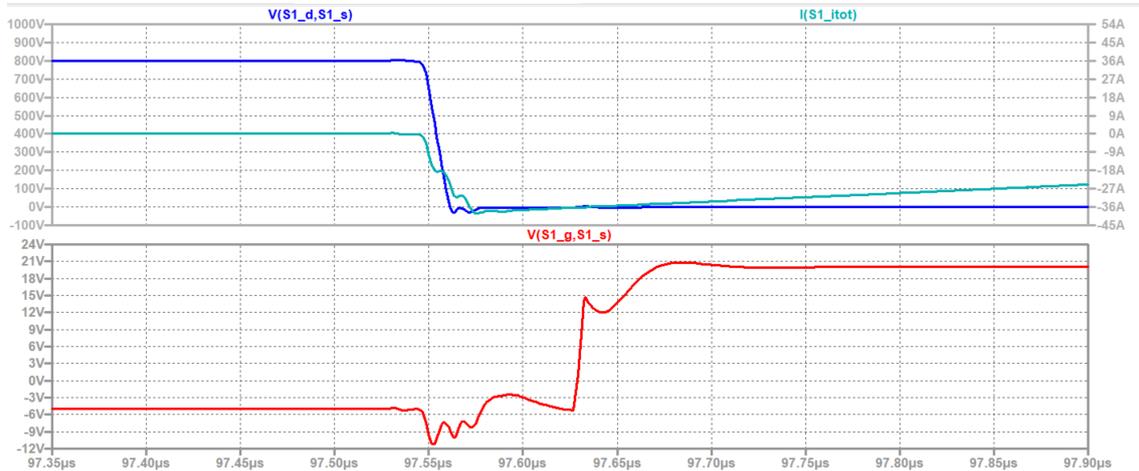
Un ejemplo de la tensión y la corriente que soporta el transformador bajo esta modulación en uno de los modos característicos se muestra en siguiente figura.



**Figura 13:** Ejemplo tensión/corriente a través del inductor de fugas del transformador del DAB con TPS

### 2.3.1.3. ZVS en el DAB

En este apartado se trata como se da la conmutación suave en el Dual Active Bridge (DAB). En la figura 14, se muestra un esquema del sentido de corriente previo a la conmutación a ON del transistor S1 (siendo S1 uno de los *high-side* del puente de entrada)



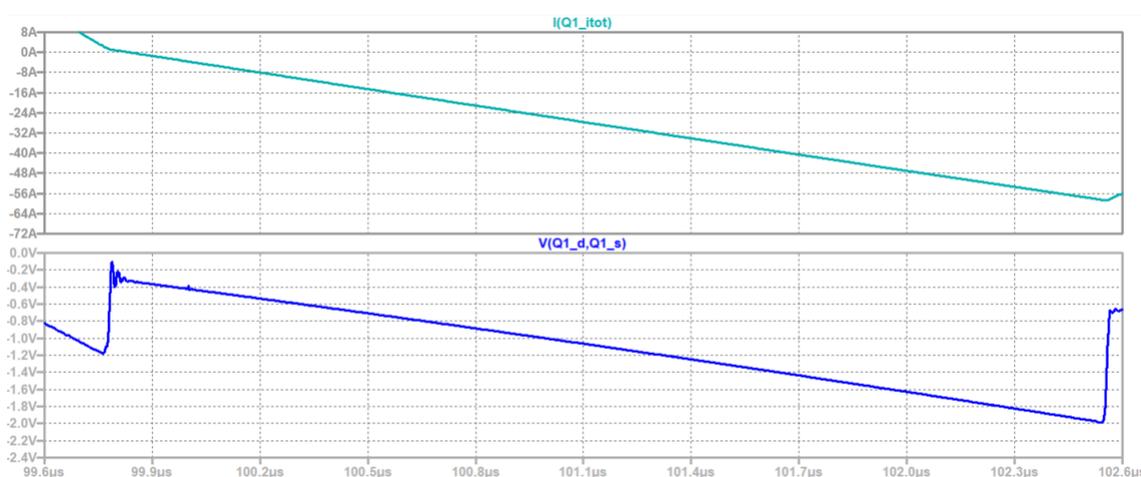
**Figura 14:** Ejemplo de conmutación suave por tensión o *ZVS* mostrando en el gráfico superior tanto la corriente como la tensión del Mosfet y en el inferior la tensión puerta-surtidor del mismo

Tomando la imagen anterior de referencia, en la cual se muestran las formas de onda características de la conmutación de uno de los Mosfet *high-side* del puente activo primario, cuando se apaga el transistor *low-side*, durante el tiempo muerto previo a encender el *high-side*, la corriente circula a través del diodo anti-paralelo descargando la capacidad parásita drenador-surtidor del Mosfet. Con esto se consigue que cuando llegue la señal de disparo, la tensión que ve el Mosfet es aproximadamente la tensión de conducción del diodo.

Para un estudio térmico adecuado del convertidor, conviene conocer en qué momentos el diodo antiparalelo conduce. Suele ocurrir en convertidores que cuentan con conmutación suave, el fenómeno de *rectificación sincrónica*. Durante el tiempo el cual el mosfet está encendido y la corriente sale del drenador (considerada como negativa), en función del nivel de corriente puede conducir el transistor o ambos.

En este caso, si la resistencia de conducción del Mosfet es relativamente baja y el diodo intrínseco tiene un voltaje de conducción superior a la caída de tensión provocada en la resistencia de conducción del Mosfet, es probable que en prácticamente todo el rango de carga las corrientes negativas también las conduzca el transistor. Por tanto, el valor de esta resistencia juega un papel fundamental en el calentamiento del dispositivo.

Con el ejemplo de la figura 15 se muestra una simulación con Mosfet SiC real, la corriente y la tensión que soporta el mismo con corrientes negativas en intervalo de conducción. En el momento que la corriente que circule por el puente activo provoque una caída de tensión igual o mayor a la que requiere el diodo para encenderse, la conducción de corriente se reparte por ambos dispositivos.



**Figura 15:** Comprobación del 3r cuadrante de funcionamiento del DAB, siendo la imagen superior la corriente a través del *drenador* del transistor *Q1* y la imagen inferior la caída de tensión entre *drenador* y *surtidor* del mismo

Una buena práctica que se suele plantear es añadir un diodo *Schottky* en paralelo para conducir las corrientes negativas cuando el Mosfet está encendido. Esto reduce las pérdidas de conducción ya que la tensión de conducción de este diodo es significativamente menor comparado con los diodos presentes en un Mosfet o el propio transistor.



## **Capítulo 3**

### **Objetivos**

### 3.1. Objetivos

El objetivo principal del proyecto es, dadas unas especificaciones de un DC/DC de automoción para cargadores embarcados, dimensionar la etapa de potencia del DAB y diseñar un control en lazo cerrado controlando el valor medio de la corriente entregada a la carga. Una vez se cuenta con un control que resulte funcional para las tres modulaciones, se persigue estudiar con el software de simulación Ltpice los puntos de operación óptimos de cada modulación barriendo los rangos de tensiones y potencias dados en la tabla 3.

El propósito con dicho estudio es tratar de dar unas **guías iniciales** de cómo controlar el DAB con los desfases óptimos para cada punto de operación siguiendo varios criterios.

#### 3.1.1. Objetivos particulares

- Diseñar la etapa de potencia de un DAB de 7.6kW con control válido para las distintas modulaciones por desplazamiento de fase
- Diseñar el control en modo corriente media (ACCM) del DAB partiendo de un modelo en pequeña señal para la modulación tradicional del convertidor.
- Desarrollo de ficheros de simulación Ltpice con medidas automatizadas del DAB el lazo cerrado para un estudio posterior.
- Realización de un estudio del DAB buscando los desfases óptimos para cada punto de operación, siguiendo criterios de minimización de pérdidas por conmutación, maximización del rendimiento global del convertidor, minimización de corrientes de pico/eficaz en el transformador y minimización de la corriente RMS del puerto de salida
- Concluir para los puntos de operación analizados, qué modulación y con qué desfases conviene trabajar siguiendo los distintos criterios analizados.

#### 3.1.2. Metodología y estructura del trabajo

Este trabajo se inicia estableciendo el estado de la técnica como se presenta en el capítulo 1: **ESTADO DE LA TÉCNICA**, tratando las corrientes investigadoras en los cuales el cargador embarcado se ve envuelto en la actualidad haciendo especial énfasis en los convertidores DC/DC resonantes, la tecnología Carburo de Silicio y el convertidor usado en este proyecto.

En el capítulo 2: **OBJETIVOS** se establecen los objetivos principales en primera instancia y, a continuación, se desgranar resumiendo de forma esquematizada todo lo que el lector se va encontrar a lo largo del trabajo.

El capítulo 3: **DISEÑO DEL PUENTE ACTIVO DUAL (DAB)** se pueden diferenciar dos partes claras. Primeramente, se aborda el dimensionamiento de la etapa de potencia obteniendo la relación de transformación y el transformador de alta frecuencia. Por otro lado, se muestra el diseño de un control en modo corriente media controlando la corriente entregada a la carga fijando la tensión de esta. Ambos diseños se han analizado teniendo en cuenta las 3 modulaciones a usar: *Extended Phase-Shift*, *Dual Phase-Shift* y *Triple Phase-Shift*.

En cuanto al capítulo 4: **ESTUDIO DEL DAB POR SIMULACIÓN** se va a mostrar el estudio del convertidor con el software Ltspice. Este apartado se divide en dos partes: una primera en la cual se explica todos los inputs del estudio, cómo y qué conclusiones se pretenden alcanzar, definir los ficheros de simulación y otras herramientas, y una segunda parte en la cual se muestran los resultados del estudio de simulación dividiendo este por cada modulación por separado.

Por último el capítulo 5: **CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS** en el cual se presentan las conclusiones técnicas del estudio dando unas guías de control del DAB siguiendo varios criterios de optimización del convertidor. Y en concordancia a estas conclusiones, se presentan ideas y una continuidad del estudio de simulación teniendo en cuenta las limitaciones de este,



## **Capítulo 4**

# **Diseño del puente activo dual (DAB)**

## 4.1. Especificaciones

Los requisitos con los que se parten para dimensionar tanto la etapa de potencia del convertidor como el control son los siguientes:

Requisitos	Valor
Rango de tensión de entrada	400 - 800 V
Rango de tensión óptimo de la batería HV	350 - 465 V
Tensión mínima Batería HV	220 V
Máxima Potencia transmisible	7.6 kW
Máxima Corriente DC de salida	30 A
Rango de frecuencias de conmutación	70 - 150 kHz

**Tabla 3:** Especificaciones Dual Active Bridge

Respecto a las especificaciones, cabe comentar que se asume el PFC como una fuente de tensión variable entre 400V y 800V como simplificación ya que el estudio se centra en el DAB. Por otro lado, el rango de frecuencias se ha tenido en cuenta para el dimensionamiento del control y el hardware, pero para el estudio se tomará a frecuencia constante para poder contar con resultados de pérdidas de conmutación comparables entre todas las modulaciones.

Por otra parte, para simplificar los ficheros de simulaciones y la duración de las simulación, no se tienen en cuenta requisitos de rizado de tensión, ya que solo se pretende controlar la potencia mediante un lazo rápido. Esto se comenta más adelante.

## 4.2. Diseño de la etapa de potencia

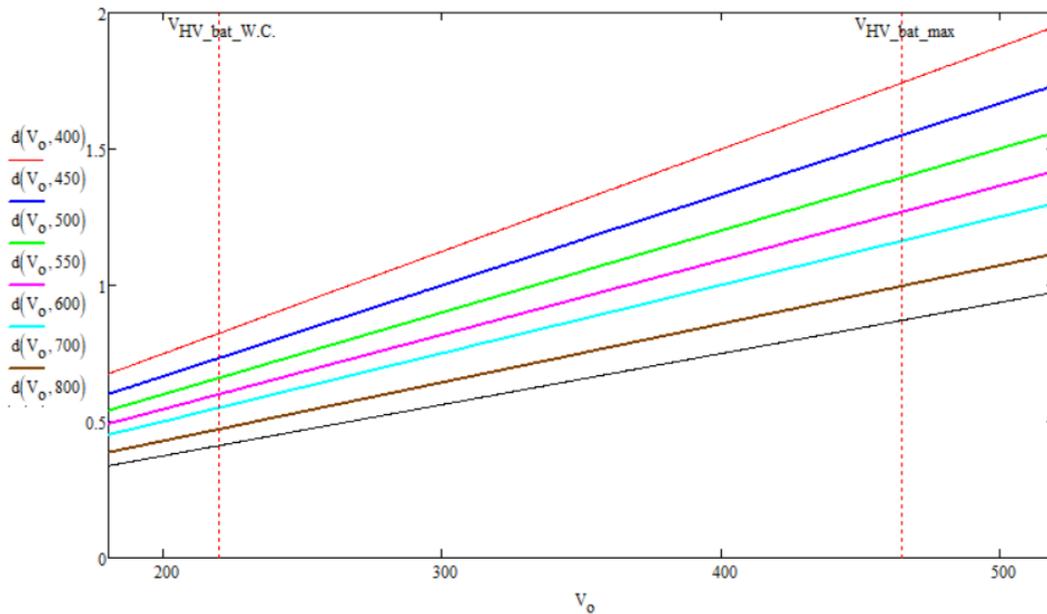
Una vez establecidas las especificaciones, se procede a mostrar el diseño del transformador del DAB. El diseño se fundamenta en lo siguiente: obtener la relación de transformación óptima para los rangos de tensiones en bornes del transformador y conseguir una inductancia externa o la propia de fugas del transformador que permita el flujo de potencia en el mayor rango de carga del convertidor posible de acuerdo a las tres modulaciones que se van a usar.

### 4.2.1. Relación de transformación

Ya que no se cuenta con valores fijos de tensiones de entrada/salida, se debe tomar un valor de acuerdo a algún criterio. En este caso, es interesante desde el punto de vista de la magnitud de las corrientes AC y el rango ZVS, mantener la ganancia del DAB lo más cercana al modo seguidor.

$$\frac{V_{out} \cdot N_{ps}}{V_{in}} \approx 1$$

Tras varias iteraciones, se ha tomado una relación de transformación entre primario y secundario de 1.5. En la figura 16, se adjunta un gráfico donde, para variaciones de tensión de salida y entrada, se obtiene la ganancia del convertidor



**Figura 16:** Ganancia del DAB variando tanto  $V_{in}$  como  $V_{out}$

Evidentemente, en un proyecto real se suele dar lo que se conoce como *Mission profile*, en el cual el cliente especifica las tensiones de la batería de alta tensión con los porcentajes de tiempo de uso. Esto permite afinar en el diseño. Dado que no contamos con especificaciones de este tipo, se considera tensiones de salida del DAB cercanas al máximo, como valores en los cuales el convertidor debe trabajar durante más tiempo. Considerando la zona de máxima tensión de batería, la variación de la ganancia del convertidor da entre 0,872 y 1,744.

### 4.2.2. Inductancia de fugas

Mientras en el apartado anterior las especificaciones de interés para el diseño de la relación de transformación eran las tensiones, en este caso se van a usar las especificaciones de potencia a transmitir. En el contexto del proyecto actual, el objetivo consiste en el dimensionamiento de un transformador cuyo inductancia de fugas permita transmitir la potencia que se requiera, independientemente de las tensiones de entrada/salida y frecuencia de conmutación. En caso de no ser suficiente con la inductancia de fugas, cabría añadir uno externo.

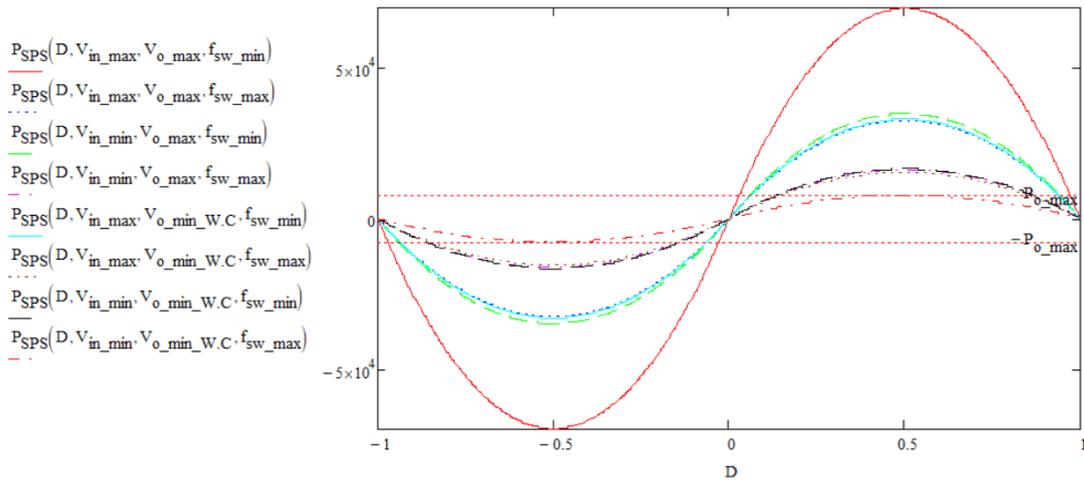
Para el cálculo de la misma se usa la expresión que relaciona la potencia transmitida con 1 GDL (modulación tradicional) en concordancia al tipo de control que se diseñará posteriormente. Esta tiene en cuenta las tensiones de entrada/salida del DAB, frecuencia de conmutación, la inductancia a diseñar y la relación de transformación.

$$P = \frac{V_{out} \cdot N_{ps} \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{leak}} \cdot D_{ext} \cdot (1 - |D_{ext}|) \quad (7)$$

Se toman como parámetros de diseño de la inductancia de fugas, las tensiones de salida/entrada **mínimas** y la frecuencia **máxima** de conmutación, es decir, el caso más desfavorable para transmitir la potencia máxima. Respecto al desfase en el cual se transmite dicha potencia se toman  $80^\circ$  para dejar cierto margen respecto el máximo.

Estas suposiciones permiten contar con margen de control ya que, en una situación en la que cualquiera de las tensiones aumente (por ejemplo la tensión de la batería en situación de carga), el control debe contar con margen de regulación para mantener la potencia transmitida, en este caso disminuyendo el desfase externo. Con esto se obtiene una inductancia de  $14.1 \mu\text{H}$ .

Una vez elegido el valor, se debe estudiar la limitación de esta barriendo todas las posibilidades de acuerdo a las especificaciones del DAB. En el gráfico 17, se muestra la potencia transmitida en función del desfase entre los puentes activos para varios escenarios de funcionamiento del DAB:



**Figura 17:** Potencia transmitida teórica del DAB con un 1 GDL para valores extremos de  $V_{in}$ ,  $V_{out}$ , Potencia y  $f_{sw}$

Se aprecia que con la inductancia diseñada se cuenta con margen de control para prácticamente la totalidad de las situaciones. El objetivo con esto es que el "hardware" no limite el sistema en alguna situación a transmitir una potencia determinada que sea el control el que pueda variando el desfase, adaptarse a los nuevos niveles de tensión/frecuencia que puedan surgir en el convertidor.

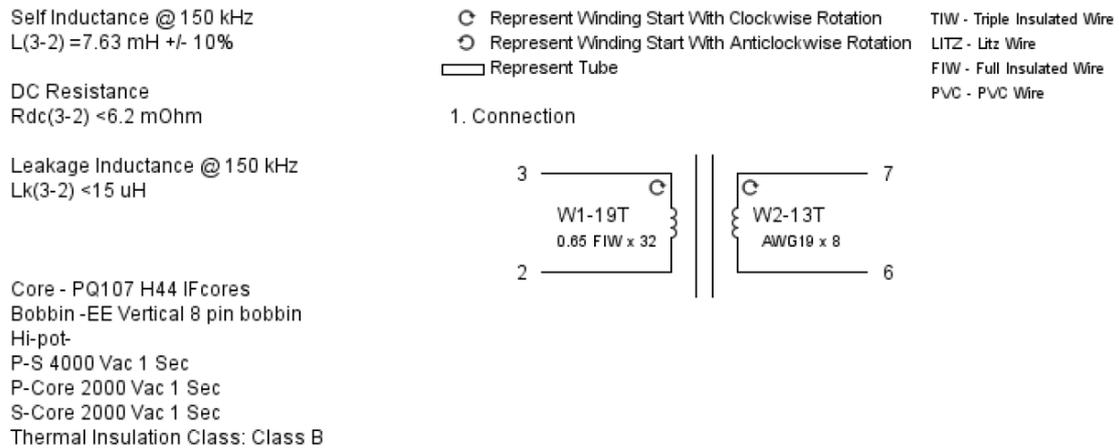
#### 4.2.3. Transformador Elegido

Aunque en el estudio de simulación eléctrico posterior no se consideran efectos reales del transformador como saturación por frecuencia, pérdidas del núcleo y/o bobinados o la influencia de la inductancia magnetizante en la conmutación suave, sí se ha creído conveniente usar un transformador real. Las especificaciones que debe cumplir son las siguientes:

- Máxima frecuencia de trabajo:  $150kHz$
- Relación de transformación: 1,5
- Corriente máxima de salida:  $30A$
- Tensiones devanado primario:  $400V - 800V$
- Tensiones devanado secundario:  $220V - 465V$

En este caso, se ha creído conveniente realizar el diseño del mismo. Para ello se ha usado la herramienta de diseño de inductores y transformadores de *Poweresim*. Tras varias iteraciones, se ha obtenido un transformador con las siguientes características:

- Número de vueltas del primario: 19
- Número de vueltas del secundario: 13
- Relación de transformación real: 1.462
- Inductancia de fugas del primario:  $14.1\ \mu H$
- Resistencia del primario:  $7.65\ m\Omega$
- Resistencia del secundario:  $14.1\ m\Omega$



**Figura 18:** Resumen informe Transformador diseñado para el DAB

### 4.3. Control en lazo cerrado del DAB

El diseño del control en lazo cerrado del del DAB consta de dos fases:

- **Diseño de un control ACM (Average Current Mode) de acuerdo a SPS.**  
 Consta de la primera fase previa al estudio de simulación donde se ha diseñado el control para tener caracterizado el DAB para un 1 grado de libertad respecto el desfase entre los puentes.
- **Propuesta de estrategia de control de acuerdo a un estudio de simulación.**  
 Con el control inicial diseñado, se realiza el estudio de simulación barriendo los desfases restantes buscando estos último óptimos de acuerdo a los criterios comentados en los objetivos. Una vez terminado el estudio, se propondrán mapas de desfases de acuerdo a los rangos de tensiones y potencias del DAB de los cuales poder generar tablas con las cuales controlar el DAB.

#### 4.3.1. Control modo corriente media (ACCM)

Para el control de corriente media, se va a usar el modelo en pequeña señal propuesto por el Dr. Javier Antonio Guacaneme en su tesis doctoral [6] Además, conforme a lo comentando previamente, con el objetivo de simplificar las simulaciones, solo se va a controlar la corriente entregada a la carga manteniendo la tensión fija mediante un lazo rápido.

#### 4.3.1.1. Diseño del lazo de corriente

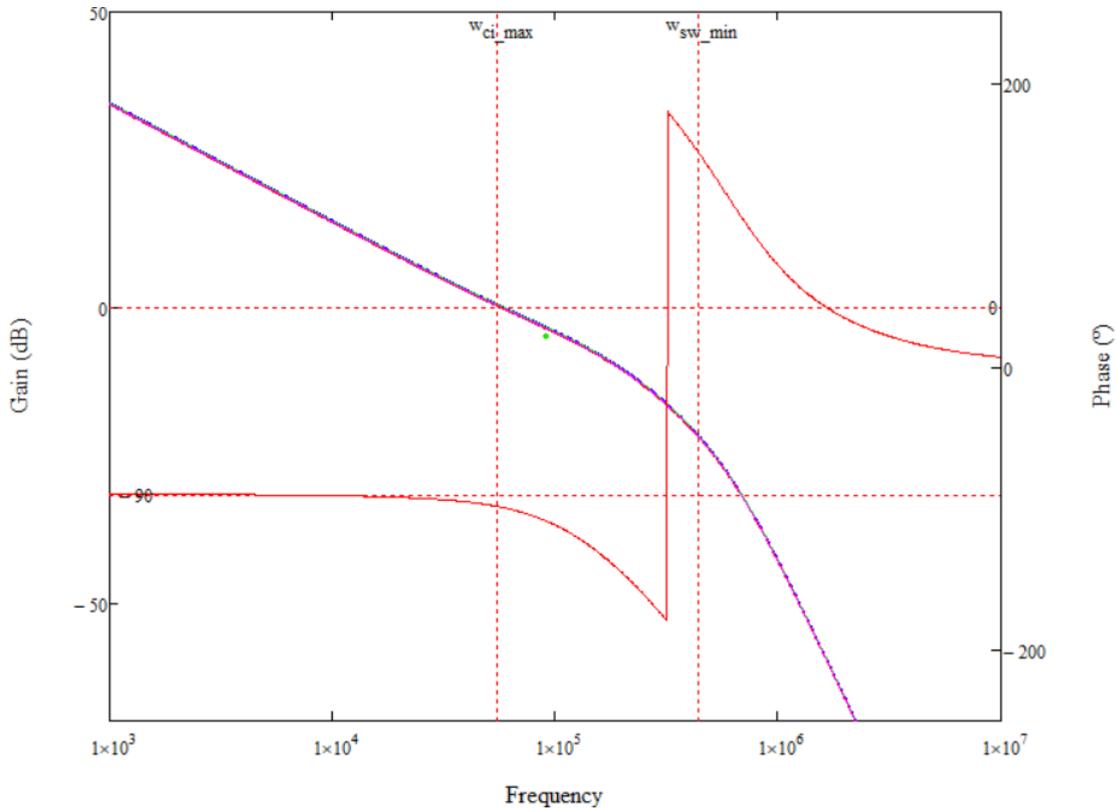
A partir del modelo en pequeña señal, se obtiene la función de transferencia que relaciona el desfase en pequeña señal frente a la corriente aplicada a la carga. Esta función es considerada como la *planta* del sistema desde el punto de vista del control. Cabe remarcar que, dependiendo del sentido del flujo de potencia la "carga" podría ser, o bien la salida del puente activo del secundario, o bien el del puente primario.

$$i_o(\phi) = \frac{v_i}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_{sw} \cdot L_f} \cdot \left(1 - \frac{2|\phi|}{\pi}\right) \quad (8)$$

Es interesante añadir que esta función no tiene dependencia dinámica en el sentido del control ya que solo es una función cuya única variación es acerca la ganancia la cual depende del punto de operación del convertidor.

Se propone un regulador PI con polo de alta frecuencia para conseguir una atenuación mayor en las frecuencias de conmutación y sus múltiplos. Dado que prácticamente la totalidad de las variables que influyen en la ganancia de la planta varían, se ha ido iterando hasta conseguir un regulador ciertamente estable en los distintos rangos de operación.

Los valores obtenidos de las constantes son:  $k_i = 348,59$ ,  $k_p = 0,003957$  y  $T_{pole_{HF}} = 5,684\mu s$ . Se adjunta la respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto variando la potencia transmitida.



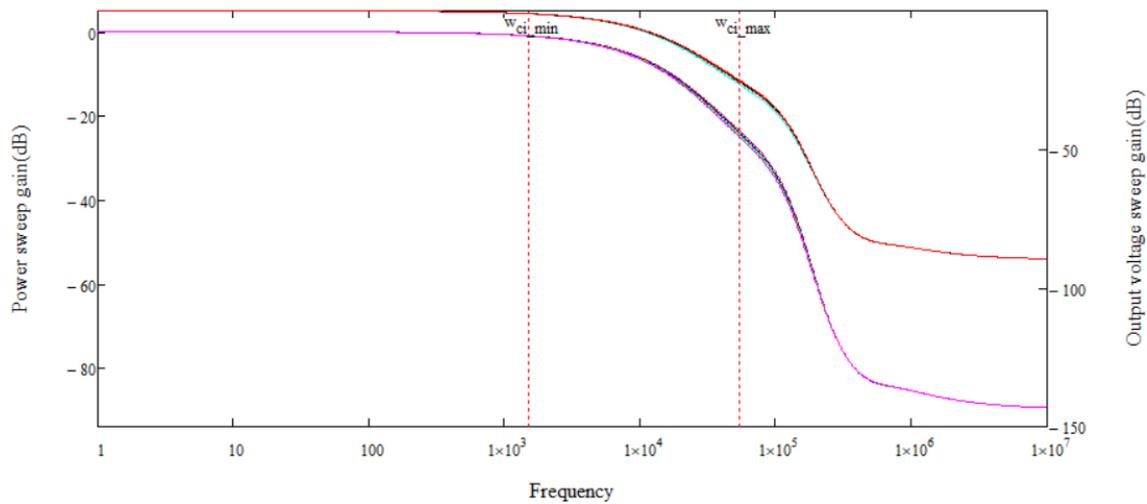
**Figura 19:** Respuesta en frecuencia del lazo de corriente en bucle abierto para potencias de  $0W$ ,  $0,25 \cdot P_{max}$ ,  $0,75 \cdot P_{max}$  y  $P_{max}$

Se observa como, para todo el rango de potencias, se garantiza la estabilidad gracias a la pendiente de 20db/decada en las curvas del módulo del lazo abierto y un margen de fase de unos 90 aproximadamente. Es interesante resaltar el mínimo efecto de esta sobre la velocidad de respuesta y, en consecuencia, la estabilidad del sistema.

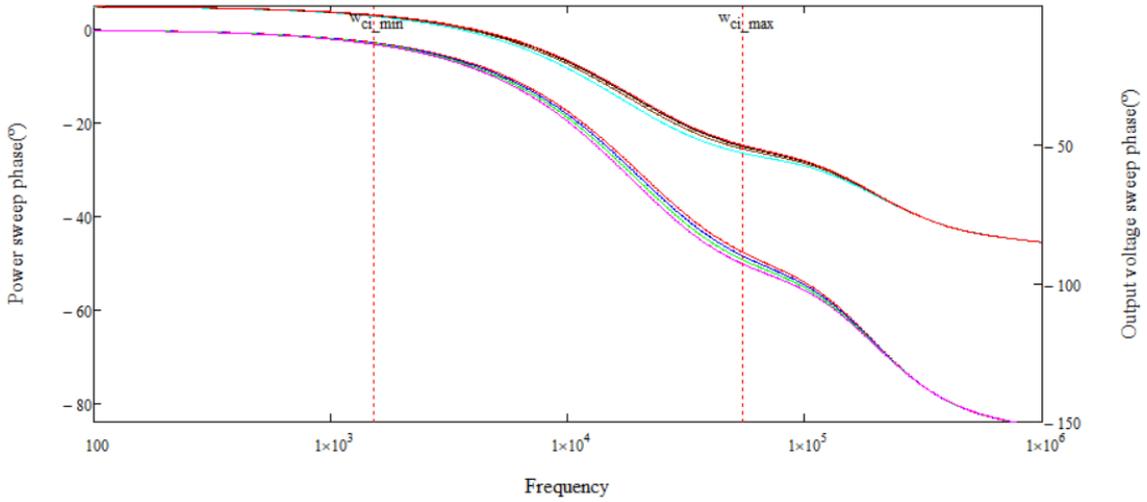
De igual forma, se debe corroborar la estabilidad en lazo cerrado del sistema cuya función de transferencia se aprecia en la ecuación siguiente

$$T_{iLC}(\omega) = \frac{1}{R_i \cdot FPB(\omega)} \cdot \frac{T_i(\omega)}{T_i(\omega) + 1} \quad (9)$$

Interesa conocer como se comporta el sistema por ejemplo en situación de carga donde la batería parte de tensiones cercanas al mínimo hasta llegar a un cierto porcentaje al igual que variando la potencia. Se adjuntan ambos diagramas de bode agrupados en magnitud y fase en las cuales no se aprecia una gran influencia de las mismas en la respuesta en lazo cerrado



**Figura 20:** Diagrama de bode en magnitud del lazo de corriente en bucle cerrado para variación de potencias y tensiones de salida



**Figura 21:** Diagrama de bode en fase del lazo de corriente en bucle cerrado para variación de potencias y tensiones de salida

En cuanto a la medida de corriente, se deben tener en cuenta 3 parámetros: frecuencias de conmutación, ancho de banda del control y atenuación requerida. La cadena de sensado está formada por un filtro paso-bajo Butterworth de segundo orden junto otro de 1r orden para lograr una atenuación de  $-60\text{db}/\text{dec}$ . Si bien es cierto que, como se ha comentado previamente, las corrientes AC por los puertos de entrada/salida del DAB concurren al doble de la frecuencia de conmutación lo cual parece que le reste dificultad para el filtrado, se usa un filtro extra ya que la componente AC a filtrar es muy elevada. La función de transferencia con las frecuencias de corte definidas se adjuntan a continuación.

$$FPB(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_o}} \cdot \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\xi\omega_n \cdot j + \omega_n^2} \quad (10)$$

siendo:

$$\omega_n = 4\pi f_{swmax}/3, \xi = 0,707, \omega_o = 4\pi f_{swmax}/10$$



## **Capítulo 5**

# **Estudio del DAB por simulación**

El siguiente capítulo trata de desgranar parte por parte desde los *inputs*, herramientas, software empleado hasta los resultados, comparativas de las modulaciones además de limitaciones del estudio del DAB mediante simulación.

## 5.1. Metodología y limitaciones

En esta primera sección, se comentan los fundamentos del estudio: desde qué puntos de operación se van a usar, número total de simulaciones, simplificaciones y limitaciones del mismo.

Primeramente, cabe comentar el simulador a utilizar. Se usa el software de la compañía *Analog Devices*, LTSpice por su versatilidad además de licencia de acceso libre. Esto nos permite poder correr simulaciones en varios ordenadores y así agilizar el proceso. Evidentemente, como se comentará más adelante, este cuenta con desventajas como problemas de convergencia en ciertas situaciones con circuitos de conmutación. Se requiere ajustar las opciones de simulación para poder hacer funcionar correctamente las simulaciones.

Por otro lado, un aspecto clave a definir es cómo y cuántas simulaciones se van a realizar. Se han realizado barridos variando la Potencia, tensión de entrada y salida (manteniendo 2 de las 3 variables a unos valores fijos) con incrementos del 10 % del valor máximo de estas. Los valores escogidos son los siguientes:

- **Barridos de Potencia** 10 % – 100 %  $P_{max}$  fijando  $V_{in} = 800V$  y  $V_{out} = 342,5V$
- **Barridos de Tensión de entrada** 10 % – 100 % de  $V_{in,max}$  fijando  $P = 7600W$  y  $V_{out} = 465V$
- **Barridos de Tensión de salida** 10 %-100 % de  $V_{out,max}$  fijando  $P = 7600W$  y  $V_{in} = 800V$

Para cada punto de operación, se realizarán 10 simulaciones incrementando en cada una de ellas en 10° el desfase interno que se esté estudiando. Obviamente, esto depende del número de grados de libertad o desfases tenga la modulación en cuestión. Para **EPS**, dado que solo hay un desfase interno, directamente el estudio se acota a 10 simulaciones por punto de operación. Esto es común a **DPS** ya que el desfase interno es idéntico es ambos puentes.

Por último, el caso de **TPS** es más complejo. Al tratarse de 2 desfases internos de valor distinto, se proponen 10 casos divididos en dos bloques:

- **5 casos** fijando el desfase interno del puente H1 y variando el desfase interno de H2 entre 0° y 90° como en las modulaciones previas.
- **5 casos** fijando el desfase interno del puente H2 y variando el desfase interno de H1 entre 0° y 90° como en las modulaciones previas.

En ambos bloques, los valores de los desfases que se fijan son: 18°, 36°, 54°, 72° y 90° respectivamente

Los criterios a seguir por separado para la elección de los desfases para controlar el DAB son los siguientes:

- **Maximización del rendimiento del convertidor**
- **Minimización de pérdidas de conmutación**
- **Minimización de la corriente eficaz por el inductor**
- **Minimización de las corrientes de pico en el primario del transformador**
- **Minimización de las corrientes RMS por el puerto DC de salida del convertidor**

Todos estos criterios tienen una implicación directa en la densidad de potencia del DAB, especialmente los criterios 1 y 2. Con los restantes, podrían servir como referencia para dimensionar correctamente qué Mosfet usar en cada puente, o hacer el diseño de un transformador acorde a los niveles de corriente en los peores casos. En cuanto a los barridos, cabe hablar de una de las limitaciones de este estudio. Tal y como se vio en el apartado de diseño con la expresión de la potencia transmitida del DAB, la frecuencia también influye en esta pero para simplificar el estudio se considera una frecuencia de conmutación fija de 100 kHz.

#### **5.1.1. Ficheros de simulación LTspice**

En este apartado se muestran los elementos definidos en las simulaciones. Se han usado 4 ficheros distintos:

- DAB con extended Phase-Shift en modo Boost
- DAB con Extended Phase-Shift en modo Buck
- DAB con Dual Phase-Shift
- DAB con Triple Phase-Shift

Las diferencias entre estos radican en el modulador del DAB. Este se adapta a cada esquemático de acuerdo al número de desfases a usar o la forma en la cual se aplica sobre los semiconductores.

5.1.1.1. Moduladores para desplazamiento de fase

En este apartado se presentan los *subcircuitos* usados para modular el convertidor de acuerdo a los desfases requeridos. Estos se basan en los integrados comerciales que realizan desfases de sus salidas PWM dependiendo del nivel de tensión de entrada. En la figura 22 se observa la estructura interna del chip *UC3875* de la compañía *Texas Instruments* válido para Single Phase-Shift.

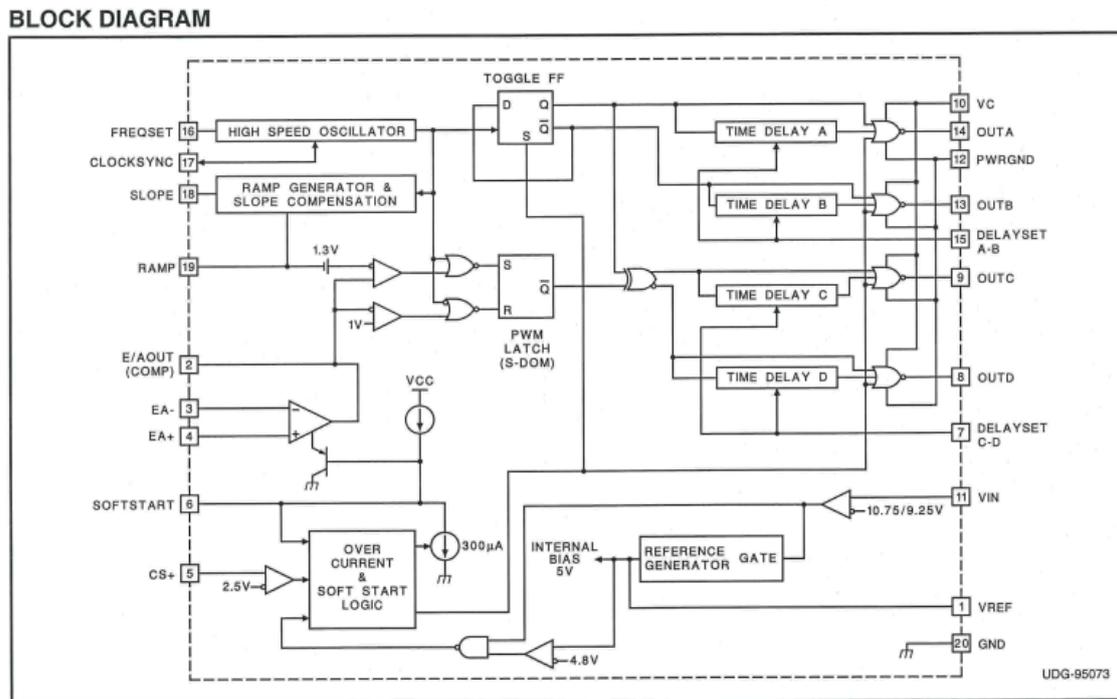
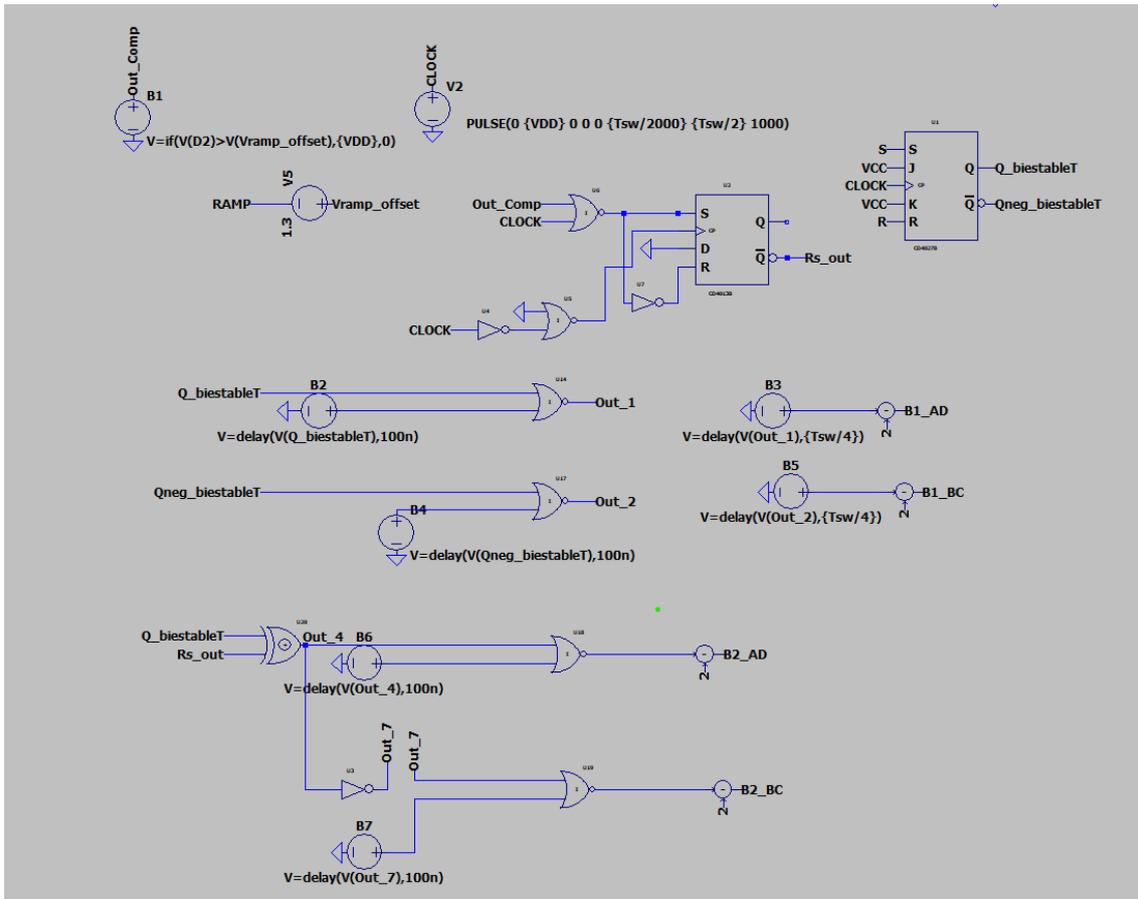


Figura 22: Estructura interna del chip comercial UC3875 de *Texas Instruments*

El funcionamiento básico consiste en que dada una tensión de continua en el rango de 1.3 - 5.1 V se corresponde con una señal cuadrada con ciclo de trabajo fijado al 50% desfasado de entre -90° y 90°. El esquema básico de LTSpice se adjunta a continuación.



**Figura 23:** Subcircuito generador de señales PWM con duty fijado al 50% desfasando disparos del puente 1 (B1) respecto el puente 2 (B2)

La notación empleada en los esquemáticos sigue el siguiente código: *”ID.PuenteID.mosfet”* siendo ID, B1 o B2 dependiendo del puente activo y ID.mosfet pudiendo ser A, B, C o D. Esta identificación de los transistores es equivalente a la que se da en la figura 6 con la numeración entre 1 y 4. Un ejemplo de como se aplican las señales de disparo con la modulación tradicional se aprecia claramente en la siguiente figura..

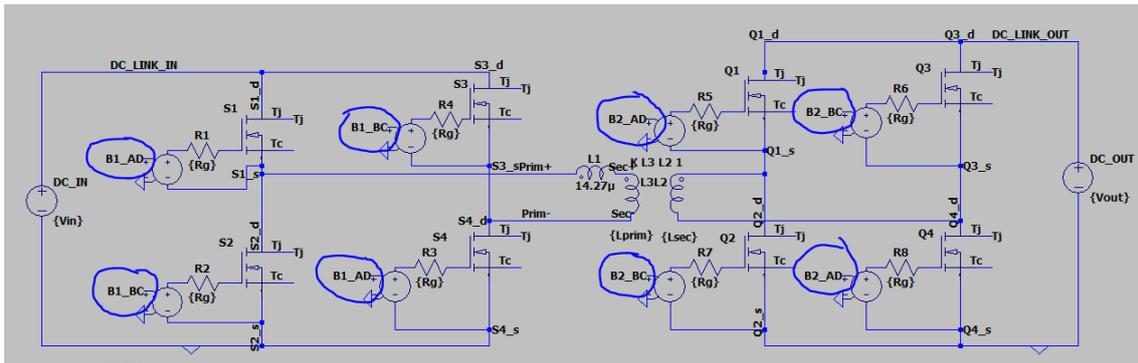


Figura 24: Etapa de potencia del DAB con SPS

En este caso, las salidas del modulador comercial (figura 22) se corresponden con los mosfets de los esquemáticos tal y como se aprecia en la siguiente tabla:

Salida Subcirc. LTspice	UC3875
$B1_{AD}$	OUTA
$B1_{BC}$	OUTB
$B2_{AD}$	OUTC
$B2_{BC}$	OUTD

Tabla 4: Compatibilidad UC3875 con ficheros de simulación de LTspice

En el caso del Extended Phase-shift, dado que contamos con un desfase interno en uno de los puentes, se añade una segunda entrada del modulador. Esta también se encuentre entre 1.3 - 5.1 V pero en este caso el rango se corresponde en un desfase interno de entre  $0^\circ - 180^\circ$ . Para el estudio se limitan los barridos de estos entre  $0^\circ - 90^\circ$ .

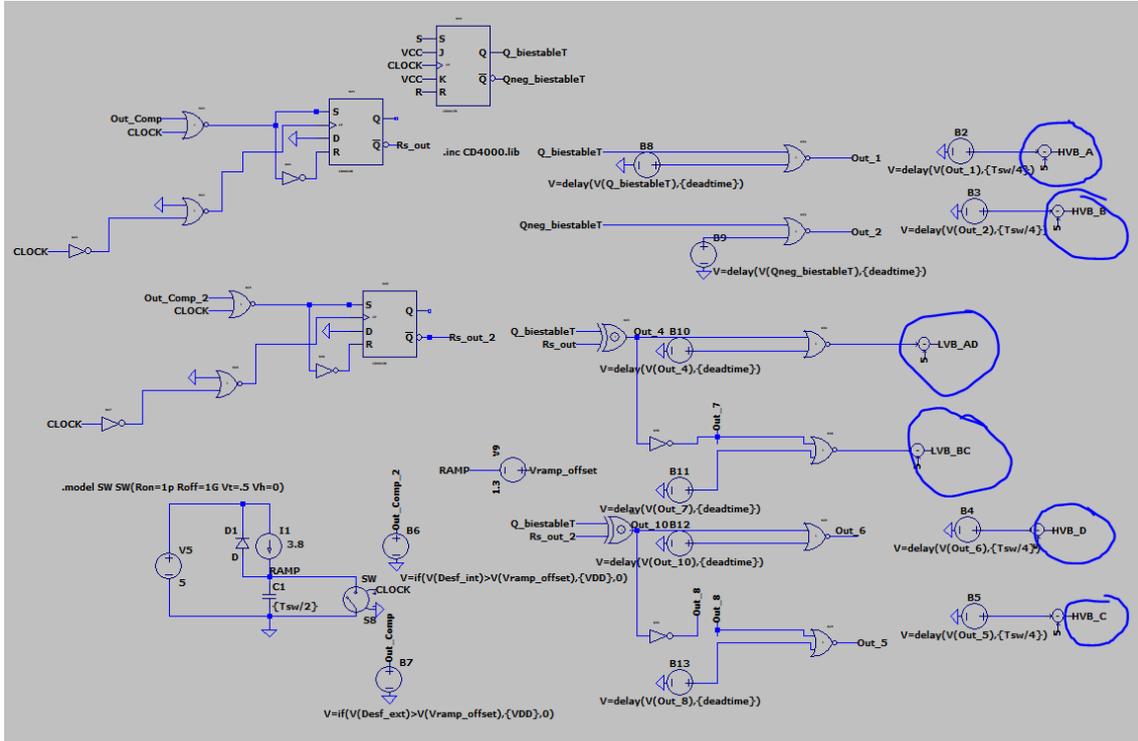


Figura 25: Subcircuito generador de disparos con modulación EPS

Como se ha mencionado al principio de la sección, se usan dos ficheros distintos para modular con EPS. La única diferencia entre ambos es los disparos de los transistores. Dependiendo del modo de trabajo del convertidor, se usa uno u otro. Con respecto a la notación, se diferencia las señales de disparo por el nivel de tensión DC al cual pertenecen.

Por ejemplo: en el caso que en un punto de operación la tensión de entrada es máxima (800 V) y la de salida en la batería está en 400 V, el modo del convertidor correspondiente es reductor por lo que a las señales de disparo del puente de entrada son llamadas con "HVB<sub>ID.Mos</sub>" y el de salida con "LVB<sub>ID.Mos</sub>" Low/High-Voltage Bridge.

Los subcircuitos DPS y TPS son prácticamente idénticos ya que la única diferencia entre ambos radica en que uno de los desfases internos de los puentes es igual o distinto al otro. En la siguiente figura se muestra el subcircuito implementado con sus 2/3 entradas (dependiendo si es DPS o TPS). De nuevo, la notación es muy similar a SPS.

Por último, lo que sí es común a todas es el **deadtime** usado. Este se ha fijado a  $100ns$ . No es objeto de este trabajo estudiar el efecto del tiempo muerto de disparo por cada rama en la conmutación suave, eficiencia o pérdidas de conmutación

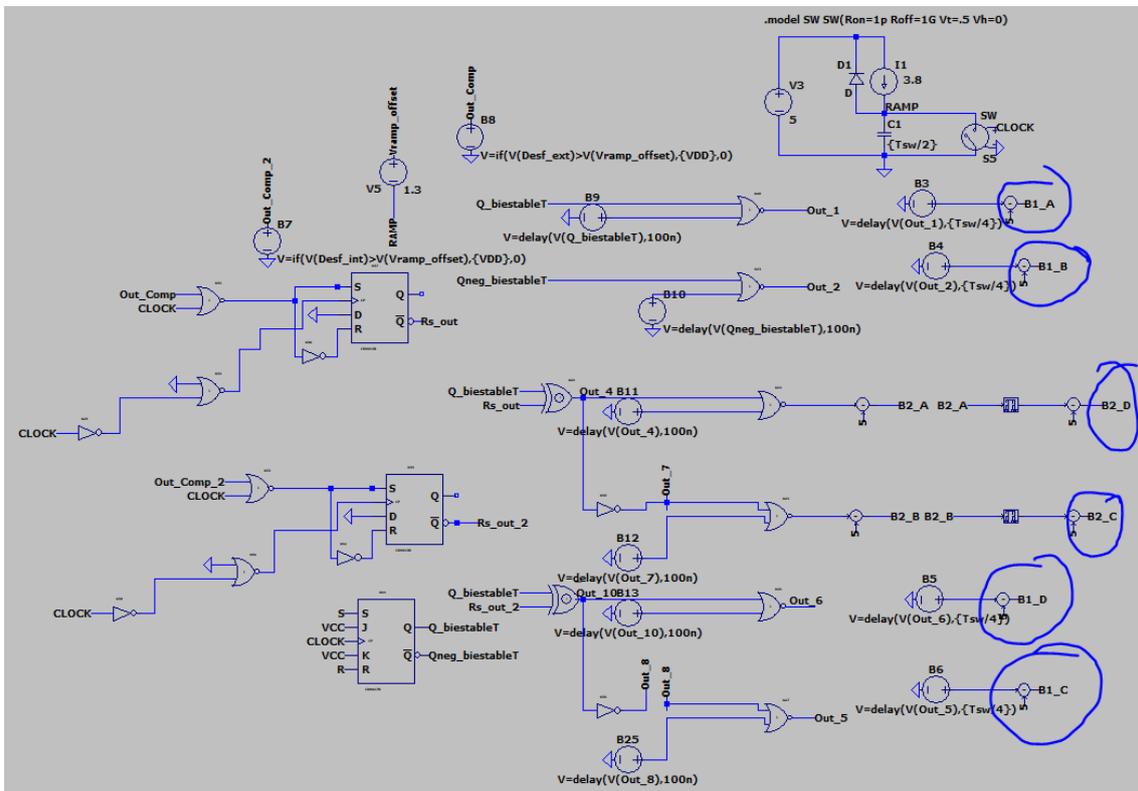


Figura 26: Subcircuito generador de disparos con modulación TPS

### 5.1.1.2. Etapa de potencia y control

Uno de los propósitos de este estudio por simulación es tratar de modelar los componentes de la forma más real posible para tratar de obtener las formas de onda más próximas a la realidad. Para ello, en el caso de los transistores, se han buscado modelos Spice de Mosfet SIC los cuales tengan en cuenta lo siguiente:

- Capacidades e inductancias parásitas del Mosfet dependiendo del encapsulado que se use
- Variación de las capacidades con la tensión entre drenador-surtidor (efecto Millner)
- Resistencia de conducción variable con la temperatura de la unión del transistor
- Variación de la tensión ánodo-cátodo del diodo en anti-paralelo parásito.

Concretamente, se ha optado por usar los modelos Spice de los Mosfet de la empresa **WolfSpeed**. Otra de las limitaciones del proyecto consiste en que el Mosfet elegido es común para ambos puentes siendo los requisitos de corriente y tensión en estos distintos. Mientras que el puente de entrada requiere de un dispositivo que soporte 800V mientras que el rango de corrientes esperadas en este es inversamente proporcional a la relación de transformación del transformador de AC, por lo que se esperan corrientes en el lado de la batería de alta tensión de 1.42 veces las corriente del puente primario.

Es importante remarcar que, dado que las estimaciones de corrientes en el peor caso por transistores, transformador o los puertos DC del DAB se pretenden obtener a partir de las simulaciones, la elección del Mosfet toma un sentido respecto a la conmutación suave. Los parámetros a considerar para este estudio son las capacidades parásitas del Mosfet SIC y/o las características del diodo de libre circulación. Finalmente, tras varias iteraciones comprobando los diferentes modelos conmutando con las condiciones o requerimientos de este proyecto, se ha escogido el Mosfet, cuyo modelo permite a Ltspice converger correctamente para todo punto de operación. Se trata del *C2M0025120D* cuyas características se indican a continuación:

Parámetro	Valor
$R_{DS(on)}$	$25m\Omega$
$C_{oss}$	$224pF$
$C_{iss}$	$3140pF$
$C_{rss}$	$9pF$
$V_{gs-th-typ}$	$2,4V$

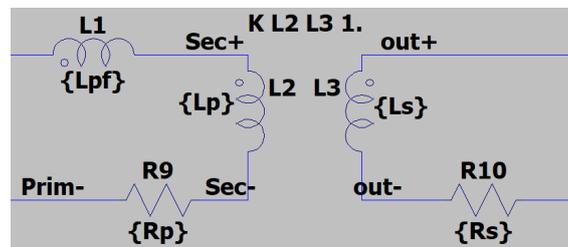
**Tabla 5:** Parámetros C2M0025120D de la hoja de características

Por otro lado y de acuerdo a recomendaciones del fabricante en sus hojas de características, se escogen los siguientes componentes para la red de conmutación de cada transistor

Parámetro	Valor
$R_{gate}$	$2,5\Omega$
$T_j$	$25^{\circ}C$
$V_{gs-on}$	$20V$
$V_{gs-off}$	$-5V$

**Tabla 6:** Parámetros de conmutación de los Mosfet SiC para las simulaciones

En cuanto al transformador, se consideran todos los parámetros del diseño propuesto en la tabla 27. En la siguiente imagen, se adjunta cómo se ha representado este en LTspice.



**Figura 27:** Modelado del transformador real en LTspice

## 5.2. Resultados obtenidos

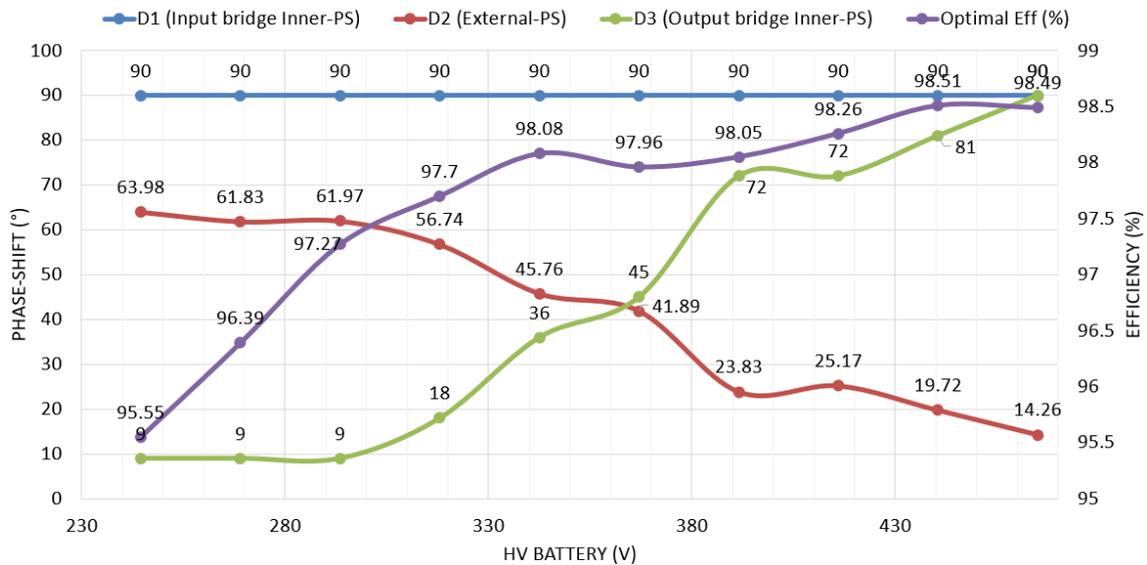
La forma de presentar los resultados es independiente del criterio. Para cada uno se presentan los desfases óptimos respecto a las 3 variaciones. Se apoyarán estos con los valores eléctricos correspondientes a los desfases.

Un apunte respecto a los resultados que se van a presentar a continuación es que ha habido valores calculados que se han tenido que descartar porque tras medir el desfase externo entre puentes. Se descarta cualquier desfase que, una vez el control alcance el estado estacionario, este se encuentra entre  $-90^\circ$  y  $-5^\circ$  (dejando  $5^\circ$  de margen por posible error en la medida del LTspice).

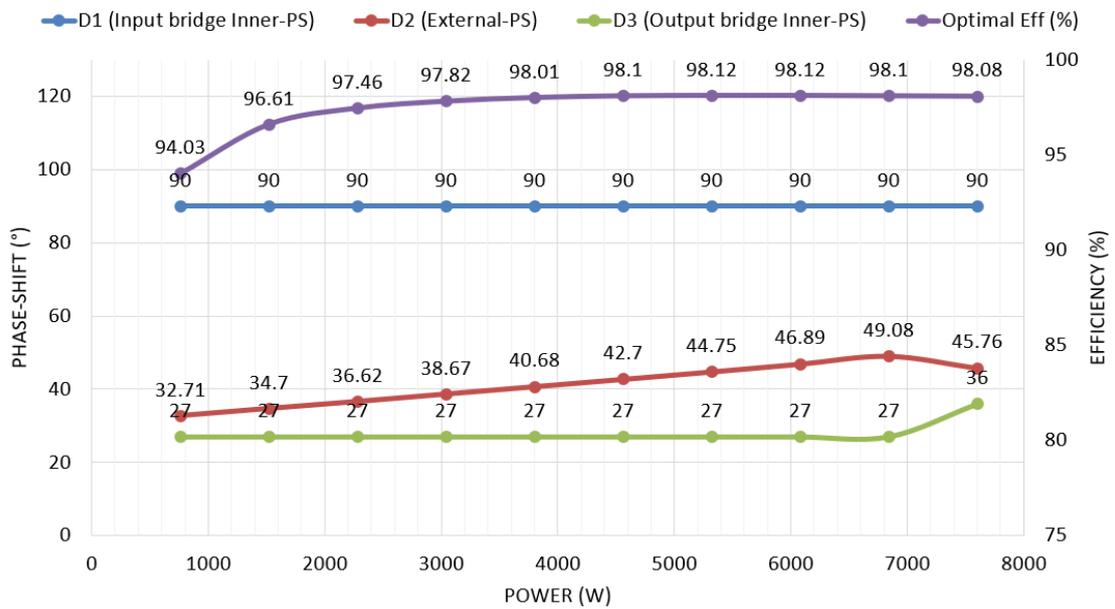
Esto resulta contraproducente ya que la referencia de corriente para todo el estudio se toma positiva definiendo corrientes/potencias positivas cuando el flujo de energía va desde la salida del PFC a la batería de alta tensión del vehículo y viceversa.

### 5.2.1. Criterio 1: Maximización de rendimiento

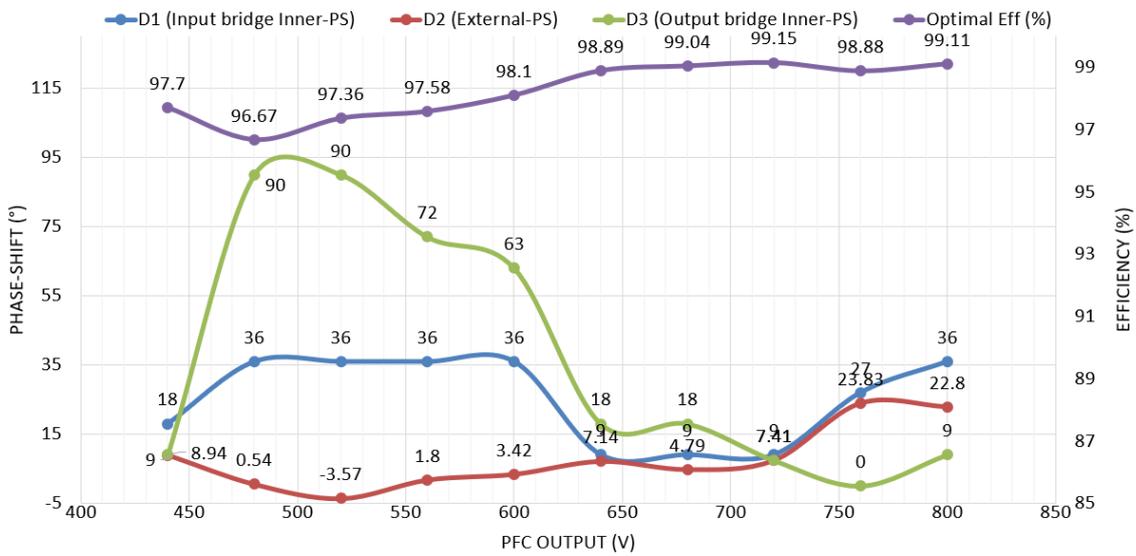
En cuanto al primer criterio, por cada simulación se ha obtenido la eficiencia del convertidor de acuerdo a las pérdidas de potencia totales de los todos los Mosfet que componen el doble puente. En este caso, las pérdidas se calculan directamente con el valor medio de la potencia instantánea en el semiconductor, sin diferenciar entre conducción y conmutación. Hay que remarcar que, para simplificar el análisis, no se consideran las pérdidas del transformador.



**Figura 28:** Eficiencia del DAB óptima para variación de la tensión de salida con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $P = P_{max}$



**Figura 29:** Eficiencia del DAB óptima para variación de potencia transmitida con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$



**Figura 30:** Eficiencia del DAB óptima para variación de la tensión de salida del Boost con  $V_{out} = V_{bat-max}$  y  $P = P_{max}$

En cuanto a las eficiencias que se manejan con estos desfases, se obtienen valores entre 94 % y 99 %, siendo los mejores resultados cuando la ganancia del convertidor es cercana a la unidad (tensiones de entrada y salida similares). Esto es algo que será recurrente en otros criterios. En cuanto a las modulaciones que predominan, se observa que TPS se da en la mayoría de casos, siendo el desfase interno de  $90^\circ$  en el puente activo de entrada un valor óptimo para aumentar la eficiencia ante variaciones de, o bien la potencia a transmitir o la tensión de la batería.

### 5.2.2. Criterio 2: Minimización de pérdidas por conmutación

En el siguiente punto se abordan las pérdidas por conmutación. Para el cálculo de estas mediante simulación, existen varias formas de llevarlo a cabo. En este caso, se opta por separar la corriente de conducción y conmutación por cada uno de los Mosfet previo a hacer el promedio de la potencia instantánea.

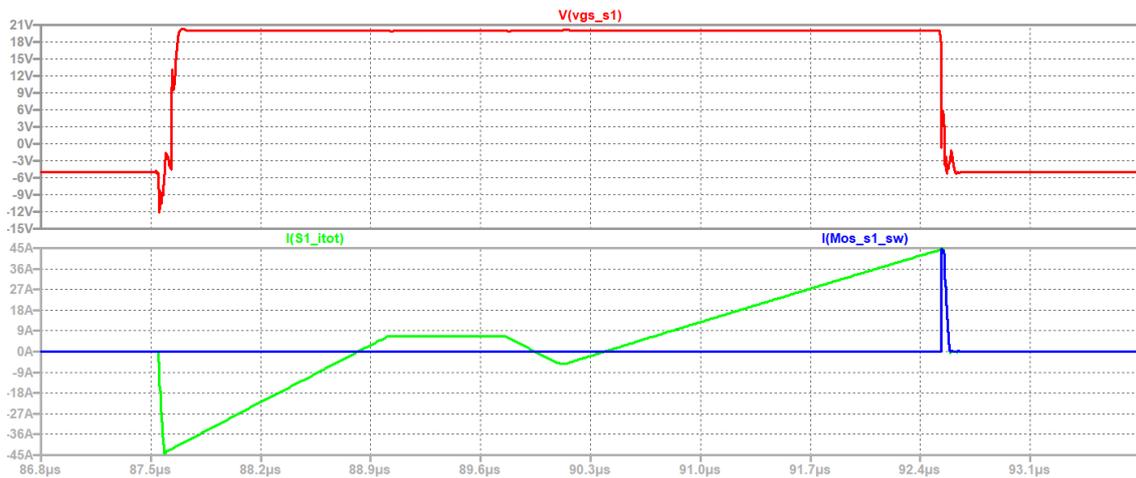


Figura 31: Corriente total y de conmutación del transistor S1

En la figura anterior se observa un periodo de conmutación del transistor S1 distinguiendo las corrientes cuando este conmuta con respecto al total. Cabe destacar que, dado que durante la conmutación suave el pico de corriente forma parte de la descarga del condensador parásito, en la conmutación a ON (pulso positivo señal roja) la corriente de conmutación es prácticamente nula. Es esta señal (en este caso  $I_{mos_s1}$ ) la usada para el cálculo de las pérdidas.

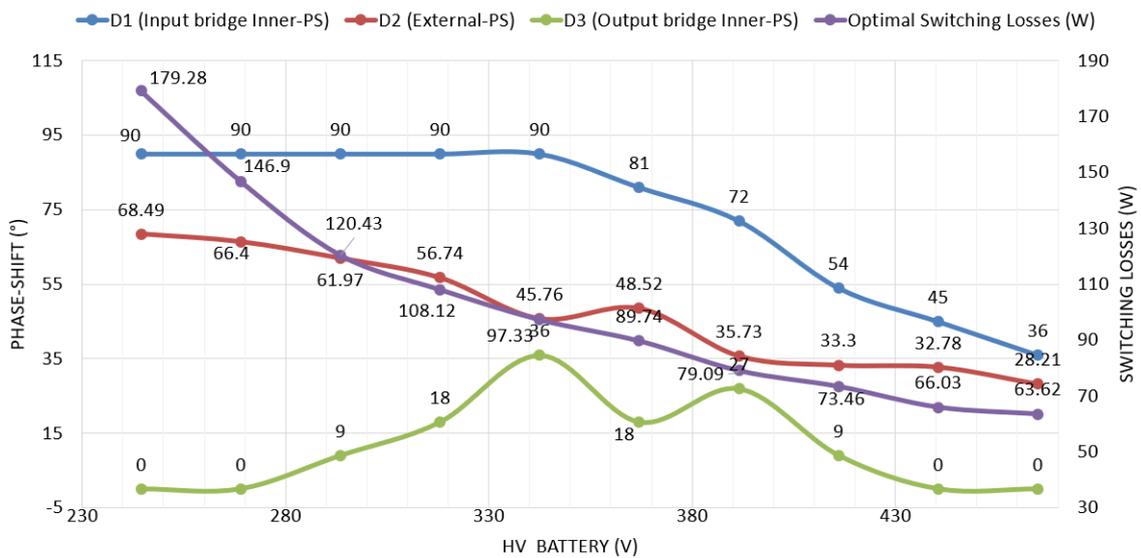
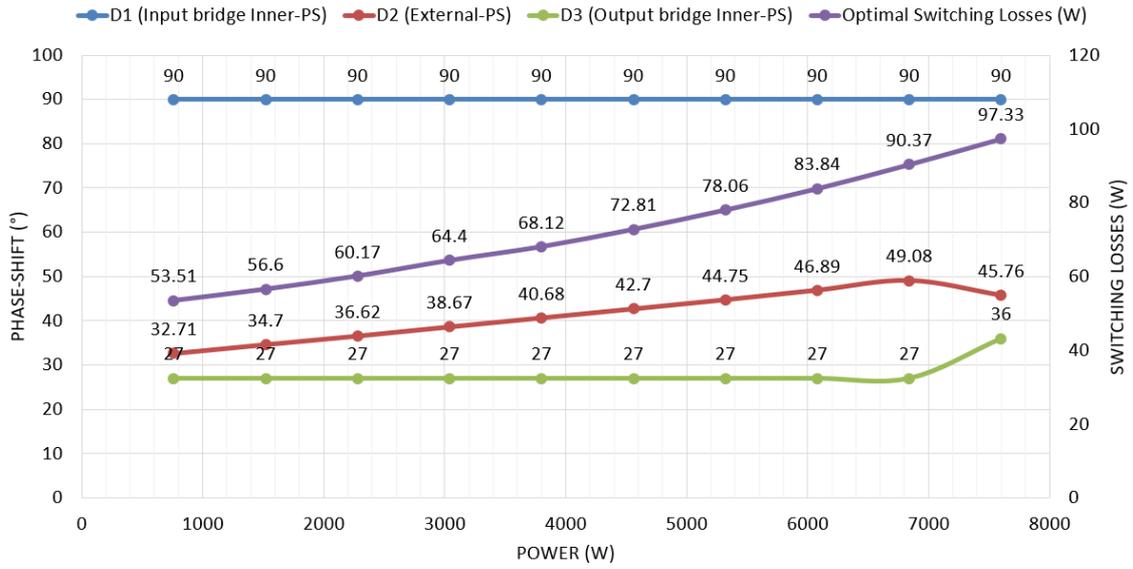
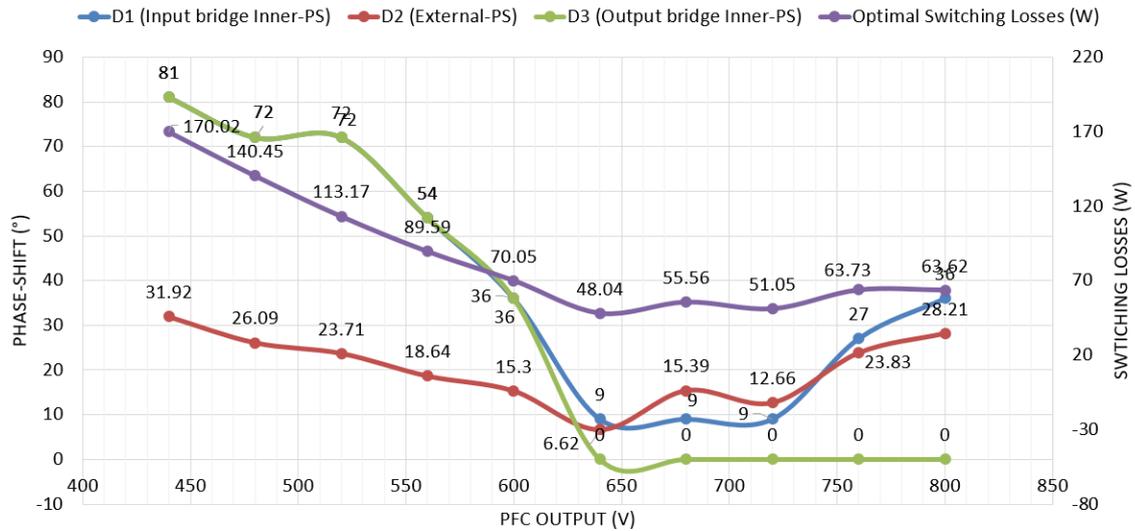


Figura 32: Pérdidas por conmutación óptimas del DAB para variación de la tensión de batería con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $P = P_{max}$



**Figura 33:** Pérdidas por conmutación óptimas para variación de potencia transmitida con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$



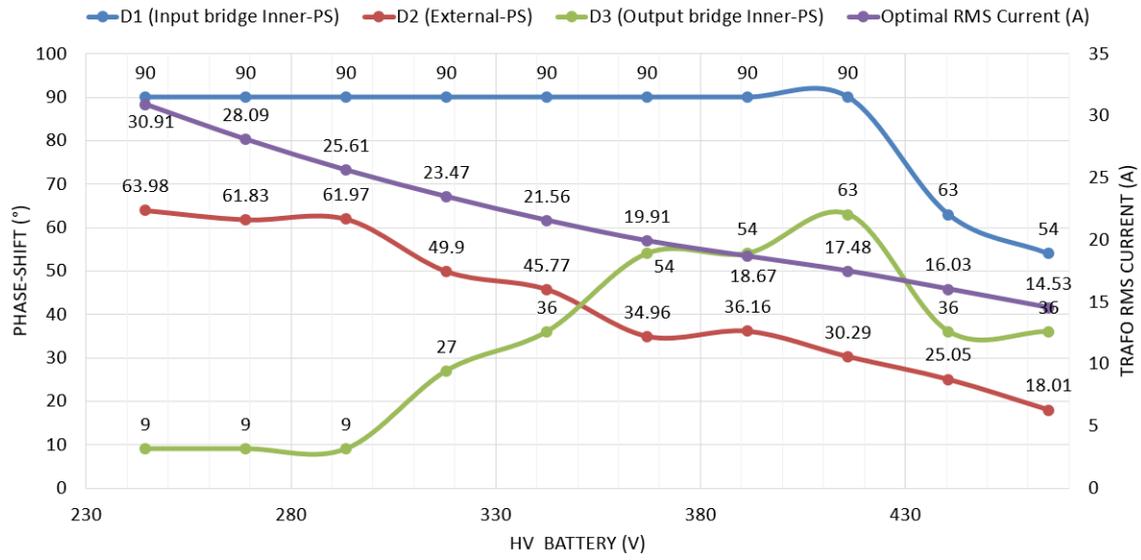
**Figura 34:** Pérdidas por conmutación óptimas para variación de la tensión de salida del Boost con  $V_{out} = V_{bat-max}$  y  $P = P_{max}$

De los anteriores gráficos se observa cómo las pérdidas se mueven entre 50W y 200W dependiendo del punto de operación. Se observa el mismo fenómeno con respecto al criterio anterior. Se ve muy claro en el gráfico 34. Fijando la tensión de batería HV a 465V, las menores pérdidas se dan en el rango de 600-650V ya que este valor de entrada lleva a una ganancia del DAB prácticamente unitaria.

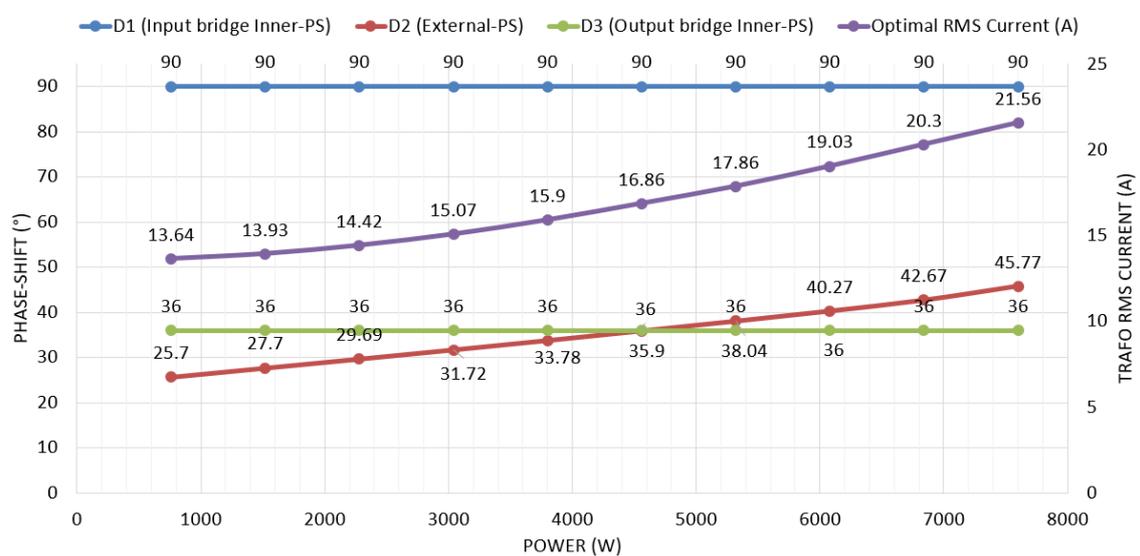
En cuanto a las modulaciones, cabe destacar que EPS para ciertas tensiones que da el rectificador Boost presenta un comportamiento mejor con respecto a las modulaciones restantes.

### 5.2.3. Criterio 3: Minimización corriente eficaz por el transformador

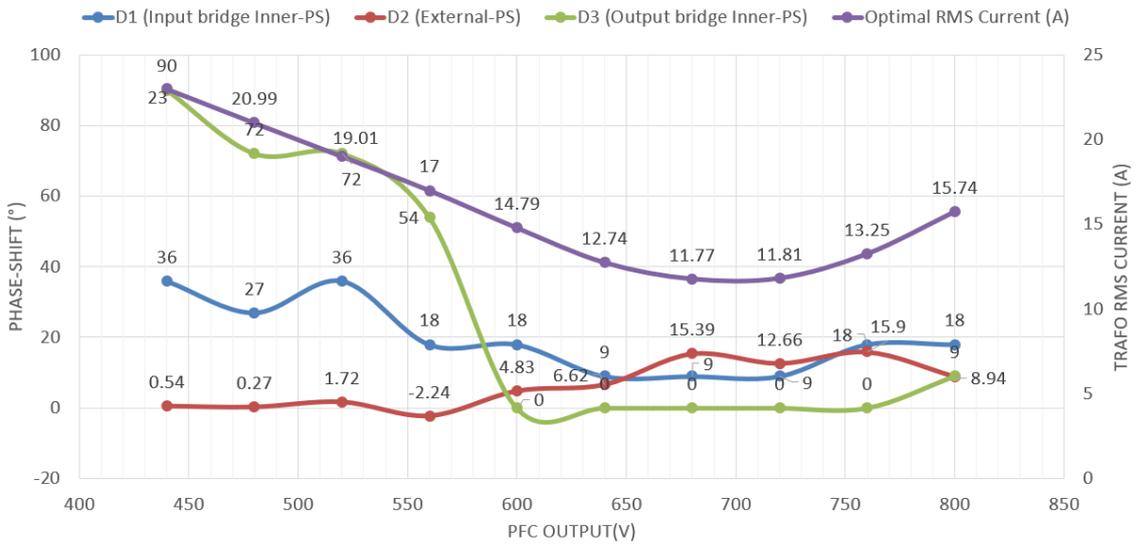
Los siguientes criterios buscan proporcionar los desfases que minimicen las principales corrientes AC que circulan por el convertidor para que, en caso de una implementación real, se pueda diseñar un hardware con unos componentes que no estén sobredimensionados. Esto es debido a que las corrientes tanto por los transistores, puertos DC o el transformador son muy elevadas especialmente en puntos de operación en los cuales la ganancia del DAB es lejana a la unidad.



**Figura 35:** Corriente eficaz óptima del DAB para variación de la tensión de batería con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $P = P_{max}$



**Figura 36:** Corriente eficaz óptima para variación de potencia transmitida con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$

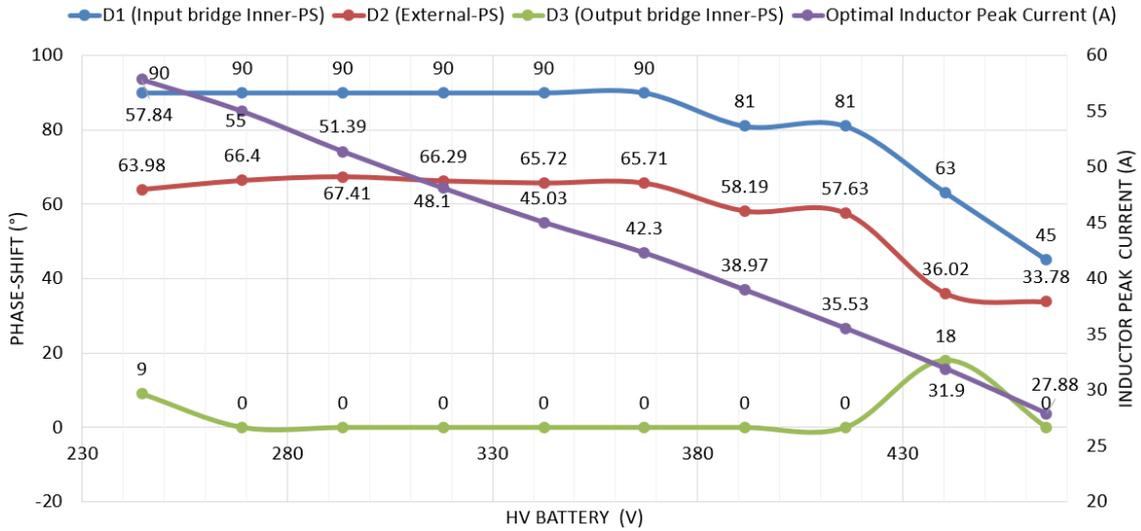


**Figura 37:** Corriente eficaz óptima para variación de la tensión de salida del Boost con  $V_{out} = V_{bat-max}$  y  $P = P_{max}$

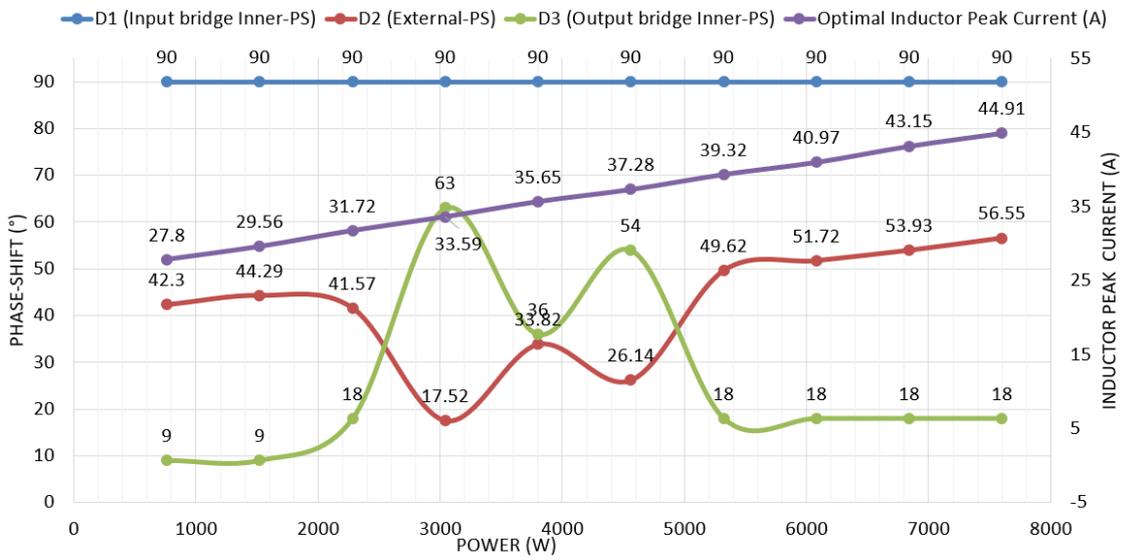
En cuanto a los resultados mostrados en gráficos se aprecia que la modulación que minimiza en mayor medida la corriente eficaz del transformador es triple phase-shift nuevamente. El hecho del uso de estos desfases respecto a la corriente eficaz mínima, tiene una implicación positiva en el comportamiento térmico del transformador desde el punto de vista de las pérdidas del bobinado.

#### 5.2.4. Criterio 4: Minimización pico de corriente por el devanado primario del transformador

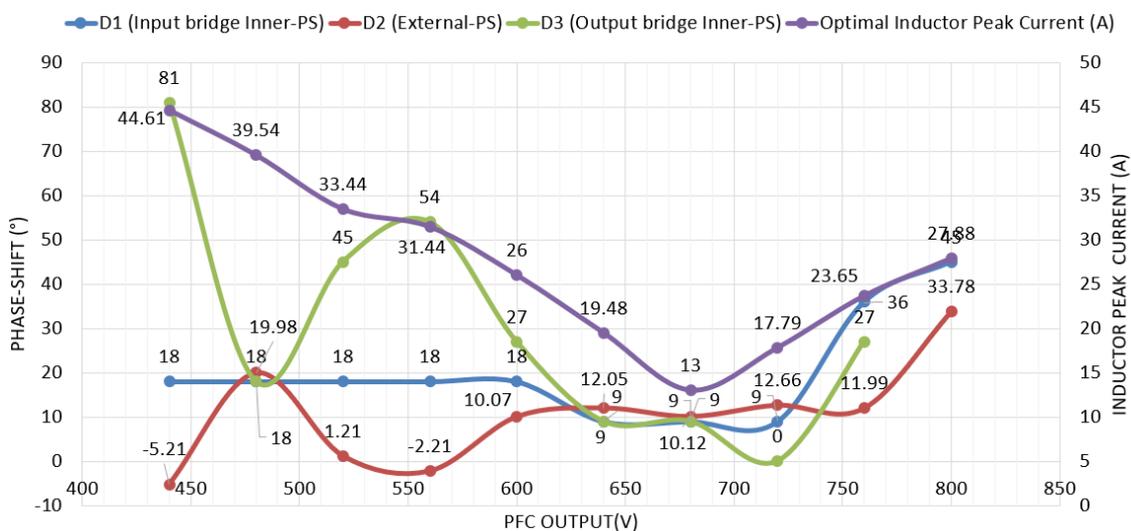
Del mismo modo, se ha hecho el mismo análisis para las corrientes de pico en el transformador. Se pretende obtener los desfases que minimizan los picos de corriente en el puente primario.



**Figura 38:** Corriente de pico por primario del transformador o puente activo de entrada óptima para variación de la tensión de batería con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $P = P_{max}$



**Figura 39:** Corriente de pico por primario del transformador o puente activo de entrada óptima para variación de potencia transmitida con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$

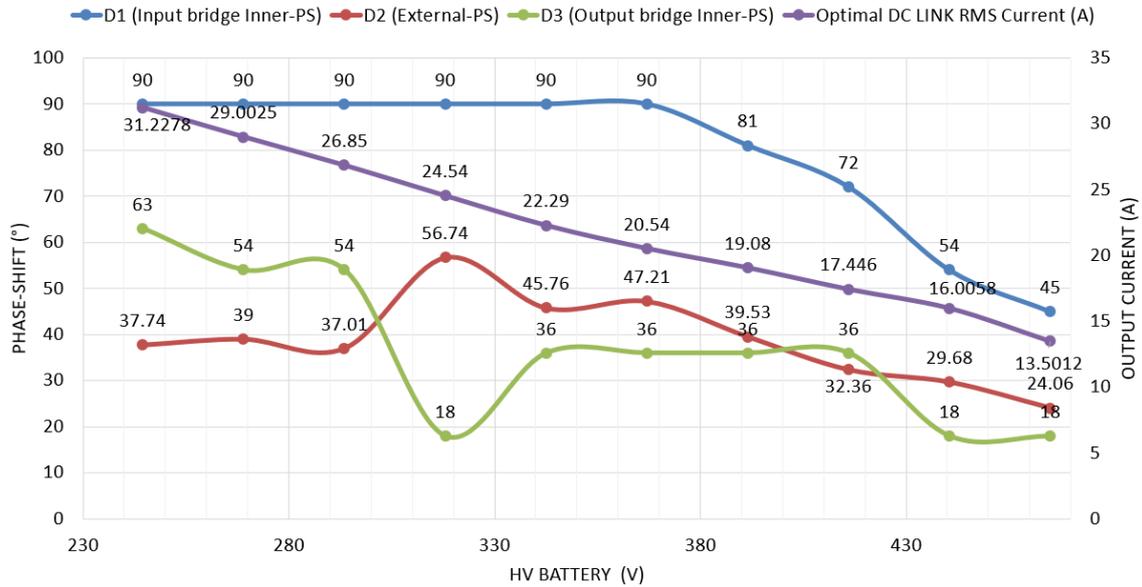


**Figura 40:** Corriente de pico por primario del transformador o puente activo de entrada óptima para variación de la tensión de salida del Boost con  $V_{out} = V_{bat-max}$  y  $P = P_{max}$

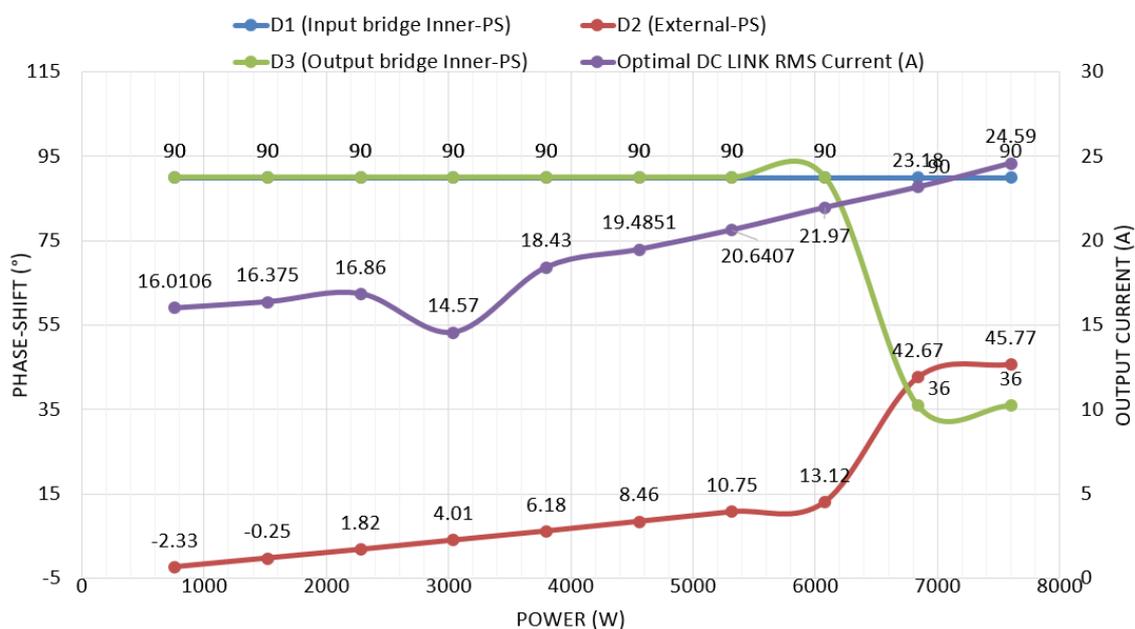
Igualmente a los anteriores criterios, se consiguen los mejores resultados con TPS y EPS En el caso de esta última, predominan sus desfases para variaciones de la tensión de batería y en cuanto a TPS consigue los mejores resultados para variaciones de  $P$  y  $V_{in}$

**5.2.5. Criterio 5: Minimización corrientes RMS por el DC link de salida del DAB**

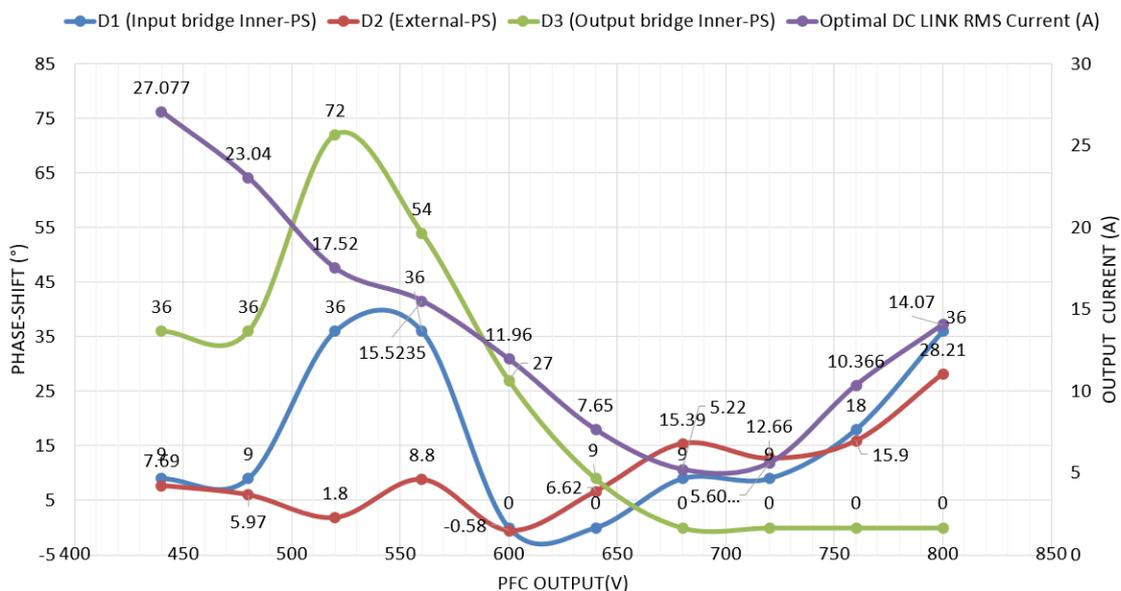
El último criterio trata de mostrar con qué desfases se pueden reducir las corrientes eficaces en los puertos DC, concretamente en el puerto de salida. Esto tiene una implicación directa en el diseño de filtros EMI diferenciales y concretamente en el valor, tamaño y/ cantidad del condensadores



**Figura 41:** Corriente rms en el puerto DC de salida del DAB óptima para variación de la tensión de batería con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $P = P_{max}$



**Figura 42:** Corriente rms en el puerto DC de salida del DAB óptima para variación de potencia transmitida con  $V_{in} = V_{in-max}$  y  $V_{out} = 0,5 \cdot V_{bat-max}$



**Figura 43:** Corriente rms en el puerto DC de salida del DAB óptima para para variación de la tensión de salida del Boost con  $V_{out} = V_{bat-max}$  y  $P = P_{max}$

En cuanto a los resultados mostrados en gráficos se aprecia que la modulación que minimiza en mayor medida la corriente eficaz del transformador es EPS consiguiendo valores de corriente de solamente 5 A en puntos de operación cercanos al modo seguidor del DAB, lo cual tiene implicaciones en filtros EMI más pequeños (concretamente menos condensadores)

## **Capítulo 6**

# **Conclusiones y trabajos futuros**

Este capítulo pretende mostrar las conclusiones de acuerdo a todos los resultados mostrados en el capítulo anterior con respecto a las desfases óptimos para los distintos puntos de operación.

## 6.1. Conclusiones del estudio

En cuanto a las simulaciones, de forma común a todas las modulaciones la principal conclusión es que conviene dimensionar el convertidor para que, la ganancia de este sea lo más cercana posible a la unidad por las implicaciones que se ha visto a nivel de eficiencia, corrientes AC etc.

Respecto a aspectos concretos de las modulaciones:

- La modulación **Extended Phase-Shift**, tiene un efecto positivo en las corrientes AC con tensiones de entrada al DAB cercanas a la máxima.
- **Dual Phase-Shift** no aparece como modulación predominante en ninguno de los criterios comentados ya que en comparación con las restantes, esta no consigue resultados destacables en cuanto a variación de la potencia, tensión de entrada/salida.
- Y con **Triple-Phase Shift**, tal y como se preveía y de acuerdo con la bibliografía, es la modulación más flexible, ya que con los dos desfases se ha visto como dependiendo el modo de trabajo del convertidor, ya sea elevador, reductor o seguidor, permite margen de regulación variando estas. En cuanto a los desfases, se observa que la mayor eficiencia se obtiene limitando el desfase de H1 a  $90^\circ$  y el de H2 (siendo H1 y H2 los puentes de entrada y salida respectivamente) variable dependiendo de la potencia a transmitir.

Y en cuanto a los valores óptimos respecto a cada criterio:

- Respecto a la eficiencia del convertidor para cargas bajas, usando desfases internos se consiguen valores de eficiencia (sin tener en cuenta pérdidas del transformador) mayores del 90 %, lo cual resulta muy positivo. Esto es gracias al efecto de los desfases internos en la conmutación suave, por lo que se podría conmutar aún más rápido sin incrementar significativamente las pérdidas. Por contra, la dificultad de la implementación del control es mayor por ser TPS la modulación predominante en todos los criterios analizados
- Respecto a las corrientes, se ha visto que los distintos criterios coinciden en una amplia mayoría de desfases. Por tanto, sería posible obtener un modelo con desfases internos que redujeran tanto las corrientes por los transistores, transformador y/o puertos DC. Por otro lado, aunque directamente no se haya calculado las pérdidas de conducción de los transistores, con el criterio 3 respecto a la corriente eficaz por el transformador, esta tiene una influencia directa en esta.

## 6.2. Trabajos futuros

El propósito de esta sección es proporcionar ideas en las que se puede centrar el estudio del DAB en el futuro a raíz de las conclusiones obtenidas.

- Diseño y estudio del lazo de tensión del control corriente media para ver qué rango de regulación con el control completo se puede conseguir. Como se ha comentado previamente, se ha optado por dimensionar solamente uno de los lazos del control ACCM clásico por varios motivos: por simplificación y para acelerar el proceso iterativo de las simulaciones, ya que con un doble lazo requiere de mayores tiempos de simulación hasta conseguir que se alcance el régimen estacionario.
- Realización de este estudio para desfases internos negativos (tomando negativo como el transistor Low-side de cualquiera de los dos puentes como origen de fases)
- Respecto a la parte más de diseño, en este caso se ha buscado dimensionar un transformador cuyas frecuencias de trabajo permiten conmutar hasta 150 kHz para los rangos de corriente y tensión de alta tensión entendida en el sector de automoción. En caso de usar tecnología con Nitruro de Galio, este permitiría alcanzar frecuencias de conmutación mayores que afectarían de forma muy directa al diseño de este.
- Por último, cabría comparar los resultados obtenidos de pérdidas con otros simuladores como *PSIM* o *PLECS*, los cuales cuentan con la posibilidad de introducir curvas de las hojas de características de los transistores. Probablemente los resultados sean más realistas, ya que con Spice existe una gran dependencia de la complejidad de los modelos que se usen respecto a los resultados que se puedan obtener finalmente. Por otro lado, dado que no se tiene en cuenta en el alcance de proyecto actual, sería interesante estudiar las pérdidas del transformador.



## Bibliografía

- [1] ST Microelectronics. “Calculation of conduction losses in a power rectifier”. En: *Application Note, AN604* August (2011), págs. 1-12.
- [2] Infineon Technologies Ag. “Topologies in on-board charging”. En: (2020), págs. 1-21.
- [3] Maximilian Nitzsche y col. “Comprehensive comparison of a SiC MOSFET and Si IGBT based inverter”. En: *PCIM Europe Conference Proceedings* (2019), págs. 1828-1834. ISSN: 21913358.
- [4] Biao Zhao y col. “Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.8 (2014), págs. 4091-4106. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [5] Anping Tong y col. “Power flow and inductor current analysis of PWM control for Dual Active Bridge converter”. En: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC-ECCE Asia 2016* (2016), págs. 1036-1041. DOI: 10.1109/IPEMC.2016.7512429.
- [6] Javier Antonio Guacaneme Moreno. “Control de Puentes Activos Duales ( DABs ) en Sistemas Bidireccionales de Alimentación con Alta Densidad de Potencia”. En: (2015), pág. 206.
- [7] Biao Zhao y col. “Dead-time effect of the high-frequency isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter: Comprehensive theoretical analysis and experimental verification”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.4 (2014), págs. 1667-1680. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2271511.
- [8] Biao Zhao, Qingguang Yu y Weixin Sun. “Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.11 (2012), págs. 4667-4680. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [9] Superjunction Mosfets. “650 V CoolMOS™ CFD7A for on-board chargers and DC-DC converters”. En: (2020), págs. 1-37.
- [10] Enric Mort, Torán. “DISEÑO DE UN CARGADOR ON-BOARD BIDIRECCIONAL DE 22KW PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS CON CAPACIDAD DE OPERACIÓN EN MODO VEHICLE-TO-GRID (V2G)”. En: (2020).
- [11] Osama M. Hebala y col. “Generic Closed-Loop Controller for Power Regulation in Dual Active Bridge DC-DC Converter With Current Stress Minimization”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.6 (2019), págs. 4468-4478. ISSN: 02780046. DOI: 10.1109/TIE.2018.2860535.

- [12] Nie Hou, Wensheng Song y Mingyi Wu. “Minimum-Current-Stress Scheme of Dual Active Bridge DC-DC Converter with Unified Phase-Shift Control”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.12 (2016), págs. 8552-8561. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2521410.
- [13] Jun Huang y col. “Unified Triple-Phase-Shift Control to Minimize Current Stress and Achieve Full Soft-Switching of Isolated Bidirectional DC-DC Converter”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.7 (2016), págs. 4169-4179. ISSN: 02780046. DOI: 10.1109/TIE.2016.2543182.
- [14] Germán G. Oggier, Guillermo O. García y Alejandro R. Oliva. “Modulation strategy to operate the dual active bridge DCDC converter under soft switching in the whole operating range”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.4 (2011), págs. 1228-1236. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2072966.
- [15] Hengsi Qin y Jonathan W. Kimball. “Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.4 (2012), págs. 2078-2084. ISSN: 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2165734.
- [16] Yasen A. Harrye y col. “Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active bridge DC/DC converter using triple phase shift control”. En: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (2014), págs. 437-442. DOI: 10.1109/ISIE.2014.6864653.