



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



**DISEÑO DE UN
CARGADOR ON-BOARD
BIDIRECCIONAL DE 22KW
PARA VEHÍCULOS
ELÉCTRICOS CON
CAPACIDAD DE OPERACIÓN
EN MODO
*VEHICLE-TO-GRID (V2G)***

Autor: Enric Torán Mort

Tutor: Emilio Figueres Amorós

Cotutor: Gabriel Garcerá Sanfeliú

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 2019-2020

Valencia, julio de 2020

AGRADECIMIENTOS

A mi tutor Emilio Figueres Amorós, Ph.D. y a mi cotutor Gabriel Garcerá Sanfeliú, Ph.D., sin los cuales no habría sido posible realizar este trabajo.

A mis padres, por haberme apoyado en todo momento y a quienes dedico este Trabajo de Fin de Máster.

RESUMEN

El objetivo de este trabajo es el diseño de un cargador On-Board de 22kW para vehículo eléctrico. Éste será capaz de conectarse a una red eléctrica, ya sea trifásica o monofásica, y cargará la batería del vehículo al tiempo que se garantiza el aislamiento galvánico ente la red y dicho vehículo. La entrada del cargador será universal, es decir, de $180V_{RMS}$ a $500V_{RMS}$ en trifásica y de $85V_{RMS}$ a $270V_{RMS}$ en monofásica, siendo capaz de utilizar redes de 50Hz como de 60Hz. Además, este cargador será bidireccional, es decir, podrá tanto absorber energía de la red como inyectarla a la misma. Primero se realiza el diseño del convertidor DC/DC, en este caso un DAB, para después realizar el diseño del convertidor AC/DC, que es un inversor trifásico operando como rectificador. En ambos casos se han diseñado tanto los componentes necesarios como los sistemas de control. Los cálculos se han realizado principalmente con Matlab. A continuación se han realizado diversas simulaciones en distintos puntos de operación, utilizando para ello el software PSIM. Esto se ha hecho tanto operando los convertidores de forma independiente, como en cascada. Estas simulaciones han permitido estimar el rendimiento del conjunto así como comprobar que se satisfacen todas las especificaciones de diseño y verificar su correcto funcionamiento, tanto eléctrico como térmico.

Palabras clave: electrónica de potencia, vehículo eléctrico, cargador On-Board.

RESUM

L'objectiu d'aquest treball és el disseny d'un carregador On-Board de 22kW per a vehicle elèctric. Aquest serà capaç de connectar-se a una xarxa elèctrica, ja sigui trifàsica o monofàsica, i carregarà la bateria de el vehicle al mateix temps que es garanteix l'aïllament galvànic entre la xarxa i el vehicle. L'entrada del carregador serà universal, és a dir, de $180V_{RMS}$ a $500V_{RMS}$ en trifàsica i de $85V_{RMS}$ a $270V_{RMS}$ en monofàsica, sent capaç d'utilitzar xarxes de 50Hz com de 60Hz. A més, aquest carregador serà bidireccional, és a dir, podrà tant absorbir energia de la xarxa com injectar-la a la mateixa. Primer es realitza el disseny del convertidor DC/DC, en aquest cas un DAB, per després realitzar el disseny del convertidor AC/DC, que és un inversor trifàsic operant com a rectificador. En tots dos casos s'han dissenyat tant els components necessaris com els sistemes de control. Aquests càlculs s'han realitzat principalment amb Matlab. A continuació s'han realitzat diverses simulacions en diferents punts d'operació, utilitzant per a això el programa PSIM. Això s'ha fet tant operant els convertidors de forma independent, com en cascada. Aquestes simulacions han permès estimar el rendiment del conjunt així com comprovar que es satisfan totes les especificacions de disseny i verificar el seu correcte funcionament, tant elèctric com tèrmic.

Paraules clau: electrònica de potència, vehicle elèctric, carregador On-Board.

ABSTRACT

The objective of this work is the design of a 22kW On-Board charger for electric vehicles. This charger will be able to connect either a three-phase or a single-phase electrical grid, and will charge the vehicle's battery while ensuring galvanic isolation between the grid and said vehicle. The charger's input will be universal, that is, from $180V_{RMS}$ to $500V_{RMS}$ in three-phase and from $85V_{RMS}$ to $270V_{RMS}$ in single-phase, being able to use 50Hz and 60Hz networks. In addition, this charger will be bidirectional, that is, it will be both capable of absorbing energy from the network and injecting it into it. First, the design of the DC/DC converter is performed, in this case a DAB, and then the design of the AC/DC converter is performed, which is a three-phase inverter operating as rectifier. In both cases, both the necessary components and the control systems have been designed. These calculations have been done mainly with Matlab. After that, various simulations have been carried out at different operating points, using the PSIM software for this. This has been done both by operating the converters independently, and in a cascade. Finally, and thanks to these simulations, it has been possible to estimate the performance of the assembly as well as to confirm that all the design specifications are met and verify its correct operation, both electrical and thermal.

Keywords: power electronics, electric vehicle, On-Board charger.

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN.....	3
2.	EL CARGADOR ONBOARD	7
2.1.	Propósito	7
2.2.	Estado de la técnica.....	7
2.3.	Objetivos	8
3.	MODELADO Y DISEÑO DEL PUENTE ACTIVO DUAL	13
3.1.	Funcionamiento y control del DAB	13
3.2.	Conmutación suave en el DAB.....	15
3.3.	Diseño del DAB	15
3.4.	Modelo equivalente de pequeña señal del DAB	27
3.4.1.	Función de transferencia de la tensión de salida en lazo abierto.....	29
3.4.2.	Función de transferencia de la Impedancia de salida Z_o en lazo abierto.	30
3.4.3.	Función de transferencia de la Audiosusceptibilidad A en lazo abierto...	31
4.	CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA EN EL DAB.....	35
4.1.	Diseño del regulador de corriente	35
4.2.	Diseño del regulador de tensión.....	40
4.3.	Impedancia de salida en lazo cerrado	45
4.4.	Control del proceso de carga de la batería	46
4.5.	Simulación del convertidor DAB en lazo cerrado en PSIM.....	47
4.5.1.	Seguimiento de la referencia	47
4.5.2.	Escalones de carga.....	48
4.5.3.	Rizado a la salida.....	49
4.5.4.	Cortocircuito a la salida.....	50
4.5.5.	Conmutación suave	51
4.5.6.	Ciclo de carga de la batería.....	52
4.5.7.	Formas de onda más significativas.....	53
5.	MODELADO Y DISEÑO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO	59
5.1.	Funcionamiento y control del Rectificador Trifásico	59
5.2.	Diseño del Rectificador Trifásico	60
5.3.	Modelo equivalente del Rectificador Trifásico.....	72
5.4.	Modelo en pequeña señal del Rectificador Trifásico.....	75
5.4.1.	Función de transferencia de la corriente en lazo abierto	77
5.4.2.	Función de transferencia de la tensión de salida en lazo abierto.....	77
5.4.3.	Función de transferencia de la Impedancia de salida Z_o en lazo abierto.	78

6.	CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA EN EL RECTIFICADOR TRIFÁSICO	81
6.1.	Diseño del regulador de corriente	82
6.2.	Diseño del regulador de tensión.....	87
6.3.	Impedancia de salida en lazo cerrado	90
6.4.	Lazo de seguimiento de fase	91
6.5.	Simulación del rectificador trifásico en lazo cerrado en PSIM	92
6.5.1.	Seguimiento de la referencia	92
6.5.2.	Escalones de carga.....	92
6.5.3.	Rizado a la salida.....	93
6.5.4.	Sobrecarga a la salida	93
6.5.5.	Red Trifásica - Frecuencia de red mínima y frecuencia de red máxima ..	94
6.5.6.	Red Trifásica - Tensión de red mínima y tensión de red máxima.....	95
6.5.7.	Red Monofásica - Frecuencia de red mínima y frecuencia de red máxima	96
6.5.8.	Red Monofásica - Tensión de red mínima y tensión de red máxima	97
6.5.9.	Formas de onda más significativas.....	98
7.	ESTUDIO DEL CARGADOR ONBOARD	103
7.1.	Simulación en PSIM	104
7.2.	Rendimiento del conjunto	107
7.3.	Factor de potencia del cargador	108
8.	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	111
8.1.	Conclusiones	111
8.2.	Trabajos Futuros	111
9.	REFERENCIAS	115

INDICE DE FIGURAS

Fig. 1 – Esquema de concepto del cargador On-Board I.....	7
Fig. 2 - Esquema de concepto del cargador On-Board II	8
Fig. 3 – Esquema del convertidor DAB I.....	13
Fig. 4 – Formas de onda más significativas del convertidor DAB I	14
Fig. 5 – Potencia máxima en función de la tensión de salida del convertidor	16
Fig. 6 – Zona de conmutación suave – Tensión de salida de 240V	16
Fig. 7 – Zona de conmutación suave – Tensión de salida de 440V	17
Fig. 8 – Esquema del transformador del DAB – Obtenido de: www.poweresim.com ..	17
Fig. 9 – Inductor escogido para el DAB – Obtenido de: www.wcmagnetics.com	18
Fig. 10 – Condensador escogido para el DAB – Obtenido de: www.chemi-con.co.jp ..	20
Fig. 11 – Radiador escogido para refrigerar los transistores del DAB – Obtenido de: www.mouser.com	24
Fig. 12 – Distribución de los transistores sobre el radiador	25
Fig. 13 – Resistencia térmica y caída de presión del radiador escogido – Obtenido de: www.mouser.com	25
Fig. 14 – Temperatura de los transistores del DAB – Potencia de 22kW - Tensión de salida de 275V	26
Fig. 15 - Temperatura de los transistores del DAB – Potencia de 22kW - Tensión de salida de 440V	26
Fig. 16 – Modelo equivalente del DAB.....	28
Fig. 17 – Modelo equivalente del secundario del DAB para el cálculo de $G_{v_0 \emptyset}$	29
Fig. 18 – Modelo equivalente del DAB junto con una perturbación externa.....	30
Fig. 19 - Modelo equivalente del secundario del DAB para el cálculo de A	31
Fig. 20 - Esquema del convertidor DAB II	35
Fig. 21 – Lazo de corriente del DAB	35
Fig. 22 – Diagrama de Bode de T_i – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A.....	37
Fig. 23 – Diagrama de Bode de T_i – Barrido de V_o – Carga de 100W.....	38
Fig. 24 - Diagrama de Bode de $I_{o LC}$ – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A.....	39
Fig. 25 - Diagrama de Bode de $I_{o LC}$ – Barrido de V_o – Carga de 100W.....	40
Fig. 26 - Lazo de tensión del DAB	40
Fig. 27 - Diagrama de Bode de T_v – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A.....	42
Fig. 28 – Diagrama de Bode de T_v – Barrido de V_o – Carga de 100W	43
Fig. 29 - Diagrama de Bode de $T_{v LC}$ – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A.....	44
Fig. 30 - Diagrama de Bode de $T_{v LC}$ – Barrido de V_o – Carga de 100W.....	45
Fig. 31 – Diagrama de Bode de $Z_{o LC}$ – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A.....	45
Fig. 32 - Diagrama de Bode de $Z_{o LC}$ – Barrido de V_o – Carga de 100W.....	46
Fig. 33 – Diagrama de carga de la batería	46
Fig. 34 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A.....	47

Fig. 35 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Barrido de V_o – Carga de 1kW	48
Fig. 36 - Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Escalones de carga de 11kW – Tensión de salida de 240V.....	48
Fig. 37 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Escalones de carga de 11kW – Tensión de salida de 440V.....	49
Fig. 38 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Cortocircuito a la salida ..	50
Fig. 39 - Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Limitación de corriente tras el cortocircuito a la salida.....	50
Fig. 40 – Formas de onda más significativas del IGBT 1 del primario.....	51
Fig. 41 – Formas de onda más significativas del IGBT 1 del secundario	51
Fig. 42 – Ciclo de carga de la batería	52
Fig. 43 – Formas de onda más significativas del convertidor DAB II	53
Fig. 44 - Formas de onda más significativas del convertidor DAB II - Ampliación.....	54
Fig. 45 - Formas de onda más significativas del convertidor DAB III	55
Fig. 46 - Formas de onda más significativas del convertidor DAB III – Ampliación ...	56
Fig. 47 - Esquema del rectificador trifásico I	59
Fig. 48 – Formas de onda más significativas del rectificador trifásico I.....	60
Fig. 49 –Diagrama de Bode de I_2 - V_{inv} – Red normal	63
Fig. 50 - Diagrama de Bode de I_2 - V_{inv} – Barrido de red	63
Fig. 51 – Potencia máxima en función de la tensión de entrada – Red monofásica	64
Fig. 52 – Potencia máxima en función de la tensión de entrada – Red trifásica	64
Fig. 53 - Diagrama de Bode de I_2 - V_{inv} del filtro real – Red normal.....	65
Fig. 54 - Diagrama de Bode de I_2 - V_{inv} del filtro real – Barrido de red	66
Fig. 55 - Distribución del transistor sobre el radiador I	70
Fig. 56 - Temperatura de los transistores del rectificador trifásico – Potencia de 22kW70	
Fig. 57 – Circuito de precarga	71
Fig. 58 – Precarga de los condensadores	71
Fig. 59 – Rama del puente en H	72
Fig. 60 – Modelo equivalente de una rama del puente en H	72
Fig. 61 – Modelo equivalente del rectificador trifásico.....	73
Fig. 62 – Modelo equivalente del rectificador trifásico en el marco de referencia síncrono dqo	75
Fig. 63 – Diagrama de Bode de I_{1d}/D_d e I_{1q}/D_q	77
Fig. 64 - Modelo equivalente del rectificador trifásico para el cálculo de Z_o	78
Fig. 65 - Esquema del rectificador trifásico II.....	81
Fig. 66 – Lazo de corriente del canal D - I.....	82
Fig. 67 – Lazo de corriente del canal D - II.....	82
Fig. 68 - Diagrama de Bode de T_{id} – Barrido de V_o – Carga de 22kW	84
Fig. 69 - Diagrama de Bode de T_{iq} – Barrido de V_o – Carga de 22kW	85
Fig. 70 - Diagrama de Bode de I_{odLC} – Barrido de V_o – Carga de 22kW	86
Fig. 71 - Diagrama de Bode de I_{oqLC} – Barrido de V_o – Carga de 22kW	86
Fig. 72 – Lazo de tensión	87
Fig. 73 – Diagrama de Bode de T_v – Barrido de carga.....	88
Fig. 74 - Diagrama de Bode de V_{oLC} – Barrido de carga.....	89
Fig. 75 – Diagrama de Bode de Z_{oLC} – Barrido de carga.....	90
Fig. 76 - Control PLL	91

Fig. 77 – Sincronización del PLL.....	91
Fig. 78 - Respuesta del rectificador trifásico en lazo cerrado – Barrido de V_o – Carga de 22kW	92
Fig. 79 - Respuesta del rectificador trifásico en lazo cerrado – Escalones de carga de 11kW – Tensión de salida de 750V	92
Fig. 80 - Respuesta del rectificador trifásico en lazo cerrado – Sobrecarga a la salida .	93
Fig. 81 – Rectificador trifásico – Red trifásica de $400V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz	94
Fig. 82 - Rectificador trifásico – Red trifásica de $400V_{RMS}$ – Frecuencia 60Hz.....	94
Fig. 83 - Rectificador trifásico – Red trifásica de $180V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz.....	95
Fig. 84 - Rectificador trifásico – Red trifásica de $500V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz.....	95
Fig. 85 - Rectificador trifásico – Red monofásica de $230V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz	96
Fig. 86 - Rectificador trifásico – Red monofásica de $230V_{RMS}$ – Frecuencia 60Hz	96
Fig. 87 - Rectificador trifásico – Red monofásica de $85V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz	97
Fig. 88 - Rectificador trifásico – Red monofásica de $270V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz	97
Fig. 89 – Formas de onda más significativas del rectificador trifásico II	98
Fig. 90 - Formas de onda más significativas del rectificador trifásico III.....	99
Fig. 91 – Formas de onda más significativas del cargador OnBoard I.....	104
Fig. 92 - Formas de onda más significativas del cargador OnBoard II.....	105
Fig. 93 - Formas de onda más significativas del cargador OnBoard III.....	106
Fig. 94 – Formas de onda de la tensión y la corriente de red – Red trifásica.....	107
Fig. 95 – Rendimiento del cargador OnBoard.....	107
Fig. 96 – Factor de potencia del cargador OnBoard.....	108

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 – Corriente por los condensadores del DAB	19
Tabla 2 - Corriente por los condensadores del DAB – Punto más restrictivo.....	19
Tabla 3 – Posibles condensadores para el DAB	20
Tabla 4 - Corriente RMS por los transistores del DAB.....	21
Tabla 5 - Corriente de pico por los transistores del DAB	21
Tabla 6 - Corriente RMS por los transistores del DAB – Punto más restrictivo.....	22
Tabla 7 - Corriente pico por los transistores del DAB – Punto más restrictivo	22
Tabla 8 - Posibles transistores para el DAB	22
Tabla 9 –Potencia de pérdidas máxima de los transistores del primario del DAB	23
Tabla 10 - Potencia de pérdidas máxima de los transistores del secundario del DAB...	23
Tabla 11 – Márgenes de fase y de ganancia del lazo de corriente del DAB - Carga 22kW	38
Tabla 12 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de corriente del DAB – Carga 100W	39
Tabla 13 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de tensión del DAB – Carga 22kW	43
Tabla 14 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de tensión del DAB – Carga 100W	44
Tabla 15 – Rizado de tensión a la salida del DAB	49
Tabla 16 - Rizado de corriente a la salida del DAB	49
Tabla 17 - Corriente por los condensadores del lado de continua del rectificador trifásico.....	66
Tabla 18 – Corriente RMS por los transistores del rectificador trifásico.....	67
Tabla 19 - Corriente pico por los transistores del rectificador trifásico	68
Tabla 20 - Corriente RMS por los transistores del rectificador trifásico – Punto más restrictivo.....	68
Tabla 21 - Corriente pico por los transistores del rectificador trifásico – Punto más restrictivo.....	68
Tabla 22 - Posibles transistores para el rectificador trifásico.....	69
Tabla 23 - Potencia de pérdidas máxima de los transistores del rectificador trifásico...	69
Tabla 24 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de corriente del rectificador trifásico	85
Tabla 25 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de tensión del rectificador trifásico	89
Tabla 26 - Rizado de tensión a la salida del rectificador trifásico.....	93

INTRODUCCIÓN

1. INTRODUCCIÓN

La historia de los vehículos eléctricos se remonta a mediados del siglo XIX, con la creación en 1835 por parte del catedrático holandés Sibrandus Stratingh y el fabricante de instrumentos Christopher Becker del primer coche eléctrico a pequeña escala: un pequeño triciclo alimentado por celdas no recargables. El vehículo eléctrico dominó practicante el mercado durante el resto del siglo XIX, que es lo que se conoce a día de hoy como la edad de oro del vehículo eléctrico.

Sin embargo, con llegada del siglo XX, el auge de los motores de combustión interna unido a la mayor velocidad y autonomía que éstos proporcionaban, contribuyó al declive de los vehículos eléctricos.

Habrà que esperar hasta finales de dicho siglo para que se produzca un resurgimiento de los mismos. Cabe destacar tanto el intento fallido por parte de General Motors de comercializar el primer automóvil eléctrico moderno, el EV1, como la creación por parte de Toyota del Prius, un automóvil híbrido gasolina-eléctrico, lanzado en 1997, el cual alcanzó a mediados de 2013 los 3 millones de unidades vendidas.

Durante las dos últimas décadas se ha producido un gran desarrollo tanto de los convertidores electrónicos de tracción como de las baterías. Esto, unido a un aumento de los puntos de recarga disponibles, ha hecho incrementar las ventas de los automóviles eléctricos hasta cerca los 2 millones de unidades solo a lo largo del año 2019.

A día de hoy los vehículos eléctricos están presente en gran parte de los servicios de transporte utilizados a diario, ya sea tanto públicos como privados, y se han vuelto prácticamente indispensables tanto en la lucha contra el cambio climático como en la transición hacia un modelo de movilidad más limpio y sostenible.

EL CARGADOR ON-BOARD

2. EL CARGADOR ONBOARD

2.1. Propósito

El propósito del cargador On-Board es cargar la batería interna de un vehículo eléctrico y, tal y como su nombre indica, va instalado dentro del vehículo. Para ello, este cargador se conecta a una red eléctrica, extrayendo energía de la misma e inyectándola a dicha batería. Además, el cargador debe garantizar aislamiento galvánico entre la red eléctrica y la batería del vehículo. Al ir instalado dentro del vehículo, el cargador On-Board debe tener una alta densidad de potencia a fin de reducir tanto el volumen como el peso. Este hecho condiciona fuertemente la elección de las topologías para construir las etapas de potencia.

Adicionalmente, el cargador que se quiere diseñar tiene la peculiaridad de ser bidireccional, es decir, puede extraer energía de la batería e inyectarla a la red. Este modo de operación se conoce como *V2G*, por sus siglas en inglés, *Vehicle-to-grid*.

La gran mayoría de las redes eléctricas de distribución operan con corriente alterna. Esto hace necesario algún tipo de convertidor que transforme de corriente alterna a continua, es decir, un convertidor AC/DC.

Por otra parte, la tensión de una batería no es constante, sino que depende de muchos factores, como el estado de carga, su temperatura, etc. Es por ello que se necesita de un convertidor que ajuste la tensión y la corriente que se le aplica a la batería en función de todos esos parámetros. Este otro convertidor será del tipo DC/DC, ya que operará a partir de la tensión generada por el convertidor AC/DC. El convertidor DC-DC permitirá, además, introducir aislamiento galvánico en alta frecuencia para reducir el tamaño y el peso de los componentes magnéticos.

En la siguiente imagen se aprecia un esquema de concepto del cargador On-Board.

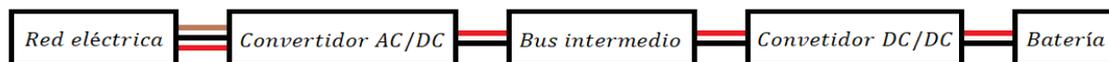


Fig. 1 – Esquema de concepto del cargador On-Board I

2.2. Estado de la técnica

Respecto a los convertidores AC/DC, existen dos grandes familias: los no controlados y los controlados. Dada la relativa alta potencia que se necesita transferir, se descartan los rectificadores no controlados, tanto por la alta distorsión armónica de corriente que provocarían como por el hecho de que no son bidireccionales. Por las mismas razones, se descartan los rectificadores controlados a la frecuencia de red (tiristores).

Dentro de los convertidores AC/DC controlados en alta frecuencia y con corrección del factor de potencia (PFC: *Power Factor Correction*) se encuentran los “Buck rectifier”, “Boost rectifier” y el “Vienna rectifier”, entre otros. Tal y como se indica en [1] y [2], los “Vienna rectifier” tiene una alta densidad de potencia, pero son unidireccionales, por lo que son una buena opción para cargadores unidireccionales pero quedan descartados en este caso. Por otra parte, desde el punto de vista de las pérdidas es mejor operar a tensiones altas y corrientes reducidas, por lo que se descartan los “Buck rectifier” en favor de los “Boost rectifier”. También es destacable que estos últimos requieren

normalmente filtros de red de tamaño más moderado, lo que es un valor añadido para la densidad de potencia.

Por tanto, se escoge como convertidor AC/DC un rectificador PFC trifásico de tipo Boost. Éste estará formado por un puente de transistores trifásico, junto con un filtro de tipo LCL. Tal y como se menciona en [3], los filtros LCL son más complejos pero permiten obtener alta densidad de potencia al requerir elementos del filtro de menor tamaño.

En lo que respecta a los convertidores DC/DC con aislamiento en alta frecuencia, hay una amplia variedad: el convertidor Flyback, el Forward, los convertidores en puente, los convertidores resonantes, etc. Sin embargo, la mayoría de estos convertidores son unidireccionales y el convertidor DC/DC que necesita el cargador On-Board debe ser bidireccional. Por otra parte, para obtener alta densidad de potencia se requiere conmutar en alta frecuencia para reducir el tamaño de los elementos reactivos, lo que supone mayores pérdidas de conmutación que reducen el rendimiento y suponen una limitación para lograr frecuencias de conmutación muy altas. Por este motivo, en cargadores On Board se suelen elegir topologías que presentan algún tipo de conmutación suave (conmutación con pérdidas reducidas), tales como los convertidores resonantes, convertidores ZVT (Zero Voltage Swithing, etc.). Existe una gran variedad de convertidores resonantes unidireccionales, entre ellos, la topología LLC es muy frecuente en cargadores unidireccionales tal y como se aprecia en [17] y [18]. En la literatura técnica se han descrito modificaciones para implementar convertidores LLC bidireccionales, pero las soluciones propuestas presentan serios problemas de implementación. Una alternativa interesante para implementar convertidores DC-DC bidireccionales de alta potencia y alta densidad de potencia son los DAB, por sus siglas en inglés, “Dual Active Bridge”. Tal y como se indica en [4] y [5] el convertidor DAB es un convertidor DC/DC bidireccional en el cual existe aislamiento galvánico entre su entrada y su salida. Además, dependiendo de la zona de operación del mismo, se beneficia de la conmutación suave. Por los motivos expuestos, se ha elegido la topología DAB para implementar la etapa de conversión DC-DC del cargador diseñado.

En la siguiente imagen se aprecia el esquema de concepto del cargador On-Board con los convertidores escogidos.

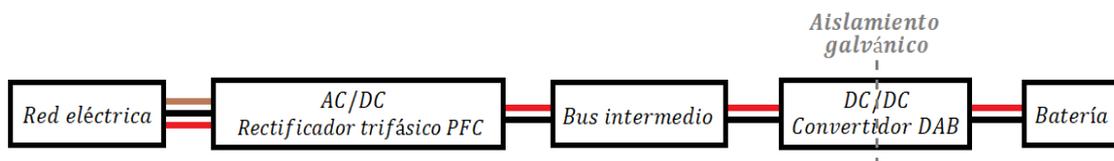


Fig. 2 - Esquema de concepto del cargador On-Board II

2.3. Objetivos

El objetivo de este trabajo es el diseño de un cargador On-Board de 22kW. Esto incluye un diseño eléctrico, con la elección de los componentes necesarios tanto pasivos como activos, un diseño de los sistemas de control, un diseño térmico que permita operar a los componentes dentro de su rango de temperatura aceptable y por último un cálculo realista del rendimiento que se puede esperar del cargador.

Todo ello se va a hacer de acuerdo con las siguientes especificaciones:

- El convertidor estará formado por un rectificador trifásico PFC y un puente DAB (Dual Active Bridge).
- El sistema contará con una entrada universal y se podrá conectar tanto a una red trifásica de $180 V_{RMS}$ a $500V_{RMS}$ como a una red monofásica de $85V_{RMS}$ a $270V_{RMS}$, con frecuencias de red de 45Hz a 65Hz.
- El sistema será bidireccional en todo el rango de operación.
- La potencia nominal será de 22kW en red trifásica y 7.6kW en red monofásica.
- La corriente nominal de salida será de 80A.
- La tensión del bus intermedio será de 750V.
- Se utilizarán transistores de tipo IGBT¹.
- La frecuencia de conmutación será de 40kHz².
- La temperatura máxima de entrada del refrigerante será de 70°C.
- No se prevé que el sistema esté cambiando continuamente entre el modo *G2V* y *V2G*. Los intervalos entre cambios del modo de operación son muy grandes.

Por último, destacar que el diseño de los filtros EMI de entrada y de salida no entra dentro del alcance de este trabajo.

¹ Se han elegido transistores del tipo IGBT ya que los MOSFET de alta tensión presentan unas pérdidas por conducción muy altas y superiores a las pérdidas que presentan los IGBT en las mismas condiciones. Además, éstos últimos son más robustos. Si bien es cierto que existen transistores de carburo de silicio, los cuales tienen unas pérdidas bajas, su precio sigue siendo muy alto en la actualidad, motivo por el que se han descartado.

² Para poder utilizar IGBT de silicio ha sido necesario escoger una frecuencia de conmutación relativamente baja.

MODELADO Y DISEÑO DEL
PUENTE ACTIVO DUAL

3. MODELADO Y DISEÑO DEL PUENTE ACTIVO DUAL

El DAB, por sus siglas en inglés, Dual Active Bridge, es un convertidor electrónico de continua a continua bidireccional, es decir, es capaz de transferir energía de una entrada a otra y viceversa.

Se trata de un convertidor que utiliza un transformador de alta frecuencia entre la entrada y la salida, lo que garantiza el aislamiento galvánico.

En la imagen inferior se aprecia el esquema básico de dicho convertidor.

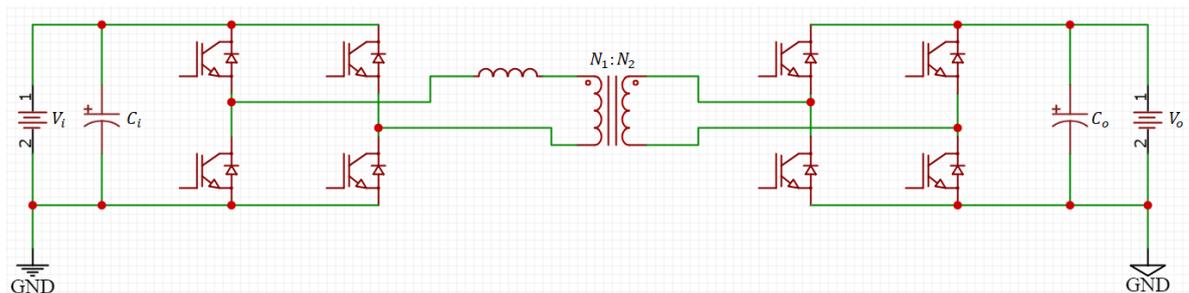


Fig. 3 – Esquema del convertidor DAB I

Este convertidor utiliza dos puentes en H, separados por un transformador de alta frecuencia. La inductancia entre primario y secundario siempre es necesaria, aunque dependiendo del convertidor, es posible que con la inductancia de fugas del transformador sea suficiente y no sea necesario instalar un inductor extra.

Las principales ventajas de este convertidor son su alta densidad de potencia y el hecho de que aísla la entrada de la salida. Sin embargo, tiene la desventaja de que las corrientes por los condensadores del primario y del secundario son altas, lo que obliga a instalar un gran número de condensadores o condensadores específicos de alta corriente, afectando así al coste final del convertidor.

3.1. Funcionamiento y control del DAB

La estrategia de control más utilizada en este tipo de convertidores consiste en aplicar una onda cuadrada a cada puente, con un ciclo de trabajo constante e igual al 50%. Para controlar la cantidad de energía transferida lo que se modifica es el desfase entre la onda aplicada al primario y la aplicada al secundario. Este tipo de control recibe el nombre de “Control por desplazamiento de fase”.

Este control aplica una tensión con forma de onda cuadrada, tanto al primario como al secundario. La inductancia de dispersión del transformador es uno de los componentes que limita la transferencia de potencia.

En la siguiente figura se aprecian las formas de onda más significativas de dicho convertidor. En este caso, y a modo de ejemplo, se está aplicando un desfase constante de 20° entre la onda del primario y la del secundario. El primario actúa como fuente de energía y el secundario como carga resistiva.

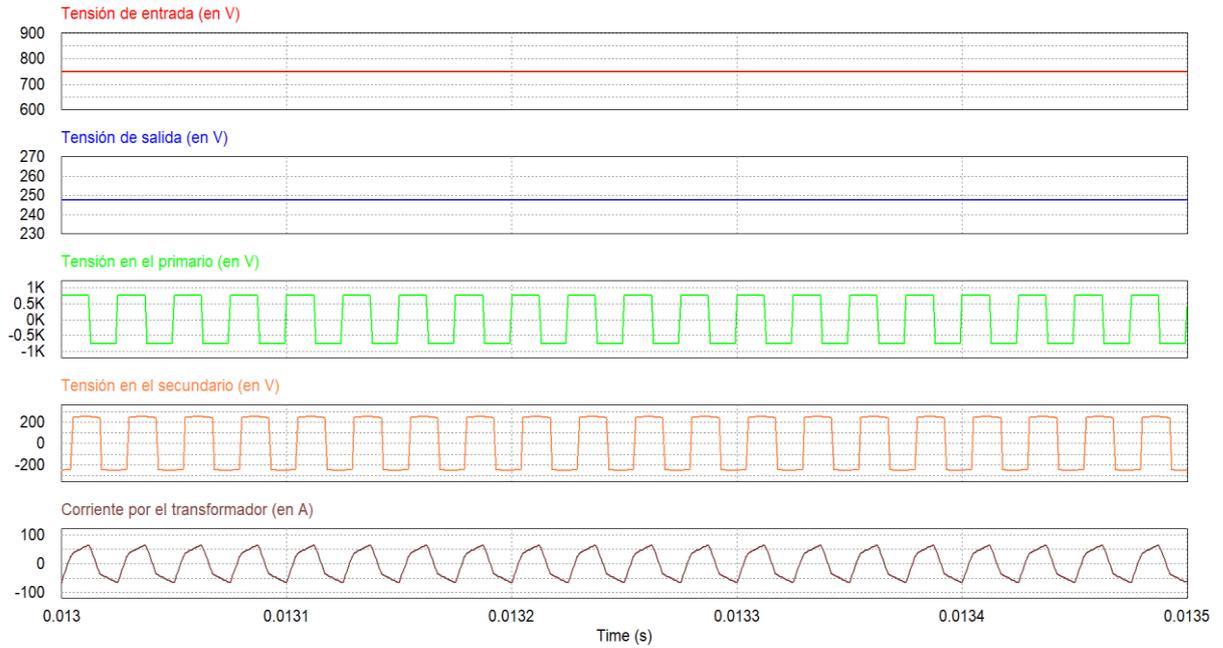


Fig. 4 – Formas de onda más significativas del convertidor DAB I

En este caso, al aplicar una tensión a la entrada de 750V y un desfase de 20°, se consigue una tensión a la salida de 380V a la salida, con una carga de 10Ω.

La ecuación que rige la transferencia de energía del primario al secundario es la siguiente.

$$P = \frac{v_i^2 \cdot d_{ef}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \quad \text{siendo } d_{ef} = \frac{N_2 \cdot v_o}{N_1 \cdot v_i}$$

De esta ecuación se deduce que si el desfase se hace 0°, la potencia transferida es también cero. Si el ángulo es mayor que cero la potencia transferida es positiva y si es menor que cero la potencia es negativa, es decir, se inyecta del secundario al primario.

A continuación se calcula la derivada de la potencia en función del ángulo de desfase y se iguala a cero, con el objetivo de buscar el máximo de la función.

$$\frac{dP}{d\phi} = \frac{-v_i^2 \cdot d_{ef} \cdot |\phi| + \frac{\pi \cdot v_i^2 \cdot d_{ef}}{2}}{\pi^2 \cdot f_s \cdot L_f} = 0$$

$$-v_i^2 \cdot d_{ef} \cdot |\phi| + \frac{\pi \cdot v_i^2 \cdot d_{ef}}{2} = 0$$

$$|\phi| = \frac{\pi}{2}$$

Esto indica que el convertidor transfiere la máxima cantidad de energía posible cuando el ángulo de desfase alcanza los ±90°. De esto se concluye que el valor del ángulo φ debe ser:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$$

3.2. Conmutación suave en el DAB

Uno de los muchos factores que afecta al rendimiento del convertidor es la posibilidad de operar o no en conmutación suave. Esto implica que en el instante en el que el transistor conmuta, la tensión o la corriente entre sus terminales es cero.

En el caso del convertidor DAB, es posible conseguir conmutación suave, dependiendo del diseño del mismo y del punto de operación.

Para conseguir conmutación suave en el puente del primario del DAB es necesario que la corriente por el mismo sea negativa, de forma que esta fluya por los diodos en antiparalelo. De forma similar, en el puente del secundario es necesario que la corriente sea positiva, para que también sean los diodos antiparalelo los que conducen cuando se produce la conmutación de los transistores.

Estas condiciones de contorno se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} \phi &> \frac{\pi}{2} * (1 - d_{ef}) && \text{si } d_{ef} \leq 1 \\ \phi &> \frac{\pi}{2} * \frac{(d_{ef} - 1)}{d_{ef}} && \text{si } d_{ef} > 1 \end{aligned}$$

De estas ecuaciones se extrae que si $d_{ef} = 1$ se produce conmutación suave, independientemente del valor de ϕ . En cualquier otro caso, existe un valor mínimo de ϕ por debajo del cual no existe conmutación suave.

Por tanto, a la hora de diseñar el convertidor se intentará, en la medida de lo posible, conseguir que $d_{ef} = 1$.

3.3. Diseño del DAB

Para el diseño del DAB se parte de las siguientes especificaciones:

- Potencia: 22kW.
- Frecuencia de conmutación: 40kHz.
- Tensión de entrada: 750V.
- Tensión de salida: de 240V a 440V.
- Corriente de salida: 80A.

Para hacer más ágil el diseño del convertidor, se ha creado una hoja Excel para calcular los distintos componentes.

De dicha hoja se han obtenido los siguientes resultados:

- Relación de espiras secundario/primario: 0.4873 adim.
- Inductancia de fugas total vista desde el primario: 54.2uH.
- $d_{ef}(a V = V_{mín}) = 0.66$
- $d_{ef}(a V = V_{máx}) = 1.20$

En el siguiente gráfico se aprecia la relación entre la potencia máxima transferida, la corriente que circula por el convertidor y el desfase necesario, en función de la tensión de salida necesaria.

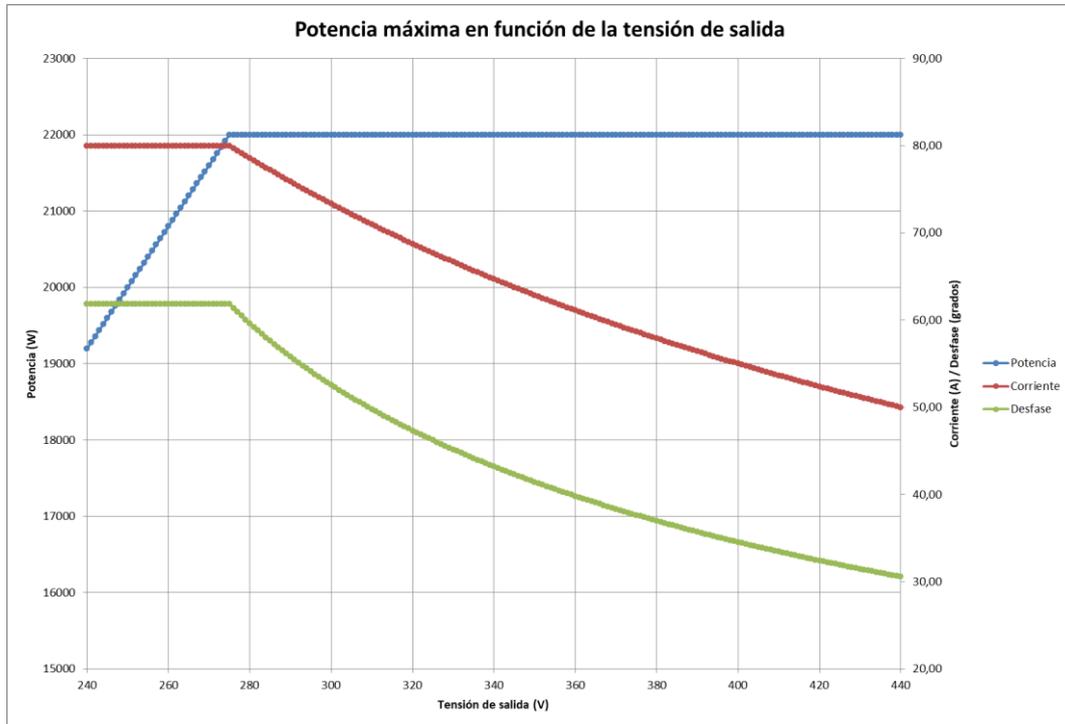


Fig. 5 – Potencia máxima en función de la tensión de salida del convertidor

Dado que el rango de operación del convertidor es muy amplio ha sido imposible conseguir un valor de $d_{ef} = 1$ en todo el rango.

Para comprobar en qué zonas el convertidor opera en conmutación suave y en cuáles no, se han generado las siguientes dos gráficas. En ellas, la zona interior delimitada por las trazas roja y verde es aquella en la que se produce conmutación suave.

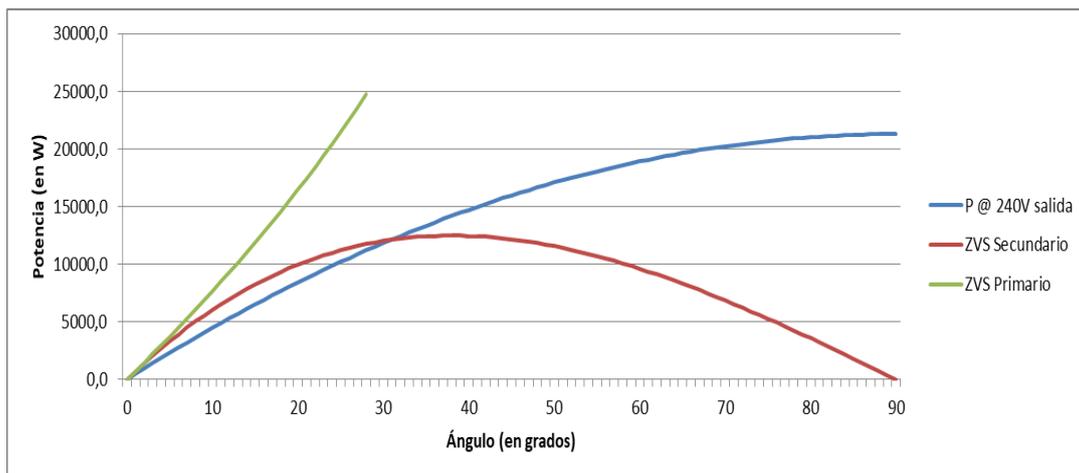


Fig. 6 – Zona de conmutación suave – Tensión de salida de 240V

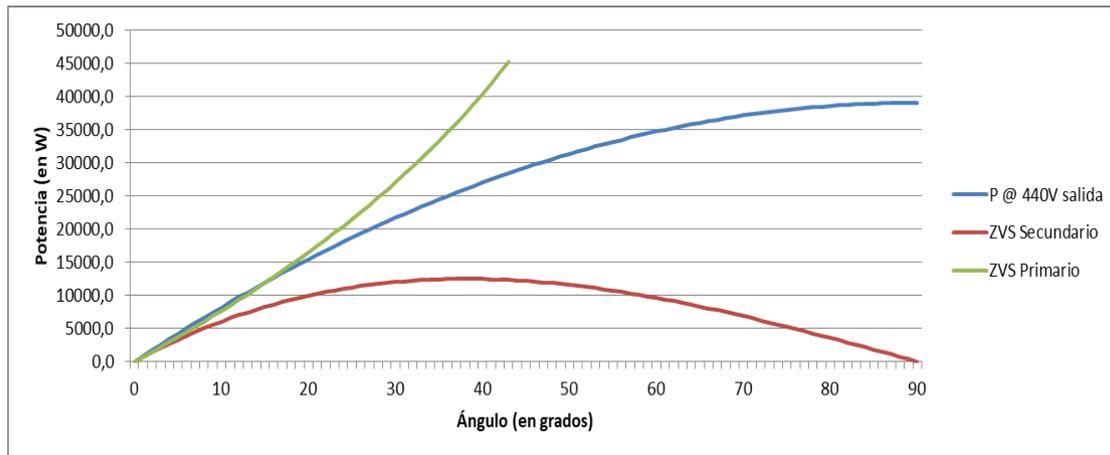


Fig. 7 – Zona de conmutación suave – Tensión de salida de 440V

Tal y como se aprecia en las gráficas, tanto el puente del primario como el del secundario pasan a conmutación suave a partir de 12.1kW, cuando la tensión de salida es de 240V o 440V, respectivamente.

Una vez calculada la inductancia necesaria y la relación de espiras, se procede al diseño del transformador.

Primero se ha hecho una búsqueda online, con el objetivo de encontrar un transformador comercial ya diseñado. Sin embargo, no se ha encontrado ninguno que cumpla con las especificaciones necesarias y, las compañías que los diseñan y fabrican a medida, solo lo hacen para pedidos de alto volumen de unidades.

Así pues, se ha decidido hacer un diseño propio del mismo. Para ello se ha hecho uso de la herramienta “Transformer Design” disponible en: www.poweresim.com

Tras varias iteraciones se ha llegado al siguiente diseño.

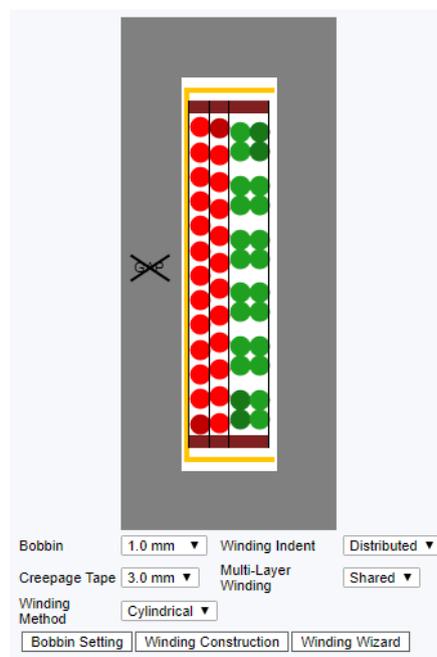


Fig. 8 – Esquema del transformador del DAB – Obtenido de: www.poweresim.com

El primario del transformador consta de 25 vueltas de hilo de Litz, formado a su vez por 300 hebras de 0.2mm de diámetro.

El secundario consta de dos bobinados iguales y en paralelo, cada uno de ellos formado por 12 vueltas de hilo de Litz. Este hilo es idéntico al utilizado para bobinar el primario, es decir, son 300 hebras de 0.2mm de diámetro.

El núcleo del transformador está formado por dos “Es”. Se trata del modelo EE100 de la marca IFCores. El hilo se bobina alrededor de un carrete de 1 milímetro de grosor.

El transformador resultante tiene una inductancia magnetizante de 10.49mH y una inductancia de fugas de 11.9uH, vista desde el primario.

Puesto que la inductancia de fugas necesaria, calculada anteriormente, debe ser de 54.2uH, es necesario instalar un inductor extra que proporcione los 42.3uH restantes.

Tras una búsqueda en distintos catálogos, se ha elegido el modelo 307-10 y el modelo 307-12 de WCMAGNETICS. Se tratan de dos inductores fabricados con chapa de cobre en vez de con hilo. El primero tiene una inductancia de 26.2uH y una resistencia de 1.51m Ω y el segundo una inductancia de 16.2uH y una resistencia de 0.95m Ω . Estos inductores se instalarán en serie. De esta forma la inductancia de fugas total es de 54.3uH, próxima al valor deseado de 54.2uH. Ambos inductores pueden operar hasta a frecuencias de 500kHz.

En la siguiente imagen se aprecia el modelo de inductor escogido.



Fig. 9 – Inductor escogido para el DAB – Obtenido de: www.wcmagnetics.com

El siguiente paso consiste en diseñar el banco de condensadores del primario y del secundario. Tal y como se ha comentado anteriormente y, dada la topología del convertidor DAB, la corriente a través de los mismo es muy alta.

En la siguiente tabla se aprecia la corriente que circula tanto por los condensadores del primario como por los del secundario, en distintos puntos de operación.

Tabla 1 – Corriente por los condensadores del DAB

Tensión de entrada	Tensión de salida	Potencia de salida	Corriente de salida	Corriente RMS Condensadores Primario	Corriente RMS Condensadores Secundario
750V	240V	19.2kW	80A	46.7A _{RMS}	56.7A _{RMS}
	260V	20.8kW	80A	47.8A _{RMS}	60.2A _{RMS}
	275V	22kW	80A	48.7A_{RMS}	63.6A_{RMS}
	280V	22kW	78.6A	47.2A _{RMS}	56.3A _{RMS}
	300V	22kW	73.3A	42.7A _{RMS}	49.1A _{RMS}
	320V	22kW	68.8A	39.7A _{RMS}	46.2A _{RMS}
	340V	22kW	64.7A	37.3A _{RMS}	44.7A _{RMS}
	360V	22kW	61.1A	35.4A _{RMS}	38.8A _{RMS}
	380V	22kW	57.9A	34.1A _{RMS}	42.7A _{RMS}
	400V	22kW	55A	33.2A _{RMS}	44.7A _{RMS}
	420V	22kW	52.4A	32.6A _{RMS}	41.9A _{RMS}
	440V	22kW	50A	32.4A _{RMS}	32.4A _{RMS}

De la tabla superior se extrae el punto de operación más restrictivo.

Tabla 2 - Corriente por los condensadores del DAB – Punto más restrictivo

Condensadores	Primario	Secundario
Tensión	750V	440V
Corriente RMS	48.7A _{RMS}	63.6A _{RMS}

Tras una búsqueda en distintos catálogos se han elegido varios modelos de condensadores. Éstos se aprecian a continuación.

Tabla 3 – Posibles condensadores para el DAB

Marca y Modelo	Tipo	Capacidad	Tensión	Corriente RMS	AEC-Q200	Precio unitario	Cantidad Necesaria	
							Primario	Secundario
KEMET ALA8D(1)561DF4 50	Electrolítico de aluminio	560uF	450V	7.4A	SÍ	N/A	38	19
Illinois Capacitor 288MDCL700KTN #	Polipropileno	2800uF	700V	100A	NO	N/A	2	1
Nippon Chemi-Con EFTP451LGN931 MR95M	Electrolítico de aluminio	930uF	450V	20.1A	SÍ	43.92€	8	4

Se descarta el primero debido a la gran cantidad de condensadores que sería necesario instalar. Se decide descartar el segundo, puesto que no cumple con el estándar AEC-Q200. Además, no ha sido posible obtener el valor del coste unitario aproximado ni del fabricante ni de ningún distribuidor.

Es por ello que se escoge el modelo EFTP451LGN931MR95M de Nippon Chemi-Con. Para el banco de condensadores del primario se instalarán 8 condensadores, 4 ramas paralelo con dos condensadores en serie cada una. Aunque a priori puede parecer que con instalar 3 en paralelo es suficiente, cabe destacar que el banco de condensadores del primario se comparte con el convertidor AC/DC de entrada. Cuando se calcule éste, se comprobará que con 3 no habría sido suficiente. Para el banco del secundario se instalarán solo 4 condensadores en paralelo.

En la siguiente imagen se aprecia el modelo de condensador escogido.



Fig. 10 – Condensador escogido para el DAB – Obtenido de: www.chemi-con.co.jp

Una vez elegidos los componentes pasivos, se continúa eligiendo los componentes activos. En particular, es necesario elegir los transistores del puente del primario y del secundario.

En las dos siguientes tablas se aprecia la corriente que circula tanto por los transistores del primario como por los del secundario, en distintos puntos de operación. La primera hace referencia a las corrientes eficaces, mientras que la segunda hace referencia a las corrientes de pico.

Tabla 4 - Corriente RMS por los transistores del DAB

Tensión de salida	Potencia de salida	Corriente RMS Primario		Corriente RMS Secundario	
		Transistor	Diodo	Transistor	Diodo
240V	19.2kW	30.3A _{RMS}	16.5A_{RMS}	13.9A _{RMS}	68.2A _{RMS}
260V	20.8kW	31.3A _{RMS}	16.1A _{RMS}	16.1A _{RMS}	69.6A _{RMS}
275V	22kW	32.4A_{RMS}	15.7A _{RMS}	17.6A_{RMS}	70.7A_{RMS}
280V	22kW	28.9A _{RMS}	12.4A _{RMS}	12.8A _{RMS}	62.6A _{RMS}
300V	22kW	26.8A _{RMS}	4.9A _{RMS}	16.1A _{RMS}	57.3A _{RMS}
320V	22kW	25.5A _{RMS}	3.7A _{RMS}	8.34A _{RMS}	53.1A _{RMS}
340V	22kW	24.7A _{RMS}	2.4A _{RMS}	11.4A _{RMS}	50.3A _{RMS}
360V	22kW	23.8A _{RMS}	1.4A _{RMS}	14.7A _{RMS}	49.4A _{RMS}
380V	22kW	23.2A _{RMS}	1.2A _{RMS}	18.2A _{RMS}	47.4A _{RMS}
400V	22kW	23.2A _{RMS}	0.9A _{RMS}	18.2A _{RMS}	47.4A _{RMS}
420V	22kW	22.9A _{RMS}	0.7A _{RMS}	11.9A _{RMS}	45.7A _{RMS}
440V	22kW	22.8A _{RMS}	0.5A _{RMS}	10.9A _{RMS}	44.5A _{RMS}

Tabla 5 - Corriente de pico por los transistores del DAB

Tensión de salida	Potencia de salida	Corriente Pico Primario		Corriente Pico Secundario	
		Transistor	Diodo	Transistor	Diodo
240V	19.2kW	67.1A	64.9A	65.2A	137.8A
260V	20.8kW	65.6A	65.2A	75.2A	139.1A
275V	22kW	67.5A	64.1A	88.1A	140.1A
280V	22kW	63.1A	60.1A	87.1A	130.9A
300V	22kW	56.1A	53.3A	61.2A	116.4A
320V	22kW	48.1A	23.7A	72.1A	99.5A
340V	22kW	42.9A	17.6A	42.7A	88.9A

360V	22kW	39.9A	11.8A	59.7A	81.1A
380V	22kW	39.1A	5.4A	71.2A	82.3A
400V	22kW	42.9A	2.1A	83.8A	90.3A
420V	22kW	43.3A	1.3A	42.4A	91.1A
440V	22kW	46.6A	0.9A	52.9A	97.9A

De las dos tablas superiores se extraen las condiciones más restrictivas.

Tabla 6 - Corriente RMS por los transistores del DAB – Punto más restrictivo

Corriente RMS Primario		Corriente RMS Secundario	
Transistor	Diodo	Transistor	Diodo
32.4A _{RMS}	16.5A _{RMS}	17.6A _{RMS}	70.7A _{RMS}

Tabla 7 - Corriente pico por los transistores del DAB – Punto más restrictivo

Corriente Pico Primario		Corriente Pico Secundario	
Transistor	Diodo	Transistor	Diodo
67.5A	65.2A	88.1A	140.1A

Al igual que se ha hecho con los condensadores, se ha hecho una búsqueda en distintos catálogos y se han escogido los siguientes transistores.

Tabla 8 - Posibles transistores para el DAB

Marca	Modelo	Tensión bloqueo	Corriente RMS		Corriente Transistor Pico Repetitivo	Corriente Diodo Pico Repetitivo	Encapsulado	Precio unitario ³
			T _C = 25°C	T _C = 100°C				
Infineon	IKQ75N120CT2	1200V	150A	75A	300A	300A	TO-247	9.63€
Starpower	GD100HFY120C1S	1200V	155A	100A	200A	200A	Custom Pack de 2 transistores	35.59€
Semikron	SEMiX151GB12E4	1200V	232A	150A	450A	450A	SEMiX Pack de 2 transistores	53.92€

Para poder escoger entre uno de estos tres candidatos, a parte del precio unitario, se va a tener en cuenta la potencia de pérdidas de cada uno de ellos.

³ Precio para pedidos de 250 unidades excepto el modelo de Semikron, que es para pedidos de 8 unidades.

Puesto que los modelos de Starpower y Semikron incluyen dos transistores, la potencia de pérdidas indicada es por cada rama del puente en H.

Para calcularla se han utilizado las siguientes expresiones, las cuales se han introducido en una hoja de cálculo de Excel.

$$P_{pérd.} = P_{pérd. Transistor} + P_{pérd. Diodo}$$

$$P_{pérd. Transistor} = P_{pérd. on} + P_{pérd. Conducción} + P_{pérd. off}$$

$$P_{pérd. on} = E_{on} \cdot f_s \cdot \frac{V_{cc}}{V_{cc \text{ datasheet}}}$$

$$P_{pérd. Conducción} = V_{ce,sat} \cdot I_c$$

$$P_{pérd. off} = E_{off} \cdot f_s \cdot \frac{V_{cc}}{V_{cc \text{ datasheet}}}$$

$$P_{pérd. Diodo} = P_{pérd. Conducción} + P_{pérd. off}$$

$$P_{pérd. Conducción} = V_d \cdot I_d$$

$$P_{pérd. off} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot f_s \cdot V_r$$

Para comprobar que el cálculo de las pérdidas es lo más realista posible, se han añadido a PSIM los modelos equivalentes de esos transistores, empleando el módulo térmico. Los resultados obtenidos en PSIM y los obtenidos mediante la hoja Excel son muy similares.

En la siguiente tabla se aprecia la potencia de pérdidas máxima de los transistores del primario.

Tabla 9 –Potencia de pérdidas máxima de los transistores del primario del DAB

Marca	Modelo	Potencia de pérdidas por rama
Infineon	IKQ75N120CT2	732.94W
Starpower	GD100H FY120C1S	764.86W
Semikron	SEMiX151GB12E4s	632.68W

En esta otra tabla se aprecia la potencia de pérdidas máxima de los transistores del secundario.

Tabla 10 - Potencia de pérdidas máxima de los transistores del secundario del DAB

Marca	Modelo	Potencia de pérdidas por rama
Infineon	IKQ75N120CT2	602.18W
Starpower	GD100H FY120C1S	529.16W
Semikron	SEMiX151GB12E4s	525.97W

Se escoge por tanto el modelo SEMiX151GB12E4s de Semikron, ya que es el que ofrece unas menores pérdidas. Se ha escogido el mismo modelo para primario y secundario, bajo el supuesto de que el suministrador reducirá el precio de venta del mismo al hacer una compra de mayor volumen. De esta forma se reduce el coste de fabricación del cargador, a coste de aumentar las pérdidas en el secundario

Conocido el modelo de transistor escogido y las pérdidas del mismo, se continúa escogiendo el radiador. A parte de la posibilidad de utilizar convección natural y tiro forzado, cabe la posibilidad de utilizar refrigeración líquida.

Siendo que la potencia de pérdidas del conjunto es del orden de 1.3kW se descarta la opción de utilizar refrigeración por convección natural ya que el peso y el volumen del radiador necesario serían excesivos para un vehículo.

Así pues, los transistores serán refrigerados por un circuito cerrado de refrigerante que absorberá el calor disipado por los mismos. Entonces una pequeña bomba impulsará este fluido hasta otro intercambiador de calor, el cual contará con un ventilador. Será este conjunto el que transferirá el calor al ambiente, manteniendo así una temperatura aceptable en los transistores de potencia.

De esta forma se le permite al fabricante del vehículo instalar dicho intercambiador de calor donde considere más oportuno.

El encapsulado “SEMiX” de los transistores es rectangular y mide 63.5mm por 83.5mm.

Tras una búsqueda en distintos catálogos se escoge el ATS-CP-1001 de la marca Advanced Thermal Solutions. Se trata de un radiador de tipo “Cold Plate” que mide 198mm de largo por 147mm de ancho y 20mm de grosor y es compatible con el encapsulado “SEMiX”. En la siguiente imagen se aprecia un radiador de la serie ATP-CP, a modo de ejemplo.



Fig. 11 – Radiador escogido para refrigerar los transistores del DAB – Obtenido de: www.mouser.com

Los cuatro encapsulados, que forman el total de 8 transistores del convertidor DAB, se montan tal y como se aprecia en la siguiente imagen (todas las distancias están en milímetros).

Los dos encapsulados de una columna se corresponden con los cuatro transistores del primario mientras que los dos encapsulados de la otra columna se corresponden con los cuatro transistores del secundario. Existe una separación entre los encapsulados de primario y secundario superior a 20mm.

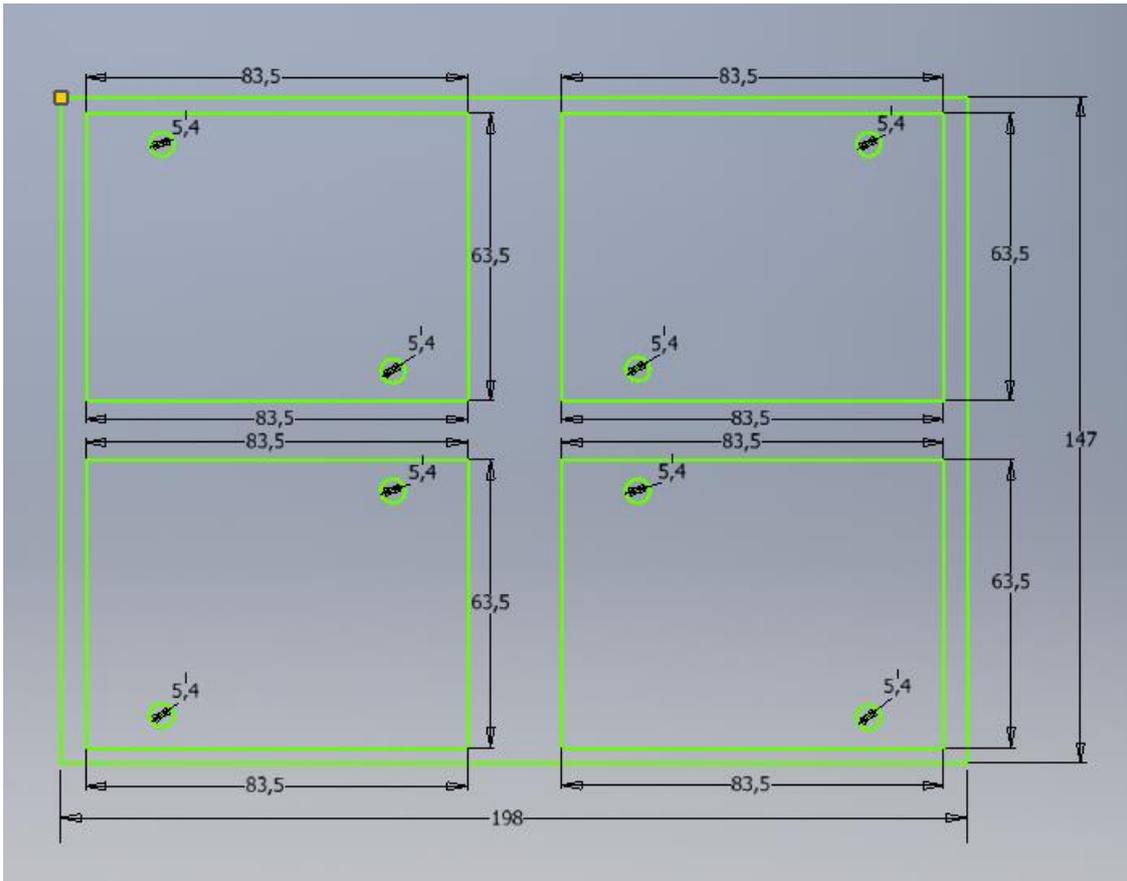


Fig. 12 – Distribución de los transistores sobre el radiador

Además, con esta disposición ninguno de los tornillos de soporte está en la zona indicada por el fabricante como “no taladrar”.

El fabricante recomienda utilizar una mezcla del 70% de agua y 30% glicol.

Se decide fijar un caudal de refrigerante de 4 litros por minuto, a una temperatura de entrada máxima de 70°C. Con este caudal, la resistencia térmica equivalente del disipador es de 0.005°C/W, aproximadamente. Esto se extrae de la siguiente tabla.

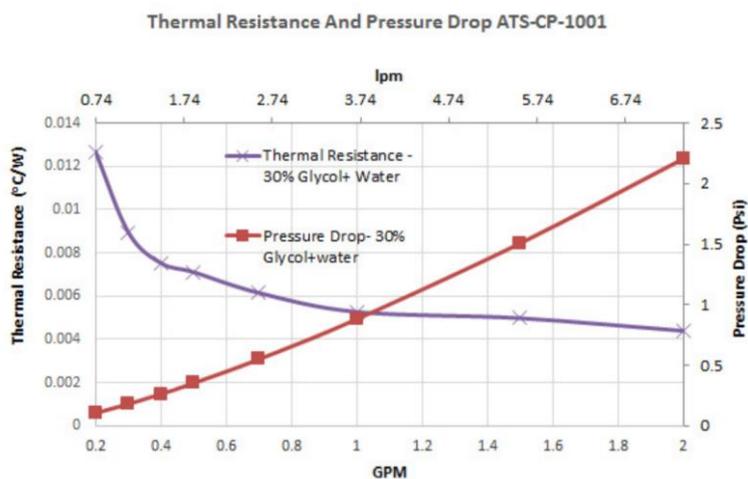


Fig. 13 – Resistencia térmica y caída de presión del radiador escogido – Obtenido de: www.mouser.com

En estas condiciones se producirá una pérdida de presión de 0.9Psi.

En las siguientes imágenes se aprecia la temperatura que alcanza tanto el radiador, como la unión de los transistores, tanto del primario como del secundario. En la primera el convertidor entrega 22kW a 275V y en la segunda entrega 22kW a 440V.

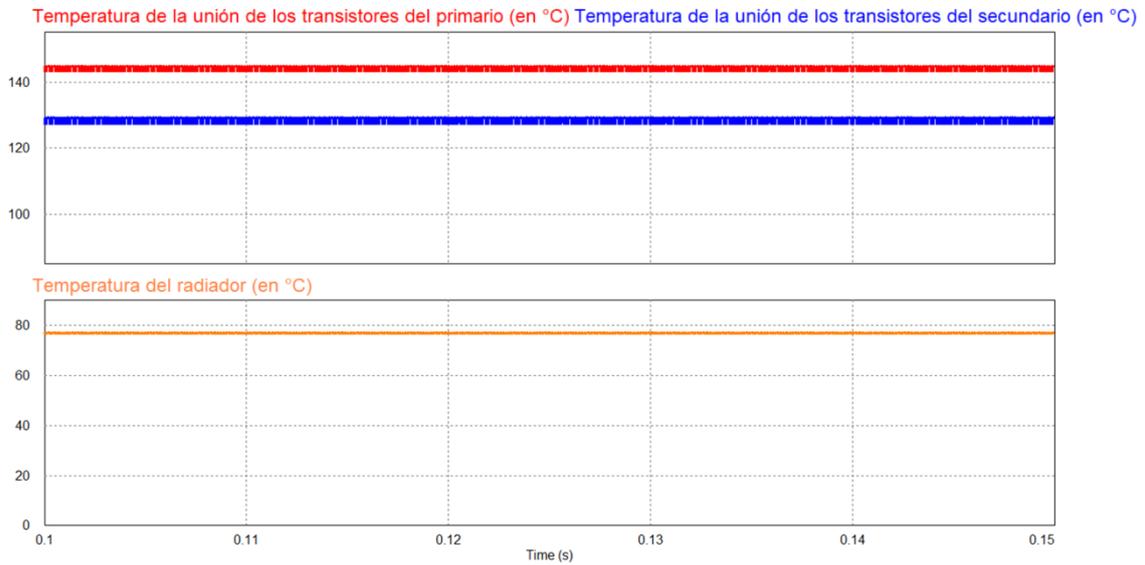


Fig. 14 – Temperatura de los transistores del DAB – Potencia de 22kW - Tensión de salida de 275V

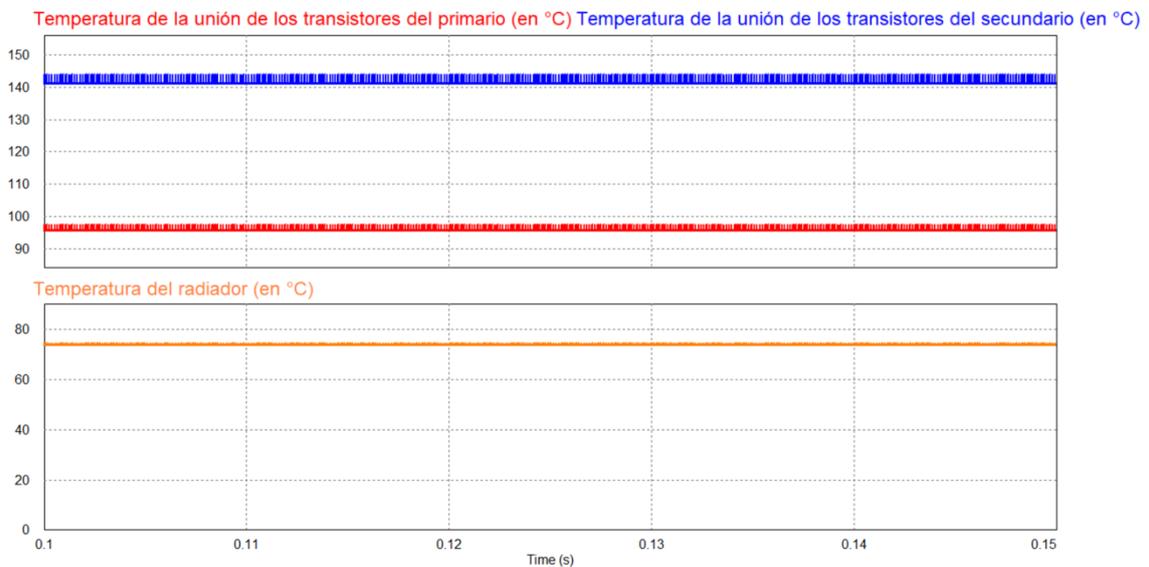


Fig. 15 - Temperatura de los transistores del DAB – Potencia de 22kW - Tensión de salida de 440V

En ningún caso la temperatura de la unión de los transistores supera los 144°C. La temperatura máxima del radiador es de 78°C.

3.4. Modelo equivalente de pequeña señal del DAB

Antes de poder realizar el control del DAB es necesario conocer la función de transferencia del sistema. Para ello se va a calcular el modelo equivalente del DAB.

Se comienza con la expresión de la potencia entregada por el mismo, en función del ángulo de desfase ϕ y de la tensión de entrada V_i .

$$P(\phi, v_i) = \frac{v_i^2 \cdot d_{ef}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right]$$

A partir de esta expresión se puede calcular la corriente a la salida, para el mismo punto de operación.

$$i_o = \frac{P}{v_o}$$

$$i_o(\phi, v_i) = \frac{v_i \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right]$$

El valor medio de la corriente de salida, \bar{i}_o , se puede expresar como la suma del valor medio de dicha corriente en el punto de operación, I_o , más la variación de pequeña señal \hat{i}_o .

$$\bar{i}_o = I_o + \hat{i}_o$$

A continuación y con el objetivo de calcular la respuesta dinámica de la corriente, se calcula la derivada valor medio de la corriente de salida en el punto de operación OP, que tal y como se ha comentado anteriormente es función de ϕ y v_i .

$$\hat{i}_o = \left. \frac{\partial i_o}{\partial \phi} \right|_{OP} \cdot \hat{\phi} + \left. \frac{\partial i_o}{\partial v_i} \right|_{OP} \cdot \hat{v}_i$$

$$\hat{i}_o = \frac{v_i \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi} \right] \cdot \hat{\phi} + \frac{\frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \cdot \hat{v}_i$$

De esta última expresión se obtienen las funciones de transferencia del DAB.

$$I_{o\phi}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o}{\hat{\phi}} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{v_i \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi} \right]$$

$$I_{ov_i}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o}{\hat{v}_i} \right|_{\hat{\phi}=0} = \frac{\frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right]$$

$$\hat{i}_o = I_{o\phi} \cdot \hat{\phi} + I_{ov_i} \cdot \hat{v}_i$$

Estos cálculos se pueden realizar de forma similar para la corriente de entrada.

$$i_i = \frac{P}{v_i}$$

$$i_i(\phi, v_o) = \frac{v_o \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right]$$

$$\hat{i}_i = \frac{v_o \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi} \right] \cdot \hat{\phi} + \frac{\frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \cdot \hat{v}_o$$

Obteniendo así otras dos funciones de transferencia del DAB.

$$I_{i\phi}(s) = \left. \frac{\hat{i}_i}{\hat{\phi}} \right|_{\hat{v}_o=0} = \frac{v_o \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi} \right]$$

$$I_{iv_o}(s) = \left. \frac{\hat{i}_i}{\hat{v}_o} \right|_{\hat{\phi}=0} = \frac{\frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right]$$

$$\hat{i}_i = I_{i\phi} \cdot \hat{\phi} + I_{iv_o} \cdot \hat{v}_o$$

A partir de todas estas ecuaciones se puede obtener el circuito equivalente de pequeña señal del DAB. El mismo se aprecia a continuación. La variable de control del sistema es $\hat{\phi}$ mientras que \hat{v}_i y \hat{v}_o pueden ser variables a controlar o perturbaciones del sistema, en función de que tensión se desea regular.

Si se desea regular la tensión del secundario, \hat{v}_i es una perturbación del sistema y la salida se puede modelar como una carga resistiva R_{bat} , donde la tensión es la variable a controlar.

Si, al contrario, se desea regular la tensión del primario, \hat{v}_o es una perturbación del sistema y la entrada se puede modelar como una carga resistiva R_{red} , donde la tensión es la variable a controlar.

Es importante destacar que ni la red ni la batería se comportan realmente como una resistencia. Ésta se usa simplemente para fijar el punto de operación y ajustar los lazos de control, a costa de perder la dinámica de cada uno de esos sistemas.

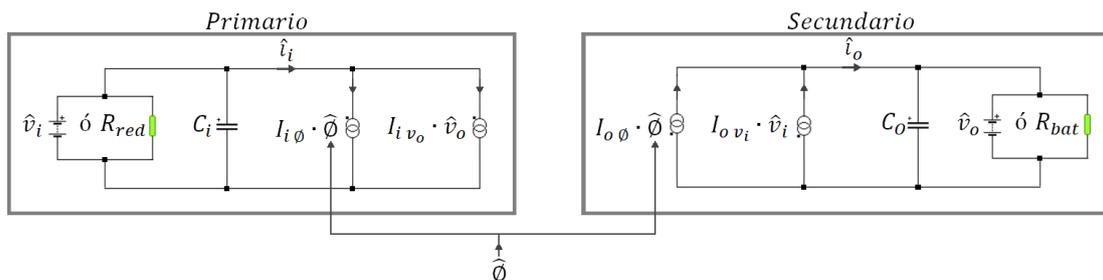


Fig. 16 – Modelo equivalente del DAB

A partir de las ecuaciones anteriores se calculan a continuación las funciones de transferencia necesarias para realizar el control del DAB.

3.4.1. Función de transferencia de la tensión de salida en lazo abierto

Para calcular la función de transferencia de la tensión de salida en lazo abierto, $G_{v_o \phi}$, solo se permiten pequeñas variaciones de $\hat{\phi}$, por lo que se hace $\hat{v}_i = 0$.

El nuevo circuito equivalente del secundario se aprecia a continuación.

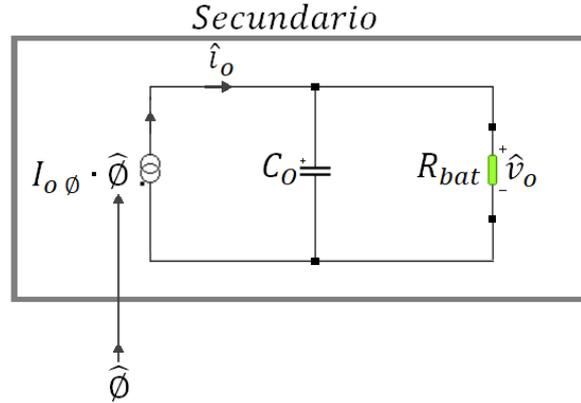


Fig. 17 – Modelo equivalente del secundario del DAB para el cálculo de $G_{v_o \phi}$

Cabe destacar que, para calcular la impedancia de salida, se ha asumido que la carga es puramente resistiva.

El paralelo del condensador de salida junto con la resistencia equivalente de la batería se puede expresar como:

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{s \cdot C} + \frac{1}{R_{bat}}} = \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Así pues, se puede expresar la tensión de salida como:

$$\hat{v}_o = I_{o \phi} \cdot \hat{\phi} \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Llegando finalmente a la expresión deseada:

$$G_{v_o \phi} = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{\phi}} \right|_{\hat{v}_i=0} = I_{o \phi} \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

$$G_{v_o \phi} = \frac{v_i \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \left[1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi} \right] \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Se trata de un sistema de primer orden, con un polo en $s \cdot C \cdot R_{bat} + 1 = 0$, que se podrá controlar con un PI.

3.4.2. Función de transferencia de la Impedancia de salida Z_o en lazo abierto

En este caso solo se permiten pequeñas variaciones de la corriente de salida, que a su vez provoca variaciones en la tensión de salida \hat{v}_o , por lo que se hacen $\hat{\phi} = 0$ y $\hat{v}_i = 0$.

El nuevo circuito equivalente del secundario se aprecia a continuación.

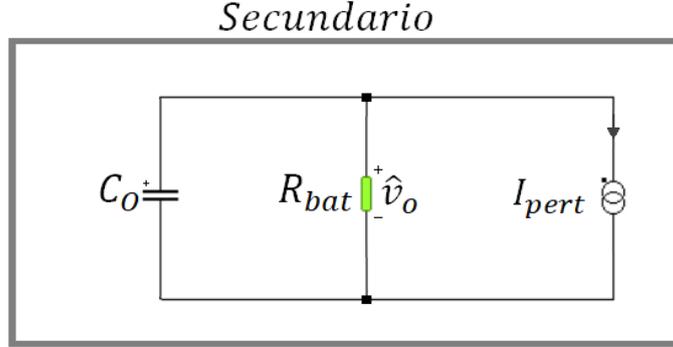


Fig. 18 – Modelo equivalente del DAB junto con una perturbación externa

De este circuito equivalente se puede obtener la siguiente ecuación.

$$\hat{v}_o = I_{pert} \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Llegando entonces a la expresión deseada:

$$Z_o = \left. \frac{\hat{v}_o}{I_{pert}} \right|_{\hat{\phi}=\hat{v}_i=0} = \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Se trata de nuevo de un sistema de primer orden.

En este cálculo no se ha tenido en cuenta la resistencia serie del condensador (ESR). Al considerarla, la ecuación se ve modificada.

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{s \cdot C} + R_{ESR}} + \frac{1}{R_{bat}} = \frac{R_{bat} \cdot (s \cdot C \cdot R_{ESR} + 1)}{s \cdot C \cdot (R_{bat} + R_{ESR}) + 1}$$

Como la resistencia serie de los condensadores es mucho más pequeña que la resistencia equivalente de la batería ($R_{ESR} \ll R_{bat}$), la ecuación anterior se puede simplificar.

$$R_{eq} = \frac{R_{bat} \cdot (s \cdot C \cdot R_{ESR} + 1)}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Por tanto, la impedancia de salida, teniendo en cuenta la ESR, es:

$$Z_o = \left. \frac{\hat{v}_o}{I_{pert}} \right|_{\hat{\phi}=\hat{v}_i=0} = \frac{R_{bat} \cdot (s \cdot C \cdot R_{ESR} + 1)}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Lo único que hace la resistencia serie del condensador es añadir un polo de alta frecuencia, en $s \cdot C \cdot R_{ESR} + 1 = 0$

3.4.3. Función de transferencia de la Audiosusceptibilidad A en lazo abierto

Para calcular la función de transferencia de la Audiosusceptibilidad, A , solo se permiten pequeñas variaciones de \hat{v}_i , por lo que se hace $\hat{\phi} = 0$.

El nuevo circuito equivalente del secundario se aprecia a continuación. Destacar, de nuevo, que la carga se ha modelado como una carga puramente resistiva para fijar así el punto de operación.

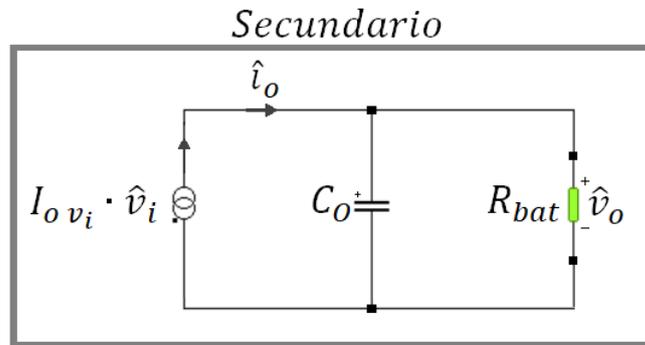


Fig. 19 - Modelo equivalente del secundario del DAB para el cálculo de A

Este circuito se puede expresar como:

$$\hat{v}_o = I_o v_i \cdot \hat{v}_i \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Llegando finalmente a la expresión deseada:

$$A = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} \right|_{\hat{\phi}=0} = I_o v_i \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

$$A = \frac{\frac{N_2}{N_1}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \cdot \frac{R_{bat}}{s \cdot C \cdot R_{bat} + 1}$$

Se trata de otro sistema de primer orden.

CONTROL MODO CORRIENTE
MEDIA EN EL DAB

4. CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA EN EL DAB

Para el control de este convertidor se ha elegido implementar un control de tipo ACC. Éste estará formado por dos lazos de control en cascada, uno externo de tensión, que será el lento, y uno interno de corriente, que será el rápido.

El lazo lento medirá la tensión en el banco de condensadores que hay en el secundario. El lazo rápido medirá la corriente que fluye por el secundario del transformador. La corriente se considerará positiva si sale del transformador y fluye hacia el positivo del banco de condensadores. En el caso contrario se considerará negativa.

Las ganancias de los sensores de tensión y de corriente se van a considerar unitarias. Aunque físicamente estos dos sensores tengan ganancias distintas a 1, se considera que se corrigen después por software.

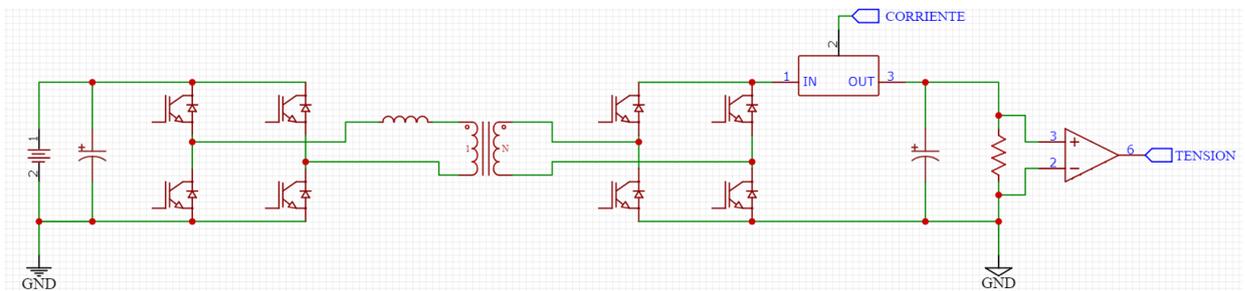


Fig. 20 - Esquema del convertidor DAB II

La salida del lazo de tensión será la entrada de referencia del lazo de corriente. La salida del lazo de corriente se enviará al modulador que generará las señales PWM para el puente del primario y del secundario. El modulador se implementará en PSIM mediante un bloque de C. A la salida del mismo, y antes de los transistores, se instalarán bloques que implementarán un “retardo al encendido”. Estos bloques se instalan con el objetivo de evitar los cortocircuitos de rama añadiendo un tiempo muerto de 400ns.

4.1. Diseño del regulador de corriente

En el siguiente esquema se aprecia el lazo de control en cuestión.

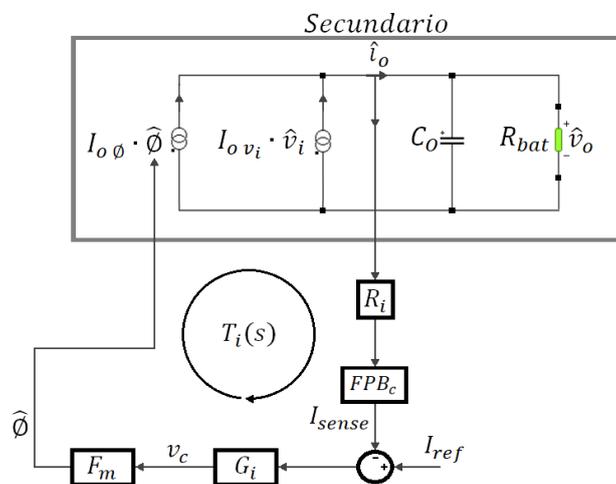


Fig. 21 – Lazo de corriente del DAB

Tal y como se ha comentado anteriormente, la corriente se mide a la salida del secundario y se considera una ganancia de sensado $R_i = 1$.

A continuación se ha decidido filtrar la señal, empleando un filtro paso bajo, que elimine el ruido de alta frecuencia. Después se calcula el error entre esta señal y la referencia. Es este error el que se envía al controlador PI. Finalmente se envía la señal al modulador F_m , que es el encargado de generar la señal PWM. El modulador digital que se ha implementado tiene una ganancia $F_m = 1$.

Se comienza calculando la ganancia del lazo de corriente.

$$T_i(s) = R_i \cdot FPB_c(s) \cdot G_i(s) \cdot F_m \cdot I_{o\phi}(s)$$

A continuación se calcula la función de transferencia en lazo cerrado.

$$I_{oLC}(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{1}{R_i \cdot FPB_c(s)} \cdot \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)}$$

Con estas ecuaciones ya es posible calcular el controlador PI de corriente.

Se decide utilizar un filtro paso bajo de segundo orden.

$$FPB_c(s) = k_{filtro} \cdot \frac{w_{filtro}^2}{s^2 + 2 \cdot \varepsilon \cdot w_{filtro} + w_{filtro}^2}$$

Se decide fijar la frecuencia de corte del filtro por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación, pero por encima de la frecuencia de cruce del lazo de corriente. Es recomendable que la frecuencia de cruce del lazo de corriente se encuentre entre $1/5$ y $1/10$ de la frecuencia de conmutación. En este caso eso es entre 8kHz y 4kHz. Como la frecuencia de conmutación es de 40kHz, se fija la frecuencia de corte del FPB a 15kHz.

$$w_{filtro} = 2 \cdot \pi \cdot 15000 \approx 94247.78$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$$

$$k_{filtro} = 1$$

Así pues, el filtro resultante es el siguiente:

$$FPB_c(s) = \frac{94247.78^2}{s^2 + 2 \cdot 0.707 \cdot 94247.78 + 94247.78^2}$$

A continuación se diseña el controlador PI. Se ha decidido utilizar un PI modificado, esto es, un PI normal junto con un polo de mayor frecuencia, ya que tras diversas simulaciones se ha comprobado que el hecho de tener un factor de filtrado adicional del rizado de conmutación mejora la respuesta dinámica del sistema.

$$PI_{corriente}(s) = G_i(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \cdot \frac{1}{\frac{s}{w_p} + 1}$$

Para hacer más ágil el cálculo del controlador, se ha creado un script de Matlab en el que se han incorporado todas las ecuaciones mencionadas. Se tiene como objetivo obtener un margen de fase igual o superior a 45° y un margen de ganancia mínimo de 6dB.

Tras diversas iteraciones se ha llegado al siguiente resultado.

$$k_p = 0.0087$$

$$k_i = 439.025$$

$$w_p = 100530$$

En la siguiente figura se aprecia el diagrama de Bode $T_i(s)$. Se ha hecho un barrido de tensión de 240V a 440V en pasos de 20V. A tensiones superiores a 275V el convertidor está entregando 22kW. A tensiones inferiores a 275V entrega 80A.

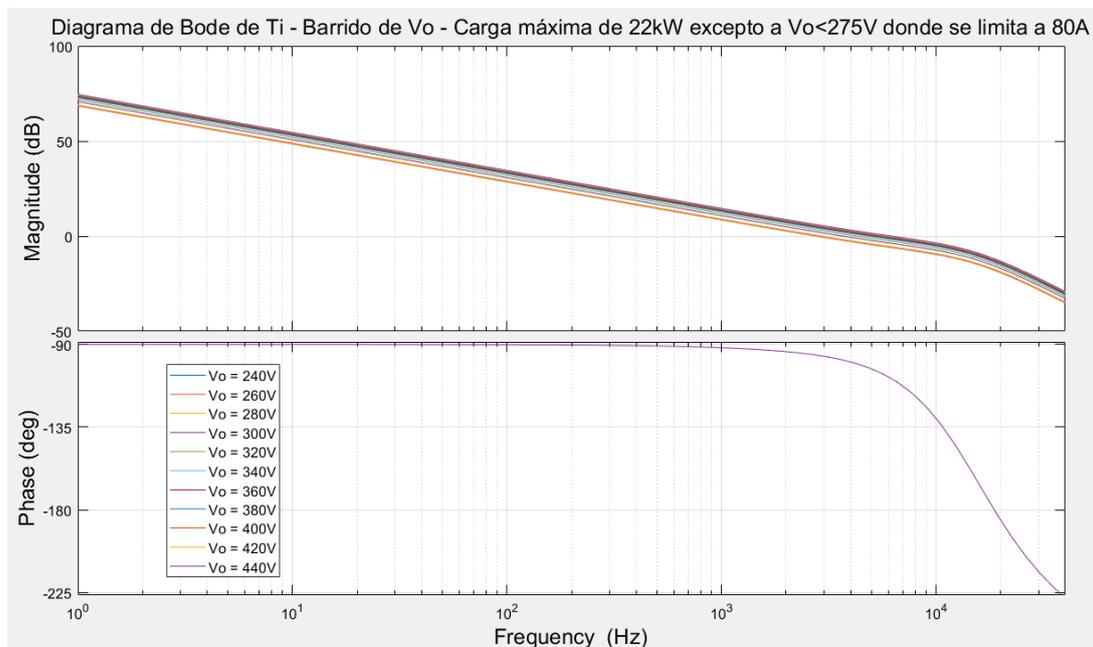


Fig. 22 – Diagrama de Bode de T_i – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A

En la siguiente tabla se resumen los márgenes de fase y de ganancia conseguidos.

Tabla 11 – Márgenes de fase y de ganancia del lazo de corriente del DAB - Carga 22kW

Tensión de salida	Limitación por		Frecuencia cruce	Margen de Fase	Margen de Ganancia
	Potencia	Corriente			
240V	N/A	80A	2800Hz	84°	18dB
260V			2800Hz	84°	18dB
280V	22kW	N/A	3000Hz	83°	17.2dB
300V			3700Hz	81°	15.8dB
320V			4200Hz	79°	14.7dB
340V			4700Hz	78°	13.8dB
360V			5100Hz	76°	13.2dB
380V			5400Hz	75°	12.7dB
400V			5700Hz	74°	12.4dB
420V			6000Hz	72°	12.1dB
440V			6200Hz	71°	11.9dB

A continuación se ha hecho otro barrido pero, en vez de a plena potencia, se ha hecho a una carga baja de 100W.

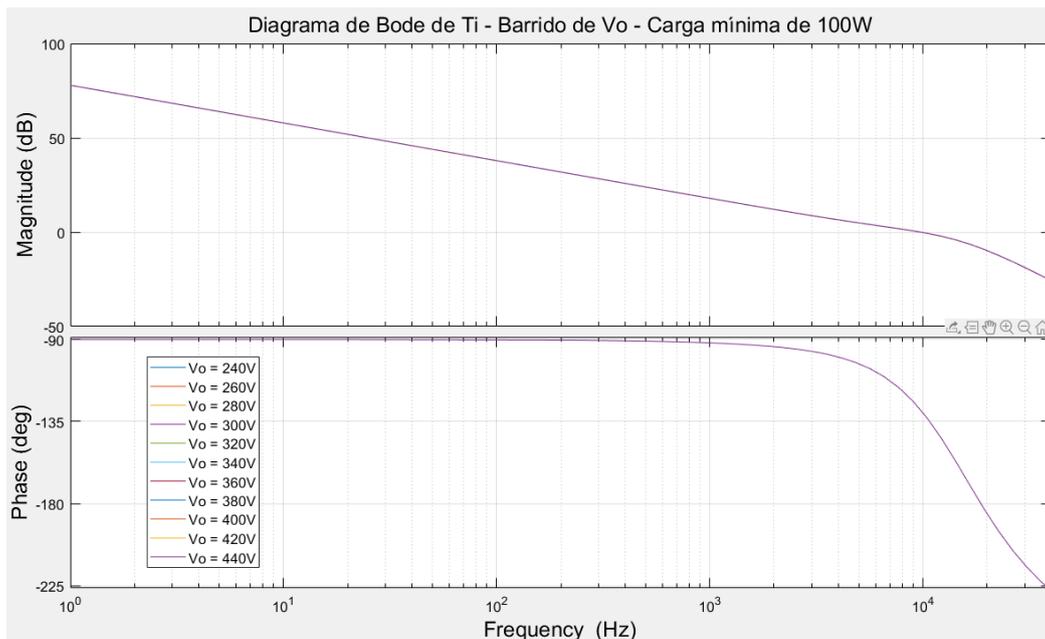


Fig. 23 – Diagrama de Bode de T_i – Barrido de V_o – Carga de 100W

En la siguiente tabla se aprecian los márgenes de fase y de ganancia conseguidos.

Tabla 12 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de corriente del DAB – Carga 100W

Tensión de salida	Limitación por		Frecuencia cruce	Margen de Fase	Margen de Ganancia
	Potencia	Corriente			
240V	100W	N/A	9900Hz	50.5°	8.4dB
260V					
280V					
300V					
320V					
340V					
360V					
380V					
400V					
420V					
440V					

En todos los casos se ha conseguido un margen de fase superior a 45° y un margen de ganancia superior a 6dB. La frecuencia de cruce oscila entre los 2800Hz y los 9900Hz.

En las dos siguientes figuras se aprecia el diagrama de Bode $I_{oLC}(s)$. La primera con el convertidor a plena carga y la segunda con una carga de 100W.

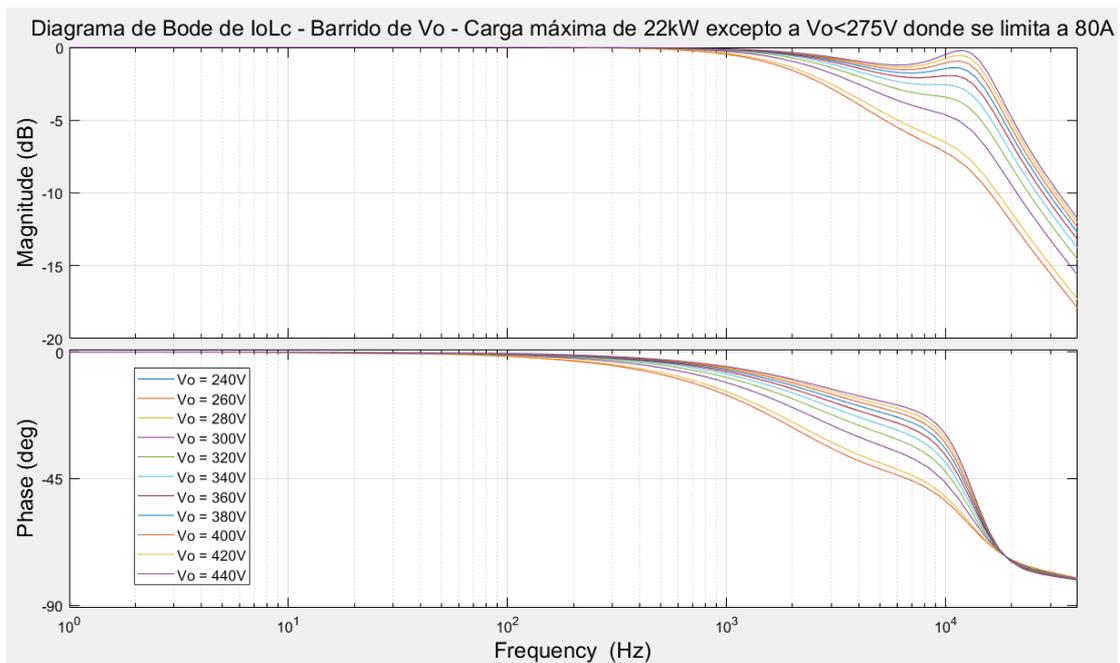


Fig. 24 - Diagrama de Bode de I_{oLC} – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A

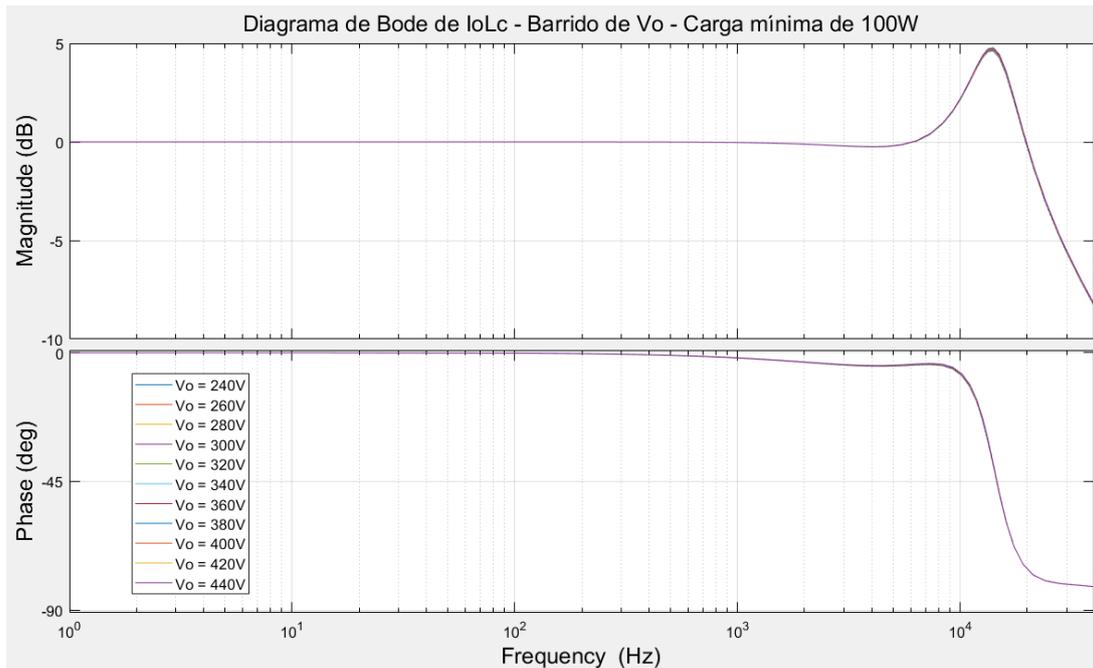


Fig. 25 - Diagrama de Bode de I_{oLC} – Barrido de V_o – Carga de 100W

4.2. Diseño del regulador de tensión

En el siguiente esquema se aprecia el lazo de control.

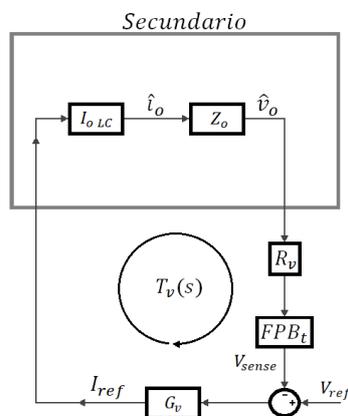


Fig. 26 - Lazo de tensión del DAB

En este caso, y al igual que se ha hecho con el sensor de corriente, la ganancia del sensor de tensión se ha hecho $R_v = 1$.

A continuación se decide filtrar la señal, empleando otro filtro paso bajo. Después se calcula el error entre esta señal y la referencia y se envía al controlador PI. El resultado es la corriente de referencia I_{ref} , que se envía al lazo de control de corriente. Se comienza calculando la ganancia del lazo de tensión.

$$T_v(s) = R_v \cdot FPB_t(s) \cdot G_v(s) \cdot I_{oLC}(s) \cdot Z_o(s)$$

A continuación se calcula la función de transferencia en lazo cerrado.

$$V_{oLC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{T_v(s)}{1 + T_v(s)}$$

Con estas ecuaciones ya es posible calcular el controlador PI de tensión.

Se decide utilizar un filtro paso bajo de tercer orden, con el objetivo de conseguir una mayor atenuación del ruido de conmutación. Éste está formado por un filtro paso bajo de primer orden en serie con un filtro paso bajo de segundo orden.

$$FPB_{1^oorden}(s) = k_{filtro} \cdot \frac{w_{filtro}}{s + w_{filtro}}$$

$$FPB_{2^oorden}(s) = k_{filtro} \cdot \frac{w_{filtro}^2}{s^2 + 2 \cdot \varepsilon \cdot w_{filtro} + w_{filtro}^2}$$

$$FPB_t(s) = FPB_{1^oorden}(s) \cdot FPB_{2^oorden}(s)$$

Se decide fijar la frecuencia de corte del filtro por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación, pero por encima de la frecuencia de cruce del lazo de tensión. Es recomendable que la frecuencia de cruce del lazo de tensión se encuentre entre $1/4$ y $1/6$ de la frecuencia de cruce del lazo de corriente. En este caso eso es entre 483.33Hz y 2475Hz. Se fija la frecuencia de corte del FPB de primer orden a 5kHz y la del de segundo orden a 7kHz.

El filtro resultante es el siguiente:

$$w_{filtro} = 2 \cdot \pi \cdot 5000 \approx 31415.93$$

$$k_{filtro} = 1$$

$$FPB_{1^oorden}(s) = \frac{31415.93}{s + 31415.93}$$

$$w_{filtro} = 2 \cdot \pi \cdot 7000 \approx 43982.30$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt[2]{2}} \approx 0.707$$

$$k_{filtro} = 1$$

$$FPB_{2^oorden}(s) = \frac{43982.30^2}{s^2 + 2 \cdot 0.707 \cdot 43982.30 + 43982.30^2}$$

$$FPB_t(s) = \frac{31415.93}{s + 31415.93} \cdot \frac{43982.30^2}{s^2 + 2 \cdot 0.707 \cdot 43982.30 + 43982.30^2}$$

A continuación se diseña el controlador PI. Se ha decidido volver utilizar un PI modificado ya que se ha comprobado que en este caso también mejora la respuesta del sistema.

$$PI_{tensión}(s) = G_v(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \cdot \frac{1}{\frac{s}{w_p} + 1}$$

Los objetivos son los mismos, obtener un margen de fase igual o superior a 45° y un margen de ganancia mínimo de 6dB. Se ha vuelto a utilizar la hoja de Matlab para agilizar los cálculos.

Finalmente se ha llegado al siguiente resultado.

$$k_p = 11.043$$

$$k_i = 950$$

$$w_p = 251330$$

En la siguiente figura se aprecia el diagrama de Bode $T_v(s)$. Al igual que antes, se ha hecho un barrido de tensión de 240V a 440V en pasos de 20V. A tensiones superiores a 275V el convertidor está entregando 22kW. A tensiones inferiores a 275 entrega 80A.

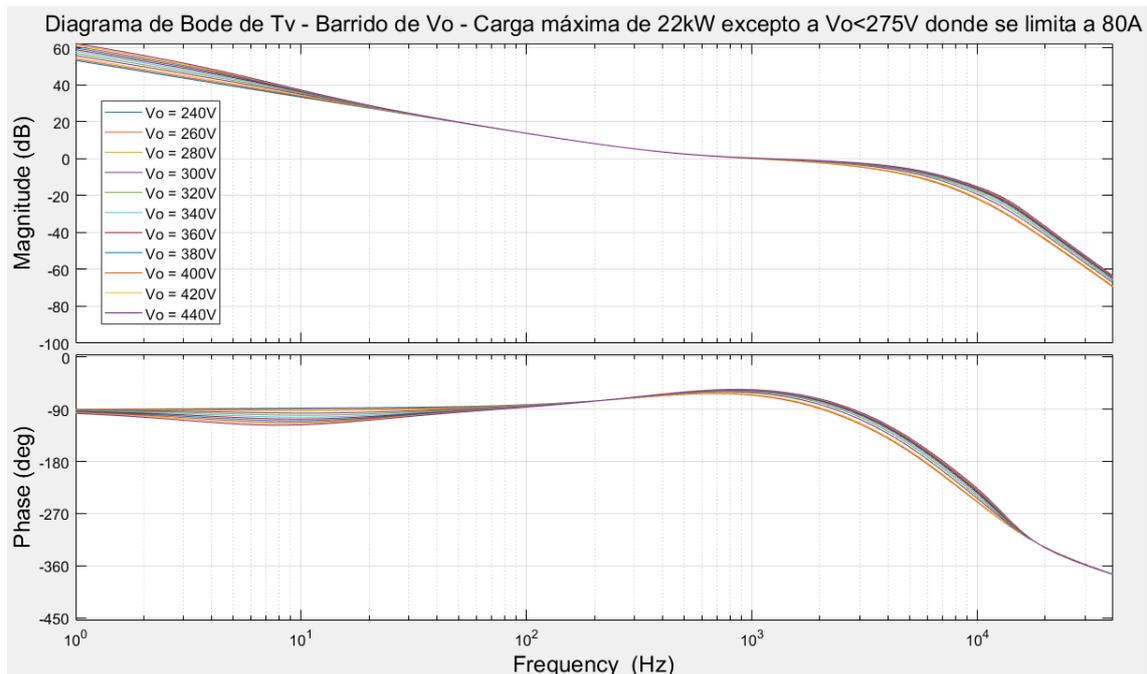


Fig. 27 - Diagrama de Bode de T_v - Barrido de V_o - Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A

En la siguiente tabla se resumen los márgenes de fase y de ganancia conseguidos.

Tabla 13 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de tensión del DAB – Carga 22kW

Tensión de salida	Limitación por		Frecuencia cruce	Margen de Fase	Margen de Ganancia
	Potencia	Corriente			
240V	N/A	80A	995Hz	114°	11dB
260V			995Hz	114°	11dB
280V	22kW	N/A	1027Hz	115°	10.8dB
300V			1078Hz	117°	10.2dB
320V			1113Hz	119°	10dB
340V			1138Hz	120°	9.8dB
360V			1154Hz	120°	9.5dB
380V			1164Hz	121°	9.3dB
400V			1176Hz	121°	9.3dB
420V			1185Hz	122°	9.2dB
440V			1190Hz	121°	9.2dB

A continuación se ha hecho otro barrido pero, en vez de a plena potencia, se ha hecho a una carga baja de 100W.

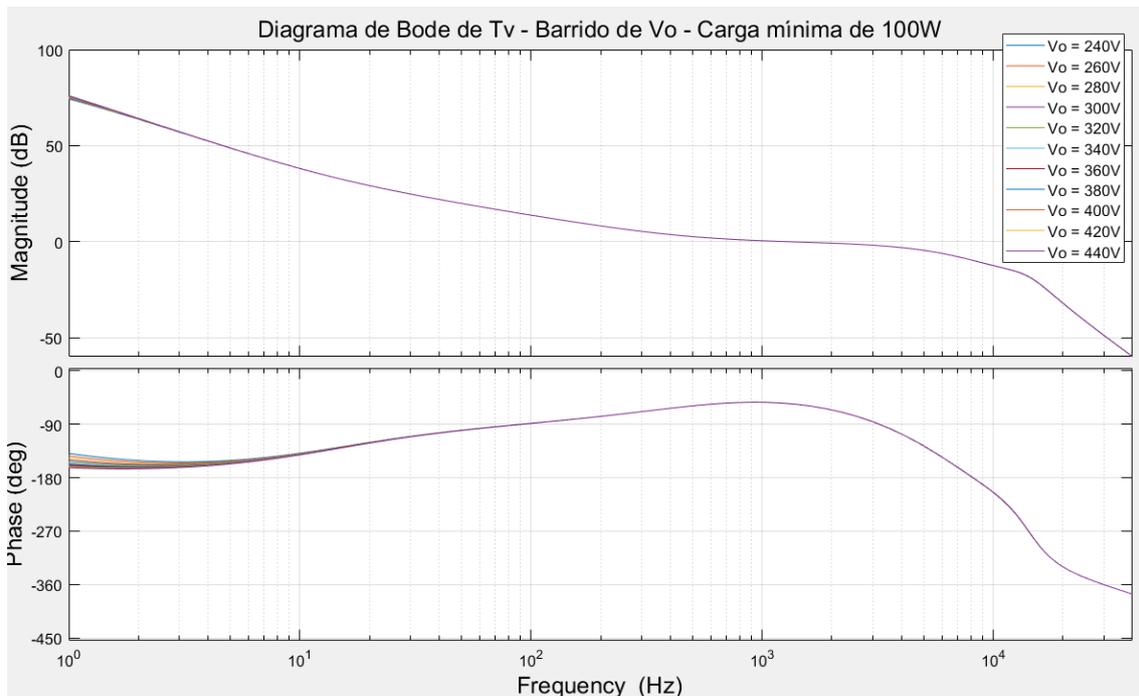


Fig. 28 – Diagrama de Bode de T_v – Barrido de V_o – Carga de 100W

En la siguiente tabla se aprecian los márgenes de fase y de ganancia conseguidos.

Tabla 14 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de tensión del DAB – Carga 100W

Tensión de salida	Limitación por		Frecuencia cruce	Margen de Fase	Margen de Ganancia
	Potencia	Corriente			
240V	100W	N/A	1250Hz	125°	9.8dB
260V					
280V					
300V					
320V					
340V					
360V					
380V					
400V					
420V					
440V					

En todos los casos se ha conseguido un margen de fase superior a 45° y un margen de ganancia superior a 6dB. La frecuencia de cruce oscila entre los 995Hz y los 1250Hz.

En las dos siguientes figuras se aprecia el diagrama de Bode $V_{oLC}(s)$. La primera con el convertidor a plena carga y la segunda con una carga de 100W.

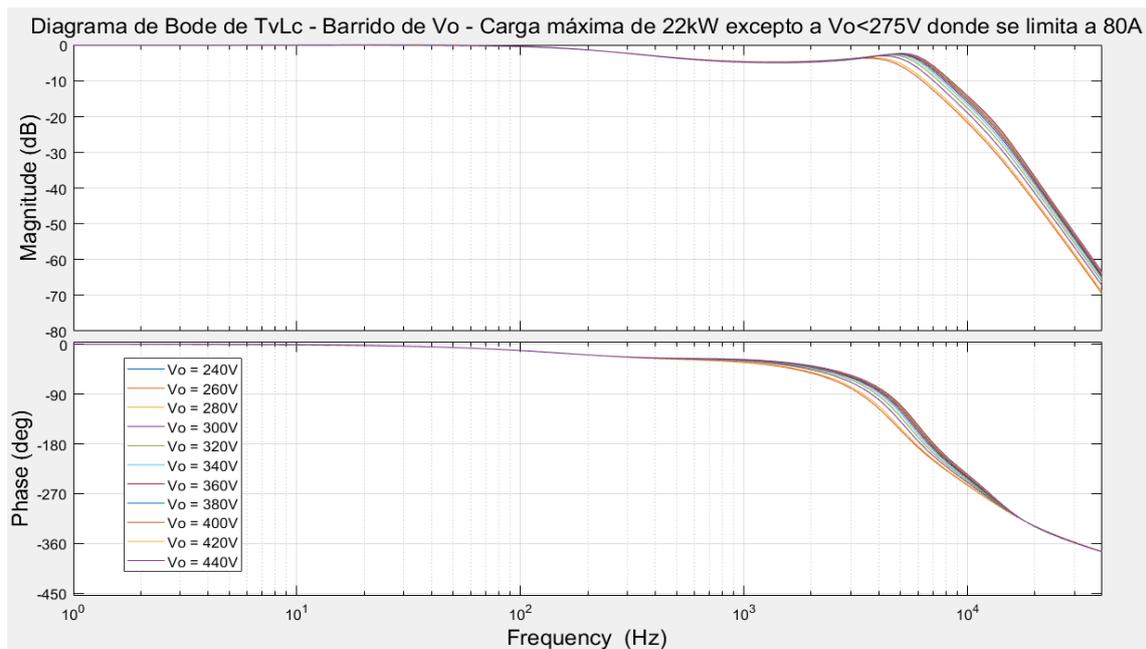


Fig. 29 - Diagrama de Bode de T_{vLC} – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A

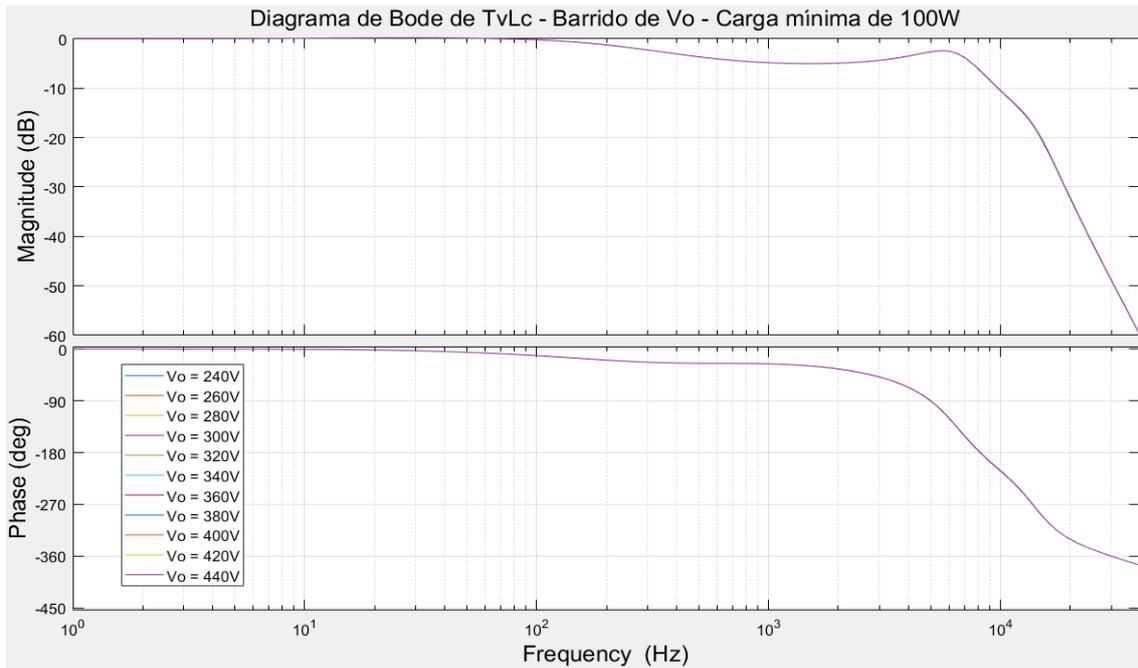


Fig. 30 - Diagrama de Bode de T_{vLC} - Barrido de V_o - Carga de 100W

Por último, y antes de comprobar el correcto funcionamiento del sistema en PSIM, se va a calcular la impedancia de salida del convertidor.

4.3. Impedancia de salida en lazo cerrado

La impedancia de salida en lazo cerrado se puede obtener como:

$$Z_{oLC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{\hat{\varphi}=\hat{v}_i=0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)}$$

En las dos siguientes figuras se aprecia la impedancia de salida. La primera es con el convertidor a plena carga y la segunda con una carga de 100W.

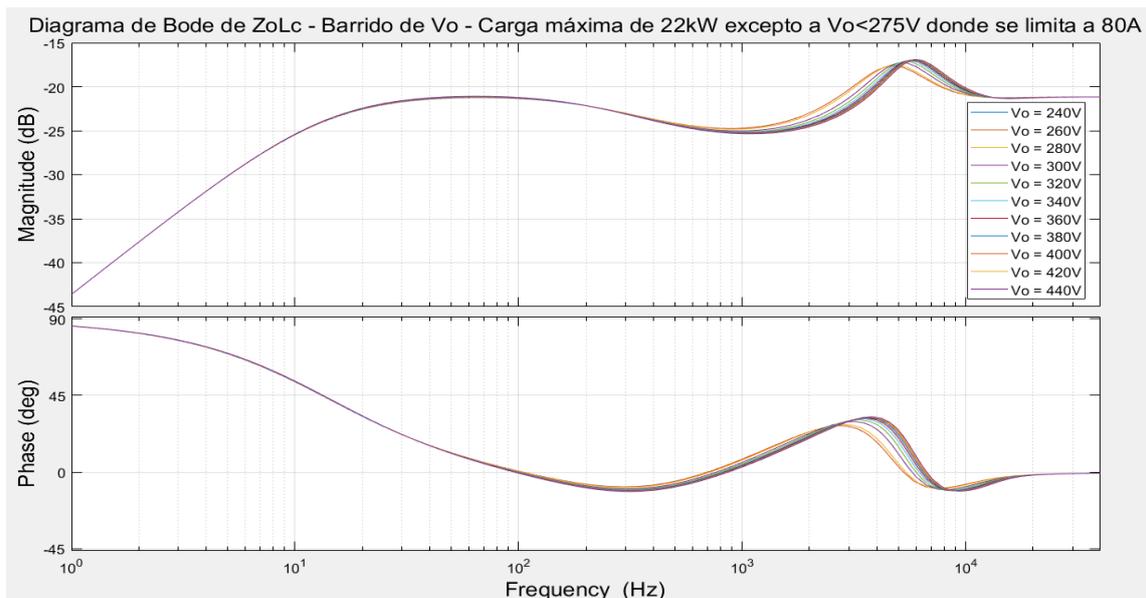


Fig. 31 - Diagrama de Bode de Z_{oLC} - Barrido de V_o - Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A

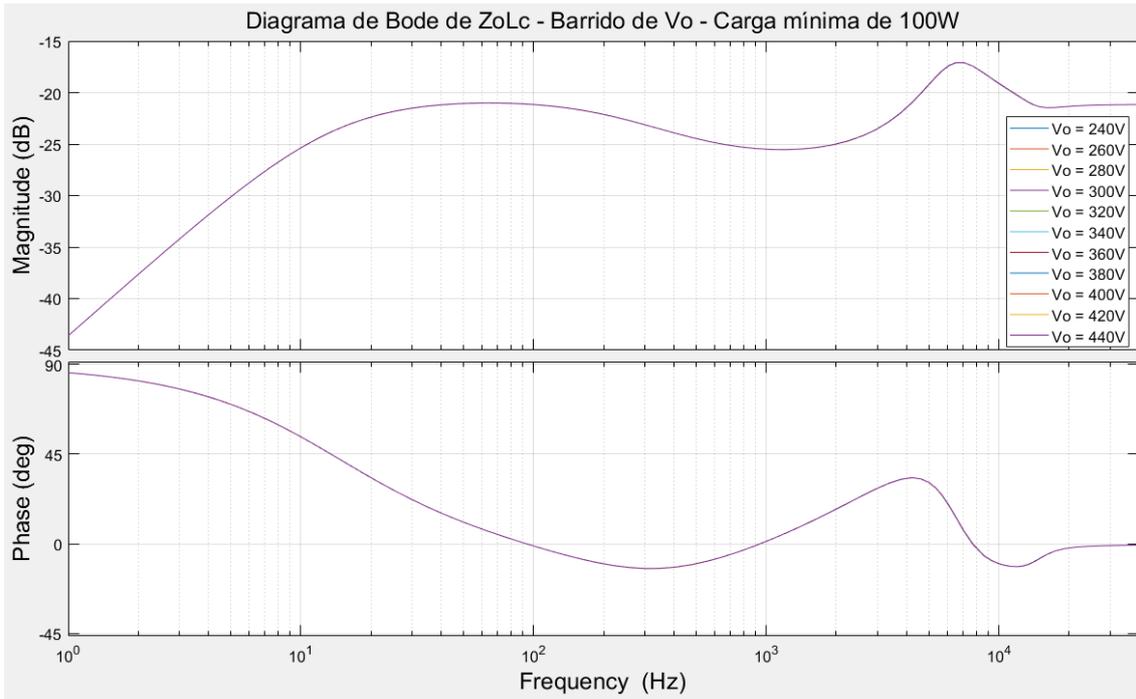


Fig. 32 - Diagrama de Bode de Z_{oLC} - Barrido de V_o - Carga de 100W

El máximo valor alcanzado es de -17dB, que se corresponde con 0.14Ω a 7kHz.

4.4. Control del proceso de carga de la batería

En el siguiente diagrama de bloques se aprecia el proceso de carga típico de una batería de iones de litio.

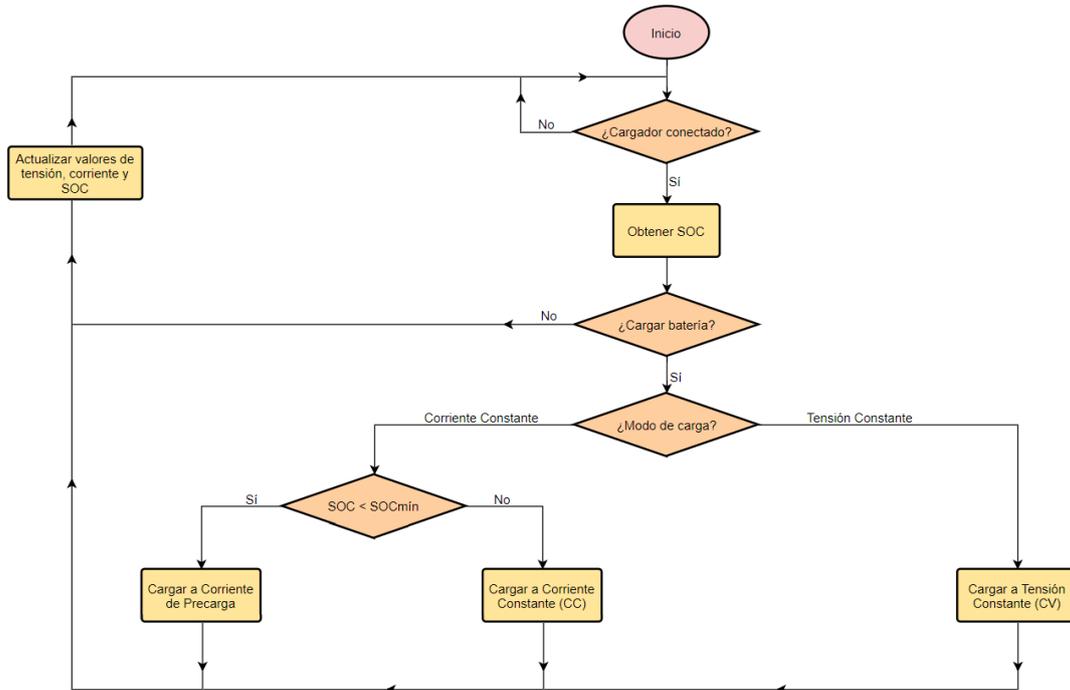


Fig. 33 – Diagrama de carga de la batería

Tal y como se aprecia en el diagrama superior, el ciclo de carga se puede dividir en dos intervalos diferenciados. El primero se da mientras la batería no ha alcanzado su tensión nominal. Durante dicho intervalo se realiza una carga a corriente constante, a la vez que la tensión de la batería aumenta lentamente. Una vez se alcanza la tensión nominal se entra en el segundo intervalo. En éste el control realiza una carga a tensión constante, a la vez que disminuye la corriente de carga.

Si bien cabe destacar que, en aquellos casos en los que la batería está muy descargada, se comienza el primer intervalo de carga a una corriente inferior a la nominal. Esto se conoce como carga a corriente de precarga.

Éste diagrama de control se ha implementado en PSIM mediante un bloque de C.

4.5. Simulación del convertidor DAB en lazo cerrado en PSIM

A continuación se va a comprobar el correcto funcionamiento del sistema en PSIM.

4.5.1. Seguimiento de la referencia

Primero se va a comprobar que el control sigue la referencia. En la siguiente simulación se ha incrementado la referencia de tensión de 240V a 440V, en incrementos de 20V. Se ha conectado a la salida una carga resistiva “inteligente” a la salida del convertidor, que se ajusta automáticamente de forma que la potencia que debe entregar el mismo es siempre constante.

En este caso se ha fijado una potencia de 22kW.

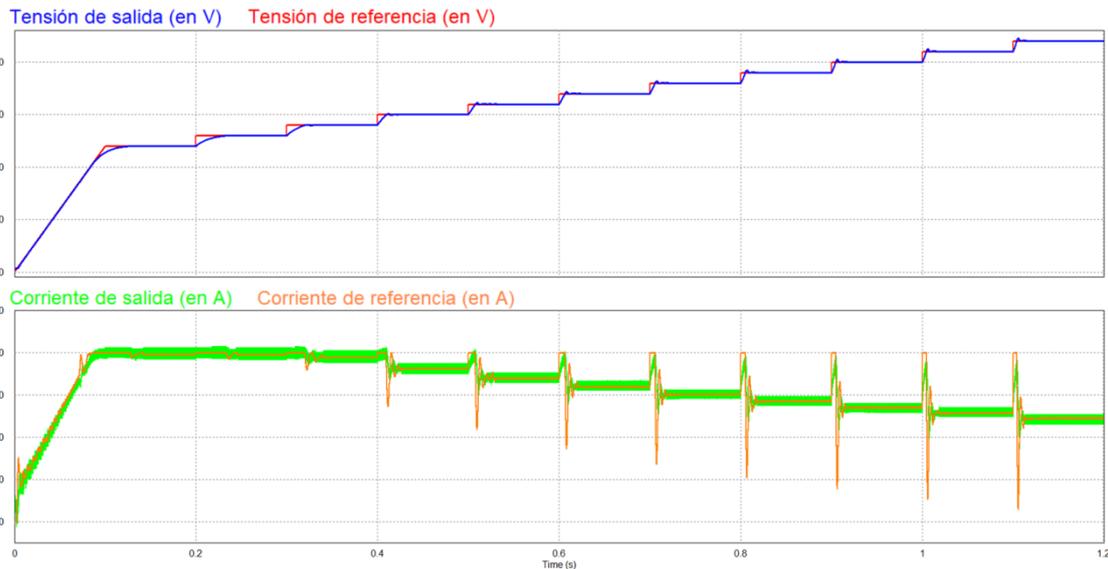


Fig. 34 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Barrido de V_o – Carga de 22kW excepto a $V_o < 275V$, donde se limita a 80A

En este segundo caso se ha fijado una potencia de 1kW.

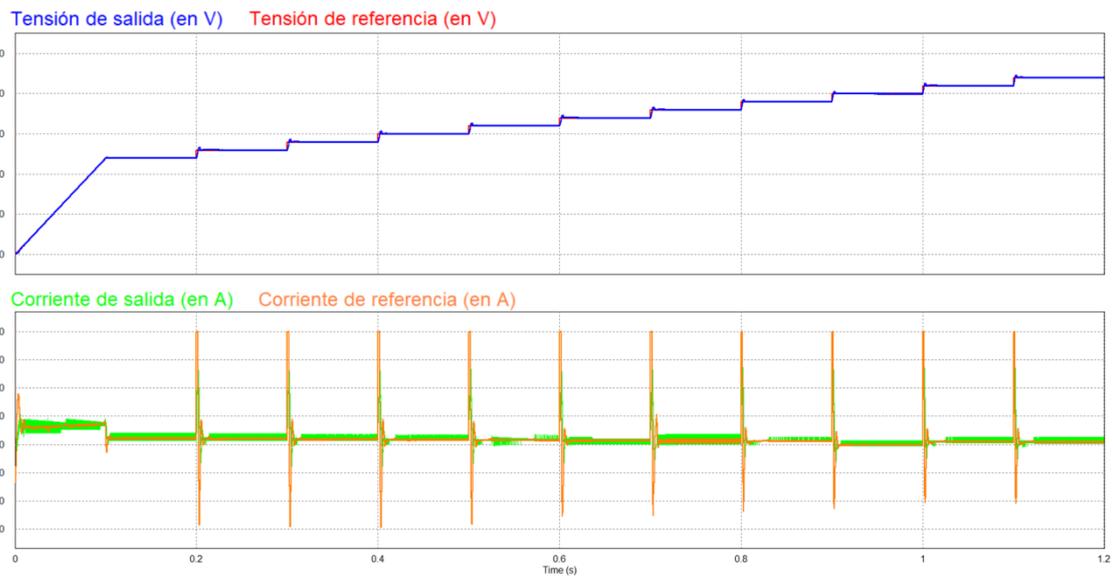


Fig. 35 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Barrido de V_o – Carga de 1kW

El control sigue la referencia en todo momento. El error en estado estacionario es inferior, en el peor caso, a 100mV.

4.5.2. Escalones de carga

A continuación se ha comprobado cómo responde el sistema ante escalones de carga. Para ello se parte de una carga constante de 11kW, a la que se le conecta una carga oscilante de otros 11kW, excepto a tensiones menores de 275V, donde se ha limitado la corriente a 80A.

En el primer caso se ha fijado una tensión de salida de 240V.

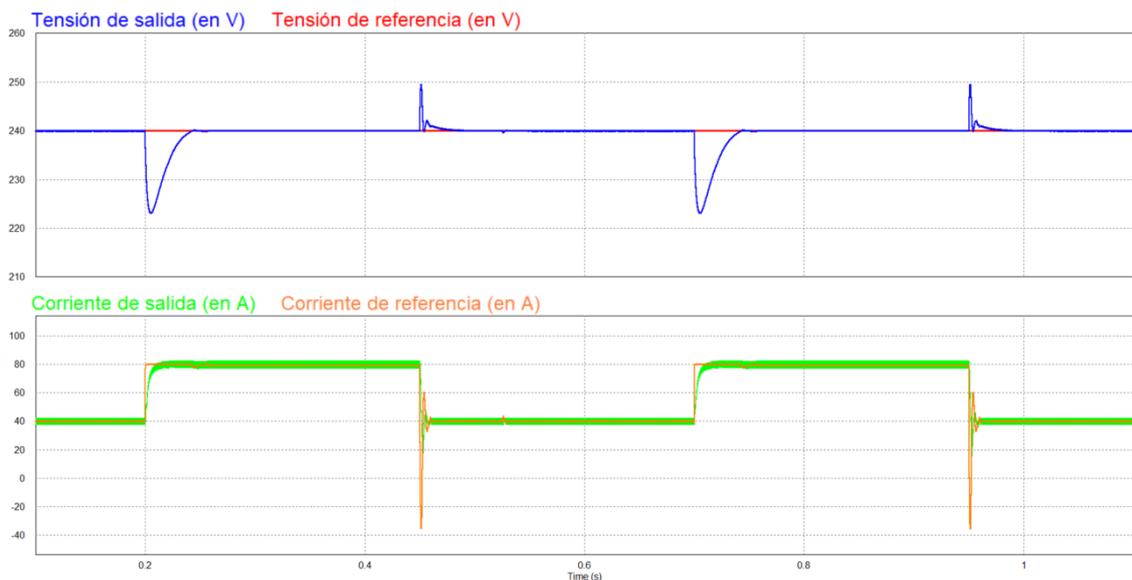


Fig. 36 - Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Escalones de carga de 11kW – Tensión de salida de 240V

Ante la conexión/desconexión de una carga de 11kW, se produce una variación máxima en la tensión de salida de 16.8V durante un periodo no superior a 30ms.

En el segundo caso se ha fijado una tensión de salida de 440V.

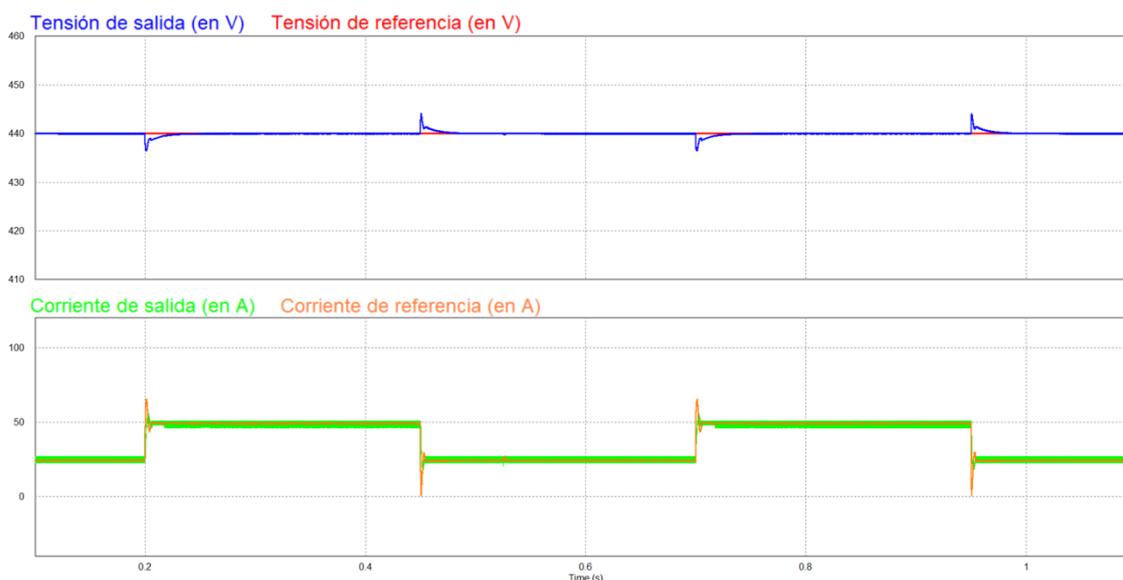


Fig. 37 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Escalones de carga de 11kW – Tensión de salida de 440V

Ante la conexión/desconexión de una carga de 11kW, se produce una variación máxima en la tensión de salida de 4.08V durante un periodo no superior a 21.5ms.

4.5.3. Rizado a la salida

A continuación se ha comprobado el rizado que presenta tanto la tensión como la corriente de salida. En estas simulaciones la batería se ha modelado como un condensador de alta capacidad junto con una resistencia serie. Los resultados obtenidos a partir de las simulaciones se han resumido en la siguiente tabla.

Tabla 15 – Rizado de tensión a la salida del DAB

		Rizado de tensión a la salida	
		Potencia de carga	
		1kW	22kW
Tensión salida	240V	4.8Vpp	8.6Vpp ⁴
	440V	2.9Vpp	8.2Vpp

Tabla 16 - Rizado de corriente a la salida del DAB

		Rizado de corriente a la salida	
		Potencia de carga	
		1kW	22kW
Tensión salida	240V	44.1App	79.3App ³
	440V	27.1App	71.8App

⁴ En este caso se limita la corriente a 80A, por lo que la potencia es de 19.2kW

4.5.4. Cortocircuito a la salida

Por último se va a comprobar el limitador de corriente. Para ello se va a simular un cortocircuito a la salida mediante una resistencia de $1\text{m}\Omega$. El resultado de la simulación se aprecia en la siguiente figura.

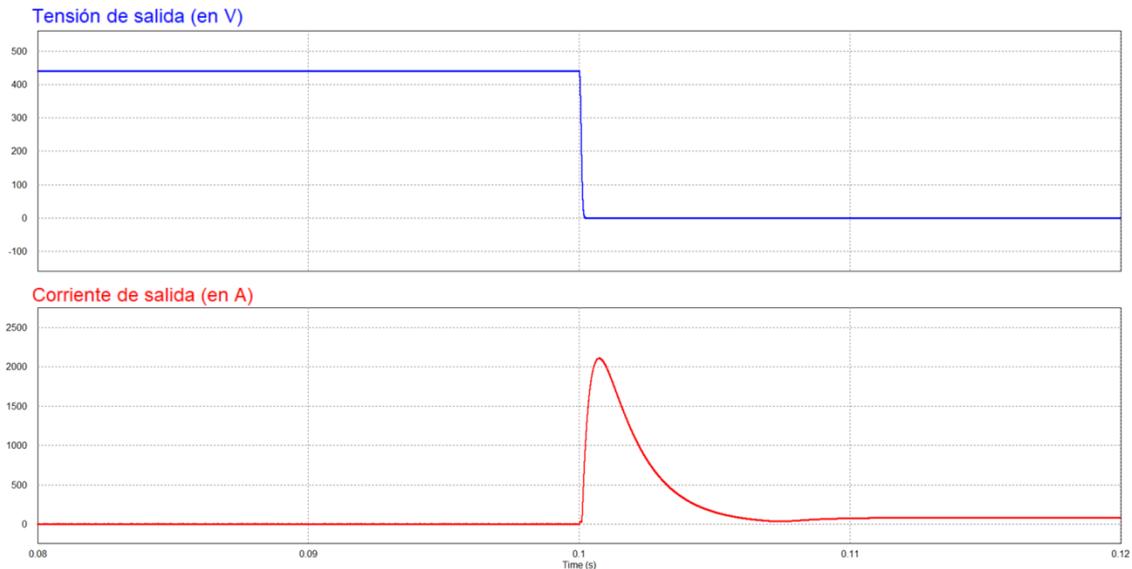


Fig. 38 – Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Cortocircuito a la salida

Measure	
Time	1.1319978e-001
Tensión de salida (en V)	1.7328217e-001
Corriente de salida (en A)	8.0131130e+001

Fig. 39 - Respuesta del convertidor DAB en lazo cerrado – Limitación de corriente tras el cortocircuito a la salida

En el instante que se produce el cortocircuito la tensión de salida colapsa y la corriente asciende a más de 2000A. Esto se debe al pico de descarga instantáneo del banco de condensadores. En cuanto los condensadores se ha descargado, la corriente de salida se ve limitada a 80A, tal y como se aprecia en la captura superior.

4.5.5. Conmutación suave

En la siguiente figura se aprecia la conmutación de los transistores. La primera se corresponde al primario y la segunda al secundario. En esta simulación el convertidor opera a 275V de salida y 22kW de potencia.

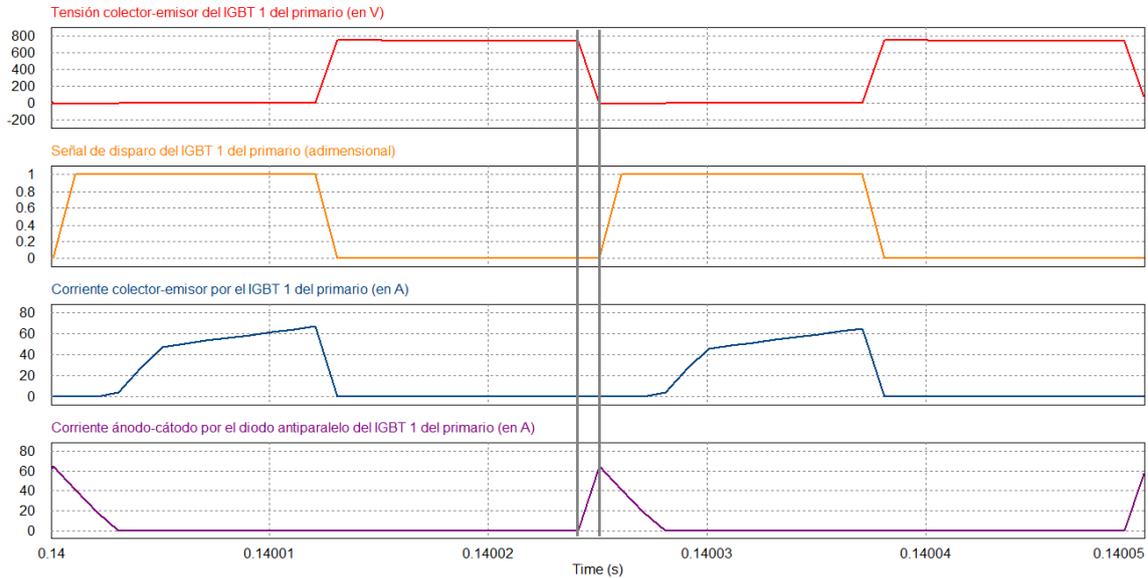


Fig. 40 – Formas de onda más significativas del IGBT 1 del primario

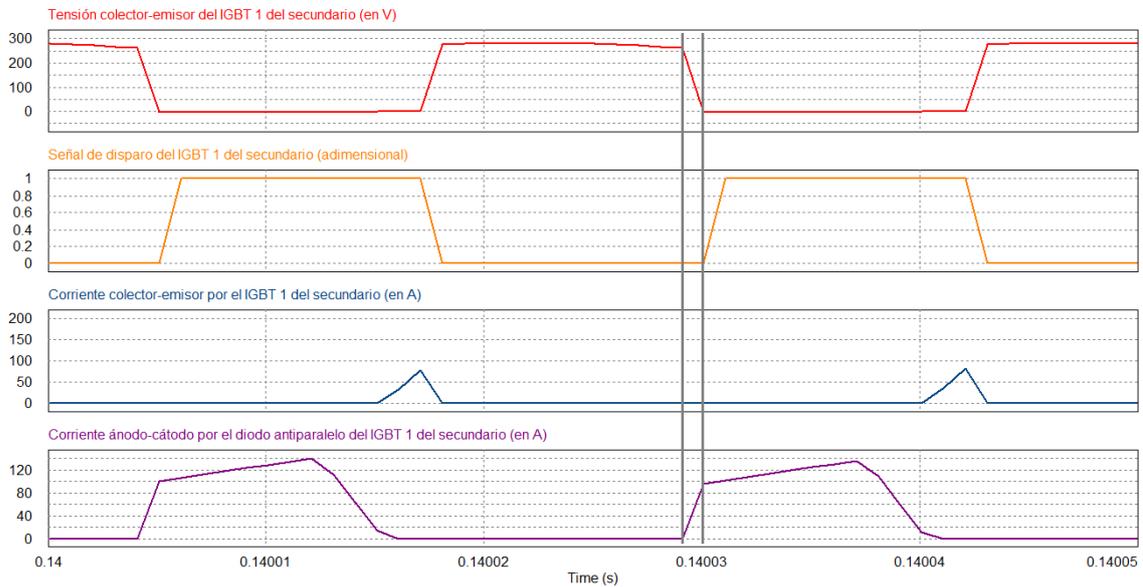


Fig. 41 – Formas de onda más significativas del IGBT 1 del secundario

Antes de la activación de los transistores la tensión colector-emisor de los mismos cae a cero, consiguiendo así conmutación suave y haciendo que la potencia de pérdidas durante esta conmutación sean prácticamente cero. Es importante destacar que esto solo se consigue durante el encendido de los mismos.

4.5.6. Ciclo de carga de la batería

En la siguiente figura se aprecia el ciclo de carga de la batería. Ésta se ha simulado como un condensador junto con una resistencia serie. La capacidad del condensador es muy inferior a la capacidad una batería real, con el objetivo de disminuir el tiempo de simulación, dada la potencia de cálculo disponible.

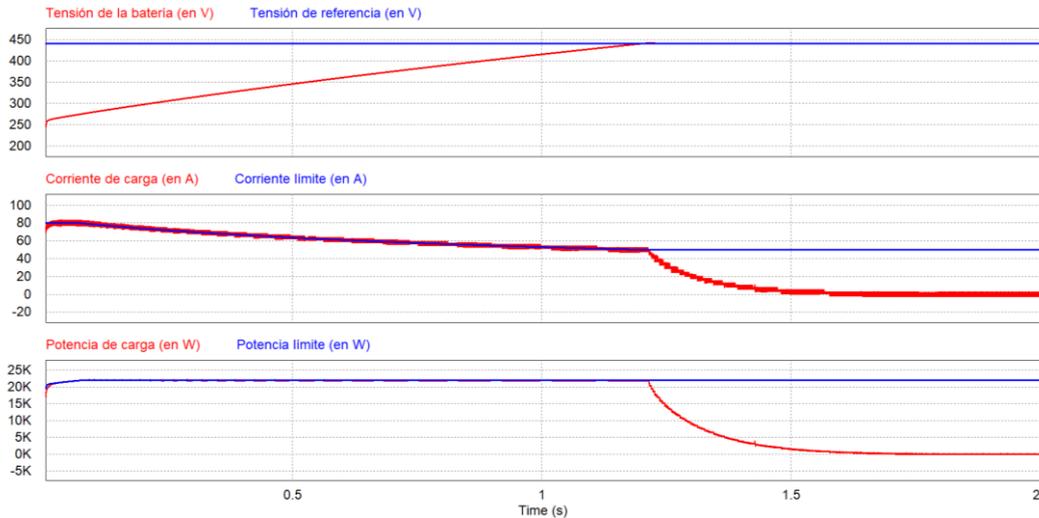


Fig. 42 – Ciclo de carga de la batería

Durante los primeros 1.2 segundos se realiza una carga a corriente constante. Una vez alcanzada la tensión nominal el sistema de control pasa a hacer una carga a tensión constante, hasta que la corriente de carga cae a cero. Es entonces cuando se da por finalizada la carga.

4.5.7. Formas de onda más significativas

En las siguientes figuras se aprecian las formas de onda más significativas del convertidor. Durante los 0.04 segundos se realiza un arranque suave hasta que se alcanzan los 275V. El convertidor entrega 11kW. A los 0.2 segundos se conecta una carga extra que demanda otros 11kW. Tal y como se aprecia en la figura inferior el control aumenta el ángulo de desfase entre el puente del primario y del secundario, entregando así la corriente necesaria y manteniendo la tensión de salida requerida.

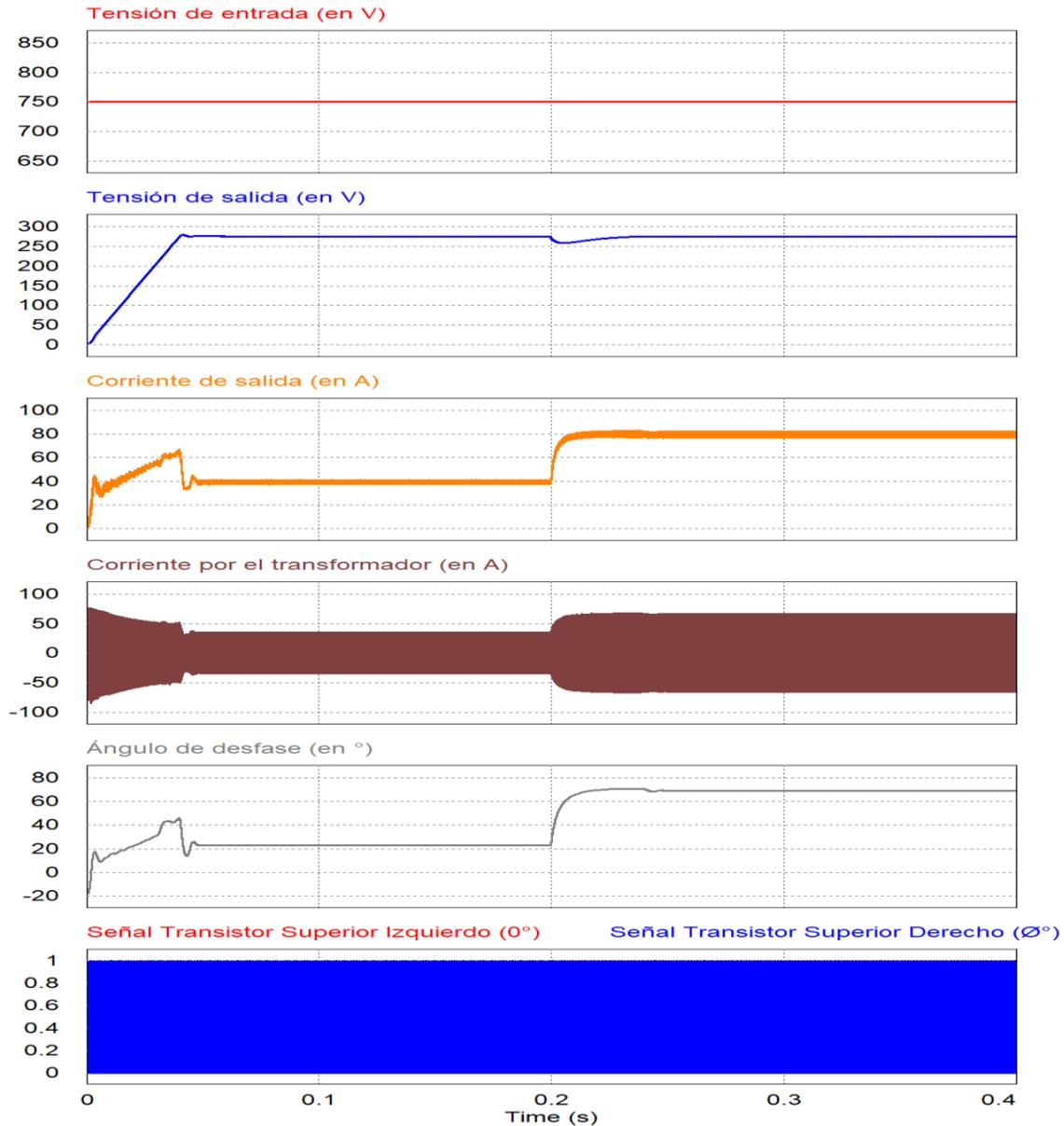


Fig. 43 – Formas de onda más significativas del convertidor DAB II

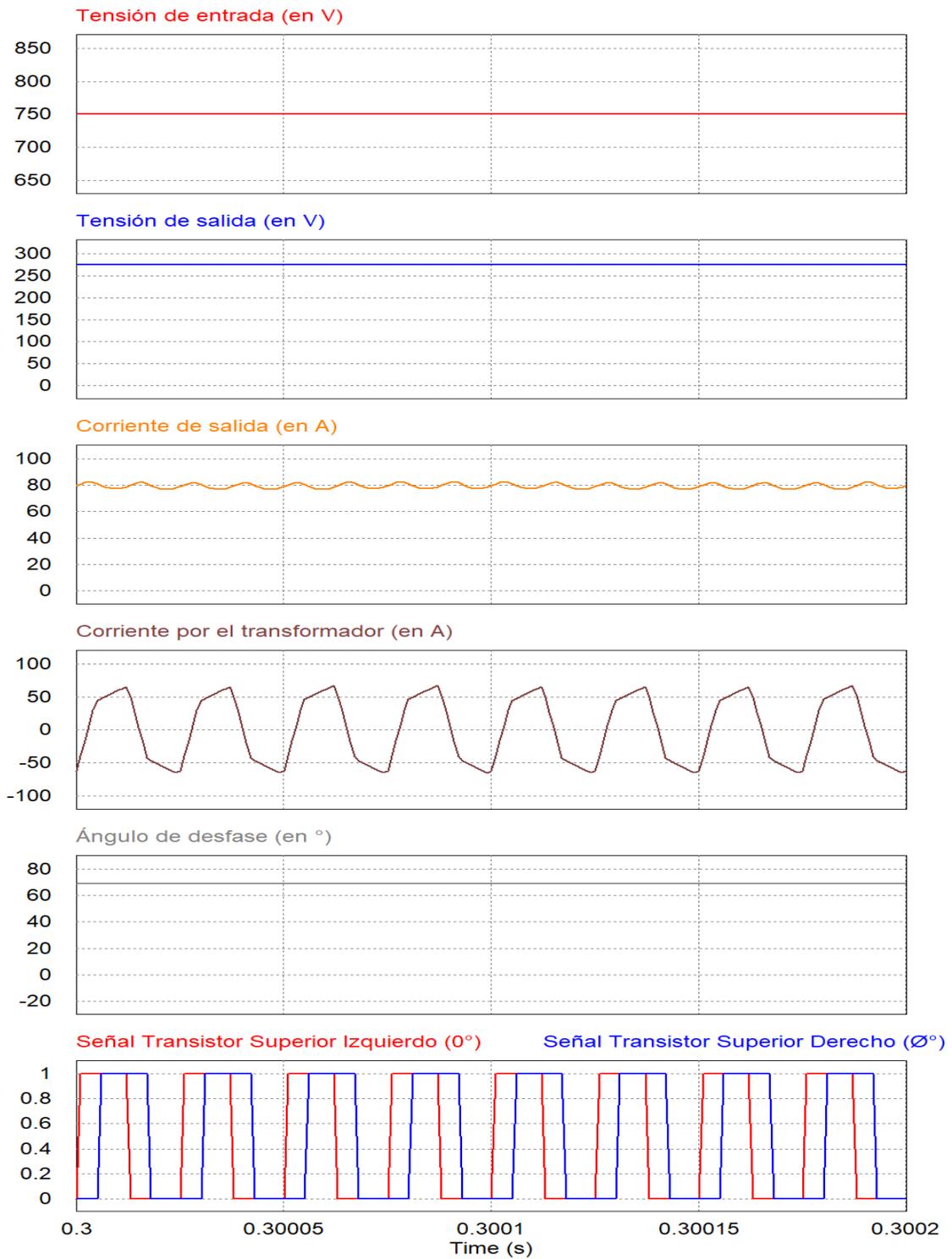


Fig. 44 - Formas de onda más significativas del convertidor DAB II - Ampliación

En las dos siguientes figuras se aprecian las mismas formas de onda pero esta vez se ha invertido el flujo de energía. En este caso se extrae del secundario y se inyecta a una carga conectada al primario. De nuevo, durante los 0.04 segundos se realiza un arranque suave hasta que se alcanzan los 750V a la entrada. El convertidor entrega 11kW. A los 0.2 segundos se conecta una carga extra que demanda otros 11kW.

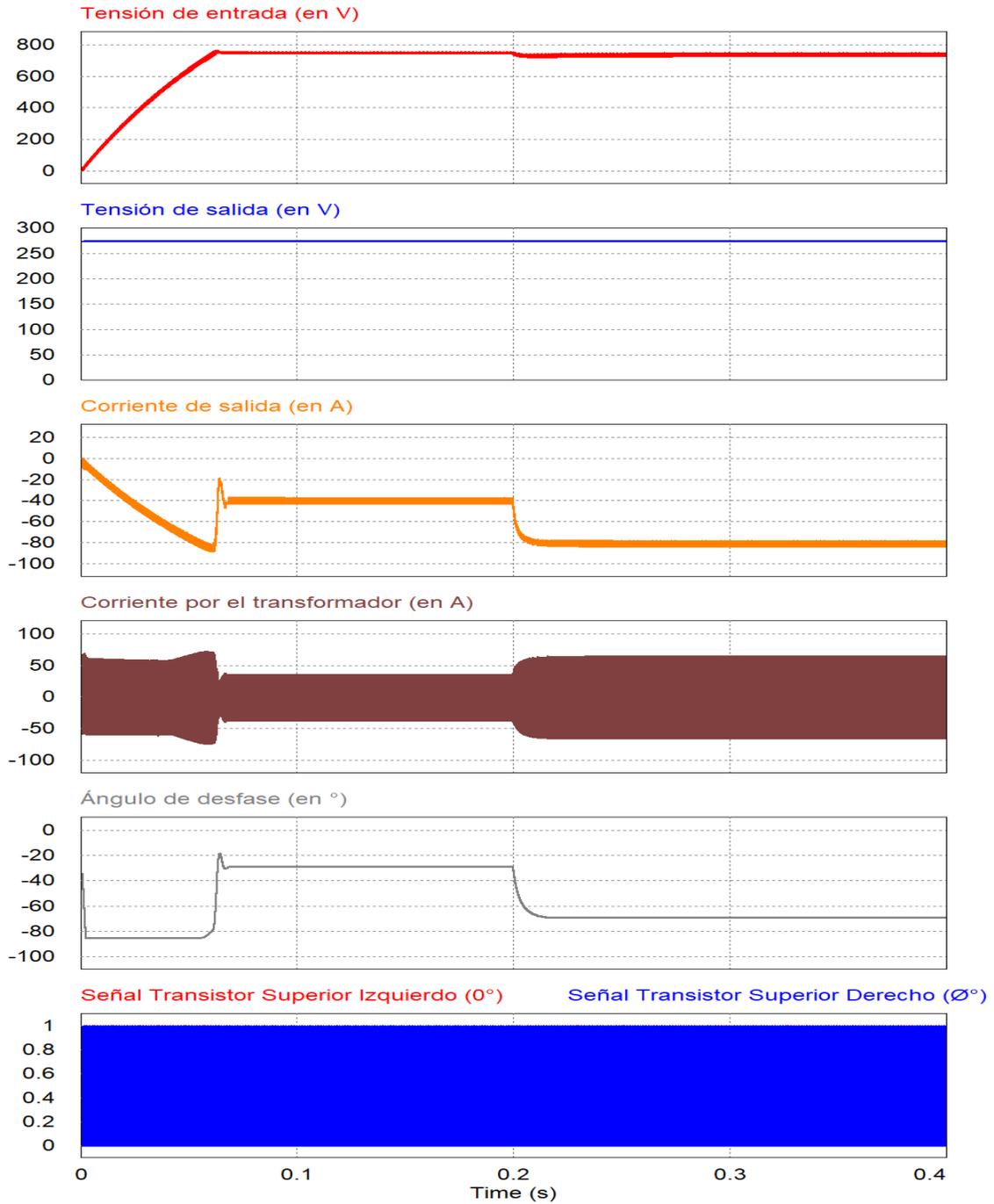


Fig. 45 - Formas de onda más significativas del convertidor DAB III

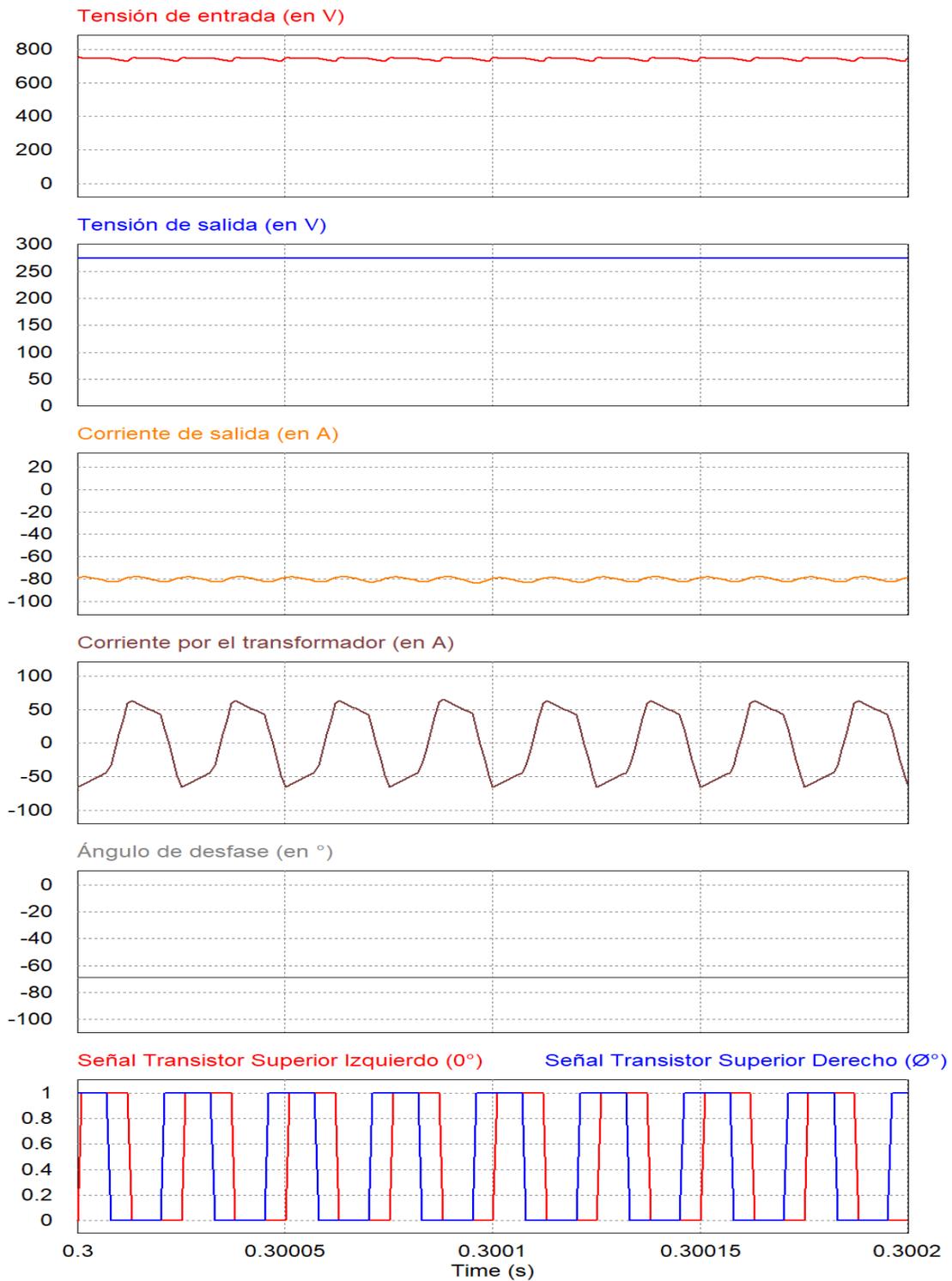


Fig. 46 - Formas de onda más significativas del convertidor DAB III – Ampliación

El convertidor funciona correctamente en todos los puntos de operación, por lo que se da por válido el diseño del mismo, tanto a nivel del hardware como del sistema de control.

MODELADO Y DISEÑO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO

5. MODELADO Y DISEÑO DEL RECTIFICADOR TRIFÁSICO

Existen distintos tipos de sistemas electrónicos capaces de convertir tensiones de alterna a continua, desde los más básicos como los diodos, a los más complejos. El rectificador trifásico es uno de estos. Se trata de un dispositivo electrónico de potencia formado por un puente de diodos, monofásico o trifásico, en el que cada diodo tiene conectado en paralelo un transistor. El convertidor necesita de un banco de condensadores en el lado de continua y un filtro de tipo LCL entre él mismo y la red eléctrica.

En la imagen inferior se aprecia el esquema básico de este convertidor.

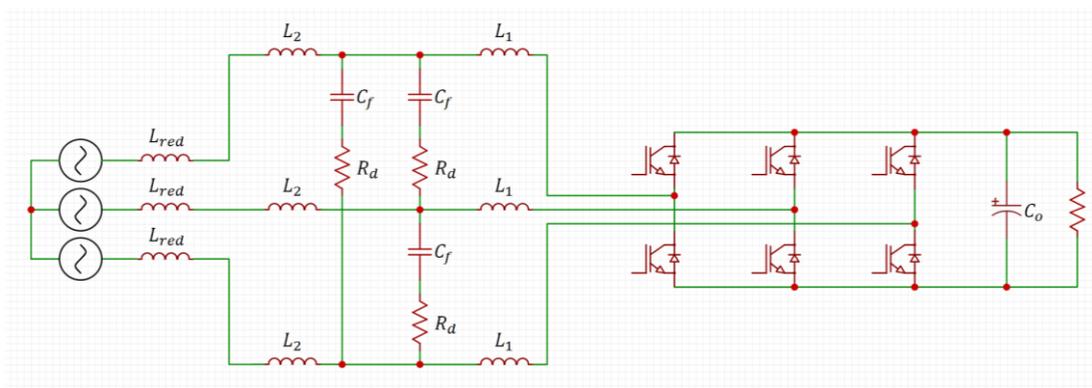


Fig. 47 - Esquema del rectificador trifásico I

Cabe destacar que este convertidor tiene la peculiaridad de ser bidireccional, al igual que el DAB. Es decir, es capaz de operar como un rectificador y transferir energía de la red eléctrica al bus de continua, u operar como un inversor y transferir la energía en el sentido opuesto.

Se trata de un convertidor que opera en modo elevador, es decir, la tensión del bus de continua es superior a la tensión de pico de la red eléctrica a la que se le conecta.

5.1. Funcionamiento y control del Rectificador Trifásico

El funcionamiento básico del convertidor en modo rectificador es el siguiente: cuando se conecta la red eléctrica los condensadores del banco de salida se cargan a una tensión próxima a la tensión de pico de dicha red eléctrica, gracias al puente rectificador formado por los diodos. Entonces el sistema de control se activa y empieza a conmutar los transistores, que hacen circular corriente a través de las inductancias del filtro de entrada. Cada vez que un transistor pasa de conducción a corte hace que la corriente por el mismo caiga a cero. Este cambio brusco de corriente hace que la tensión en la inductancia de entrada se invierta instantáneamente, haciendo conducir el diodo correspondiente y cargando el condensador a una tensión mayor. Durante el proceso de arranque, y a fin de limitar el pico de corriente en el circuito, se requiere un circuito de precarga formado por unas resistencias en serie que se desconectan en el funcionamiento normal.

Cuando se desea operar el convertidor en modo inversor, supuesto que hay una fuente de energía conectada al banco de condensadores, se hacen conmutar los transistores de

forma que se inyecta una corriente a la red. Cabe destacar que, dada la estrategia de control elegida, este convertidor es capaz de operar en modo isla.

La estrategia de control utilizada con este tipo de convertidores consiste en aplicar una señal PWM a cada rama del puente cuyo ciclo de trabajo se modula en función de la energía que se necesita transferir. Para ello, al igual que se ha hecho con el DAB, se realizan dos lazos de control en cascada: el rápido es el que controla la corriente en la entrada del rectificador y el lento el que controla la tensión. Para ello se requiere medir la corriente por las inductancias de entrada y la tensión en el condensador de salida.

Para poder controlar de una forma más sencilla el convertidor es habitual realizar el control en un marco de referencia síncrono “dq0” en vez de en el marco de referencia natural “abc”.

En la siguiente figura se aprecian las formas de onda más significativas de este convertidor. En este caso, y como ejemplo, la red actúa como fuente de energía mientras que al bus de continua se le conecta una carga resistiva.

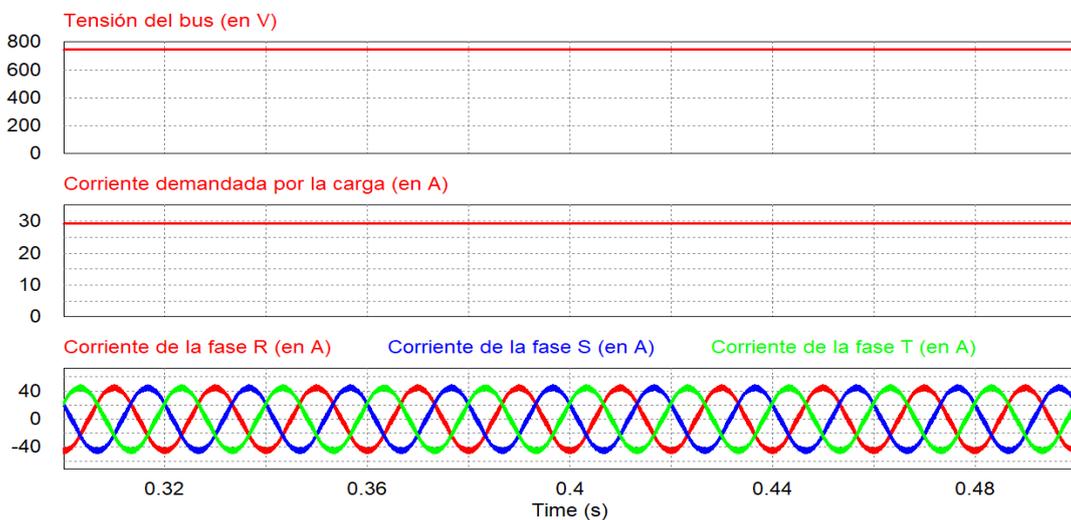


Fig. 48 – Formas de onda más significativas del rectificador trifásico I

5.2. Diseño del Rectificador Trifásico

Para el diseño del Rectificador Trifásico se parte de las siguientes especificaciones:

- Potencia: 22kW con conexión trifásica; 7.3kW con conexión monofásica.
- Frecuencia de conmutación: 40kHz.
- Tensión de entrada:
 - Monofásica: de $85V_{RMS}$ a $270V_{RMS}$.
 - Trifásica: de $180V_{RMS}$ a $500V_{RMS}$.
- Corriente de entrada máxima: $32A_{RMS}$ por fase.
- Frecuencia de entrada: de 45Hz a 65Hz.
- Tensión de salida: 750V.
- Corriente de salida: 29.4A (22kW @ 750V).

Se comienza calculando el filtro LCL de entrada.

Es habitual calcular la inductancia como de un 2% de la impedancia base del convertidor.

$$L = \frac{0.02 \cdot Z_{base}}{2 \cdot \pi \cdot f_1}$$

La impedancia base se puede calcular como:

$$Z_{base} = \frac{V_{nominal}}{I_{base}}$$

$$I_{base} = \frac{\frac{S_{nominal}}{3}}{V_{nominal}}$$

De estas ecuaciones se obtiene que el valor de la inductancia del filtro, conectado en estrella, debe ser de:

$$L \approx 459 \mu H$$

Este valor de inductancia se obtendrá montando dos inductores en serie, L_1 y L_2 .

Respecto al condensador, es habitual calcularlo de forma que la potencia reactiva sea como máximo un 5% de la potencia nominal.

$$C = \frac{0.05 \cdot \frac{S_{nominal}}{3}}{V_{nominal}^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_1}$$

De aquí se obtiene que el valor del condensador del filtro debe ser, como máximo, de:

$$C \leq 22.06 \mu F$$

Por último, se calcula el valor de la resistencia en serie de damping del condensador. Ésta es necesaria para disminuir la resonancia entre el condensador de filtro y la inductancia de la red.

Esta resistencia se calcula de forma que el factor de amortiguamiento del conjunto sea del 30%.

$$R = \frac{0.3 \cdot 2}{\sqrt{\frac{C}{L_{red}}}}$$

Tal y como se aprecia en la ecuación superior, es necesario conocer el valor de la inductancia de la red eléctrica.

La siguiente expresión permite obtener una aproximación de la inductancia de una red eléctrica.

$$L_{red} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1} \cdot \frac{V_{nominal}}{K_{SSC} \cdot I_{red}}$$

En esta expresión, el valor de K_{SSC} indica el tipo de red. Una red se considera “normal” si la corriente de cortocircuito es unas 50 veces la corriente nominal ($K_{SSC} = 50$), “débil” si ésta es igual o inferior a 20 veces la corriente nominal ($K_{SSC} \leq 20$) o “fuerte” si es superior a 100 veces la corriente nominal ($K_{SSC} \geq 100$).

Para este cálculo se ha asumido que se trata de una red “normal” de 800A.

Así pues se llega a la conclusión de que la inductancia de red debe ser próxima a:

$$L_{red} \approx 18.3\mu H$$

Entonces la resistencia de damping debe ser de:

$$R = 1.39\Omega$$

Cada resistencia disipará un máximo de 15W.

El valor de L_2 debe ser mucho mayor que la inductancia de la red, insensibilizando así al filtro ante variaciones de la inductancia de red.

$$L_2 \gg L_{red}$$

Puesto que la inductancia de red se estima en 18.3uH, se decide escoger el siguiente valor de L_2 .

$$L_2 = 100\mu H \gg L_{red} = 18.3\mu H$$

Conocidos todos estos valores se puede calcular el valor de L_1 .

$$L_1 = L - L_2 = 459\mu H - 100\mu H = 359\mu H$$

Se recomienda que la frecuencia de resonancia del filtro esté por debajo de $1/5$ de la frecuencia de conmutación.

La frecuencia de resonancia del filtro se puede obtener como:

$$f_{resonancia} = \frac{\sqrt{\frac{1}{L_2 \cdot C_f}}}{2 \cdot \pi}$$

$$f_{resonancia} \approx 3388Hz$$

En este caso se cumple dicha condición:

$$\frac{1}{5} \cdot f_{conmutación} = 8000Hz \gg 3388Hz$$

En la siguiente figura se aprecia la representación en diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro.

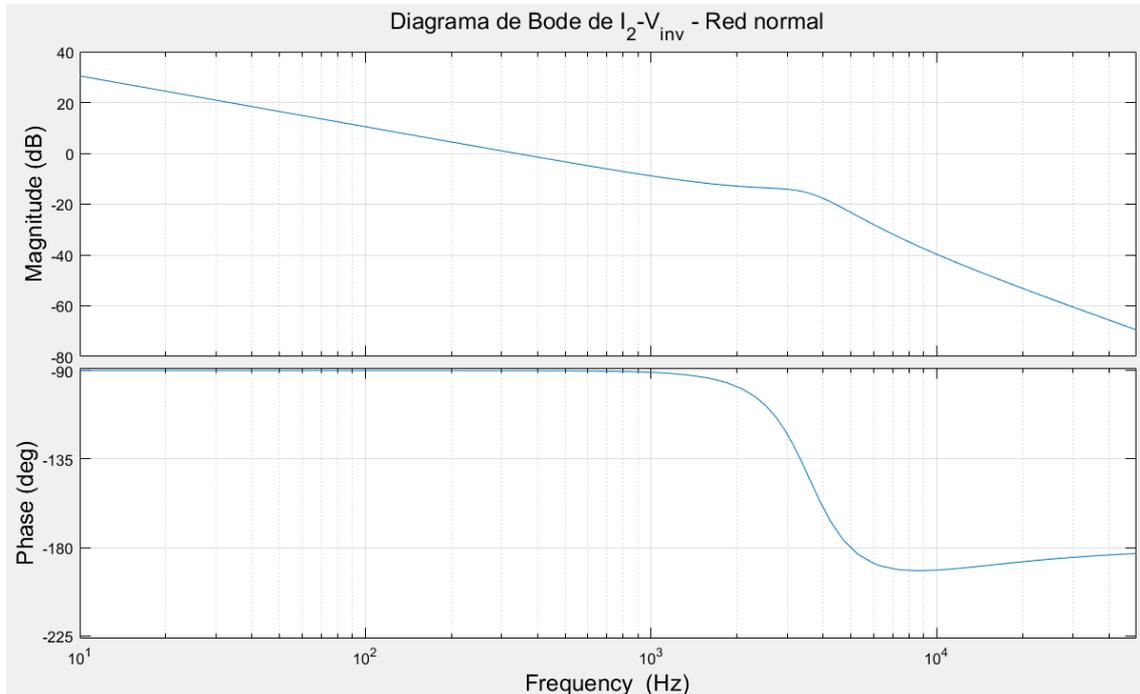


Fig. 49 –Diagrama de Bode de I_2-V_{inv} – Red normal

Se aprecia una pequeña resonancia cerca de los 3kHz, tal y como era de esperar. El filtro presenta una atenuación de -65.6dB a 40kHz.

En la siguiente figura se aprecia la misma función de transferencia que la anterior, pero en este caso se ha realizado un barrido de K_{SSC} .

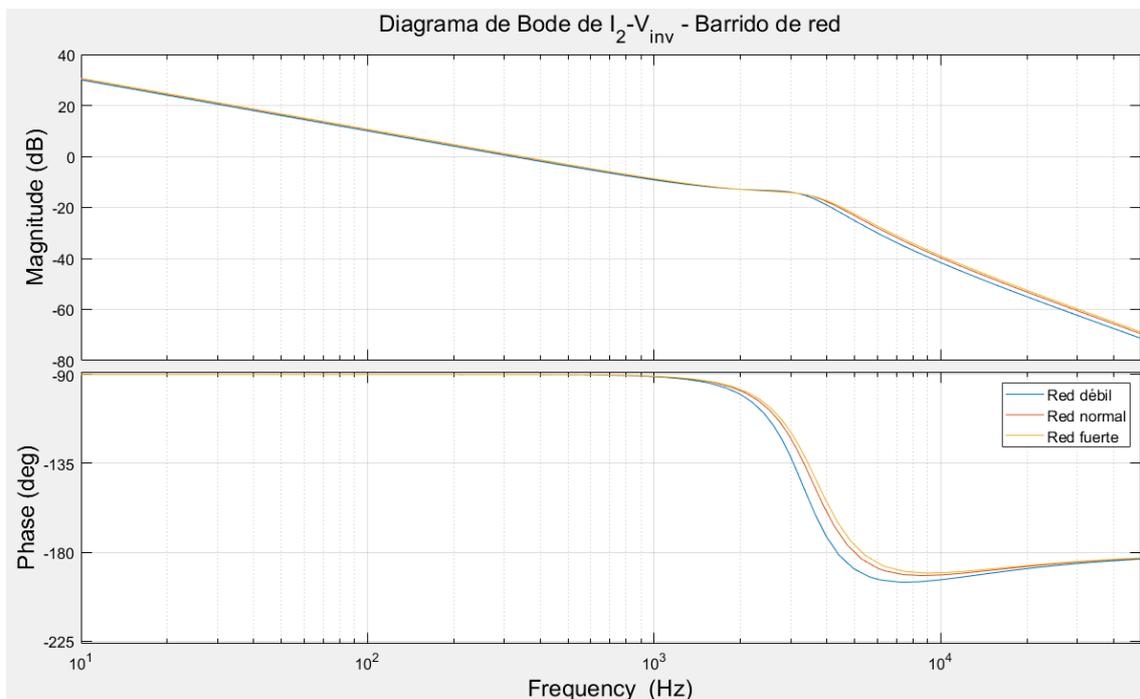


Fig. 50 - Diagrama de Bode de I_2-V_{inv} – Barrido de red

Tal y como se aprecia en la figura superior, el tipo de red afecta a la frecuencia de resonancia del filtro. Sin embargo, ésta en ningún caso se acerca a los 8000Hz.

Una vez terminados estos cálculos, se procede a elegir el modelo comercial.

Tal y como está indicado en las especificaciones, la corriente de entrada máxima es de 32A. Es importante destacar que, en los casos en los que se produzca un fallo en la red y la tensión caiga por debajo de la nominal, el convertidor no podrá operar a plena potencia. Esto se aprecia en las dos siguientes figuras.

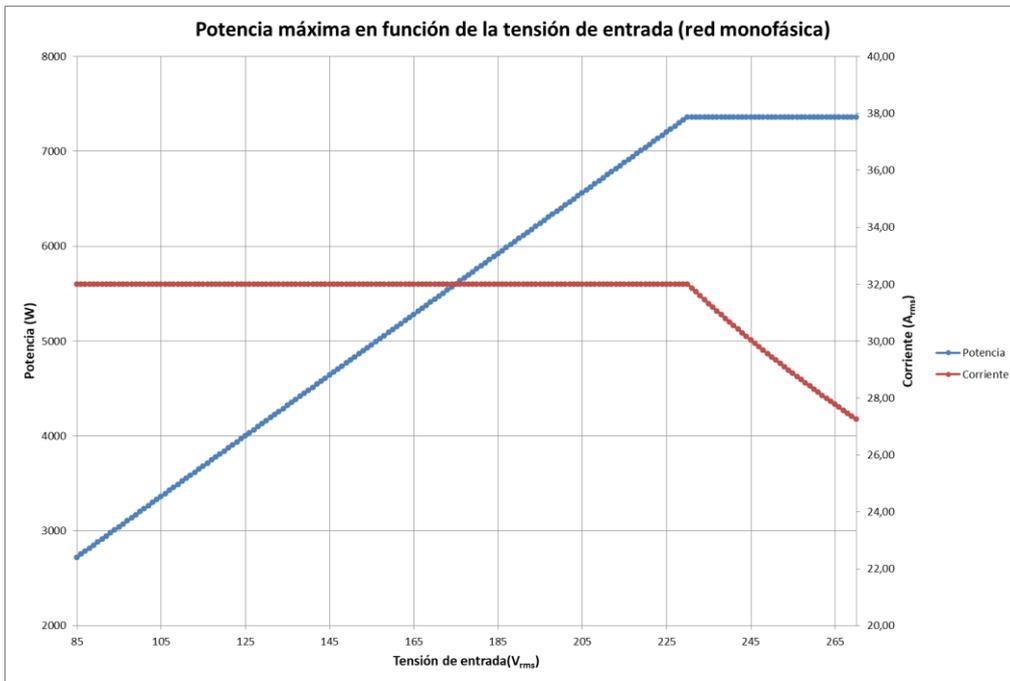


Fig. 51 – Potencia máxima en función de la tensión de entrada – Red monofásica

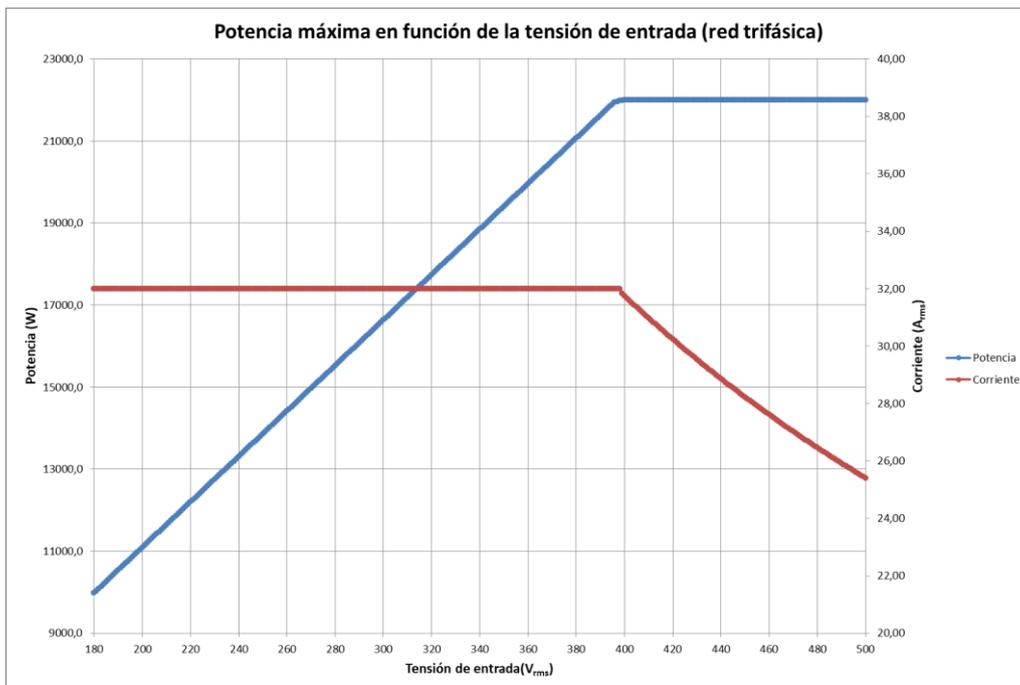


Fig. 52 – Potencia máxima en función de la tensión de entrada – Red trifásica

Respecto a las inductancia del filtro, se escoge el modelo 196D25 de Hammond Manufacturing para L_1 . Tiene una inductancia de 300uH y una resistencia serie de 2.5m Ω , conectando sus devanados en paralelo. Además soporta una corriente de 50A_{RMS}.

Para L_2 se escoge el modelo 306-9 de WCMAGNETICS. Tiene una inductancia de 103uH y una resistencia serie de 2.14m Ω . Soporta una corriente de 42A_{RMS}.

Como no se han encontrado inductancias de exactamente el valor deseado, se realizará otra simulación una vez escogidos todos los componentes del filtro, para comprobar que su respuesta es todavía la deseada.

El condensador escogido es el modelo C44PRGR5220RASK de KEMET. Este condensador tiene una capacidad de 22uF y soporta una tensión de 640V_{RMS}, superior al máximo admisible de 500V_{RMS}.

Respecto a la resistencia, se escoge el modelo FPR2-T218-1R500-C1 de Powertron. Se trata de una resistencia de 1.5 Ω y 30W de potencia en un encapsulado TO-247. Las resistencias se atornillarán al interior de la carcasa metálica del convertidor, utilizándolo así como radiador. Alternativamente, cada resistencia se podría atornillar a un radiador instalado dentro del convertidor, con la condición de que la temperatura interna no sea superior a 60°C y la resistencia térmica del radiador sea igual o inferior a 2.16°C/W. Esto mantendrá las resistencias por debajo de su temperatura máxima de operación.

Ahora se realiza de nuevo otra simulación de la respuesta del filtro, esta vez con los valores de los componentes reales. En la siguiente figura se aprecia la representación en diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro, mientras que en la segunda se aprecia la misma función de transferencia, pero en este caso se ha realizado un barrido de K_{SSC} .

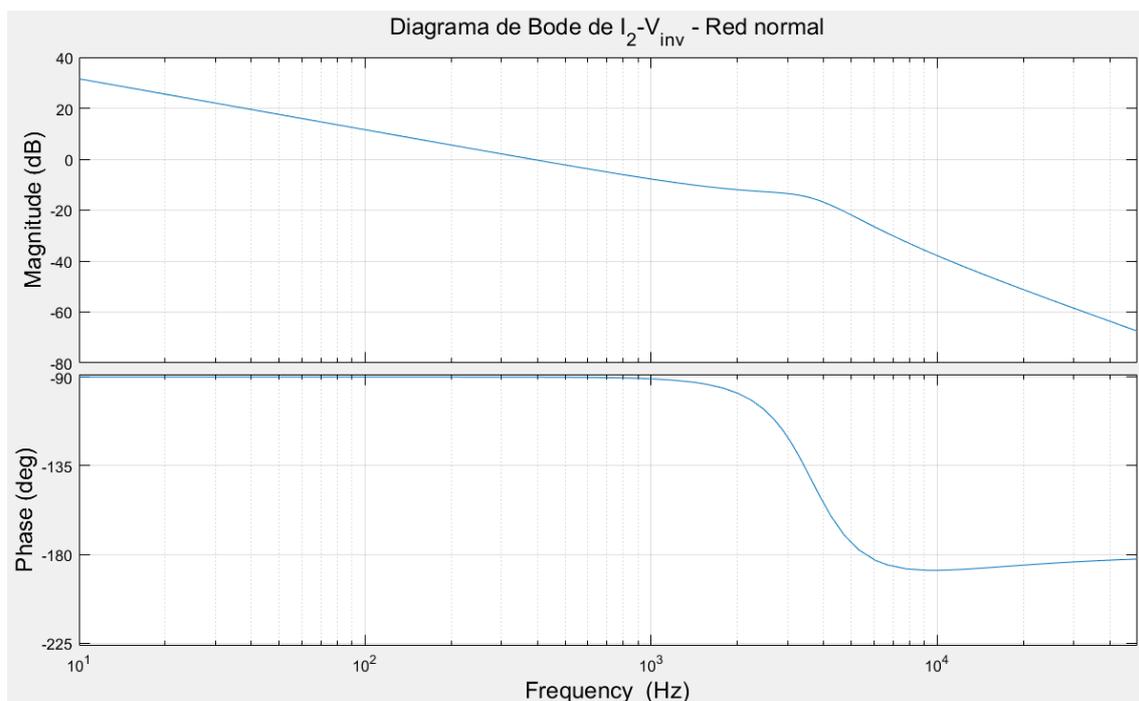


Fig. 53 - Diagrama de Bode de I_2-V_{inv} del filtro real – Red normal

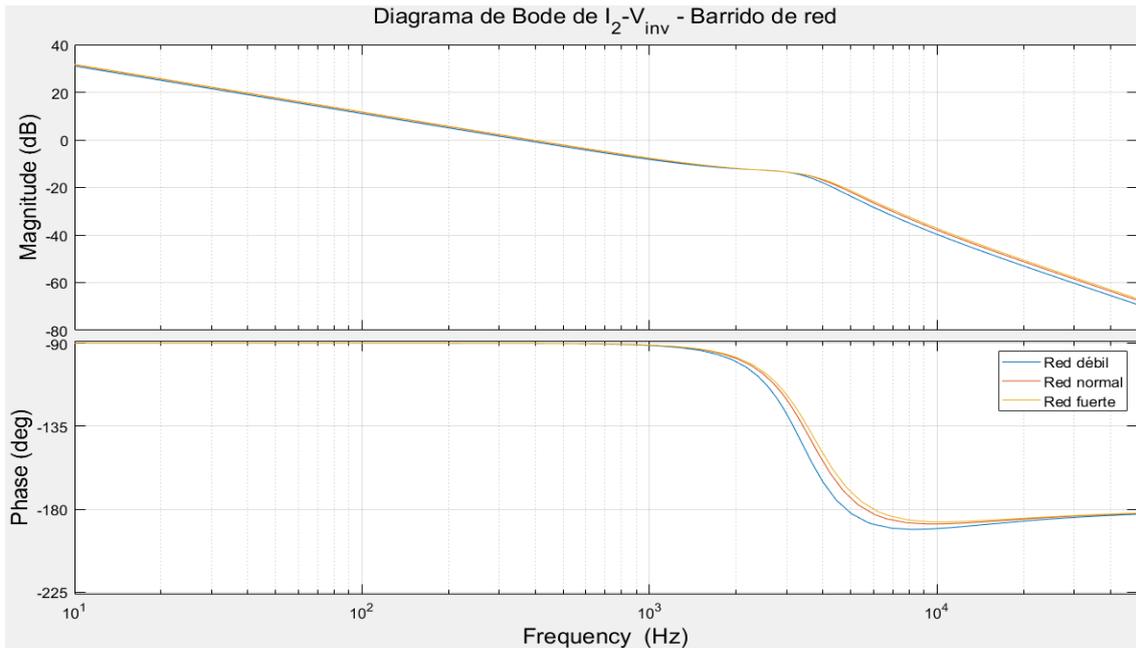


Fig. 54 - Diagrama de Bode de I_2-V_{inv} del filtro real – Barrido de red

La frecuencia de resonancia del filtro real es de 3204.1Hz, todavía muy por debajo de los 8000Hz, mientras que el factor de amortiguamiento es del 33%. El filtro presenta una atenuación de -63.6dB a 40kHz. El rizado de corriente máximo esperado es de 10.1A, es decir, de un 31.5%.

Respecto a los condensadores del lado de continua, como la salida de este convertidor estará conectada a la entrada del convertidor DAB, el banco de condensadores de este convertidor será el mismo que emplea el DAB en su entrada.

En la siguiente tabla se aprecia la corriente que circula tanto por los condensadores del lado de continua, en distintos puntos de operación.

Tabla 17 - Corriente por los condensadores del lado de continua del rectificador trifásico

Tensión de entrada	Tensión de salida	Potencia de salida	Corriente de entrada	Corriente RMS Condensadores
180V _{RMS}	750V	9.9kW	32A _{RMS}	19.5A _{RMS}
220V _{RMS}		12.2kW	32A _{RMS}	20.4A _{RMS}
260V_{RMS}		14.4kW	32A_{RMS}	20.8A_{RMS}
300V _{RMS}		16.6kW	32A _{RMS}	20.6A _{RMS}
340V _{RMS}		18.8kW	32A _{RMS}	20.1A _{RMS}
380V _{RMS}		21.1kW	32A _{RMS}	19.6A _{RMS}
400V _{RMS}		22kW	32A _{RMS}	18.4A _{RMS}
420V _{RMS}		22kW	30.2A _{RMS}	16.7A _{RMS}
460V _{RMS}		22kW	27.6A _{RMS}	13.8A _{RMS}
500V _{RMS}		22kW	25.4A _{RMS}	10.9A _{RMS}

Anteriormente, durante el diseño del convertidor DAB, se ha calculado que el valor máximo de la corriente por los condensadores del primario era de $48.7A_{RMS}$ y se han instalado 4 condensadores en paralelo, que soportan un total de $80A_{RMS}$.

Si se tienen en cuenta ahora los $20.8A_{RMS}$ del rectificador trifásico, correspondiente a su punto de operación más restrictivo, el total asciende a $69.5A_{RMS}$. De aquí se deduce que 3 condensadores no son suficientes, ya que solo soportarían $60A_{RMS}$, pero que 4 sí lo son.

Si bien es cierto que la corriente de $48.7A_{RMS}$ mencionada se da cuando el DAB opera a $22kW$. Para que el DAB pueda operar a esa potencia, el rectificador trifásico debe estar operando con una tensión de entrada comprendida entre $400V_{RMS}$ y $500V_{RMS}$, de forma que no se produzca la limitación en corriente. En ese rango de tensión de entrada, la corriente máxima en los condensadores es de $18.4A_{RMS}$, cuando la tensión de entrada es de $400V_{RMS}$.

Si se tiene en cuenta este otro valor, el total asciende a $67.1A_{RMS}$. Este valor, aunque inferior al calculado anteriormente de $69.5A_{RMS}$, es todavía superior a $60A_{RMS}$.

Es por todo esto que se decide mantener los 4 condensadores elegidos anteriormente, ya que son los necesarios y suficientes para que ambos convertidores puedan operar en cascada.

Con esto ya se han elegido los componentes pasivos del convertidor. Ahora se continúa eligiendo los componentes activos, es decir, los transistores del puente trifásico.

En la siguiente tabla se aprecia la corriente que circula por ellos en distintos puntos de operación.

Tabla 18 – Corriente RMS por los transistores del rectificador trifásico

Tensión de entrada	Tensión de salida	Potencia de salida	Corriente de entrada	Corriente transistor	Corriente diodo
$180V_{RMS}$	750V	$9.9kW$	$32A_{RMS}$	$13.3A_{RMS}$	$18.7A_{RMS}$
$220V_{RMS}$		$12.2kW$	$32A_{RMS}$	$12.2A_{RMS}$	$19.2A_{RMS}$
$260V_{RMS}$		$14.4kW$	$32A_{RMS}$	$11.6A_{RMS}$	$19.7A_{RMS}$
$300V_{RMS}$		$16.6kW$	$32A_{RMS}$	$10.8A_{RMS}$	$19.9A_{RMS}$
$340V_{RMS}$		$18.8kW$	$32A_{RMS}$	$10.1A_{RMS}$	$20.6A_{RMS}$
$380V_{RMS}$		$21.1kW$	$32A_{RMS}$	$8.9A_{RMS}$	$20.9A_{RMS}$
$400V_{RMS}$		$22kW$	$32A_{RMS}$	$8.1A_{RMS}$	$21.5A_{RMS}$
$420V_{RMS}$		$22kW$	$30.2A_{RMS}$	$7.6A_{RMS}$	$20.7A_{RMS}$
$460V_{RMS}$		$22kW$	$27.6A_{RMS}$	$6.3A_{RMS}$	$19.1A_{RMS}$
$500V_{RMS}$		$22kW$	$25.4A_{RMS}$	$5.1A_{RMS}$	$17.5A_{RMS}$

Tabla 19 - Corriente pico por los transistores del rectificador trifásico

Tensión de entrada	Tensión de salida	Potencia de salida	Corriente de entrada	Corriente transistor pico	Corriente diodo pico
180V _{RMS}	750V	9.9kW	32A _{RMS}	47.9A	48.8A
220V _{RMS}		12.2kW	32A _{RMS}	47.8A	48.7A
260V _{RMS}		14.4kW	32A _{RMS}	47.5A	48.5A
300V _{RMS}		16.6kW	32A _{RMS}	47.2A	48.5A
340V _{RMS}		18.8kW	32A _{RMS}	47A	48.3A
380V _{RMS}		21.1kW	32A _{RMS}	45.8A	48.2A
400V _{RMS}		22kW	32A _{RMS}	45.4A	48.1A
420V _{RMS}		22kW	30.2A _{RMS}	42.6A	46.5A
460V _{RMS}		22kW	27.6A _{RMS}	40.3A	44.5A
500V _{RMS}		22kW	25.4A _{RMS}	38.9A	43.1A

En las siguientes tablas se aprecian los puntos de operación más restrictivos.

Tabla 20 - Corriente RMS por los transistores del rectificador trifásico – Punto más restrictivo

Corriente RMS	
Transistor	Diodo
13.3A _{RMS}	21.5A _{RMS}

Tabla 21 - Corriente pico por los transistores del rectificador trifásico – Punto más restrictivo

Corriente Pico	
Transistor	Diodo
47.9A	48.8A

Tras una búsqueda en distintos catálogos se han escogido los siguientes transistores.

Tabla 22 - Posibles transistores para el rectificador trifásico

Marca	Modelo	Tensión bloqueo	Corriente RMS		Corriente Transistor Pico Repetitivo	Corriente Diodo Pico Repetitivo	Encapsulado	Precio unitario ⁵
			T _C = 25°C	T _C = 100°C				
Infineon	FS50R12KE3BOSA1	1200V	75A	50A	100A	100A	EconoPACK 2 Pack de 6 transistores	58.67€
ST Microelectronics	A2P75S12M3	1200V	100A	75A	150A	150A	ACEPACK 2 Pack de 6 transistores	50.40€
Semikron	SEMiX71GD12E4s	1200V	115A	75A	225A	225A	SEMiX Pack de 6 transistores	87.37€

A continuación se va a calcular la potencia de pérdidas de cada uno de ellos.

La potencia de pérdidas indicada es por cada rama del puente en H. Ésta se aprecia en la siguiente tabla.

Tabla 23 - Potencia de pérdidas máxima de los transistores del rectificador trifásico

Marca	Modelo	Potencia de pérdidas por rama
Infineon	FS50R12KE3BOSA1	679.24W
STMicroelectronics	A2P75S12M3	915.22W
Semikron	SEMiX71GD12E4s	640.74W

Se escoge por tanto el modelo SEMiX71GD12E4s de Semikron, ya que es el que tiene unas menores pérdidas.

Conocido el modelo de transistor escogido y las pérdidas del mismo, se continúa escogiendo el radiador. Al igual que se ha hecho anteriormente, se decide utilizar refrigeración líquida. De hecho, se decide utilizar el mismo radiador que el empleado anteriormente, el modelo ATS-CP-1001 de Advanced Thermal Solutions.

El encapsulado “SEMiX” de los transistores es rectangular y mide 138mm por 71mm.

El encapsulado, en el que se incluyen los 6 transistores del puente en H trifásico, se monta tal y como se aprecia en la siguiente imagen (todas las distancias están en milímetros).

⁵ Precio para pedidos de 50 unidades excepto el modelo de Semikron, que es para pedidos de 4 unidades.

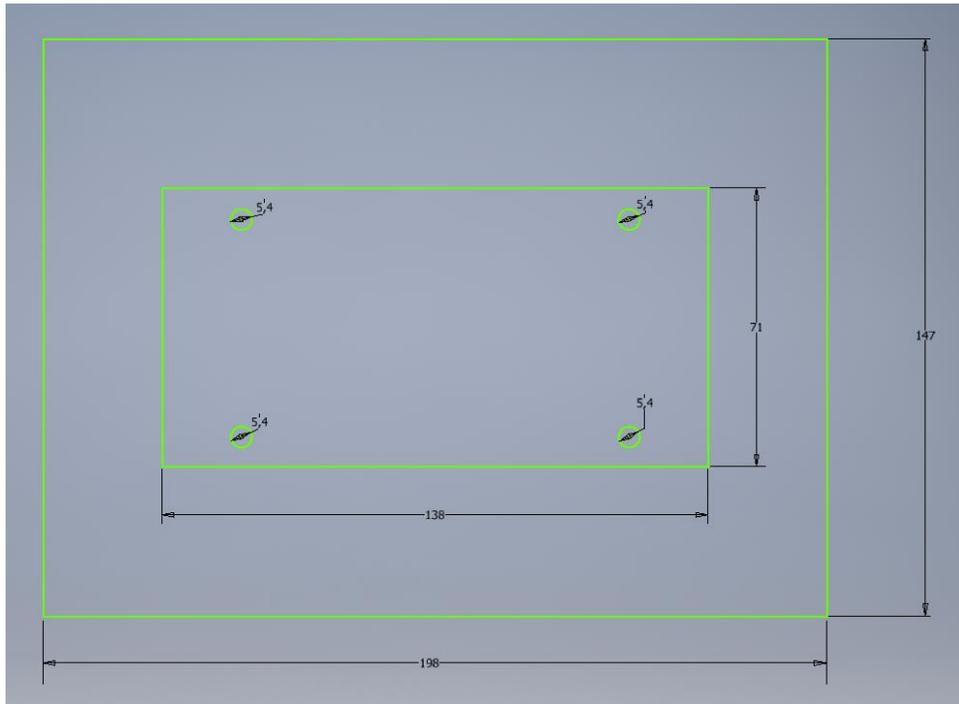


Fig. 55 - Distribución del transistor sobre el radiador I

De nuevo, ninguno de los tornillos de soporte está en la zona indicada como “no taladrar”.

Se fija un caudal de refrigerante de 4 litros por minuto, a una temperatura de entrada máxima de 70°C. La resistencia térmica equivalente del disipador es de 0.005°C/W y la pérdida de presión en estas condiciones es de 0.9Psi.

En las siguientes imágenes se aprecia la temperatura que alcanza tanto el radiador, como la unión de los transistores. El convertidor entrega 22kW a 750V.

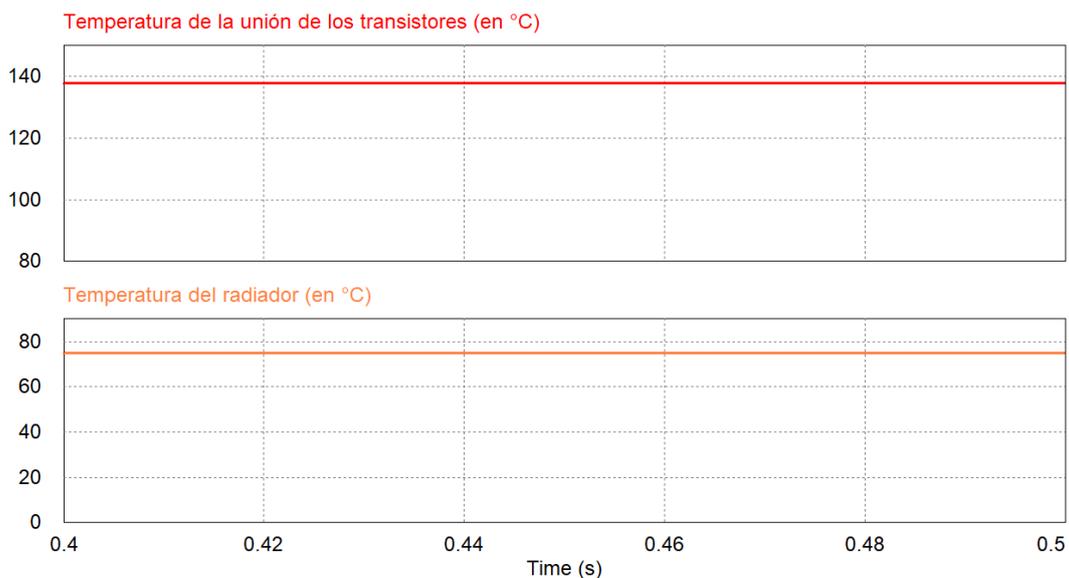


Fig. 56 - Temperatura de los transistores del rectificador trifásico – Potencia de 22kW

La temperatura de la unión de los transistores no supera en ningún momento los 140°C. La temperatura máxima del radiador es de 75°C.

Por último y antes de pasar al siguiente apartado, se va a comentar el sistema de precarga que necesita el rectificador trifásico. Debido a la topología del convertidor, es necesario un sistema que cargue inicialmente el banco de condensadores de continua a la vez que se limita la corriente de entrada. El circuito de precarga está formado por una resistencia en paralelo con un contactor, en cada una de las entradas del puente en H. Durante el arranque del sistema el contactor está abierto, de forma que la resistencia está en serie con el resto del circuito, limitando así la corriente por el mismo. Una vez los condensadores alcanzan la tensión de red de pico, el contactor se cierra, cortocircuitando la resistencia y eliminándola del circuito. En este momento el sistema de control arranca y comienza a conmutar los transistores del puente H.

En esta figura se aprecia el conjunto formado por la resistencia y el contactor.

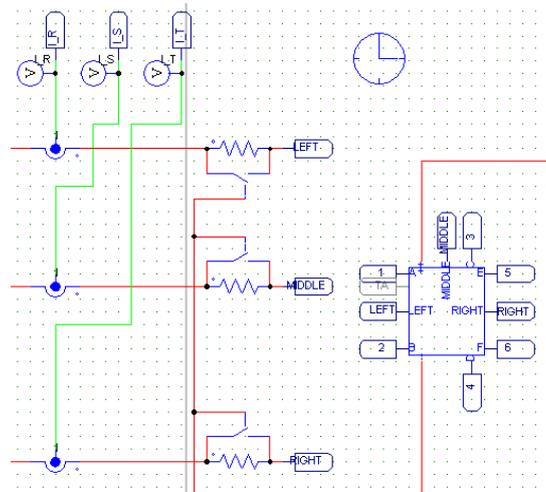


Fig. 57 – Circuito de precarga

Y en esta segunda se aprecia la precarga del condensador. Durante los primeros 0.05 segundos las resistencias limitan la corriente de entrada. Después estas son puenteadas y el sistema de control arranca, cargando los condensadores a la tensión nominal del bus de 750V.

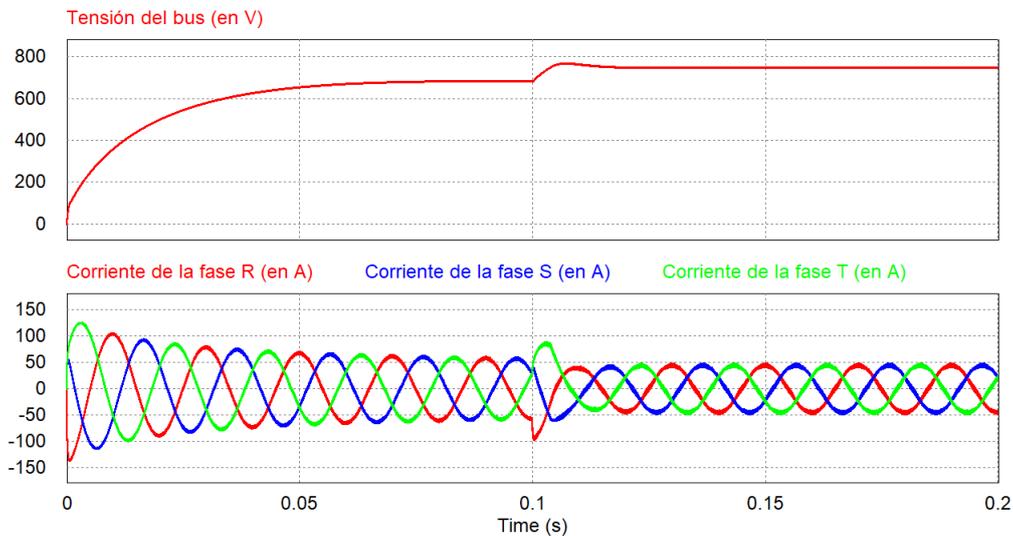


Fig. 58 – Precarga de los condensadores

5.3. Modelo equivalente del Rectificador Trifásico

A continuación se va a calcular la función de transferencia del convertidor, para después calcular el sistema de control.

Para ello se comienza analizando una sola rama del puente en H del inversor.

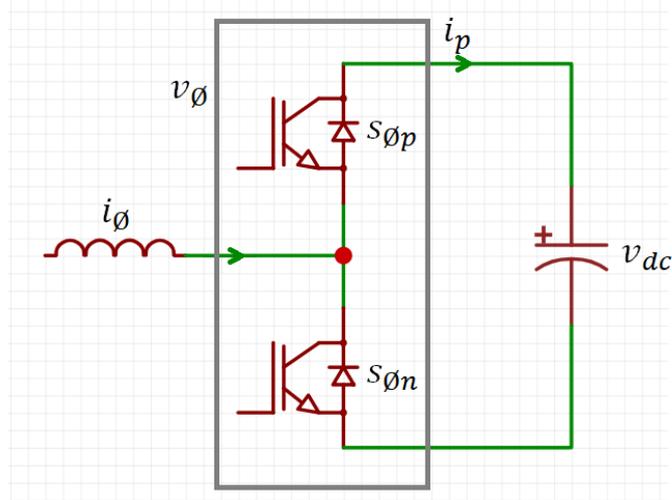


Fig. 59 – Rama del puente en H

Con la siguiente restricción se evitan los cortocircuitos de rama.

$$s_{\varnothing p} + s_{\varnothing n} = 1$$

A continuación se asume que, a la frecuencia de conmutación, los valores de v_{dc} e i_p son valores de continua, con un pequeño rizado. Por tanto, si se hace el promediado de estas señales a lo largo de un periodo de conmutación, se llega a:

$$v_{\varnothing} = d_{\varnothing} \cdot v_{dc}$$

$$i_p = d_{\varnothing} \cdot i_{\varnothing}$$

Donde d_{\varnothing} se corresponde con el tiempo que se encuentra encendido el transistor $s_{\varnothing p}$ a lo largo de un ciclo de conmutación T_s .

De estas ecuaciones se puede extraer el siguiente modelo.

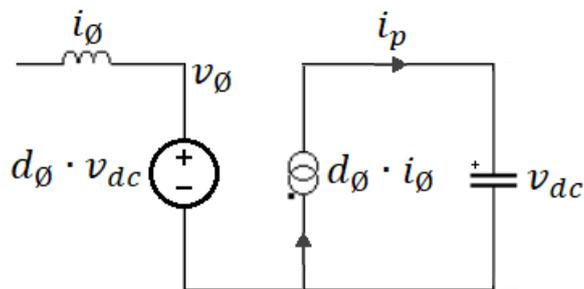


Fig. 60 – Modelo equivalente de una rama del puente en H

Este modelo se puede aplicar a un rectificador trifásico. Es importante destacar que se ha modelado el convertidor DAB como una carga resistiva. Esto se ha hecho para fijar el punto de operación del convertidor, a costa de perder la dinámica del DAB.

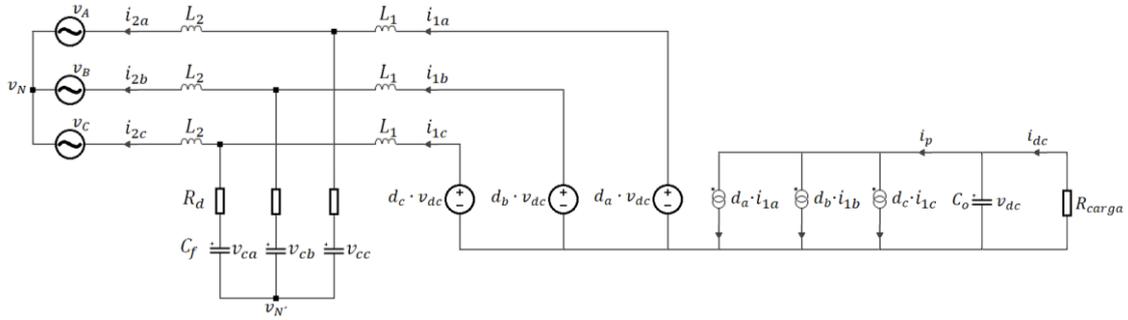


Fig. 61 – Modelo equivalente del rectificador trifásico

Por tanto, la corriente i_p se puede definir como:

$$i_p = d_a \cdot i_{1a} + d_b \cdot i_{1b} + d_c \cdot i_{1c}$$

Analizando las tensiones de una fase se llega a las dos expresiones siguientes:

$$L_1 \cdot \frac{di_{1a}}{dt} = d_a \cdot v_{dc} - R_d \cdot (i_{1a} - i_{2a}) - v_{ca} - v_{N'}$$

$$L_2 \cdot \frac{di_{2a}}{dt} = v_{N'} + v_{ca} + R_d \cdot (i_{1a} - i_{2a}) - v_a - v_N$$

Que generalizando para las tres fases es:

$$L_1 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = v_{dc} \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} - v_{N'} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$L_2 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = v_{N'} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} + R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - v_N \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Analizando un condensador del filtro LCL se puede obtener la siguiente expresión:

$$C_f \cdot \frac{dv_{ca}}{dt} = i_{1a} - i_{2a}$$

Esto se puede generalizar para los tres condensadores del filtro LCL.

$$C_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$$

Por último, analizando el condensador del bus, se obtiene la siguiente expresión:

$$C_o \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - [d_a \quad d_b \quad d_c] \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}$$

En resumen, estas ecuaciones son las que describen el comportamiento del convertidor.

$$\begin{aligned}
 L_1 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} &= v_{dc} \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} + R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} - v_{N'} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\
 L_2 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} &= v_{N'} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} + R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - v_N \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\
 C_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \\
 C_o \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} &= i_{dc} - [d_a \quad d_b \quad d_c] \cdot \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Todas estas expresiones están definidas en el marco “abc” pero, tal y como se ha comentado anteriormente, el control se va a realizar en el marco síncrono “dq0”. Por ello es necesario transformar las ecuaciones de “abc” a “dq0”.

$$T_{abc/dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w \cdot t) & \cos\left(w \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(w \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(w \cdot t) & -\sin\left(w \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(w \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$X_{dq0} = T_{abc/dq0} \cdot X_{abc}$$

Una vez calculadas las tensiones de control, y antes de enviarlas al modulador para generar la señal PWM, será necesario devolverlas al marco “abc”. Para ello se aplicará la transformada inversa. Ésta se aprecia a continuación.

$$T_{dq0/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w \cdot t) & -\sin(w \cdot t) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(w \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(w \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(w \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(w \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$X_{abc} = T_{dq0/abc} \cdot X_{dq0} = T_{\frac{abc}{dq0}}^{-1} \cdot X_{dq0} = T_{abc/dq0}^T \cdot X_{dq0}$$

Tal y como se aprecia en las ecuaciones superiores, para poder calcular la transformada y la transformada inversa es necesario conocer el ángulo de giro $\theta = w \cdot t$. Para ello será necesario sincronizarse con la red eléctrica mediante un algoritmo PLL, tal y como se explica más adelante.

Aplicando entonces la transformación $T_{abc/dq0}$, se llega al siguiente conjunto de ecuaciones. El valor de $i_0 = 0$, por lo que se omite ese canal.

$$L_1 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = v_{dc} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_d & w \cdot L_1 \\ -w \cdot L_1 & -R_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix}$$

$$L_2 \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_d & w \cdot L_2 \\ -w \cdot L_2 & -R_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + R_d \cdot \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

$$C_f \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w \cdot C_f \\ -w \cdot C_f & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}$$

$$C_o \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - [d_d \quad d_q] \cdot \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix}$$

El modelo equivalente es entonces:

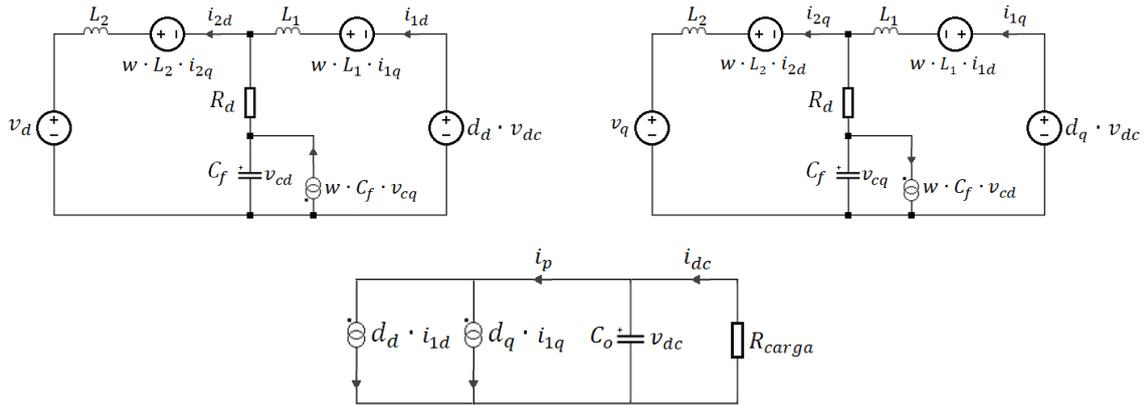


Fig. 62 – Modelo equivalente del rectificador trifásico en el marco de referencia síncrono dq0

Del modelo obtenido se deduce que existe un acoplo entre el canal D y el canal Q, que será necesario corregir más adelante. También cabe destacar que el modelo de los canales D y Q es idéntico, a excepción del acoplo entre ambos. Es por ello que solo será necesario diseñar un controlador PI.

5.4. Modelo en pequeña señal del Rectificador Trifásico

Para obtener el modelo en pequeña señal del convertidor se ha asumido que cualquier variable del sistema de puede expresar como un valor de continua más una variación de pequeña señal.

$$x = X + \hat{x}$$

Tal y como se ha comentado anteriormente, el convertidor DAB se ha modelado como una resistencia.

$$p_{dc} = P_{dc} + \hat{p}_{dc}$$

$$\hat{p}_{dc} = \hat{v}_{dc} \cdot I_{dc} + V_{dc} \cdot \hat{i}_{dc} + \hat{v}_{dc} \cdot \hat{i}_{dc}$$

A continuación se ha despreciado el término no lineal $\hat{v}_{dc} \cdot \hat{i}_{dc}$.

$$\hat{p}_{dc} = \hat{v}_{dc} \cdot I_{dc} + V_{dc} \cdot \hat{i}_{dc}$$

También se ha asumido que, dada la dinámica lenta de las baterías, la potencia demandada por el convertidor DAB no sufrirá cambios bruscos.

$$\hat{p}_{dc} = \hat{v}_{dc} \cdot I_{dc} + V_{dc} \cdot \hat{i}_{dc} = 0$$

Llegando así a la siguiente expresión.

$$\hat{i}_{dc} = \frac{-I_{dc}}{V_{dc}} \cdot \hat{v}_{dc}$$

Una vez obtenidas todas estas ecuaciones, se añaden a Matlab y se crea un sistema LTI.

$$\frac{dx}{dt} \cdot X = A \cdot X + B \cdot U$$

$$Y = C \cdot X + D \cdot U$$

$$X = Y = [\hat{i}_{1d} \quad \hat{i}_{1q} \quad \hat{i}_{2d} \quad \hat{i}_{2q} \quad \hat{v}_{cd} \quad \hat{v}_{cq} \quad \hat{v}_{dc}]^T$$

$$U = [\hat{d}_d \quad \hat{d}_q \quad \hat{v}_{gd} \quad \hat{v}_{gq}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_d}{L_1} & w & \frac{R_d}{L_1} & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & \frac{D_d}{L_1} \\ -w & \frac{-R_d}{L_1} & 0 & \frac{R_d}{L_1} & 0 & \frac{-1}{L_1} & \frac{D_q}{L_1} \\ \frac{R_d}{L_2} & 0 & \frac{-R_d}{L_2} & w & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_d}{L_2} & -w & \frac{-R_d}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 & w & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} & -w & 0 & 0 \\ \frac{-D_d}{C_o} & \frac{-D_q}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{-R_{carga} \cdot C_o} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-I_{1d}}{C_o} & \frac{-I_{1q}}{C_o} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = I$$

$$D = 0$$

5.4.1. Función de transferencia de la corriente en lazo abierto

Haciendo uso de los comandos “ss” y “tf” de Matlab se han obtenido las funciones de transferencia de $\frac{\hat{i}_{1d}(s)}{\hat{d}_d(s)}$ y $\frac{\hat{i}_{1q}(s)}{\hat{d}_q(s)}$ a partir del modelo creado en el apartado anterior. En la siguiente figura se aprecia el diagrama de Bode de ambas funciones de transferencia.

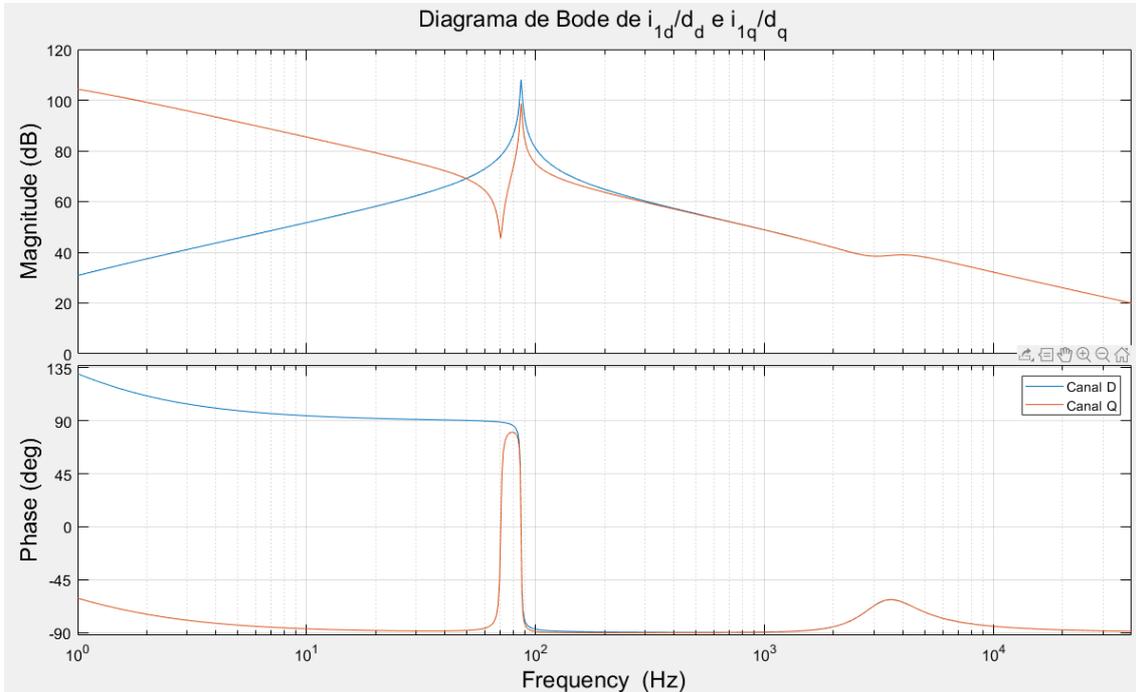


Fig. 63 – Diagrama de Bode de I_{1d}/D_d e I_{1q}/D_q

5.4.2. Función de transferencia de la tensión de salida en lazo abierto

Para este desarrollo se va a comenzar despreciando las pérdidas y asumiendo que:

$$v_d \cdot i_d \approx v_{dc} \cdot i_{dc}$$

Realizando el análisis de pequeña señal sobre esta ecuación:

$$V_d \cdot \hat{i}_d + \hat{v}_d \cdot I_d \approx V_{dc} \cdot \hat{i}_{dc} + \hat{v}_{dc} \cdot I_{dc}$$

$$V_{dc} \cdot \hat{i}_{dc} = V_{dc} \cdot \hat{v}_{dc} \cdot \left(C_o \cdot s + \frac{1}{R_{carga}} \right)$$

$$\hat{v}_{dc} \cdot I_{dc} = \hat{v}_{dc} \cdot \frac{V_{dc}}{R_{carga}}$$

$$V_d \cdot \hat{i}_d + \hat{v}_d \cdot I_d = V_{dc} \cdot \hat{v}_{dc} \cdot \left(C_o \cdot s + \frac{1}{R_{carga}} \right) + \hat{v}_{dc} \cdot \frac{V_{dc}}{R_{carga}}$$

$$V_d \cdot \hat{i}_d + \hat{v}_d \cdot I_d = \hat{v}_{dc} \cdot \frac{2 \cdot V_{dc}}{R_{carga}} \cdot \left(1 + \frac{R_{carga} \cdot C_o \cdot s}{2} \right)$$

Asumiendo que $\hat{v}_d = 0$:

$$V_d \cdot \hat{i}_d \approx \hat{v}_{dc} \cdot \frac{2 \cdot V_{dc}}{R_{carga}} \cdot \left(1 + \frac{R_{carga} \cdot C_o \cdot s}{2} \right)$$

Llegando finalmente a:

$$\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_d} = \frac{V_d}{\frac{2 \cdot V_{dc}}{R_{carga}} \cdot \left(1 + \frac{R_{carga} \cdot C_o \cdot s}{2}\right)}$$

Y reordenando los términos:

$$G_{v_{dc} i_d}(s) = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_d} = \frac{V_d}{V_{dc}} \cdot \frac{R_{carga}}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{carga} \cdot C_o \cdot s}{2}}$$

Se trata de un sistema de primer orden, con un polo en $1 + \frac{R_{carga} \cdot C_o \cdot s}{2} = 0$, que se podrá controlar con un PI.

5.4.3. Función de transferencia de la Impedancia de salida Z_o en lazo abierto

El nuevo circuito equivalente se aprecia a continuación. Se trata del mismo circuito que se ha analizado durante el cálculo de la impedancia de salida en lazo abierto del secundario del convertidor DAB.

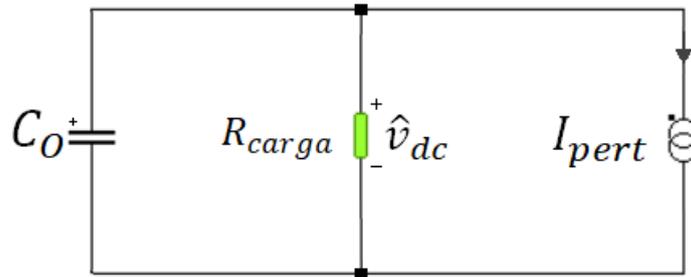


Fig. 64 - Modelo equivalente del rectificador trifásico para el cálculo de Z_o

De este circuito equivalente se puede obtener la siguiente ecuación.

$$\hat{v}_{dc} = I_{pert} \cdot \frac{R_{carga}}{s \cdot C \cdot R_{carga} + 1}$$

Llegando entonces a la expresión deseada:

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_{dc}}{I_{pert}} \right|_{\hat{d}_d = \hat{d}_q = 0} = \frac{R_{carga}}{s \cdot C \cdot R_{carga} + 1}$$

Si se tiene en cuenta la resistencia ESR del condensador, la ecuación obtenida es la siguiente.

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_{dc}}{I_{pert}} \right|_{\hat{d}_d = \hat{d}_q = 0} = \frac{R_{carga} \cdot (s \cdot C \cdot R_{ESR} + 1)}{s \cdot C \cdot R_{carga} + 1}$$

CONTROL MODO CORRIENTE
MEDIA EN EL RECTIFICADOR
TRIFÁSICO

6. CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA EN EL RECTIFICADOR TRIFÁSICO

Para controlar el rectificador, y al igual que se ha hecho con el DAB, se va a implementar un control de tipo ACC. Éste estará formado por dos lazos de control en cascada, uno externo de tensión, que será el lento, y uno interno de corriente, que será el rápido.

El lazo lento medirá la tensión en el banco de condensadores. El lazo rápido medirá la corriente que fluye por las tres fases de entrada. La corriente se considerará positiva si sale del convertidor hacia la red eléctrica y negativa en el caso contrario.

De nuevo, las ganancias de los sensores de tensión y de corriente se van a considerar unitarias. Cabe destacar que, en la figura inferior, se han obviado las inductancias de red.

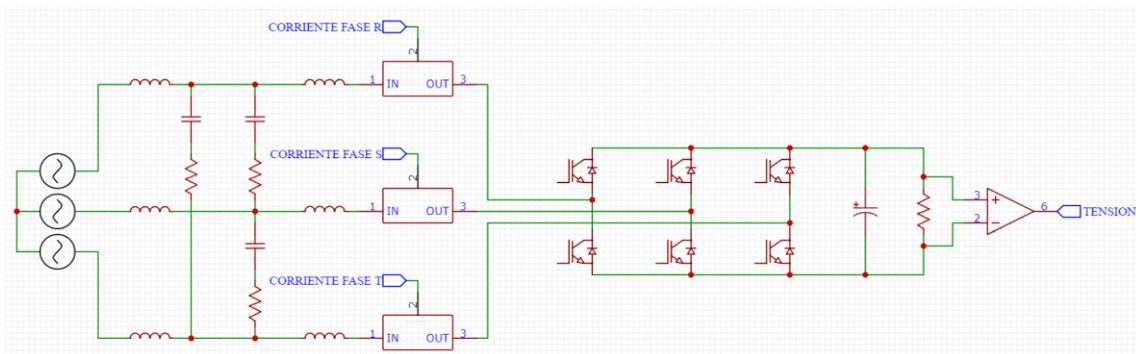


Fig. 65 - Esquema del rectificador trifásico II

La salida del lazo de tensión será la entrada de referencia del lazo de corriente. La salida del lazo de corriente se enviará al modulador que generará las señales PWM para el puente trifásico. Para evitar cortocircuitos de rama, y tal y como se ha hecho con el otro convertidor, se instalan unos bloques que añaden un tiempo muerto de 400ns.

6.1. Diseño del regulador de corriente

En los siguientes esquemas se aprecia el lazo de control de la corriente I_d .

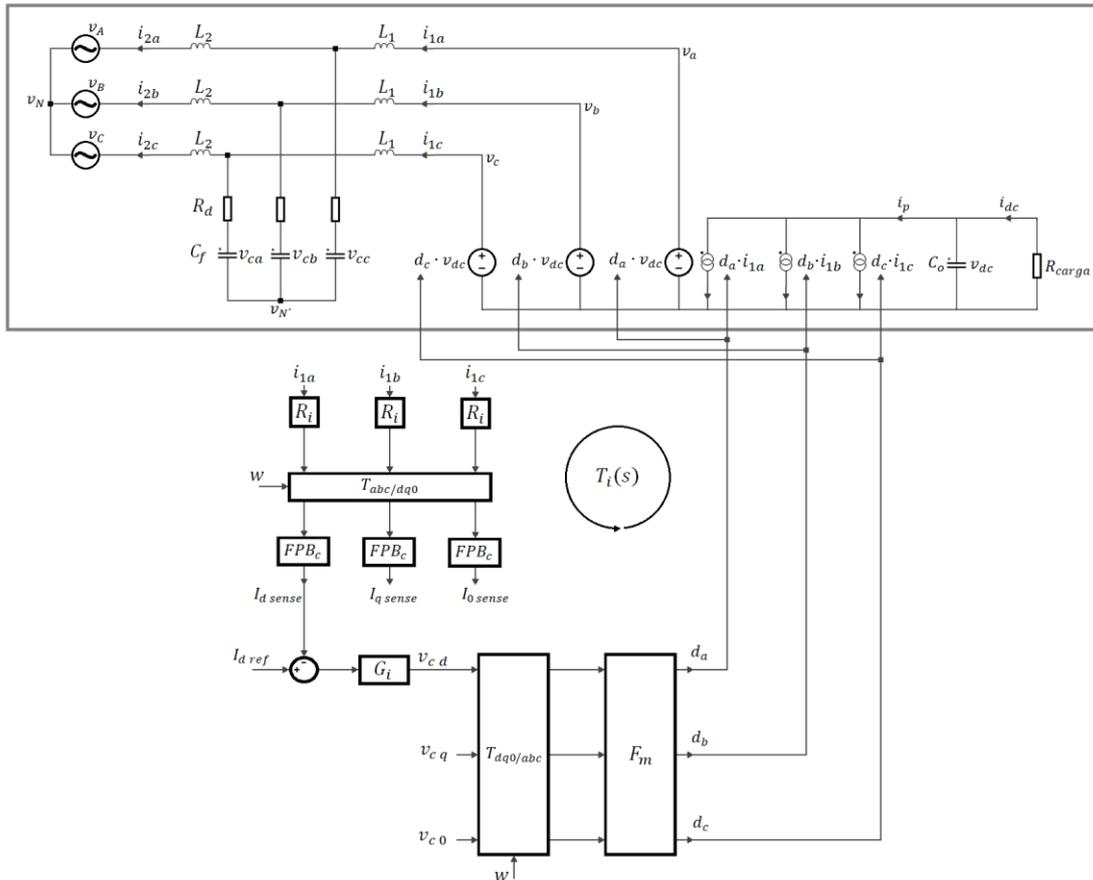


Fig. 66 – Lazo de corriente del canal D - I

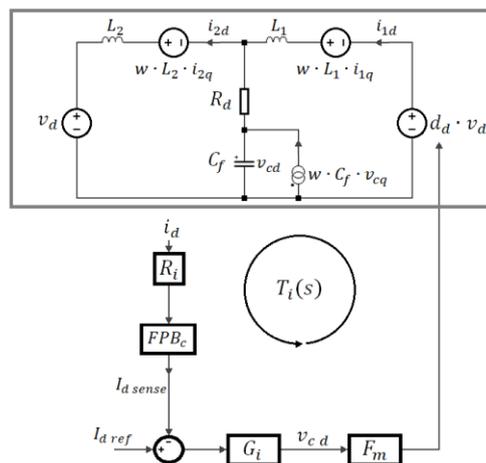


Fig. 67 – Lazo de corriente del canal D - II

Tal y como se ha comentado anteriormente, se mide la corriente en las tres fases. Se considera una ganancia de sensado $R_i = 1$. A continuación se ha decidido filtrar la señal, empleando un filtro paso bajo, eliminando así el ruido de alta frecuencia.

Después se convierte la señal del marco “abc” al “dqo”. A continuación se calcula el error entre esta señal y la referencia. Es este error el que se envía al controlador PI. Finalmente se devuelve la señal al marco “abc” y se envía al modulador F_m , que es el encargado de generar la señal PWM.

Para tener en cuenta tanto el retardo digital como el debido a la modulación PWM, se introduce en el análisis una aproximación de Padé de segundo orden.

$$D(s) = e^{-T_{del} \cdot s} \approx \frac{1 - 0.5 \cdot T_{del} \cdot s + 0.083 \cdot (T_{del} \cdot s)^2}{1 + 0.5 \cdot T_{del} \cdot s + 0.083 \cdot (T_{del} \cdot s)^2}$$

Anteriormente también se ha indicado la existencia de un acoplo entre la corriente del canal D y la del canal Q.

Para realizar el desacoplo, se desprecian los condensadores del filtro LCL, de forma que $\hat{i}_{1d} \approx \hat{i}_{2d}$ e $\hat{i}_{1q} \approx \hat{i}_{2q}$. Si además de esta aproximación se asume que $\hat{v}_{dc} \cdot \hat{v}_{gd} \approx 0$ y $\hat{v}_{dc} \cdot \hat{v}_{gq} \approx 0$, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \hat{d}_d \cdot V_{pv} + w \cdot (L_1 + L_2) \cdot \hat{i}_{1q} &= (L_1 + L_2) \cdot s \cdot \hat{i}_{1d} \\ \hat{d}_q \cdot V_{pv} + w \cdot (L_1 + L_2) \cdot \hat{i}_{1d} &= (L_1 + L_2) \cdot s \cdot \hat{i}_{1q} \end{aligned}$$

De las cuales se obtienen los términos de desacoplo necesarios:

$$\begin{aligned} K_{qd} &= \frac{-w \cdot (L_1 + L_2)}{V_{dc}} \\ K_{dq} &= \frac{w \cdot (L_1 + L_2)}{V_{dc}} \end{aligned}$$

Se comienza calculando la ganancia del lazo de corriente.

$$\begin{aligned} T_{id}(s) &= R_i \cdot FPB_c(s) \cdot G_i(s) \cdot D(s) \cdot \frac{\hat{i}_{1d}(s)}{\hat{d}_d(s)} \\ T_{iq}(s) &= R_i \cdot FPB_c(s) \cdot G_i(s) \cdot D(s) \cdot \frac{\hat{i}_{1q}(s)}{\hat{d}_q(s)} \end{aligned}$$

A continuación se calcula la función de transferencia en lazo cerrado.

$$\begin{aligned} I_{odLC}(s) &= \frac{\hat{i}_d(s)}{I_{dref}(s)} = \frac{1}{R_i \cdot FPB_c(s)} \cdot \frac{T_{id}(s)}{1 + T_{id}(s)} \\ I_{oqLC}(s) &= \frac{\hat{i}_q(s)}{I_{qref}(s)} = \frac{1}{R_i \cdot FPB_c(s)} \cdot \frac{T_{iq}(s)}{1 + T_{iq}(s)} \end{aligned}$$

Con estas ecuaciones ya es posible calcular el controlador PI de corriente.

Se decide utilizar un filtro paso bajo de segundo orden.

$$FPB_c(s) = k_{filtro} \cdot \frac{w_{filtro}^2}{s^2 + 2 \cdot \varepsilon \cdot w_{filtro} + w_{filtro}^2}$$

Se decide fijar la frecuencia de corte del filtro por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación, pero por encima de la frecuencia de cruce del lazo de corriente. En este caso se decide fijar la frecuencia de cruce del lazo de corriente cerca de 2kHz. Teniendo en cuenta que la frecuencia de conmutación es de 40kHz, se fija la frecuencia de corte del FPB a 15kHz.

$$\omega_{filtro} = 2 \cdot \pi \cdot 15000 \approx 94247.78$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707 \quad k_{filtro} = 1$$

Así pues, el filtro resultante es el siguiente:

$$FPB_c(s) = \frac{94247.78^2}{s^2 + 2 \cdot 0.707 \cdot 94247.78 + 94247.78^2}$$

A continuación se diseña el controlador PI. En este caso se ha decidido utilizar un PI.

$$PI_{corriente}(s) = G_i(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s}$$

Se ha creado otro script de Matlab en el que se han incorporado todas las ecuaciones mencionadas. Se tiene como objetivo obtener un margen de fase igual o superior a 45° y un margen de ganancia mínimo de 6dB.

Tras diversas iteraciones se ha llegado al siguiente resultado.

$$k_p = 0.0081$$

$$k_i = 0.1611$$

En las siguientes figuras se aprecian el diagrama de Bode $T_{id}(s)$ y $T_{iq}(s)$. Se ha hecho un barrido de la tensión de salida 700V a 800V en pasos de 10V.

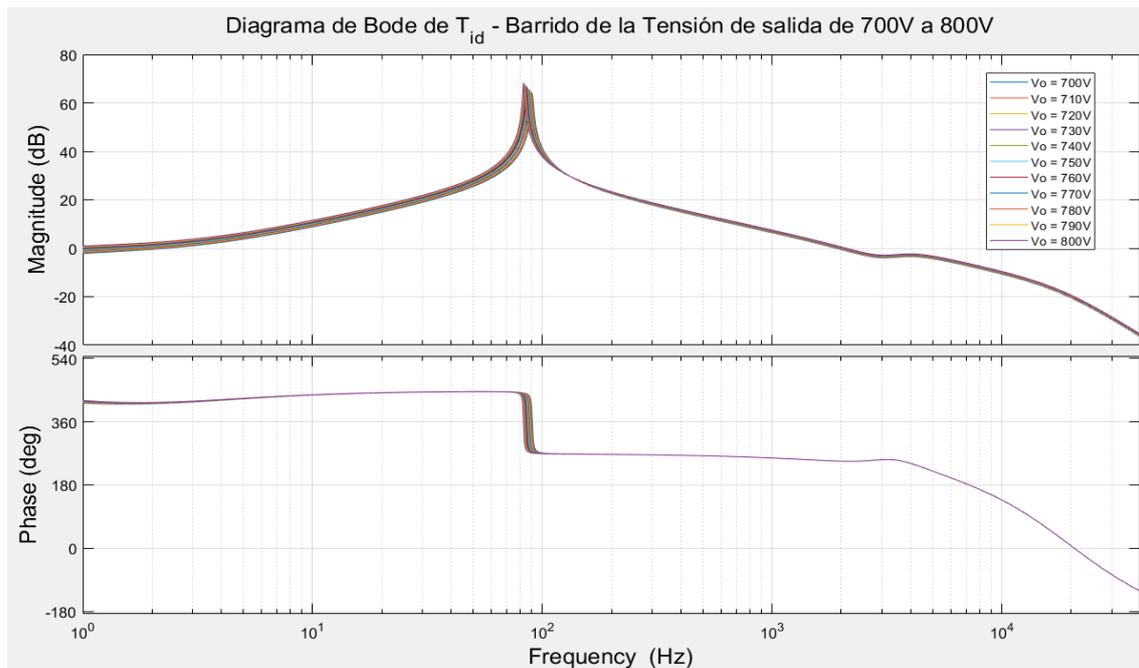


Fig. 68 - Diagrama de Bode de T_{id} – Barrido de V_o – Carga de 22kW

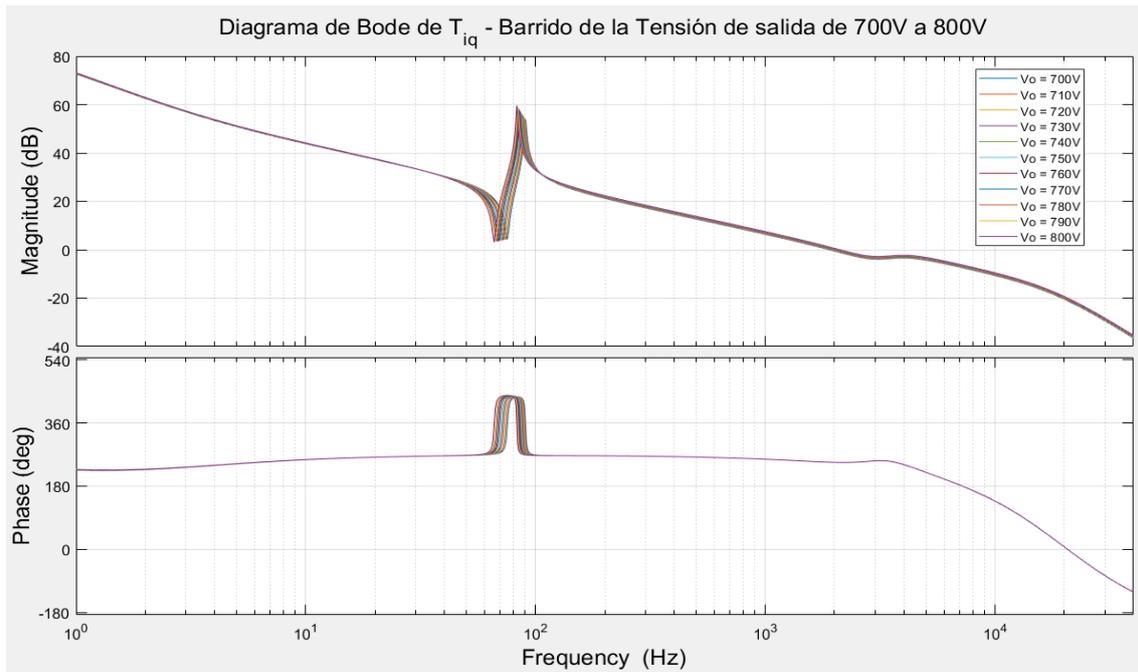


Fig. 69 - Diagrama de Bode de T_{iq} – Barrido de V_o – Carga de 22kW

En la siguiente tabla se aprecia el margen de fase y de ganancia conseguido.

Tabla 24 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de corriente del rectificador trifásico

Tensión de salida	Frecuencia cruce	Margen de Fase	Margen de Ganancia
700V	1890Hz	68.6°	8.6dB
710V	1910Hz	68.5°	8.4dB
720V	1935Hz	68.4°	8.3dB
730V	1955Hz	68.3°	8.2dB
740V	1980Hz	68.2°	8.1dB
750V	2000Hz	68.1°	7.9dB
760V	2020Hz	68.0°	7.8dB
770V	2040Hz	67.9°	7.7dB
780V	2060Hz	67.8°	7.6dB
790V	2085Hz	67.7°	7.5dB
800V	2105Hz	67.6°	7.4dB

Se ha conseguido un margen de fase superior a 45° y un margen de ganancia superior a 6dB. La frecuencia de cruce oscila alrededor de los 2kHz.

En las siguientes figuras se aprecia el diagrama de Bode $I_{odLC}(s)$ e $I_{oqLC}(s)$..

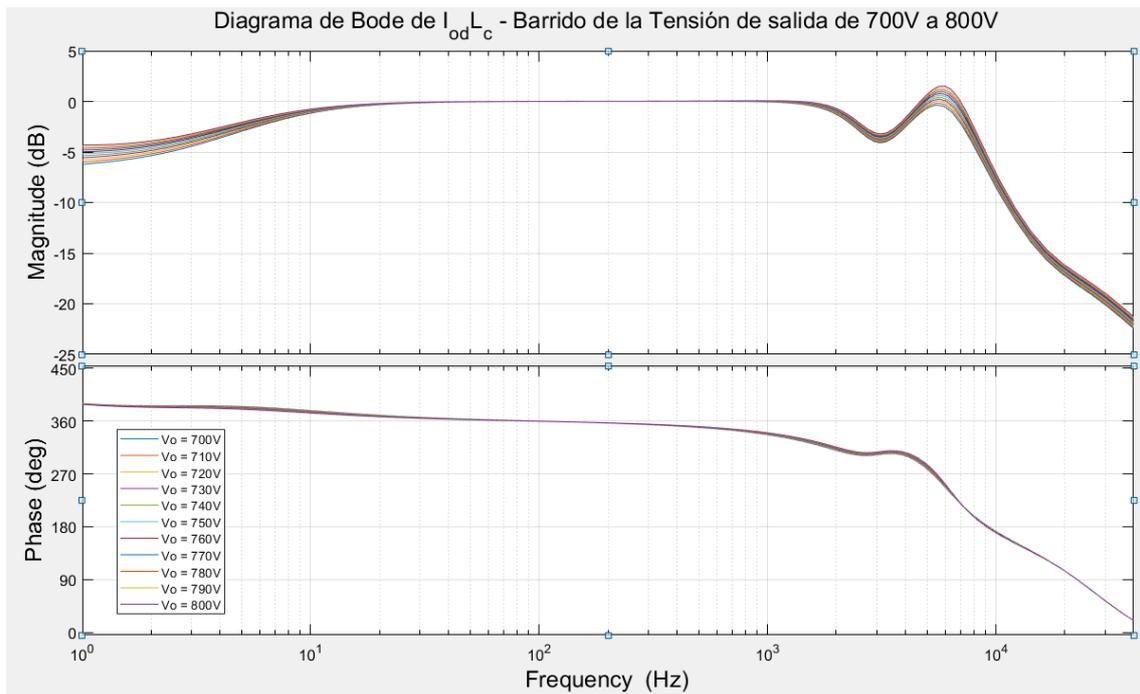


Fig. 70 - Diagrama de Bode de I_{odLC} - Barrido de V_o - Carga de 22kW

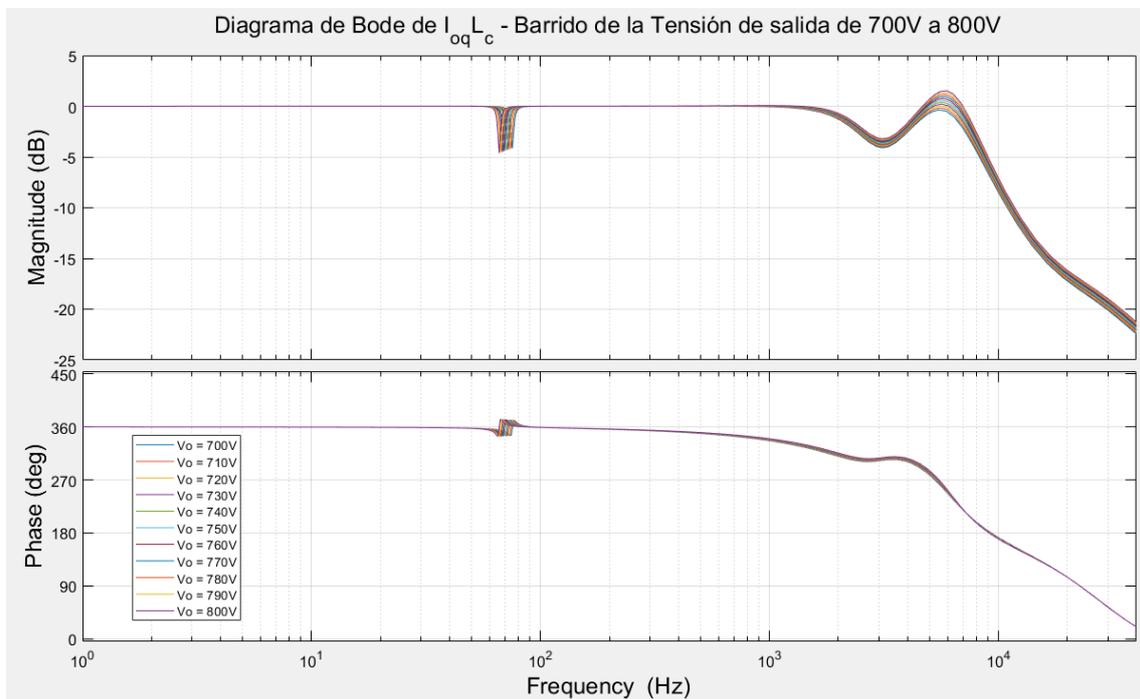


Fig. 71 - Diagrama de Bode de I_{oqLC} - Barrido de V_o - Carga de 22kW

6.2. Diseño del regulador de tensión

En el siguiente esquema se aprecia el lazo de control.

Es importante destacar que de ahora en adelante se asume que el ancho de banda del lazo de tensión es mucho más pequeño que el ancho de banda de los lazos de corriente y que por lo tanto:

$$i_d \approx i_{d\ ref}$$

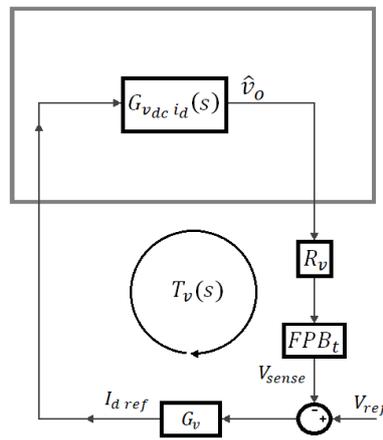


Fig. 72 – Lazo de tensión

En este caso, y al igual que se ha hecho con el sensor de corriente, la ganancia del sensor de tensión se ha hecho $R_v = 1$.

A continuación se filtra la señal, empleando otro filtro paso bajo. Después se calcula el error entre esta señal y la referencia y se envía al controlador PI. El resultado es la corriente de referencia I_{ref} , que se envía al lazo de control de corriente. Se comienza calculando la ganancia del lazo de tensión.

$$T_v(s) = R_v \cdot FPB_t(s) \cdot G_v(s) \cdot G_{vdc\ i_d}(s)$$

A continuación se calcula la función de transferencia en lazo cerrado.

$$V_{o\ LC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{T_v(s)}{1 + T_v(s)}$$

Con estas ecuaciones ya es posible calcular el controlador PI de tensión.

Se decide utilizar un filtro paso bajo de segundo orden.

$$FPB_t(s) = k_{filtro} \cdot \frac{w_{filtro}^2}{s^2 + 2 \cdot \varepsilon \cdot w_{filtro} + w_{filtro}^2}$$

Se decide fijar la frecuencia de corte del filtro por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación, pero por encima de la frecuencia de cruce del lazo de tensión. Puesto que el sistema está conectado a una red monofásica o trifásica de 50Hz, va a existir un rizado no controlado de 100Hz o 300Hz. Por ello es recomendable que la frecuencia de cruce del lazo de tensión sea inferior a 100Hz. Se fija la frecuencia de corte del FPB de segundo orden a 1kHz.

El filtro resultante es el siguiente:

$$\omega_{filtro} = 2 \cdot \pi \cdot 1000 \approx 6283.18$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt[2]{2}} \approx 0.707 \quad k_{filtro} = 1$$

Así pues, el filtro resultante es el siguiente:

$$FPB_t(s) = \frac{6283.18^2}{s^2 + 2 \cdot 0.707 \cdot 6283.18 + 6283.18^2}$$

A continuación se diseña el controlador PI.

$$PI_{tensión}(s) = G_v(s) = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s}$$

Los objetivos son los mismos, obtener un margen de fase igual o superior a 45° y un margen de ganancia mínimo de 6dB.

Tras diversas iteraciones se ha llegado al siguiente resultado.

$$k_p = -1.259$$

$$k_i = -251.8$$

En la siguiente figura se aprecia el diagrama de Bode $T_v(s)$.

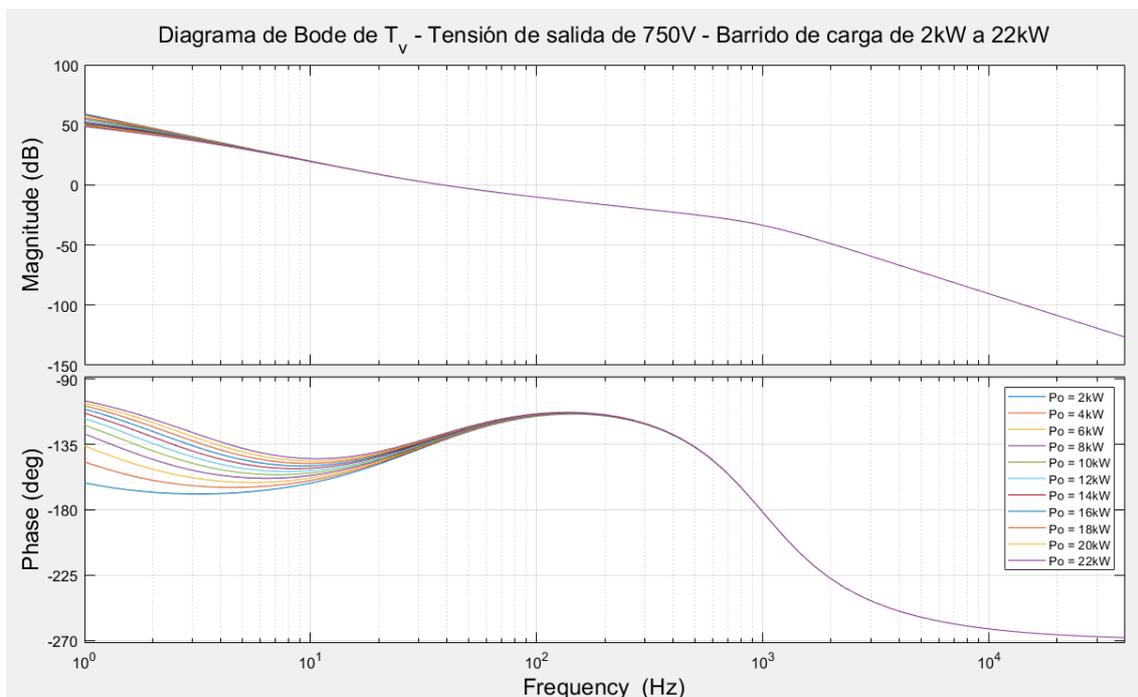


Fig. 73 – Diagrama de Bode de T_v – Barrido de carga

En la siguiente tabla se resumen los márgenes de fase y de ganancia conseguidos.

Tabla 25 - Márgenes de fase y de ganancia del lazo de tensión del rectificador trifásico

Tensión de salida	Potencia de Salida	Frecuencia cruce	Margen de Fase	Margen de Ganancia
750V	2kW	38.6Hz	50°	27dB
	4 kW		50°	27.5 dB
	6 kW		50.5°	28 dB
	8 kW		51°	29 dB
	10 kW		51.5°	29.5 dB
	12 kW		51.5°	30 dB
	14 kW		52°	31 dB
	16 kW		52.5°	31.5 dB
	18 kW		53°	32 dB
	20 kW		53°	32.5 dB
	22 kW		54°	33 dB

En todos los casos se ha conseguido un margen de fase superior a 45° y un margen de ganancia superior a 6dB. La frecuencia de cruce oscila entre los 35Hz y los 40Hz.

En la siguiente figura se aprecia el diagrama de Bode $V_{oLC}(s)$.

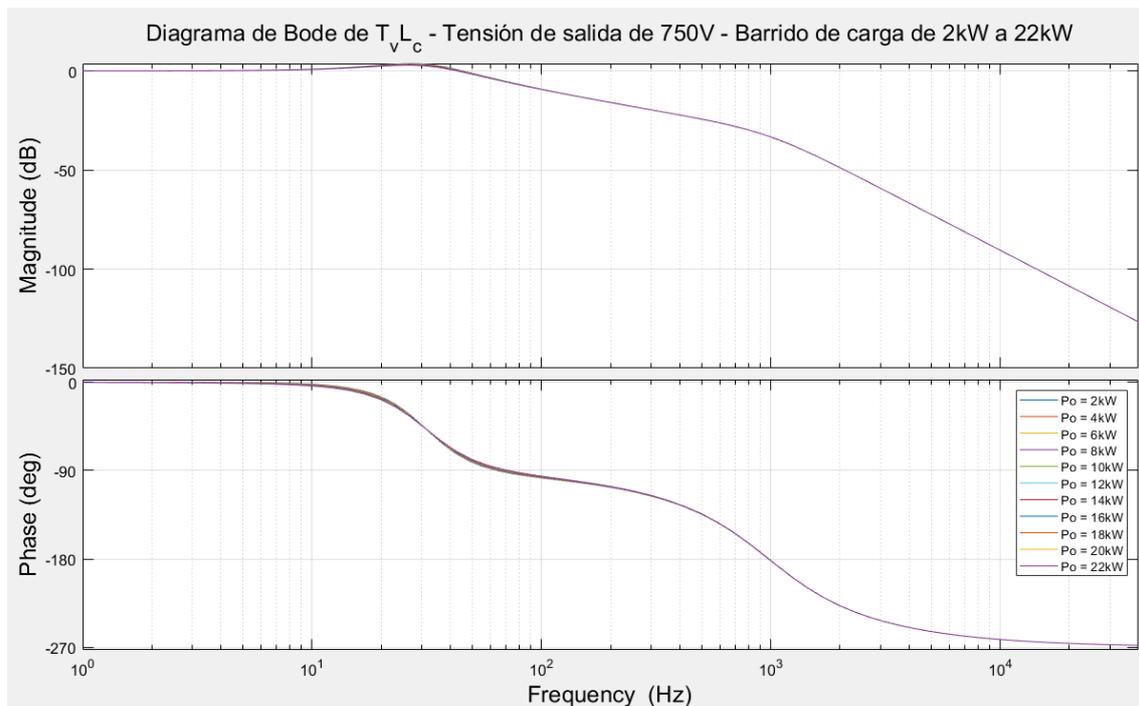


Fig. 74 - Diagrama de Bode de V_{oLC} – Barrido de carga

Antes de comprobar el corrector funcionamiento del sistema en PSIM, se va a calcular la impedancia de salida del convertidor.

6.3. Impedancia de salida en lazo cerrado

La impedancia de salida en lazo cerrado se puede obtener como:

$$Z_{oLC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_o} \right|_{\hat{a}_d \neq 0; \hat{a}_q \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)}$$

En la siguiente figura se aprecia la impedancia de salida.

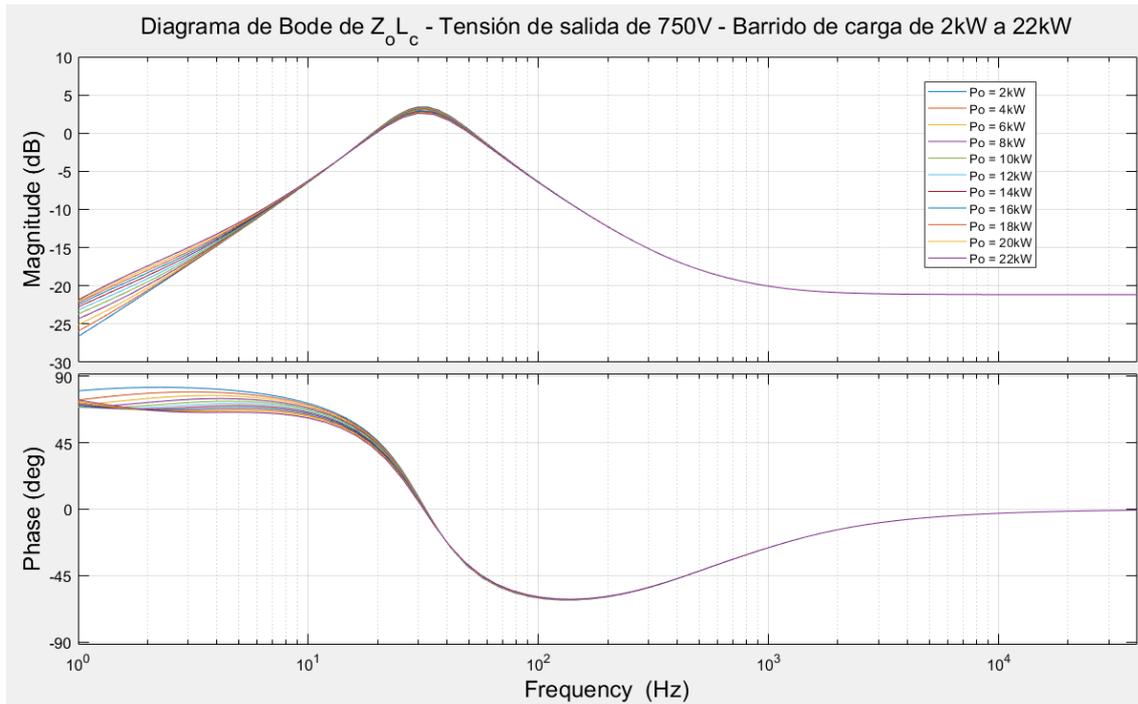


Fig. 75 – Diagrama de Bode de Z_{oLC} – Barrido de carga

El máximo valor alcanzado es de 3.3dB, que se corresponde con 1.46Ω a 31.3Hz.

6.4. Lazo de seguimiento de fase

A continuación se va a explicar cómo se realiza la sincronización con la red. Tal y como se ha indicado en apartados anteriores, para poder controlar correctamente el convertidor es necesario sincronizarse con la red eléctrica. Para ello se utiliza un lazo de seguimiento de fase o PLL, por sus siglas en inglés, Phase-locked loop.

El PLL mide la tensión de red de la fase R y calcula el error de fase entre esa señal y la generada internamente. A continuación envía el error a un controlador PI y genera dicha señal sinusoidal sincronizada con la red. A partir de esta señal se genera una señal en diente de sierra de 0 a 2π que se envía al sistema de control de la etapa de potencia.

En la siguiente figura se aprecia un esquema del mismo.

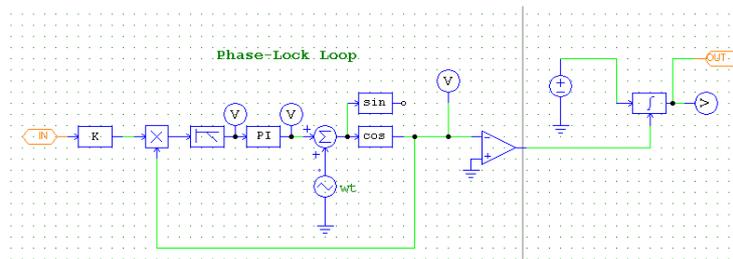


Fig. 76 - Control PLL

Y en esta figura se aprecia la sincronización del PLL con la red. El PLL solo necesita de 3 ciclos de red para conseguir sincronizarse.

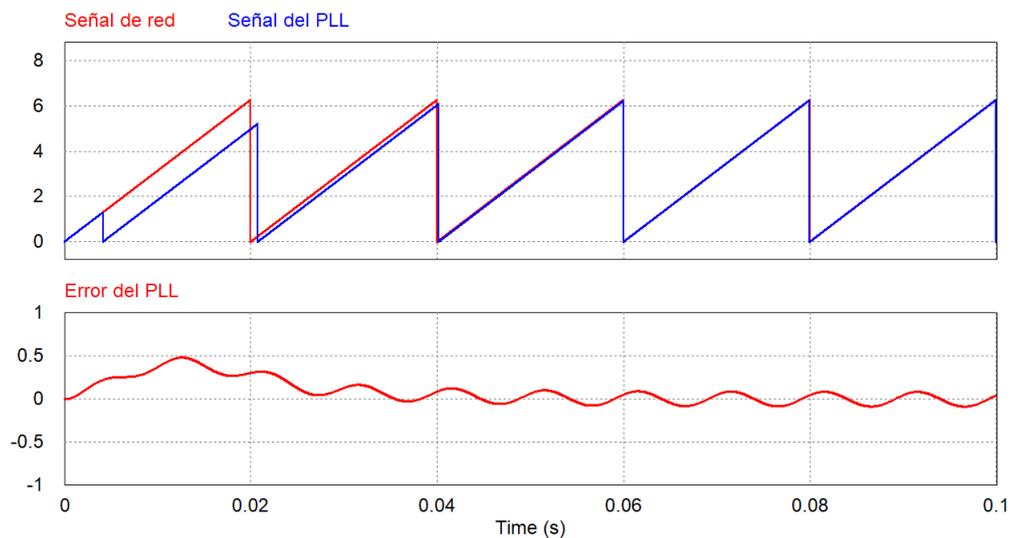


Fig. 77 - Sincronización del PLL

6.5. Simulación del rectificador trifásico en lazo cerrado en PSIM

A continuación se va a comprobar el correcto funcionamiento del convertidor en PSIM.

6.5.1. Seguimiento de la referencia

Primero se va a comprobar que el control sigue la referencia. En la siguiente simulación se ha incrementado la referencia de tensión de 700V a 800V, en incrementos de 20V. Se ha conectado a la salida una carga resistiva que demanda 22kW de potencia.

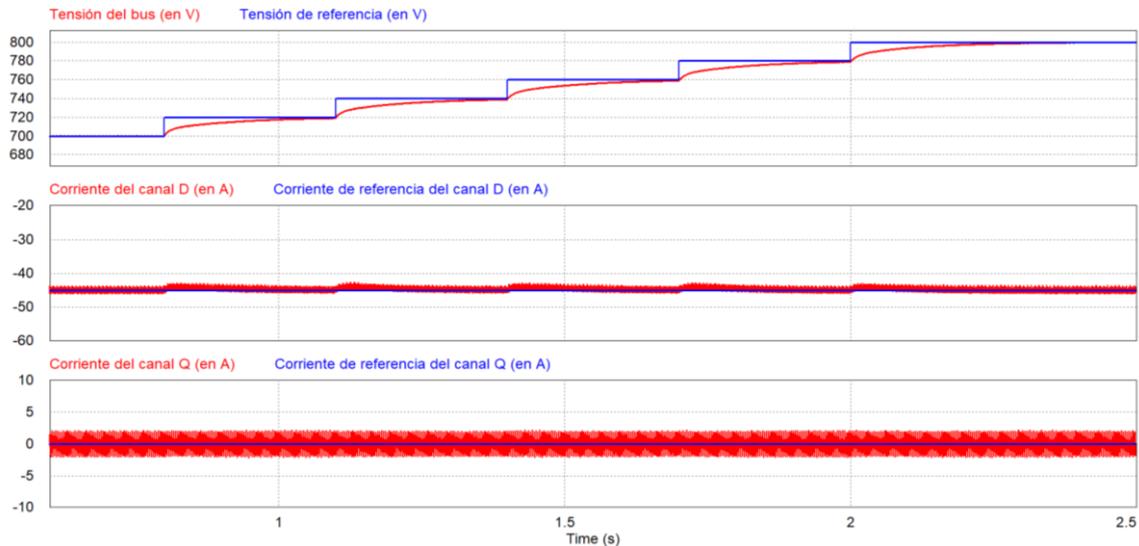


Fig. 78 - Respuesta del rectificador trifásico en lazo cerrado – Barrido de V_o – Carga de 22kW

El control sigue la referencia en todo momento. El error en estado estacionario es inferior, en el peor caso, a 50mV.

6.5.2. Escalones de carga

A continuación se ha comprobado cómo responde el sistema ante escalones de carga. Para ello se parte de una carga constante de 11kW, a la que se le conecta una carga oscilante de otros 11kW. Se ha fijado la tensión de salida a 750V.

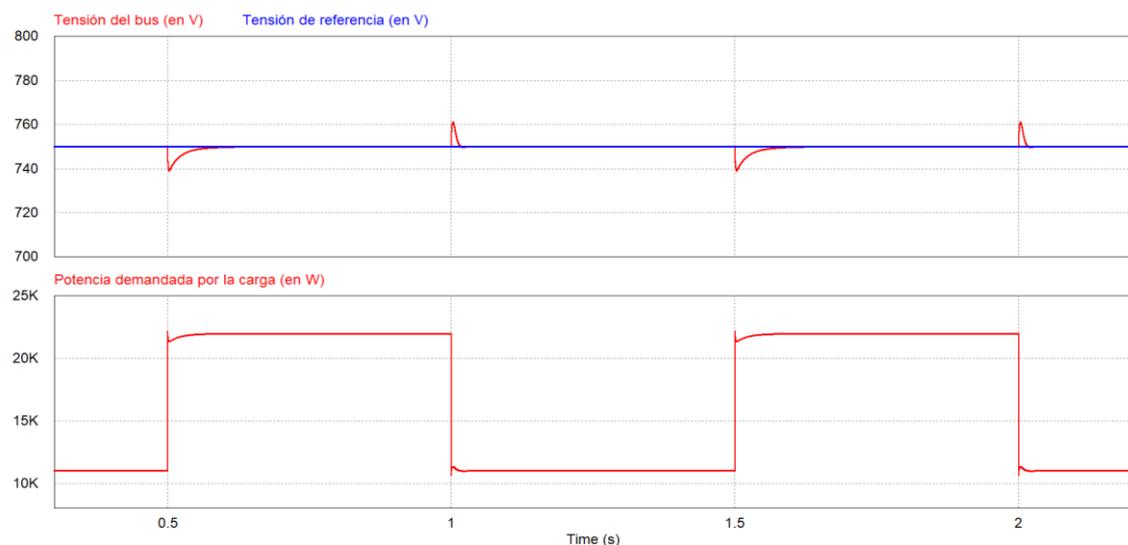


Fig. 79 - Respuesta del rectificador trifásico en lazo cerrado – Escalones de carga de 11kW – Tensión de salida de 750V

Ante la conexión/desconexión de una carga de 11kW, se produce una variación máxima en la tensión de salida de 11.2V, recuperándose el valor nominal en un tiempo no superior a 10ms.

6.5.3. Rizado a la salida

A continuación se ha comprobado el rizado que presenta la tensión de salida, cuando se ha alcanzado el estado estacionario. Los resultados obtenidos a partir de las simulaciones se han resumido en la siguiente tabla.

Tabla 26 - Rizado de tensión a la salida del rectificador trifásico

		Rizado a la salida	
		Potencia	
		1kW	22kW
Tensión de salida	750V	75.4mV _{pp}	55.1mV _{pp}

6.5.4. Sobrecarga a la salida

Por último se va a comprobar el limitador de corriente. Para ello se va a simular una sobrecarga a la salida mediante un conjunto de resistencias que, cuando conectadas, demandan un total de 24kW, superior al máximo de 22kW. El resultado de la simulación se aprecia en la siguiente figura.

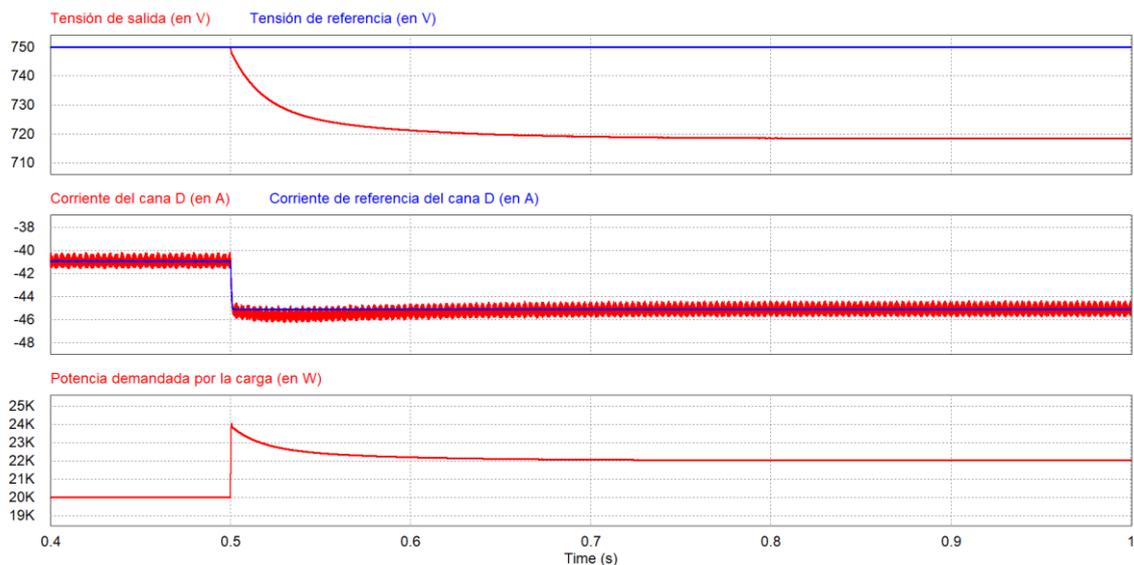


Fig. 80 - Respuesta del rectificador trifásico en lazo cerrado – Sobrecarga a la salida

En el instante que se produce la sobrecarga, la tensión de salida cae mientras que la corriente se ve limitada al máximo posible.

6.5.5. Red Trifásica - Frecuencia de red mínima y frecuencia de red máxima

En la primera figura se ha conectado el convertidor a una red trifásica de $400V_{RMS}$ y de 50Hz, mientras que en la segunda se ha conectado a una red de 60Hz de frecuencia.

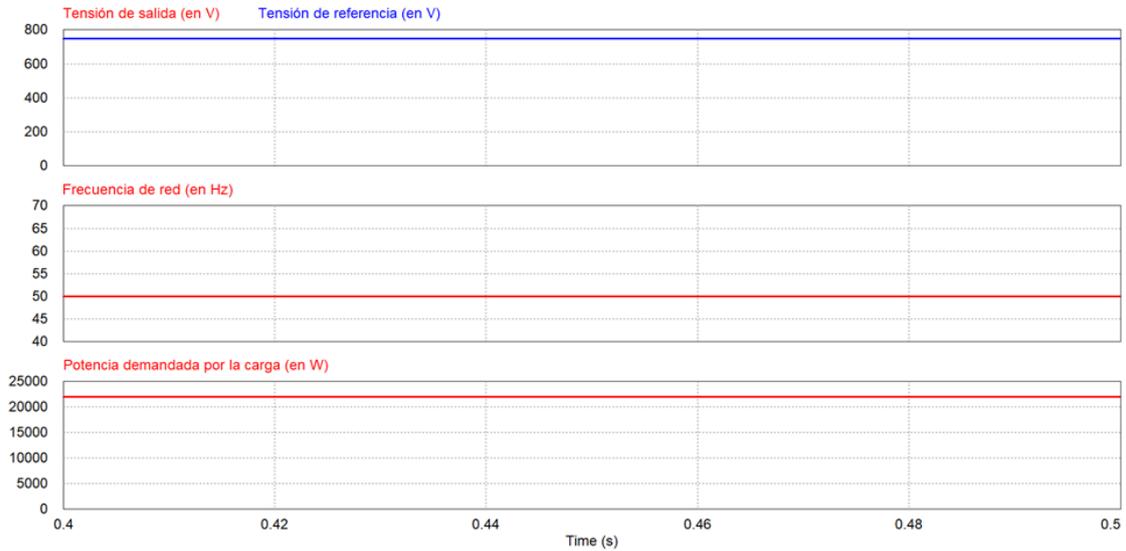


Fig. 81 – Rectificador trifásico – Red trifásica de $400V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz

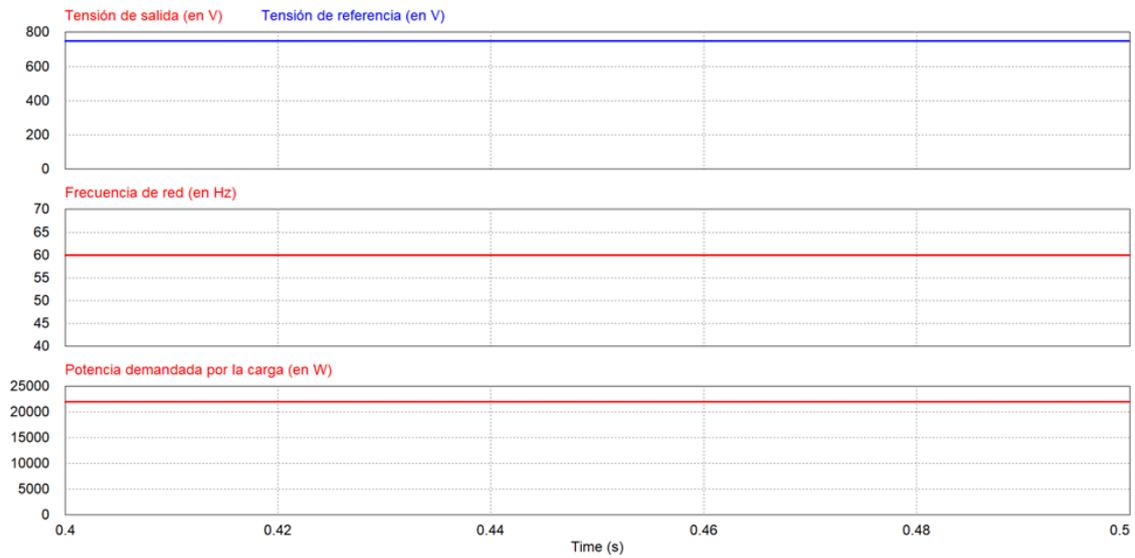


Fig. 82 - Rectificador trifásico – Red trifásica de $400V_{RMS}$ – Frecuencia 60Hz

En ambos casos el convertidor mantiene los 750V de salida y entrega los 22kW demandados por la carga.

6.5.6. Red Trifásica - Tensión de red mínima y tensión de red máxima

En la primera figura se ha conectado el convertidor a una red trifásica 50Hz y $180V_{RMS}$, mientras que en la segunda se ha conectado a una red de $500V_{RMS}$.

Cuando la tensión de red cae a $180V_{RMS}$, el convertidor es capaz de extraer solo 9900W aproximadamente, debido a la limitación de corriente.

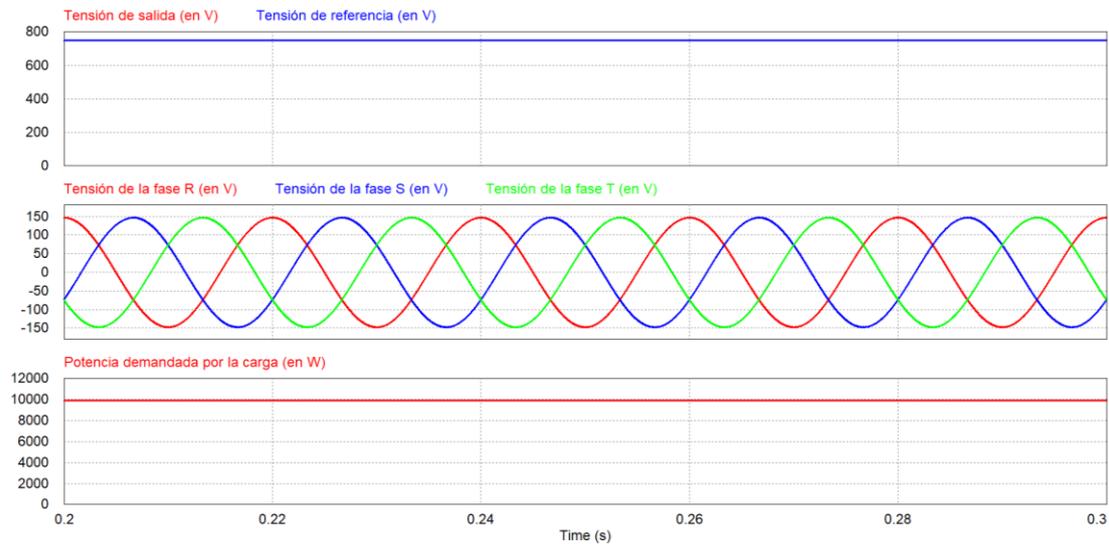


Fig. 83 - Rectificador trifásico – Red trifásica de $180V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz

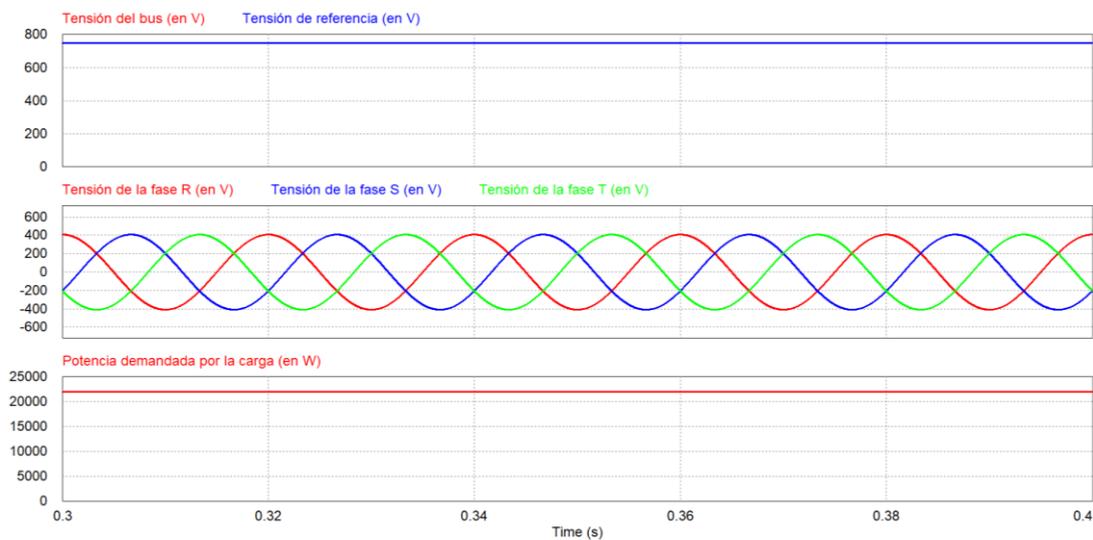


Fig. 84 - Rectificador trifásico – Red trifásica de $500V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz

En estos casos el convertidor también mantiene los 750V de salida.

6.5.7. Red Monofásica - Frecuencia de red mínima y frecuencia de red máxima

En la primera figura se ha conectado el convertidor a una red monofásica de $230V_{RMS}$ y de 50Hz, mientras que en la segunda se ha conectado a una red de 60Hz de frecuencia.

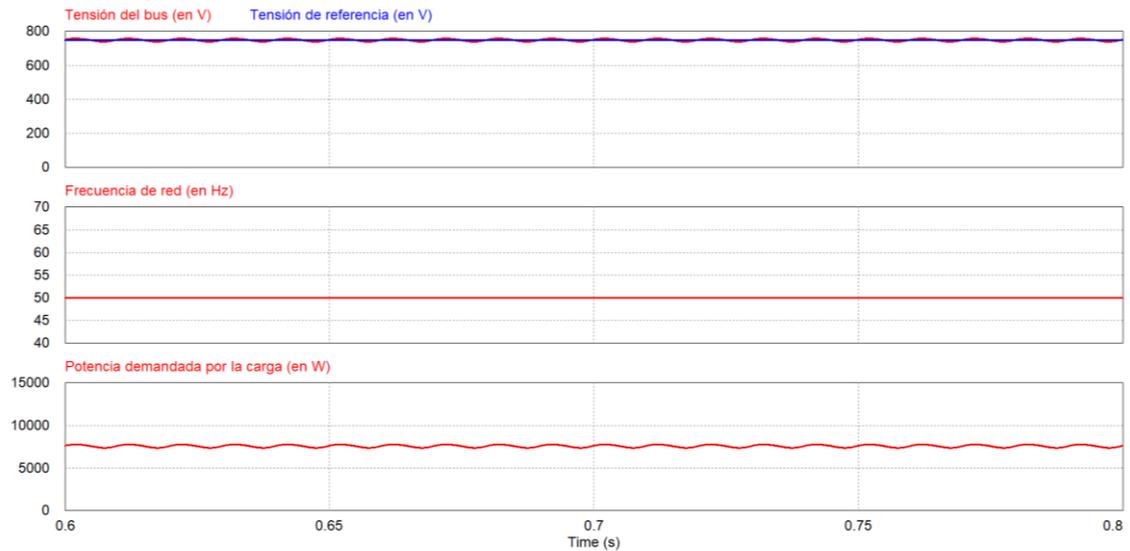


Fig. 85 - Rectificador trifásico – Red monofásica de $230V_{RMS}$ – Frecuencia 50Hz

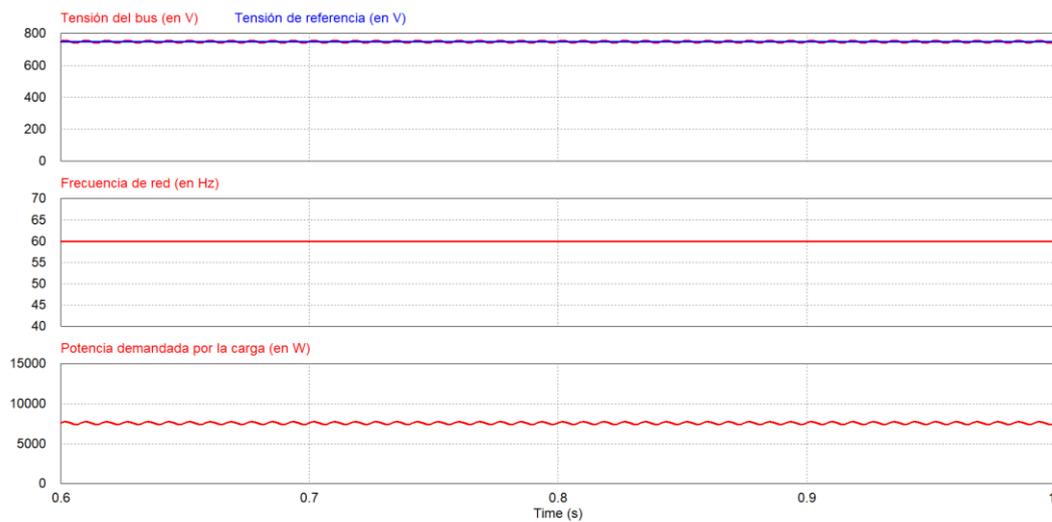


Fig. 86 - Rectificador trifásico – Red monofásica de $230V_{RMS}$ – Frecuencia 60Hz

En ambos casos el convertidor mantiene los 750V de salida y entrega los 7.6kW demandados por la carga.

6.5.8. Red Monofásica - Tensión de red mínima y tensión de red máxima

En la primera figura se ha conectado el convertidor a una red monofásica de 50Hz y 85V_{RMS}, mientras que en la segunda se ha conectado a una red de 270V_{RMS}.

Cuando la tensión de red cae a 85V_{RMS}, el convertidor es capaz de extraer solo 2700W aproximadamente, debido a la limitación de corriente.

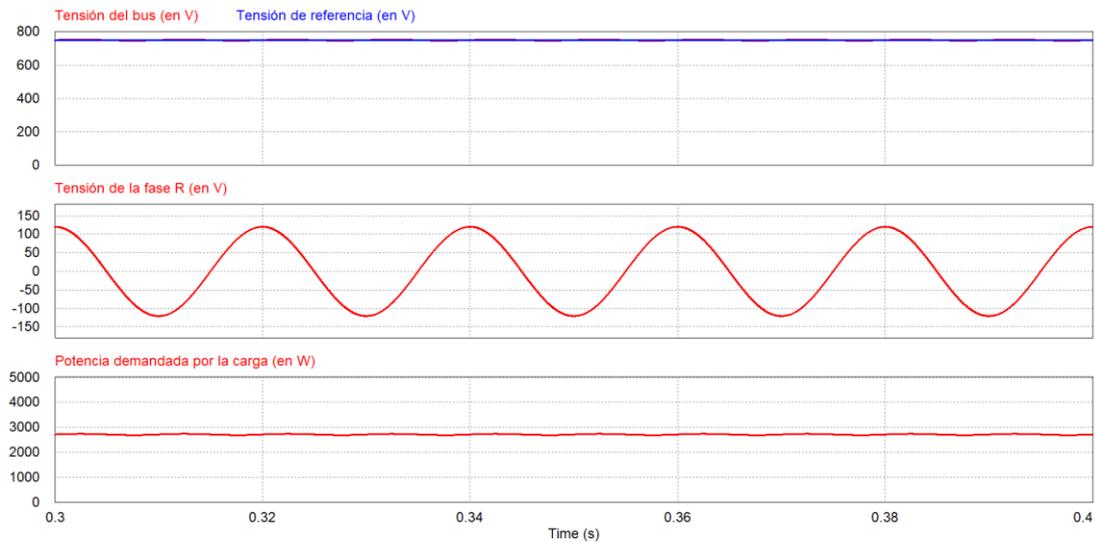


Fig. 87 - Rectificador trifásico – Red monofásica de 85V_{RMS} – Frecuencia 50Hz

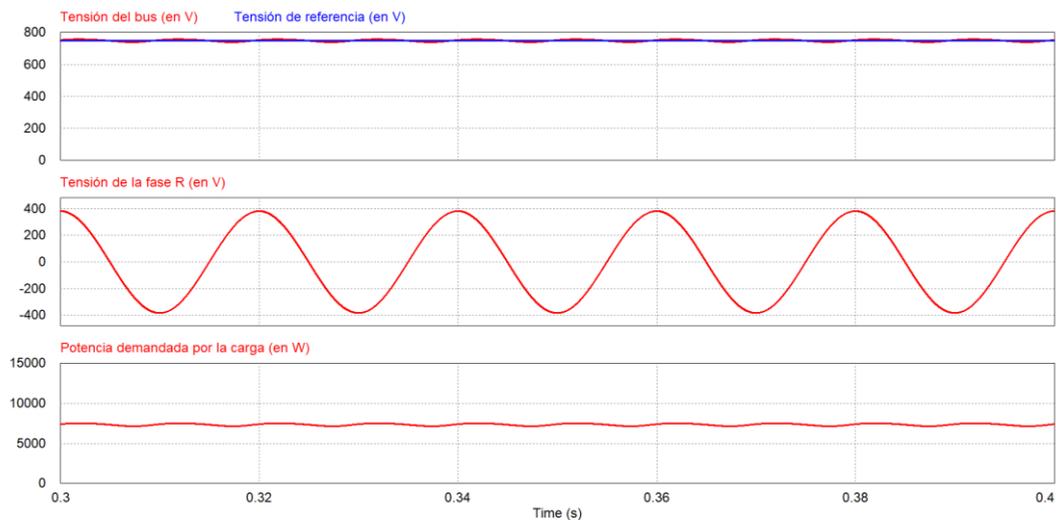


Fig. 88 - Rectificador trifásico – Red monofásica de 270V_{RMS} – Frecuencia 50Hz

En estos casos el convertidor también mantiene los 750V de salida.

6.5.9. Formas de onda más significativas

En la siguiente figura se aprecian las formas de onda más significativas del convertidor. Este empieza entregando 11kW. A los 0.5 segundos se conecta una carga extra que demanda otros 11kW. Tal y como se aprecia en la figura inferior el control modifica la señal de control, aumentando así la corriente entrada y manteniendo la tensión de salida en 750V.

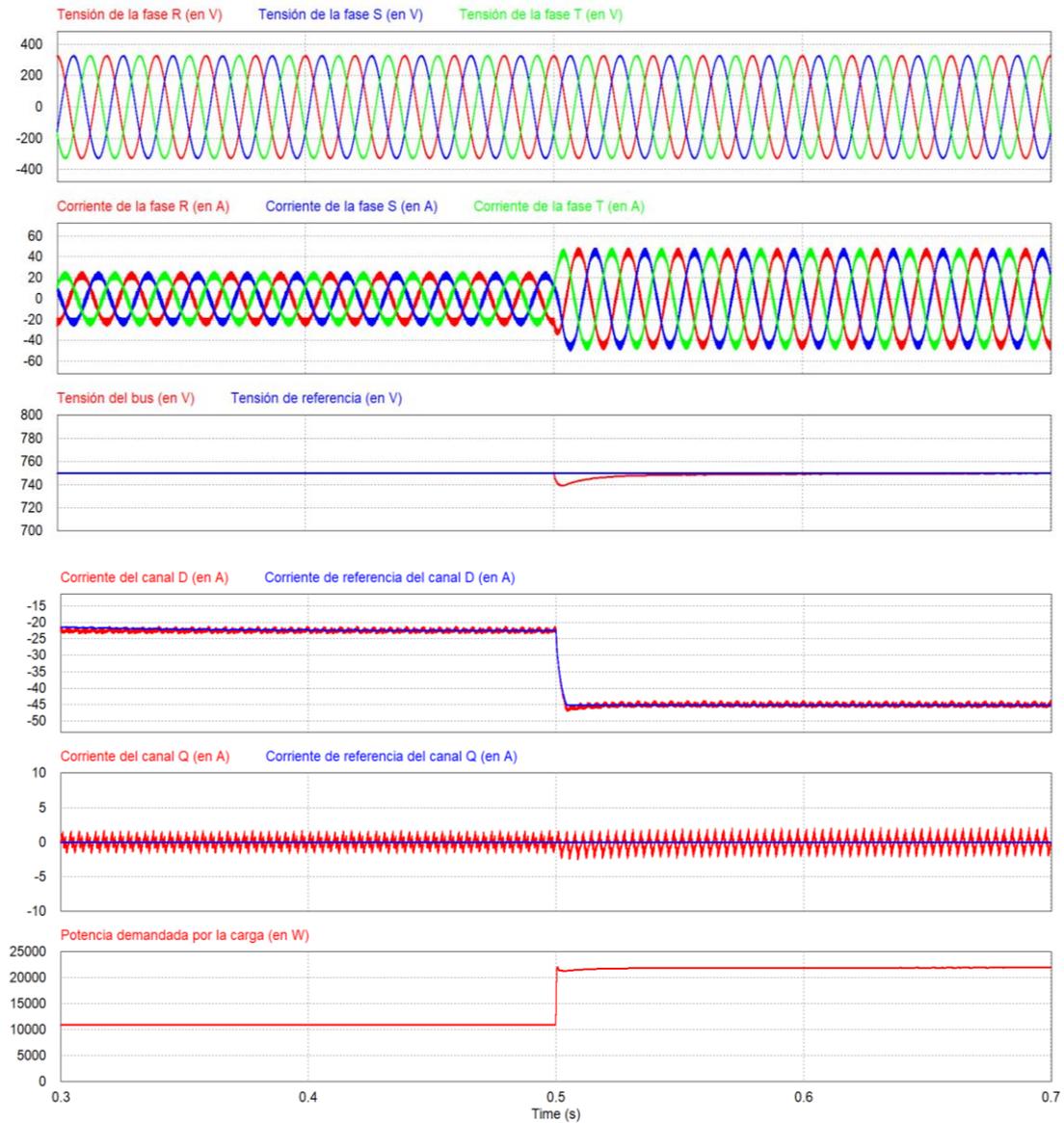


Fig. 89 – Formas de onda más significativas del rectificador trifásico II

En la siguiente figura se aprecian las mismas formas de onda pero esta vez se ha invertido el flujo de energía. En este caso se extrae del banco de condensadores y se inyecta a la red. De nuevo, durante el primer medio segundo se entregan a la red 11kW. A partir de los 0.5 segundos se inyectan 22kW.

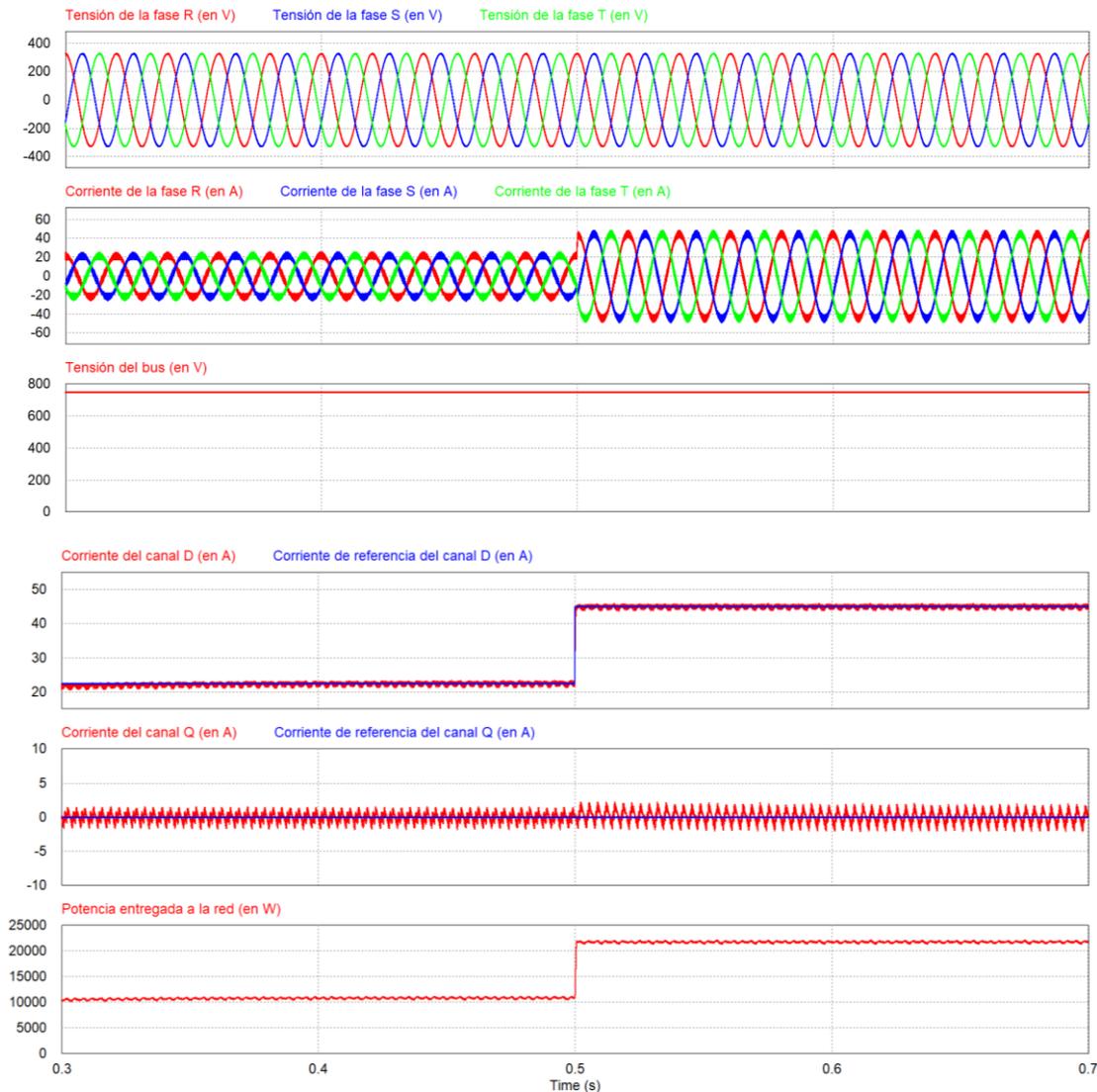


Fig. 90 - Formas de onda más significativas del rectificador trifásico III

El convertidor funciona correctamente en todos los puntos de operación, por lo que se da por válido el diseño del mismo, tanto a nivel del hardware como del sistema de control.

ESTUDIO DEL CARGADOR
ONBOARD

7. ESTUDIO DEL CARGADOR ONBOARD

A continuación se va a comprobar el correcto funcionamiento del sistema. Para ello, se van a conectar en cascada los dos convertidores, esto es, la entrada del rectificador trifásico con PFC a red y su salida a la entrada del convertidor DAB. La salida del convertidor DAB es la que se conectará a la batería.

Durante el proceso de carga de la batería, es decir, en modo G2V, el convertidor trifásico regulará la tensión del bus intermedio y el convertidor DAB controlará la carga de la batería.

Cuando se opere en modo V2G, el convertidor DAB regulará la tensión del bus intermedio y el rectificador trifásico inyectará la corriente deseada a la red.

Si bien es cierto que existe otra forma de realizar el control de los convertidores. Ésta consistiría en que el rectificador trifásico siempre controlase la tensión del bus intermedio, independientemente del modo de operación escogido, mientras que el convertidor DAB regulase la corriente de carga/descarga de la batería.

Se ha escogido la primera estrategia de control ya que esa permite la operación en modo isla, mientras que la otra no. Tal y como se indica en las especificaciones, no se prevé que el sistema esté cambiando continuamente entre el modo G2V y V2G. Los intervalos entre cambios del modo de operación son muy grandes.

7.1. Simulación en PSIM

En las siguientes gráficas se aprecia el funcionamiento de todo el sistema en conjunto. En la primera se conecta a la salida del DAB una carga resistiva que demanda 22kW a 440V.

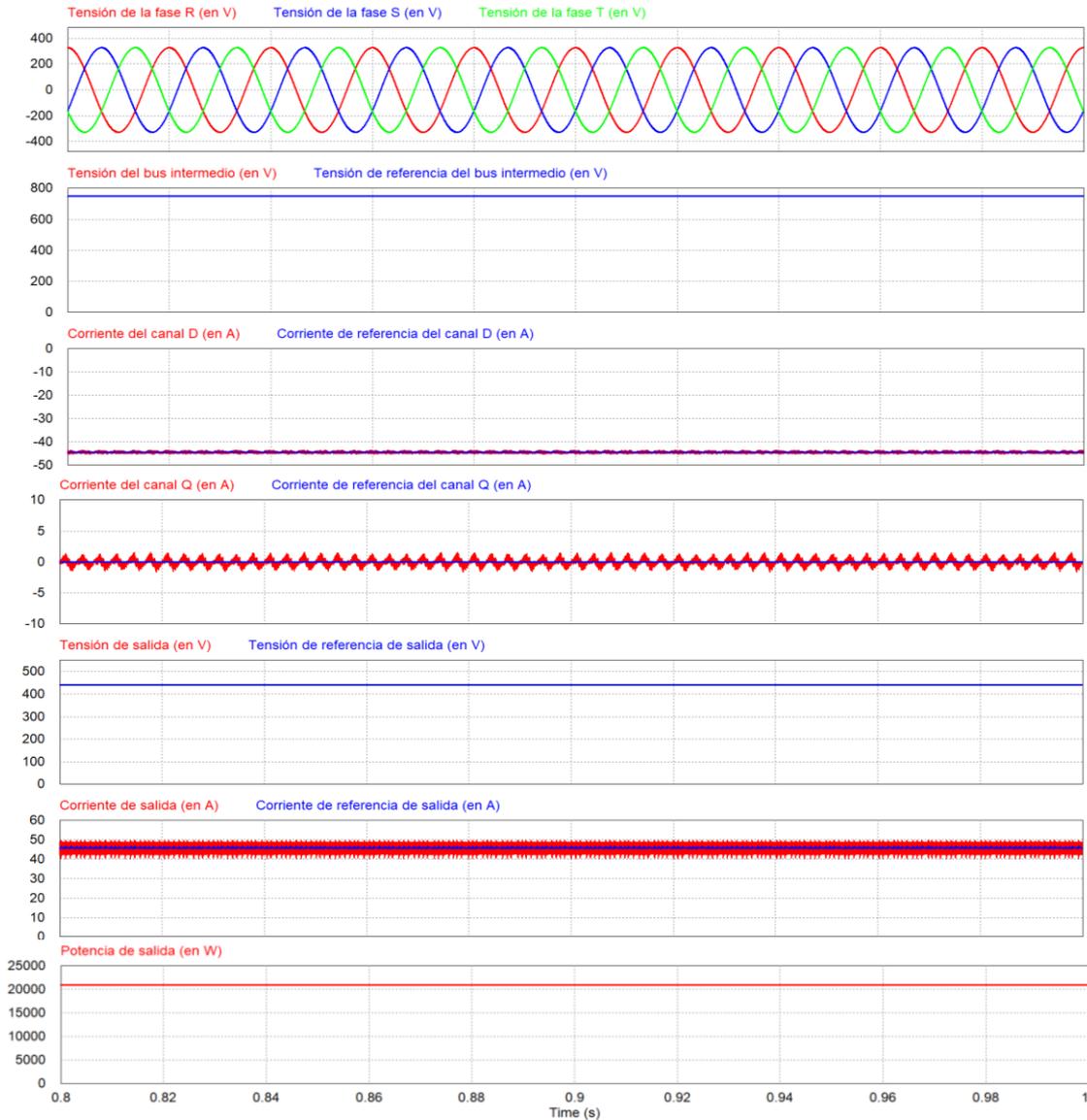


Fig. 91 – Formas de onda más significativas del cargador OnBoard I

Los dos convertidores operan correctamente, entregando los 440V a la salida y manteniendo la tensión del bus intermedio a 750V.

En la segunda se conecta a la salida del DAB una fuente de tensión de 440V y se configura el sistema para inyectar 22kW a la red eléctrica.

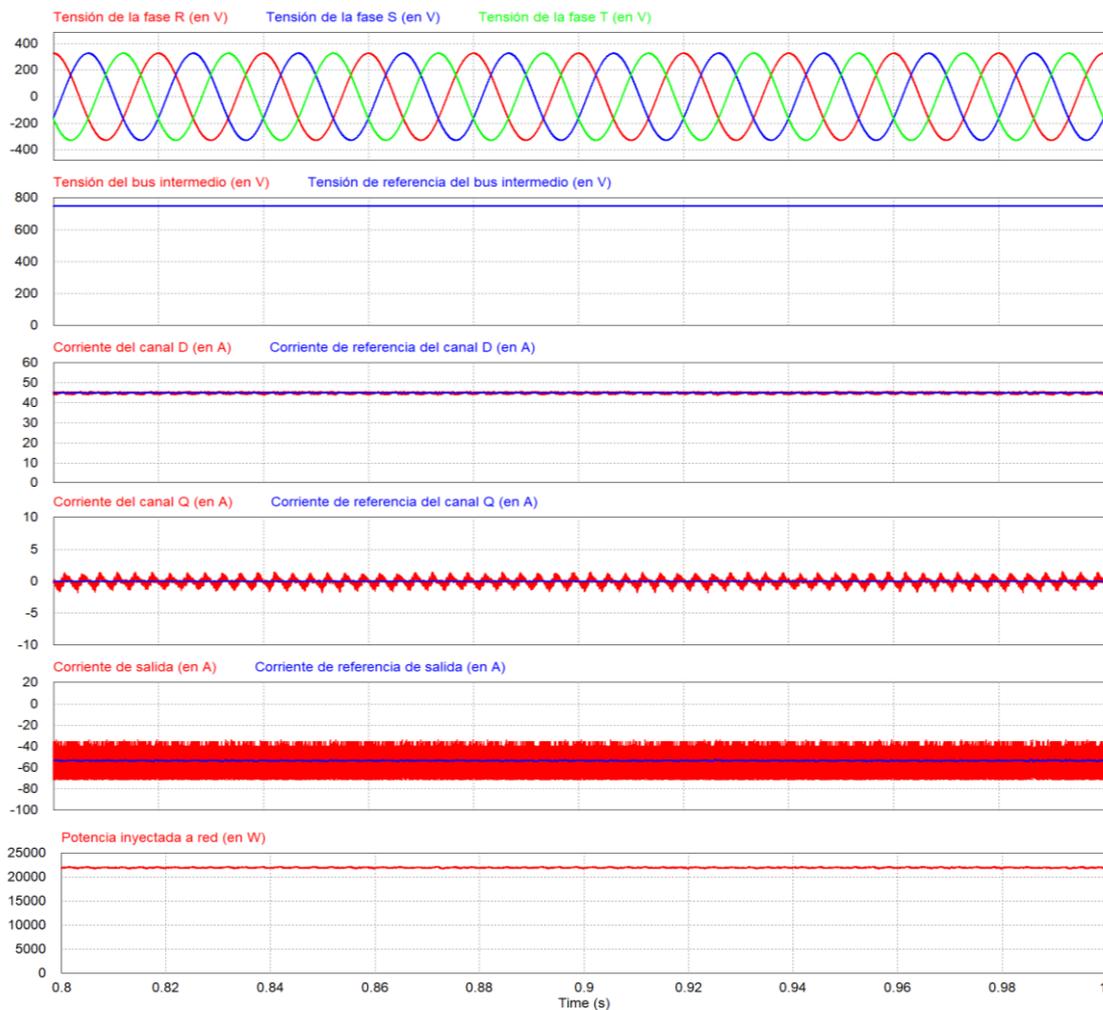


Fig. 92 - Formas de onda más significativas del cargador OnBoard II

De nuevo, los convertidores operan correctamente y entregan los 22kW a la red. En ambos casos la corriente reactiva se mantiene próxima a cero, haciendo que el factor de potencia sea cercano a la unidad.

En la tercera y última se conecta a la salida del DAB una batería y durante el primer medio segundo se simula la carga de la misma. Transcurrido ese tiempo se configura el sistema para inyectar a la red, invirtiendo así el flujo de energía.

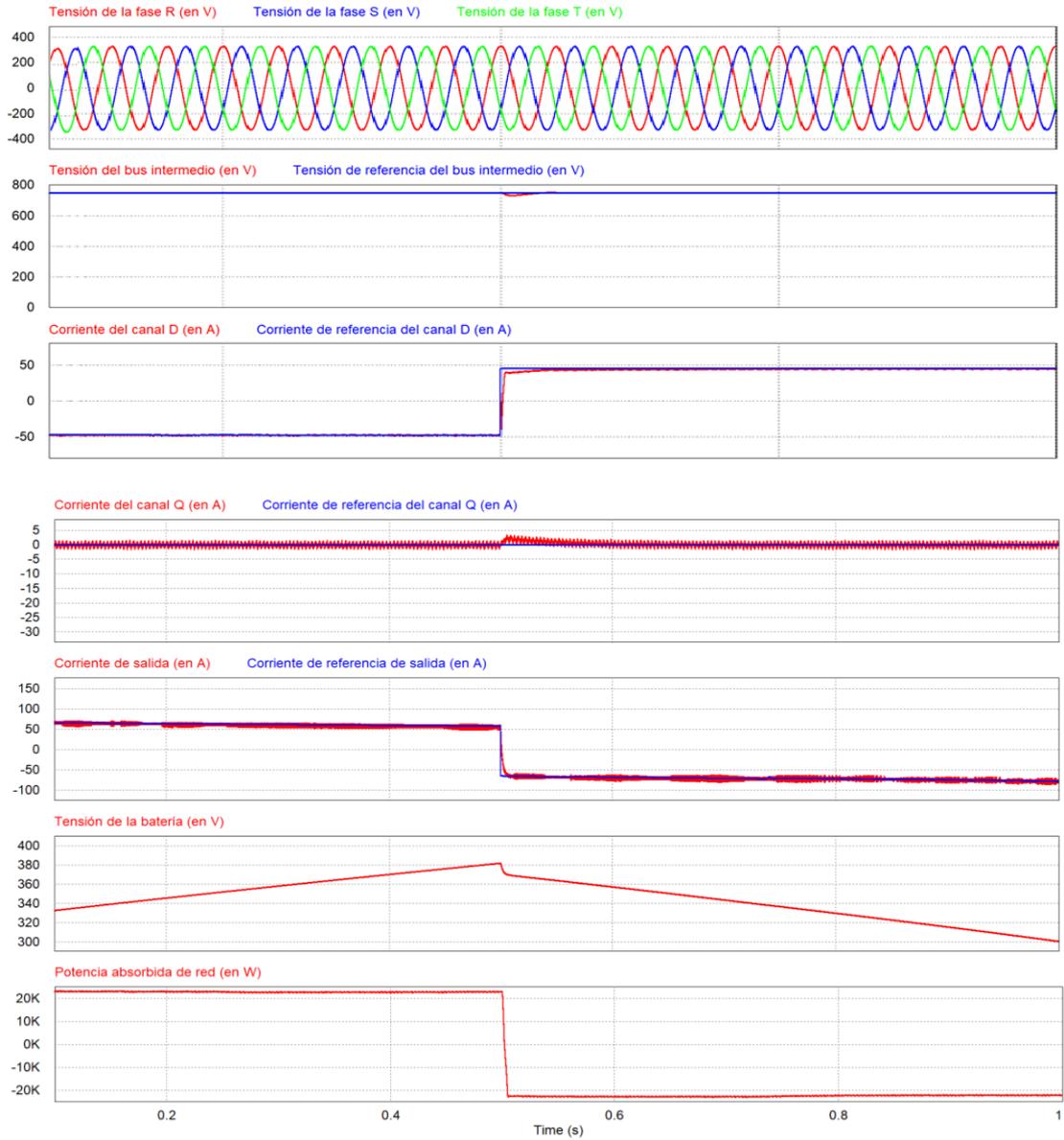


Fig. 93 - Formas de onda más significativas del cargador OnBoard III

En la siguiente imagen se aprecian las formas de onda de la tensión y de la corriente de red. Antes de los 0.5 segundos tensión y corriente está en fase, y la potencia absorbida de red es positiva. Después de los 0.5 segundos las corrientes se desfasan 180°, haciendo que la potencia absorbida sea negativa, es decir, se inyecta a red.

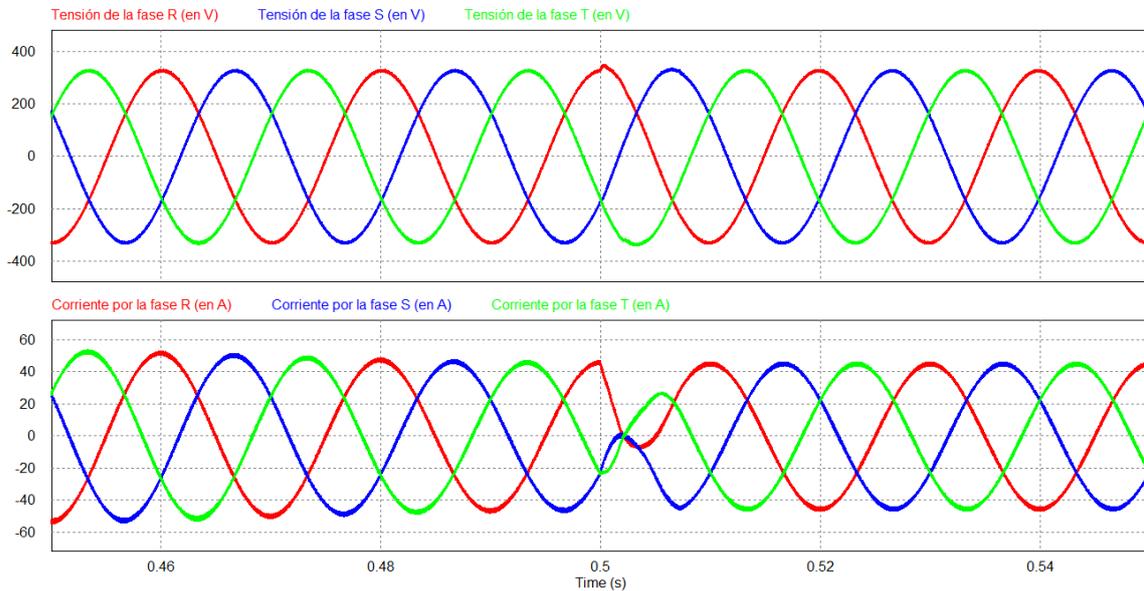


Fig. 94 – Formas de onda de la tensión y la corriente de red – Red trifásica

El sistema funciona correctamente.

7.2. Rendimiento del conjunto

Ahora se va a comprobar el rendimiento del conjunto. Para ello se ha medido la potencia a la entrada y la que finalmente llega a la salida del DAB. Esto se ha hecho en distintos puntos de operación. Los resultados obtenidos se aprecian en la siguiente gráfica.

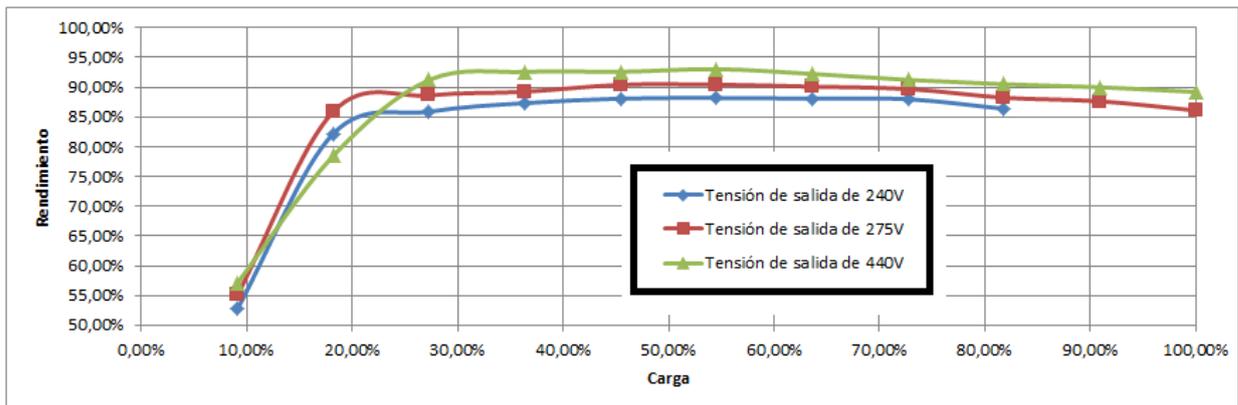


Fig. 95 – Rendimiento del cargador OnBoard

Tal y como se observa en la misma se alcanza un rendimiento máximo del 93.05%, estando el convertidor a media carga y a máxima tensión de salida.

7.3. Factor de potencia del cargador

A continuación se va a medir el factor de potencia del cargador. Esto se ha hecho en distintos puntos de operación. Los resultados obtenidos se aprecian en la siguiente gráfica.

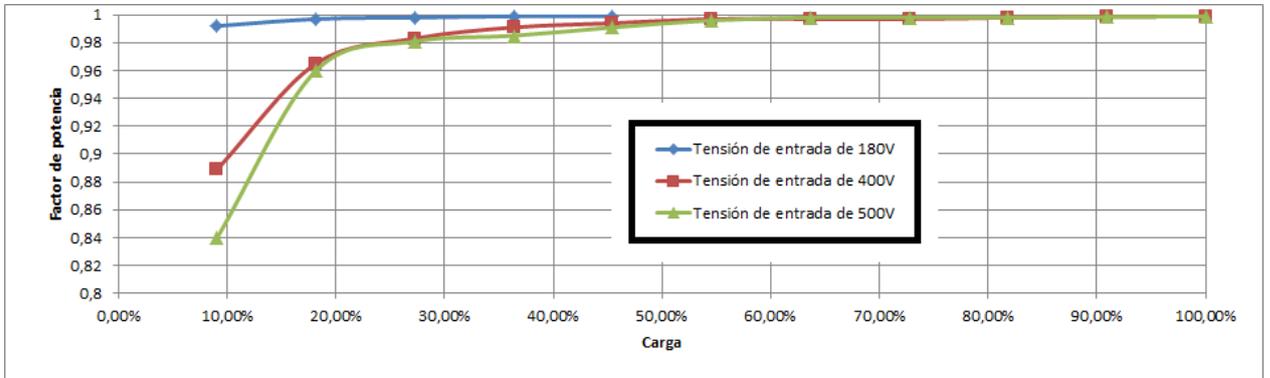


Fig. 96 – Factor de potencia del cargador OnBoard

Tal y como se observa en la gráfica superior se alcanza un factor de potencia del 0.995, muy próximo a la unidad. Esto demuestra de nuevo que los controles de corriente activa y reactiva funcionan correctamente.

CONCLUSIONES Y TRABAJOS
FUTUROS

8. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

8.1. Conclusiones

A lo largo de este trabajo se ha desarrollado un cargador On-Board para vehículo eléctrico, formado por dos convertidores electrónicos en cascada: un convertidor AC/DC formado por un rectificador trifásico con PFC y un convertidor DC/DC formado por un puente activo dual.

Una vez analizada la respuesta del cargador en PSIM, se da por válido tanto el diseño eléctrico del mismo como los sistemas de control. Se han cumplido con todas las especificaciones: el sistema es capaz de cargar una batería a 22kW y 80A. Además, también es capaz de inyectar la energía de la batería a la red, operando en modo *V2G*. Todo esto se ha conseguido manteniendo siempre los valores de corriente, tensión y temperatura por debajo de los máximos establecidos.

Por último es necesario destacar tanto la robustez y velocidad de respuesta de los sistemas de control implementados, como el hecho de que se ha alcanzado un rendimiento máximo superior al 93%.

8.2. Trabajos Futuros

Existen una serie de puntos que se podrían abordar en trabajos futuros.

- Tanto en el modelo del DAB como en el del rectificador trifásico con PFC se podrían modelar las cargas de otra forma y no como resistencias, para no perder así la dinámica de las mismas.
- Se podría añadir como especificación el rizado de tensión y de corriente máximo admisible de salida a batería, para así diseñar los filtros de salida.
- Por último, también se podría escoger el sistema microprocesador, así como el sistema de adquisición de datos y el sistema de disparo de los transistores, para poder fabricar un prototipo y comprobar el correcto funcionamiento del mismo en el laboratorio.

REFERENCIAS

9. REFERENCIAS

1. Texas Instruments: Vienna Rectifier-Based, Three-Phase Power Factor Correction (PFC) (2017) [online] Recuperado de: <https://www.ti.com/lit/ug/tiducj0b/tiducj0b.pdf>
2. Vienna Rectifier (s.f.) [online] Recuperado de: https://en.wikipedia.org/wiki/Vienna_rectifier
3. Figueres, E. (s.f.). Diseño de filtros LCL para inversores conectados a red [Diapositivas de PowerPoint].
4. Sam Ben-Yaakov [Sam Ben-Yaakov]. (2019, Julio 7). Intuitive explanation of the Dual Active Bridge (DAB) [Archivo de vídeo]. Recuperado de: <https://www.youtube.com/watch?v=3zQUuaz2SMA>
5. Texas Instruments: Bi-directional, Dual Active Bridge reference design (2019) [online] Recuperado de: https://www.ti.com/lit/ug/tidues0/tidues0.pdf?ts=1593185456108&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
6. Guacaneme, J. (2015). *Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia* (Tesis doctoral). Universitat Politècnica de València, Valencia, España.
7. PowereSIM: Transformer Design (s.f.) [online] Recuperado de: https://www.poweresim.com/Xformer/Select_Application_Front_Page.jsp?default=T&designator=XF1?pc=43032
8. WCMAGNETICS: Shaped Foil Chassis Inductor (307 Series) (2015) [online] Recuperado de: <https://www.wcmagnetics.com/product/shaped-foil-chassis-inductor-307-series/>
9. Nippon Chemi-Con: Solutions for Automotive Electronics (2019) [online] Recuperado de: https://www.chemi-con.co.jp/e/catalog/pdf/automotive_2019.pdf
10. Figueres Amorós, E. (s.f.). *Tema 2.2: Modelado y Control de Rectificadores/Inversores Trifásicos* [diapositivas de PowerPoint].
11. Sistemas Electrónicos de Conversión y Generación de Energía, “Trabajo dirigido número 7” (apuntes de clase), Universitat Politècnica de València, Valencia, Noviembre, 2018.

12. Ausín, A. (2016). *Convertidores CC/CC en la interconexión de sistemas de almacenamiento energético con sistemas de generación eólica* (Trabajo Fin de Master). Universidad de Alcalá, Madrid, España.
13. Figures, E., Garcerà, G., Sandia, J., González-Espín, F. y Calvo, J., "Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 706-717, March 2009.
14. Guasch: Características del líquido de refrigeración (2016) [online] Recuperado de: https://www.e-guasch.com/onlinedocs/catalogue/appnotes/AN090903_c.pdf
15. Calderón, C. (2015). *Análisis, diseño e implementación de un convertidor triple active bridge con conmutación suave en todo el rango de funcionamiento* (Trabajo Fin de Master). Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España.
16. Bai, H., Mi, C., Wang, C. y Gargies, S., "The Dynamic Model and Hybrid Phase-Shift Control of a Dual-Active-Bridge Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 2840-2845, March 2008.
17. Subitha, G. y Subbulekshmi, D., "LLC Resonant Converter for Battery Charging Application ", *IJEE International Journal of Electrical Engineering*, vol. 8, no. 4, pp. 379-388, 2015.
18. ON Semiconductor: TND6318/D - On Board Charger (OBC) LLC Converter (2019) [online] Recuperado de: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6318-D.PDF>