



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN
EXPERIMENTAL DE LA ETAPA DE POTENCIA DE UN
CONVERTIDOR DC-DC 400V-12V PARA VEHÍCULOS
ELÉCTRICOS, BASADO EN LA TOPOLOGÍA LLC
RESONANTE**

Autor: Alberto Díaz Paredes

Tutor: Emilio Figueres Amorós

Cotutor: Gabriel Garcerá Sanfeliú

Tutor de empresa: Pablo José del Canto Masa

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 2020-21

Valencia, septiembre de 2021

Resumen

En la actualidad los vehículos eléctricos están experimentando un gran auge debido a las legislaciones e incentivos que los gobiernos aplican con el objetivo de reducir las emisiones del parque automovilístico, así como por una mejora tecnológica de baterías y convertidores, entre otros. En este ámbito, se hace necesario disponer de convertidores de alta eficiencia que sean capaces de cargar las dos baterías de las que disponen: la convencional de generalmente 12 V que alimenta los sistemas electrónicos tradicionales de un vehículo como puede ser el ABS, la calefacción, los elevalunas, etc., y otra de alta tensión que puede ir desde los 350 V hasta los 800 V y que se emplea para alimentar los sistemas de tracción.

En este trabajo de fin de máster se ha llevado a cabo el diseño de la etapa de potencia de un convertidor DC-DC de 3.5 kW, con 400 V de entrada y 12 V de salida para su aplicación en la carga de las baterías de baja tensión presentes en vehículos eléctricos e híbridos enchufables.

El convertidor está formado por un puente inversor y un tanque resonante LLC con el que se consigue mejorar la eficiencia gracias a la conmutación suave que se produce en los transistores del puente. Un transformador se encarga de proporcionar el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Finalmente, se utiliza rectificación síncrona a la salida con el objetivo de reducir las pérdidas de conducción en esta etapa.

Tras analizar la tipología a emplear en este convertidor, se ha llevado a cabo su diseño y el dimensionamiento y selección de los componentes que lo forman. Posteriormente, se ha llevado a cabo una simulación para comprobar que el diseño es correcto. Finalmente, se ha llevado a cabo su montaje con el objetivo de obtener los resultados experimentales necesarios que aseguren que su funcionamiento es el esperado y que cumple con las especificaciones dadas.

Resum

En l'actualitat els vehicles elèctrics estan experimentant un gran auge degut a les legislacions i incentius que els governs apliquen amb l'objectiu de reduir les emissions del parc automobilístic, així com per una millora tecnològica de bateries i convertidors, entre altres. En aquest àmbit, es fa necessari disposar de convertidors d'alta eficiència que siguin capaces de carregar les dues bateries de les quals disposen: la convencional de generalment 12 V que alimenta els sistemes electrònics tradicionals d'un vehicle com pot ser l'ABS, la calefacció, els alçavidres, etc., i una altra d'alta tensió que pot anar des dels 350 V fins als 800 V i que s'empra per a alimentar els sistemes de tracció.

En aquest treball de fi de màster s'ha dut a terme el disseny de l'etapa de potència d'un convertidor DC-DC de 3.5 kW, amb 400 V d'entrada i 12 V d'eixida per a la seua aplicació en la càrrega de les bateries de baixa tensió presents en vehicles elèctrics i híbrids endollables.

El convertidor està format per un pont inversor i un tanc ressonant LLC amb el qual s'aconsegueix millorar l'eficiència gràcies a la commutació suau que es produeix en els transistors del pont. Un transformador s'encarrega de proporcionar l'aïllament galvànic entre l'entrada i l'eixida. Finalment, s'utilitza rectificació síncrona a l'eixida amb l'objectiu de reduir les pèrdues de conducció en aquesta etapa.

Després d'analitzar la tipologia a emprar en aquest convertidor, s'ha dut a terme el seu disseny i el dimensionament i selecció dels components que el formen. Posteriorment, s'ha dut a terme una simulació per a comprovar que el disseny és correcte. Finalment, s'ha dut a terme el seu muntatge amb l'objectiu d'obtenir els resultats experimentals necessaris que assegurin que el seu funcionament és l'esperat i que compleix amb les especificacions donades.

Abstract

Nowadays, electric vehicles are experiencing a great boom due to the laws and incentives that governments apply with the aim of reducing emissions from the automobile fleet, as well as thanks to a technological improvement of batteries and converters, among others. In this area, it is necessary to develop high-efficiency converters that are capable of charging the two batteries they have: the conventional one of generally 12 V that powers the traditional electronic systems such as ABS, air-conditioning system, electric window lifters, etc. and a high voltage one that can range from 350 V to 800 V and is used to power the traction systems.

In this master's thesis, the design of the power stage of a 3.5 kW DC-DC converter has been carried out, with 400 V input and 12 V output for its application in charging low-voltage batteries present in electric vehicles and plug-in hybrids.

The converter consists of an inverter bridge and an LLC resonant tank that makes it possible to improve the efficiency thanks to the zero voltage switching that occurs in the full bridge. A transformer provides galvanic isolation between the input and the output. Finally, synchronous rectification is used at the output in order to reduce conduction losses in this stage.

After analyzing the typology that is going to be used in this converter, its design and the dimensioning and selection of the components has been carried out. After that, it has been simulated in order to verify the design. Finally, a prototype has been built to obtain the necessary experimental results that ensure it works as expected and that it complies with the given requirements.

Índice

Capítulo 1. Introducción	5
1.1 Contexto	5
1.2 Tipos de vehículos eléctricos	5
1.3 Especificaciones	7
Capítulo 2. Descripción de la solución adoptada	9
2.1 Soft switching.....	9
2.2 Tipologías de convertidores de alta eficiencia	10
2.2.1 Resonantes.....	10
2.2.2 Multi-resonantes.....	11
2.2.3 Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZVT).....	11
2.2.4 Cuasi-resonantes (QRC).....	12
2.2.5 Active clamp	12
2.3 Rectificación síncrona	12
Capítulo 3. Diseño y simulación del convertidor.....	14
3.1 Análisis del convertidor LLC resonante.....	14
3.1.1 Aproximación al primer armónico	14
3.1.2 Impedancia del tanque resonante LLC	16
3.1.3 Función de transferencia	18
3.2 Diseño conceptual del tanque resonante LLC.....	20
3.3 Especificaciones del convertidor y aplicación	22
3.4 Diseño y selección de los componentes del convertidor	23
3.5 Simulación.....	27
3.6 Diseño de circuitos auxiliares	36
3.6.1 Flyback	36
3.6.2 Drivers del full bridge	37
3.6.3 Drivers de la rectificación síncrona.....	37
3.6.4 Sensados de tensión.....	38
3.6.5 Sensado de corriente de entrada	39
3.6.6 Sensado de corriente de salida.....	39
3.6.7 Sensado de temperaturas	40
3.6.8 Redes snubber	40
Capítulo 4. Montaje experimental y resultados obtenidos	43

4.1	Diseño del layout de la PCB	43
4.2	Resultados experimentales	44
4.2.1	Formas de onda	44
4.2.2	Eficiencia del convertidor	60
4.2.3	Análisis térmico.....	62
Capítulo 5.	Conclusiones	66
Capítulo 6.	Bibliografía.....	67

Índice de figuras

Figura 1. Diferentes arquitecturas de vehículos eléctricos.	7
Figura 2. Arquitectura detallada de un vehículo eléctrico de autonomía extendida EREV. Fuente: (3)	7
Figura 3. Estructura general del convertidor	8
Figura 4. Tensión y corriente en la conmutación de un semiconductor. Fuente: (4)	10
Figura 5. Configuraciones de tanque resonante. Fuente: (4)	11
Figura 6. Convertidor LCC.....	11
Figura 7. Convertidor LLC.....	11
Figura 8. Convertidor PS-ZVT.....	12
Figura 9. Convertidor QRC	12
Figura 10. Comparativa de pérdidas de conducción entre un diodo y un MOSFET. Fuente: (4).....	13
Figura 11. Transformación del método FHA. Fuente: (4)	15
Figura 12. Tanque resonante LLC. Fuente: (4)	16
Figura 13. Diagrama de Bode de la impedancia del tanque resonante	17
Figura 14. Curvas de ganancia del convertidor para diferentes valores de L_n y Q_e	19
Figura 15. Curvas de ganancia con zonas ZVS y ZCS resaltadas	19
Figura 16. Curvas de máxima ganancia alcanzable. Fuente: (4)	21
Figura 17. Modelo del transformador. Fuente: (4)	22
Figura 18. Curvas de ganancia del convertidor	24
Figura 19. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453$ V; $V_{out} = 10.6$ V; $I_{out} = 250$ A)	28
Figura 20. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453$ V; $V_{out} = 16$ V; $I_{out} = 219$ A)	28
Figura 21. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220$ V; $V_{out} = 10.6$ V; $I_{out} = 250$ A)	28
Figura 22. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220$ V; $V_{out} = 16$ V; $I_{out} = 219$ A)	29
Figura 23. Simulación de tensión y corriente en el full bridge ($V_{in} = 220$ V; $I_{out} = 100$ A).....	29
Figura 24. Simulación de tensión y corriente en el <i>full bridge</i> ($V_{in} = 220$ V; $I_{out} = 250$ A).....	30
Figura 25. Simulación de tensión y corriente en el full bridge ($V_{in} = 453$; $I_{out} = 250$ A).....	30
Figura 26. Simulación de tensión y corriente en el full bridge ($V_{in} = 453$ V; $I_{out} = 100$ A).....	30
Figura 27. Simulación de la corriente por el transformador ($V_{in} = 453$ V)	31
Figura 28. Simulación de la corriente por el transformador ($V_{in} = 220$ V)	31
Figura 29. Simulación de tensión y corriente en los MOSFETs del full bridge ($V_{in} = 220$ V)	32
Figura 30. Simulación de tensión y corriente en los MOSFETs del full bridge ($V_{in} = 453$ V)	33
Figura 31. Simulación de tensión y corriente en los MOSFETs del full bridge ($V_{in} = 453$ V; $V_{out} = 10.6$ V).....	34
Figura 32. Simulación de la rectificación síncrona ($V_{in} = 220$ V)	34
Figura 33. Simulación de la rectificación síncrona ($V_{in} = 453$ V)	35
Figura 34. Pinout NCV8870.....	36
Figura 35. Bobinados del transformador del Flyback.....	37

Figura 36. Pinout NCV57080.....	37
Figura 37. Pinout FAN3224	38
Figura 38. Resistencias de salida de los drivers del <i>full bridge</i>	38
Figura 39. Pinout ACPL-C87AT.....	39
Figura 40. Pinout ACS733	39
Figura 41. Pinout MLX91216	40
Figura 42. Montaje mecánico del sensor de corriente MLX91216	40
Figura 43. Red <i>snubber</i> RCD. Fuente: (6).....	41
Figura 44. Conmutación sin red <i>snubber</i>	41
Figura 45. Conmutación con red <i>snubber</i>	42
Figura 46. Prototipo montado.....	43
Figura 47. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220\text{ V}$; $V_{out} = 10.6\text{ V}$)	45
Figura 48. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453\text{ V}$; $V_{out} = 10.6\text{ V}$)	46
Figura 49. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453\text{ V}$; $V_{out} = 16\text{ V}$)	47
Figura 50. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220\text{ V}$; $V_{out} = 16\text{ V}$)	48
Figura 51. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 220\text{ V}$; $I_{out} = 100\text{ A}$)	49
Figura 52. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 220\text{ V}$; $I_{out} = 200\text{ A}$)	50
Figura 53. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 220\text{ V}$; $I_{out} = 250\text{ A}$)	51
Figura 54. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 330\text{ V}$; $I_{out} = 100\text{ A}$)	52
Figura 55. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 330\text{ V}$; $I_{out} = 250\text{ A}$)	53
Figura 56. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 453\text{ V}$; $I_{out} = 100\text{ A}$)	54
Figura 57. Tensión y corriente a la salida del <i>full bridge</i> ($V_{in} = 453\text{ V}$; $I_{out} = 250\text{ A}$)	55
Figura 58. Corrientes por el transformador ($V_{in} = 220\text{ V}$).....	56
Figura 59. Corrientes por el transformador ($V_{in} = 453\text{ V}$).....	57
Figura 60. V_{ds} e I_d en los MOSFETs del <i>full bridge</i> sin <i>phase shift</i>	58
Figura 61. V_{ds} e I_d en los MOSFETs del <i>full bridge</i> con <i>phase shift</i>	59
Figura 62. <i>Soft switching</i>	60
Figura 63. Eficiencias del convertidor a diferentes tensiones de entrada	61
Figura 64. Temperaturas de los transistores del <i>full bridge</i>	63
Figura 65. Temperaturas de los transistores de la rectificación síncrona	64

Capítulo 1. Introducción

1.1 Contexto

Los primeros automóviles eléctricos datan de finales del Siglo XIX, época en la que gozaron de una relativa popularidad frente a los de combustión debido al escaso desarrollo de estos últimos. No obstante, con el paso de los años el desarrollo de los vehículos de combustión interna fue mayor que el de los eléctricos. Esto, sumado al sistema de producción en cadena implementado por Ford, dejó relegada la industria del automóvil eléctrico a unas aplicaciones muy concretas provocando su casi desaparición para la década de 1930. Desde entonces y hasta nuestros días, el mercado del automóvil ha estado dominado por los vehículos de combustión interna.

Actualmente, los vehículos eléctricos están experimentando un gran auge gracias a las estrategias que los gobiernos están siguiendo para la electrificación del parque móvil con el objetivo de reducir su contaminación, así como gracias a una evolución de la tecnología de los vehículos eléctricos que está permitiendo superar las barreras tecnológicas que provocaban el dominio del vehículo de combustión interna. Según (1) las principales barreras que impedían la introducción de los vehículos eléctricos en el mercado eran:

- **El precio de compra.** Con el desarrollo de las baterías y la mejora de sus procesos de producción, su coste se ha reducido en cerca de un 90% (pasando de 1000 €/kWh en 2010 a 130 €/kWh actualmente) y su densidad energética se ha duplicado en el mismo periodo de tiempo, pasando de 110 Wh/kg a 250 Wh/kg. Esto supone una gran reducción en el coste del vehículo dado que las baterías son el componente más caro de un vehículo eléctrico. Esto, unido a que el mantenimiento es más barato en un coche eléctrico, hace que se espere que el coste del vehículo eléctrico se empareje con el de combustión en el año 2025.
- **El rango de la autonomía.** De nuevo, ha sido gracias al desarrollo de las baterías por lo que se ha logrado superar esta barrera, permitiendo que existan coches en el mercado con autonomías superiores a 500 km. Además, la densidad de potencia de los inversores de tracción ha mejorado de 10 kW/L en 2010 a 30 kW/L hoy en día, lo que conlleva una reducción de peso que repercute positivamente en el consumo del vehículo. La mejora de la eficiencia de estos inversores también ha influido en este aspecto, pues ha aumentado un 4% pasando del 92% al 96%. Todo ello, permite aumentar el rango hasta un 8%. Igualmente, se observa una tendencia similar en los convertidores DC/DC para la carga de baterías, donde se espera alcanzar unas eficiencias cercanas al 99% en 2030.
- **La disponibilidad de infraestructura para su carga.** Aunque a día de hoy sigue siendo un gran inconveniente, en los últimos años se están aumentando considerablemente los puntos de carga para vehículos eléctricos e híbridos enchufables. También se está aumentando cada vez más la potencia a la que es posible cargar las baterías. Esto hace posible realizar viajes de una distancia superior a la autonomía del vehículo sin perder un tiempo excesivo en la recarga de las baterías.

De cara al futuro, se espera que estos aspectos del vehículo eléctrico sigan mejorando, permitiendo dejar atrás estas barreras definitivamente, de forma que este tipo de vehículos se imponga en el mercado frente al de combustión.

1.2 Tipos de vehículos eléctricos

A día de hoy, existen distintos tipos de vehículos eléctricos o híbridos según el grado de electrificación que posean:

- **HEV (Hybrid Electric Vehicle).** Son los vehículos híbridos convencionales. Disponen de un motor de combustión como motor principal, pero cuentan con una pequeña batería y un motor eléctrico que sirven de apoyo al motor de combustión en ciertos momentos, como en el arranque o en aceleraciones. Normalmente, también pueden circular en modo totalmente eléctrico, aunque a bajas velocidades y con autonomías muy reducidas. Para la carga de las baterías, estos vehículos emplean el motor térmico y un sistema de recuperación de energía en la frenada llamado frenada regenerativa.
- **PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle).** Se denominan híbridos enchufables. Su principal diferencia respecto a los HEV radica en que estos vehículos permiten la carga de las baterías enchufando el coche a la red eléctrica. Además, suelen tener baterías de mayor capacidad, por lo que su autonomía en modo eléctrico es mayor.
- **BEV o EV (Battery Electric Vehicle).** Se trata de los eléctricos puros. No disponen de motor de combustión, sino que cuentan con uno o varios motores eléctricos que se alimentan exclusivamente de la carga de las baterías, las cuales se recargan tanto en frenadas regenerativas como conectando el coche a la red eléctrica. La autonomía de estos vehículos es mucho mayor que la de los híbridos funcionando en modo eléctrico, pues suelen contar con baterías mucho mayores.
- **FCEV (Fuel Cell Electric Vehicle).** En este caso no disponen de baterías, sino que usan hidrógeno como carburante. En su oxidación el hidrógeno cede electrones, con lo que se genera la corriente eléctrica que circula a través de una pila de combustible y que alimenta el motor eléctrico. Gozan de una gran autonomía.
- **EREV (Extended Range Electric Vehicle).** Estos vehículos disponen de una batería, de un motor eléctrico y otro de combustión. No obstante, la tracción depende únicamente del motor eléctrico mientras que el de combustión se emplea como generador para recargar las baterías una vez su carga empieza a escasear. De esta forma, se consigue aumentar la autonomía del vehículo.
- **MHEV (Mild-hybrid Electric Vehicle).** Son los denominados micro híbridos. Equipan un pequeño sistema híbrido de 48 voltios, generalmente un alternador reversible, que actúa como motor de arranque convencional y es capaz de recuperar energía que almacena en una batería adicional. Este sistema es capaz de aportar un pequeño extra de potencia en determinadas circunstancias, además de alimentar otros elementos auxiliares. Sin embargo, no es capaz de mover el coche por sí mismo, por lo que un micro híbrido no es capaz de circular en modo eléctrico puro.

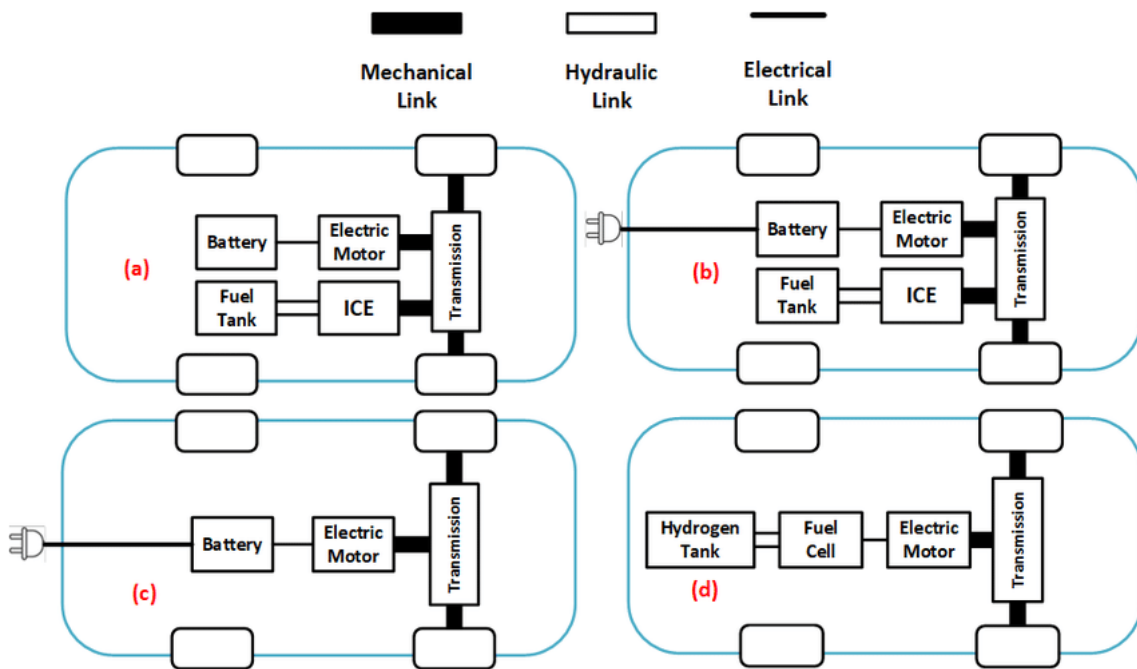


Figura 1. Diferentes arquitecturas de vehículos eléctricos.
 a) HEV b) PHEV c) BEV d) FCEV. Fuente: (2)

Tanto los vehículos híbridos enchufables PHEV como los eléctricos puros BEV tienen en común que disponen de una batería de alta tensión (generalmente 400 V), que es la que suministra la energía a los motores y que se carga a través de un convertidor AC/DC que puede ser tanto *on board* como *off board*. Además, y al igual que en el resto de vehículos tanto eléctricos como de combustión, disponen de una batería de baja tensión (típicamente 12 V) que alimenta otros sistemas del vehículo que pueden ser los sistemas multimedia, la ECU, luces, etc.

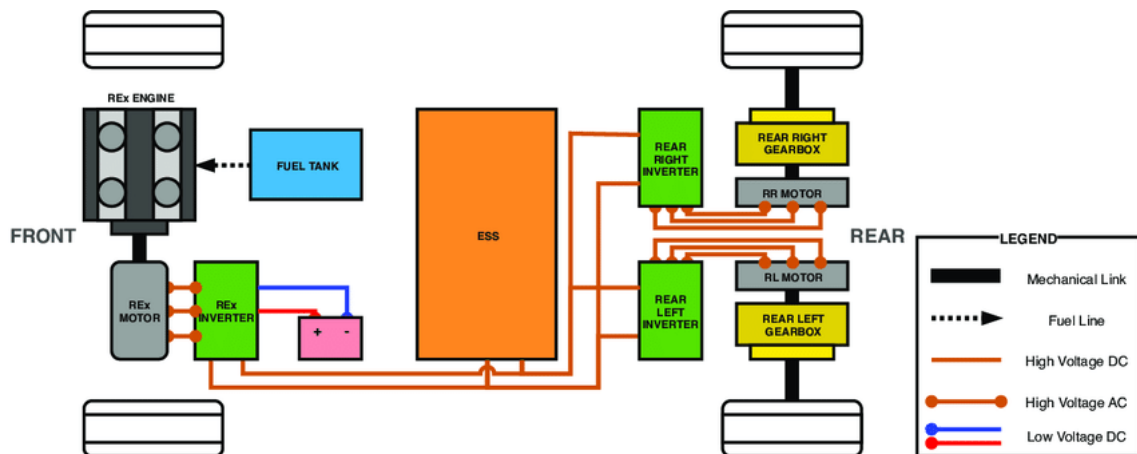


Figura 2. Arquitectura detallada de un vehículo eléctrico de autonomía extendida EREV. Fuente: (3)

En el caso de los PHEV y los BEV, se utiliza un convertidor DC/DC, que alimenta la batería de baja tensión y las cargas que cuelgan de ella utilizando la energía de la batería de alta tensión. Surge de aquí la necesidad de diseñar este tipo de convertidores, y con ello el motivo para el desarrollo del presente proyecto.

1.3 Especificaciones

El convertidor desarrollado en el proyecto se trata de un DC/DC que, alimentándose de la red de alta tensión del vehículo, debe ser capaz de estabilizar el bus de baja tensión en aquella que sea especificada via CAN, proporcionando además aislamiento galvánico entre ambas redes.

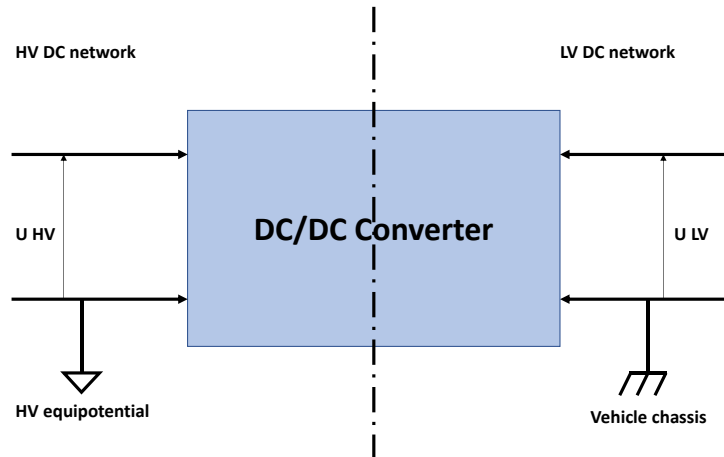


Figura 3. Estructura general del convertidor

Las especificaciones que debe cumplir el convertidor y que han sido proporcionadas por el cliente son las siguientes:

- Tensión nominal de entrada: 362 V
- Tensión máxima de entrada: 453.6 V
- Tensión mínima de entrada: 225 V
- Tensión nominal de salida: 14 V
- Tensión mínima de salida: 10.6 V
- Tensión máxima de salida: 16 V
- Pico de eficiencia del 90 %.
- Debe ser capaz de trabajar con temperaturas de refrigerante entre -30 °C y 70 °C.
- Potencia máxima de salida de 3500 W con temperatura de refrigerante entre -30 °C y 20°C y de 2800 W con temperatura entre 20 °C y 70 °C.

Capítulo 2. Descripción de la solución adoptada

Debido a que en este proyecto se desea desarrollar un convertidor de alta eficiencia, se ha optado por emplear una topología de convertidor que haga uso del *soft switching*. En este capítulo se presentan los fundamentos de esta técnica y se describen las principales topologías que la usan. También se describe la rectificación síncrona y sus beneficios frente a la rectificación por diodos.

2.1 Soft switching

El *soft switching* es una técnica de conmutación en auge en los convertidores conmutados gracias a la cual las pérdidas principales en este tipo de convertidores dejan de producirse en la conmutación de los semiconductores, y pasan a distribuirse en el resto de componentes del convertidor. De esta forma, y a diferencia del *hard switching*, se puede aumentar la frecuencia de conmutación de estos componentes sin que las pérdidas sean demasiado elevadas. Así, las principales ventajas que presenta el *soft switching* son:

- **Reducción de pérdidas de conmutación.** Con ello, permite aumentar la frecuencia de conmutación sin provocar pérdidas o incluso la destrucción de los semiconductores.
- **Reducción de las dimensiones del convertidor.** Gracias a que se puede aumentar la frecuencia de conmutación, también se reduce el tamaño de los componentes pasivos empleados. Por tanto, se reduce el volumen y peso del convertidor y permite aumentar la densidad de potencia.
- **Menor coste.** Debido al uso de componentes pasivos menos voluminosos y de semiconductores que no necesitan disipar tanta potencia, el coste material de estos componentes también se ve reducido.
- **Mejora de EMIs.** Utilizando *soft switching*, las conmutaciones no generan tantas emisiones electromagnéticas como lo hace el tradicional *hard switching*.
- **Aprovechamiento de elementos parásitos.** Se pueden utilizar elementos parásitos del convertidor, de forma que se reduce el número de componentes necesarios para la resonancia.

El fundamento del *soft switching* se basa en desplazar la tensión o la corriente en las conmutaciones. En un semiconductor, las pérdidas por conmutación se producen debido a que las transiciones entre estados no son instantáneas, sino que la tensión v_{ds} y la corriente i_{ds} cambian en un tiempo que no es nulo, aunque sí pequeño.

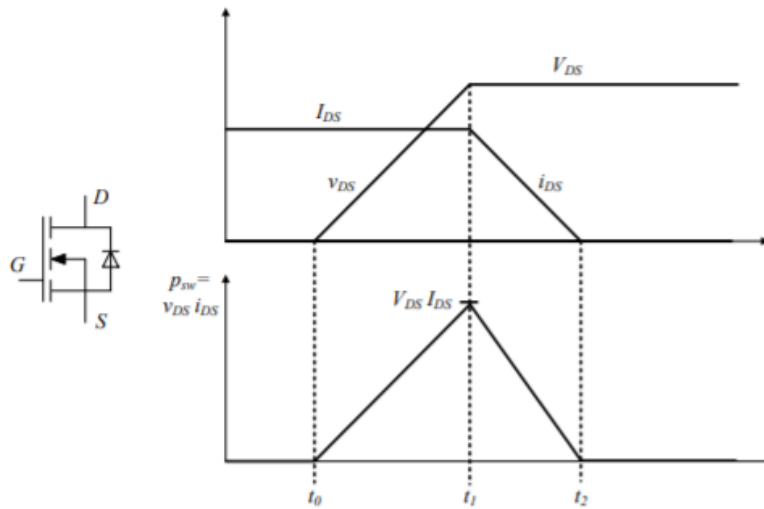


Figura 4. Tensión y corriente en la conmutación de un semiconductor. Fuente: (4)

A la vista de la figura, la energía perdida E_{sw} en una transición puede expresarse según la siguiente ecuación:

$$E_{sw} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} (t_2 - t_0) \quad (1)$$

La potencia instantánea $p(t)$ se puede expresar como $v_{ds} \cdot i_{ds}$. Por tanto, durante un periodo de frecuencia f_{sw} , la potencia perdida es:

$$P_{sw} = \frac{1}{T} \int p(t) dt = 2E_{sw} f_{sw} \quad (2)$$

El funcionamiento del *soft switching* consiste en desfasar las transiciones de v_{ds} e i_{ds} , de forma que éstas no se solapen. De esta forma, en todo momento uno de los dos parámetros es nulo y no existe pérdida de energía en la conmutación. Existen dos casos de *soft switching*:

- **Zero Voltage Switching (ZVS).** En este caso la conmutación se produce cuando la tensión v_{ds} es nula. Esto se consigue forzando una corriente inversa a través del diodo en anti-paralelo del transistor.
- **Zero Current Switching (ZCS).** En este caso la conmutación se produce cuando la corriente a través del semiconductor es nula.

2.2 Tipologías de convertidores de alta eficiencia

Actualmente existen diversas tipologías con tecnología *soft switching* que permiten alcanzar eficiencias muy elevadas. Los principales son:

2.2.1 Resonantes

Estos convertidores emplean un tanque resonante formado por una inductancia serie a la carga y un condensador, que puede disponerse en paralelo (PRC) o en serie (SRC) a ésta.

El funcionamiento de estos convertidores se basa en la variación de la impedancia del tanque resonante Z_r con la frecuencia de conmutación f_{sw} , de forma que se puede variar la ganancia del convertidor mediante la variación de dicha frecuencia.

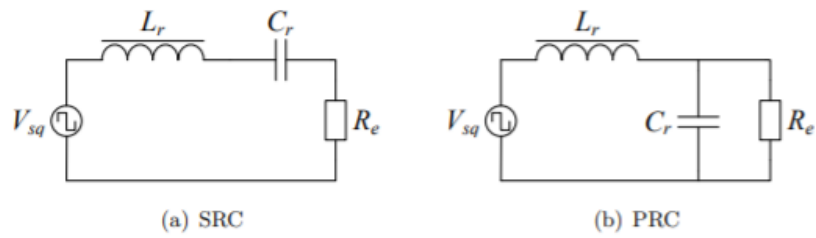


Figura 5. Configuraciones de tanque resonante. Fuente: (4)

2.2.2 Multi-resonantes

En este tipo de convertidores el tanque resonante está formado por dos o más elementos reactivos. Existen dos tipos: LCC y LLC. Ambos emplean tres elementos en el tanque resonante, el cual presenta dos frecuencias de resonancia.

Los convertidores LCC presentan características intermedias entre los SRC y los PRC, consiguiendo un mejor control a bajas cargas, entre otras ventajas. Sin embargo, la frecuencia de resonancia serie, donde se consigue que la ganancia sea independiente de la carga, se encuentra en la zona capacitiva de la curva. La estructura de estos convertidores es la siguiente:

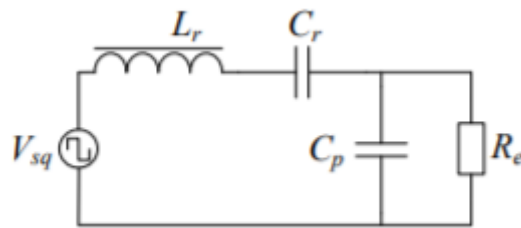


Figura 6. Convertidor LCC

Los convertidores LLC presentan la frecuencia de resonancia de trabajo en la parte inductiva de la curva. Entre sus grandes ventajas se encuentra la posibilidad de integrar los elementos inductivos en el transformador de aislamiento. Además, esta tipología puede regular la salida frente a un cambio grande en la tensión de entrada o en la carga con un intervalo de frecuencias reducido, sin disminuir notablemente la eficiencia. La estructura que presentan es la siguiente:

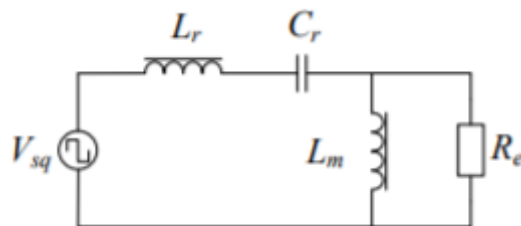


Figura 7. Convertidor LLC.

2.2.3 Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZVT)

El funcionamiento de este tipo de convertidores se basa en desfazar una de las ramas (*lagging leg*) de un puente completo, manteniendo la frecuencia constante. Típicamente, estos convertidores están formados además del puente por un inductor en serie a un transformador y una etapa de rectificación en el secundario de éste.

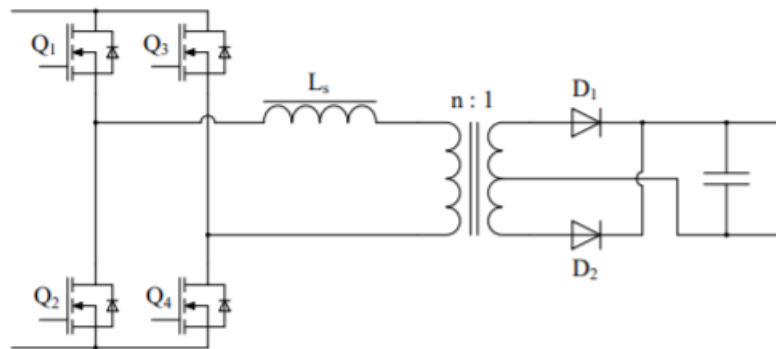


Figura 8. Convertidor PS-ZVT.

En este tipo de convertidores la eficiencia es buena para un rango elevado de cargas y tensiones de entrada. Además, su diseño es relativamente sencillo en comparación con el LLC. Sin embargo, La corriente a través del tanque resonante es lineal a tramos en lugar de sinusoidal, como en el caso de los convertidores resonantes. Esta introducción de componentes armónicos provoca el aumento de EMIs.

2.2.4 Cuasi-resonantes (QRC)

Los convertidores QRC se basan en mejorar convertidores *buck*, *boost*, *buck-boost* y otros, añadiendo elementos resonantes para conseguir ZVS o ZCS en las conmutaciones de los semiconductores. En algunos casos, el diodo es sustituido por un transistor reduciendo las pérdidas por conducción. Se emplean para convertidores de media y baja potencia, y trabajan a frecuencias de conmutación muy elevadas.

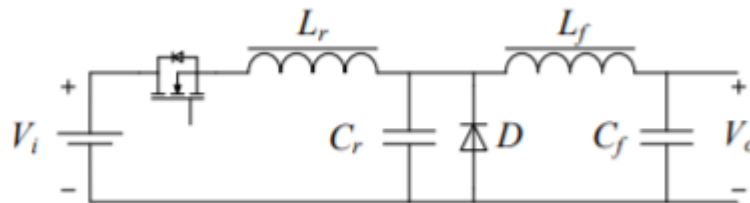


Figura 9. Convertidor QRC

2.2.5 Active clamp

Se trata de una topología usada para convertidores de baja potencia como *forward* y *flyback*. Con ella, se consiguen mejoras en la eficiencia y la posibilidad de aumentar la frecuencia de conmutación. También reduce las EMIs, permite ciclos de trabajo por encima del 50 % y recicla la energía magnética en lugar de disiparla. No obstante, requieren de un semiconductor y un condensador extra, además de la mayor complejidad del control.

2.3 Rectificación síncrona

Las pérdidas por conducción generadas en los diodos rectificadores del lado secundario de un convertidor aislado constituyen unas de las principales en este tipo de convertidores. Para reducirlas, se emplea la rectificación síncrona o rectificación activa. En ella, se sustituyen los diodos por semiconductores controlados (generalmente MOSFETs), que conducen en el mismo periodo que lo haría el diodo e impiden la circulación de corriente cuando el diodo estaría bloqueado por una tensión inversa.

No obstante, la rectificación síncrona no siempre es más eficiente que una rectificación por diodos convencional. Para saber cuál de las dos técnicas es favorable, es necesario comparar las curvas

de potencias de un diodo y de un MOSFET. Así (y teniendo en cuenta tan sólo las pérdidas provocadas por conducción, las cuales son las más significativas en la rectificación de los convertidores resonantes) las pérdidas en el diodo son:

$$P_D = V_f I + R_D I^2 \quad (3)$$

Mientras que las de un MOSFET son:

$$P_{MOS} = R_{on} I^2 \quad (4)$$

Representando gráficamente dichas curvas, se observa que para bajas corrientes la rectificación por diodos provocará menos pérdidas que usando rectificación síncrona, mientras que será a altas corrientes cuando la rectificación síncrona mejorará la eficiencia en esta etapa.

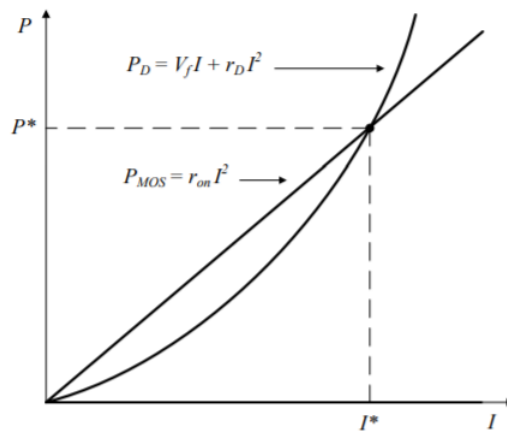


Figura 10. Comparativa de pérdidas de conducción entre un diodo y un MOSFET. Fuente: (4)

Se debe tener en cuenta la posibilidad de paralelizar elementos. De esta forma, se mejoraría la eficiencia de la etapa, aunque aumentaría el número de elementos y con ello la complejidad de diseño y el coste del convertidor.

Por último, también es necesario considerar la caída de tensión que provocan los diodos en su conducción, lo cual puede ser un problema en convertidores de baja tensión de salida. En este caso, también se debería tener en cuenta la posibilidad de usar la rectificación síncrona.

Capítulo 3. Diseño y simulación del convertidor

3.1 Análisis del convertidor LLC resonante

Partiendo de las especificaciones del convertidor definidas previamente, se ha optado por la topología multi resonante LLC para su diseño debido a la siguientes motivos:

- Facilidad de diseño de un inversor actuando como fuente de tensión.
- Capacidad para regular la tensión de salida en todo el rango de potencias de salida.
- Existen tres grados de libertad en el diseño: el factor de calidad, el rango de frecuencias de trabajo y el rango de ganancia entre la tensión de entrada y de salida.
- La inductancia serie resonante atenúa los picos de corriente circulante por el inversor y el tanque resonante.

Puesto que esta tipología requiere de un puente inversor se ha seleccionado un puente completo (*full-bridge*) frente a un semipuerto (*half-bridge*). De esta forma, y a pesar de tratarse de una estructura de mayor complejidad para el diseño, permite transmitir la misma potencia con menor corriente circulante.

3.1.1 Aproximación al primer armónico

Puesto que en el análisis de un convertidor resonante los elementos reactivos y la conmutación a frecuencias próximas a la de resonancia introducen no linealidades, es necesario emplear metodologías para linealizar u obtener una ecuación de transferencia de varias formas. En este caso, se ha empleado la aproximación al primer armónico o FHA (*First Harmonic Approximation*).

Esta técnica se basa en suponer que la corriente a través del tanque está compuesta tan sólo por su componente fundamental, despreciando el resto de componentes de alta frecuencia. Esto es debido a que, al trabajar cerca de la frecuencia de resonancia serie, la componente fundamental domina frente a la demás. Por este mismo motivo, si la frecuencia de conmutación se aleja de la frecuencia de resonancia, aparecerán componentes armónicos que producirán errores de exactitud. Los pasos que se realizan en este análisis son los siguientes:

1. En primer lugar, se representan la tensión cuadrada de entrada y la corriente con únicamente la componente fundamental, ignorando el resto de componentes armónicos.
2. También se ignoran los efectos del condensador de salida, del rectificador y de la inductancia de dispersión en el secundario del transformador.
3. Las variables del secundario se referencian respecto al primario.
4. La tensión cuadrada del secundario del transformador se representa respecto al primario teniendo en cuenta únicamente la componente fundamental e ignorando los componentes armónicos.

La siguiente figura representa estos pasos:

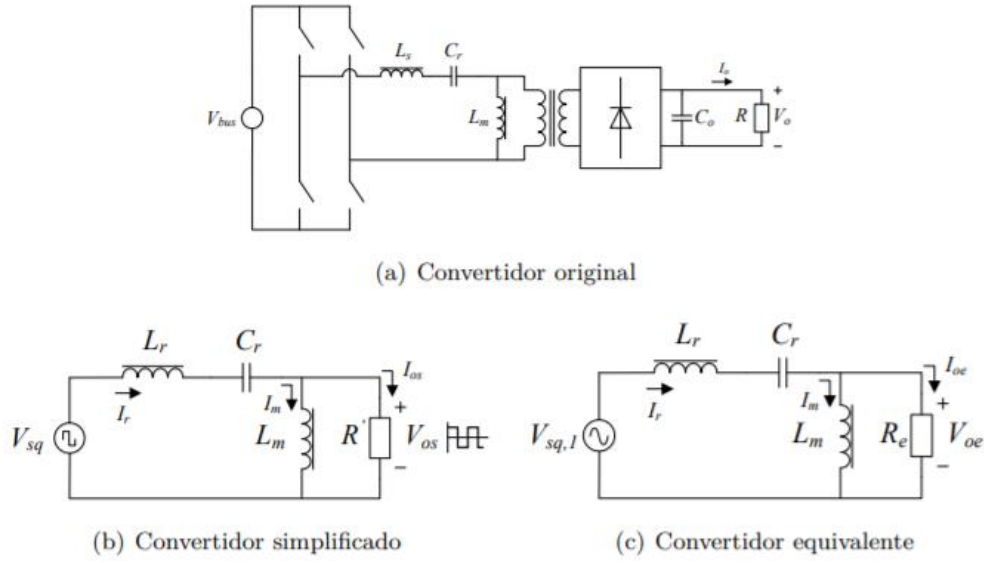


Figura 11. Transformación del método FHA. Fuente: (4)

La tensión cuadrada de salida del puente inversor, que es simétrica y periódica con frecuencia igual a la de conmutación f_{sw} , se define como:

$$v_{sq} = \begin{cases} V_{bus} & \text{si } 0 \leq t < T_{sw}/2 \\ -V_{bus} & \text{si } T_{sw}/2 \leq t < T_{sw} \end{cases} \quad (5)$$

Descomponiendo con Fourier, se obtiene la componente fundamental de v_{sq} :

$$v_{sq,1} = \frac{4}{\pi} V_{bus} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (6)$$

El valor eficaz de la componente fundamental es:

$$V_{sq,1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{bus} \quad (7)$$

Por otro lado, la tensión de salida V_{os} se supone también cuadrada y simétrica, de forma que su componente fundamental es:

$$v_{oe} = \frac{4}{\pi} n V_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_v) \quad (8)$$

Donde φ_v es el desfase entre $V_{sq,1}$ y V_{oe} . El valor eficaz de v_{oe} es:

$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o \quad (9)$$

La capacidad de salida C_o se supone lo suficientemente elevada para dejar pasar sólo la corriente alterna, de forma que la media es nula y la corriente media a la salida del rectificador y por la carga son iguales. La forma de onda es sinusoidal y rectificadora, teniendo como valor de pico $\frac{\pi}{2} I_o$ y valor eficaz $\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o$. La componente fundamental de la corriente I_{os} es:

$$i_{oe} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_I) \quad (10)$$

Siendo φ_I el desfase entre la tensión y la corriente en la carga V_{oe} e I_{oe} . El valor eficaz de la corriente es:

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o \quad (11)$$

Con esto, se deduce el valor de la carga equivalente R_e :

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R \quad (12)$$

Las corrientes eficaces en la inductancia magnetizante I_m y en el tanque resonante I_r a la frecuencia de resonancia serie son:

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{n V_o}{\omega L_m} \quad (13)$$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (14)$$

3.1.2 Impedancia del tanque resonante LLC

Suponiendo la carga puramente resistiva, la impedancia del tanque resonante LLC es:

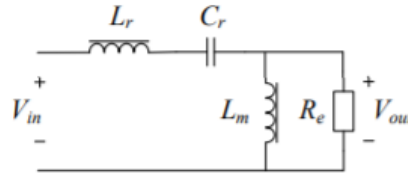


Figura 12. Tanque resonante LLC. Fuente: (4)

$$Z = Z_{L_r} + Z_{C_r} + (Z_{L_m} \parallel R_e) \quad (15)$$

$$Z_{(s)} = sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sL_m R_e}{sL_m + R_e} = \frac{s^3 C_r L_r L_m + s^2 C_r R_e (L_r + L_m) + sL_m + R_e}{s^2 C_r L_m + sC_r R_e} \quad (16)$$

La frecuencia de resonancia serie del sistema es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \quad (17)$$

Y la frecuencia de resonancia total es:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r(L_r + L_m)}} \quad (18)$$

Si se representa el diagrama de Bode de la impedancia $Z(\omega)$ para un determinado sistema y a diferentes valores de R_e se obtiene el siguiente resultado:

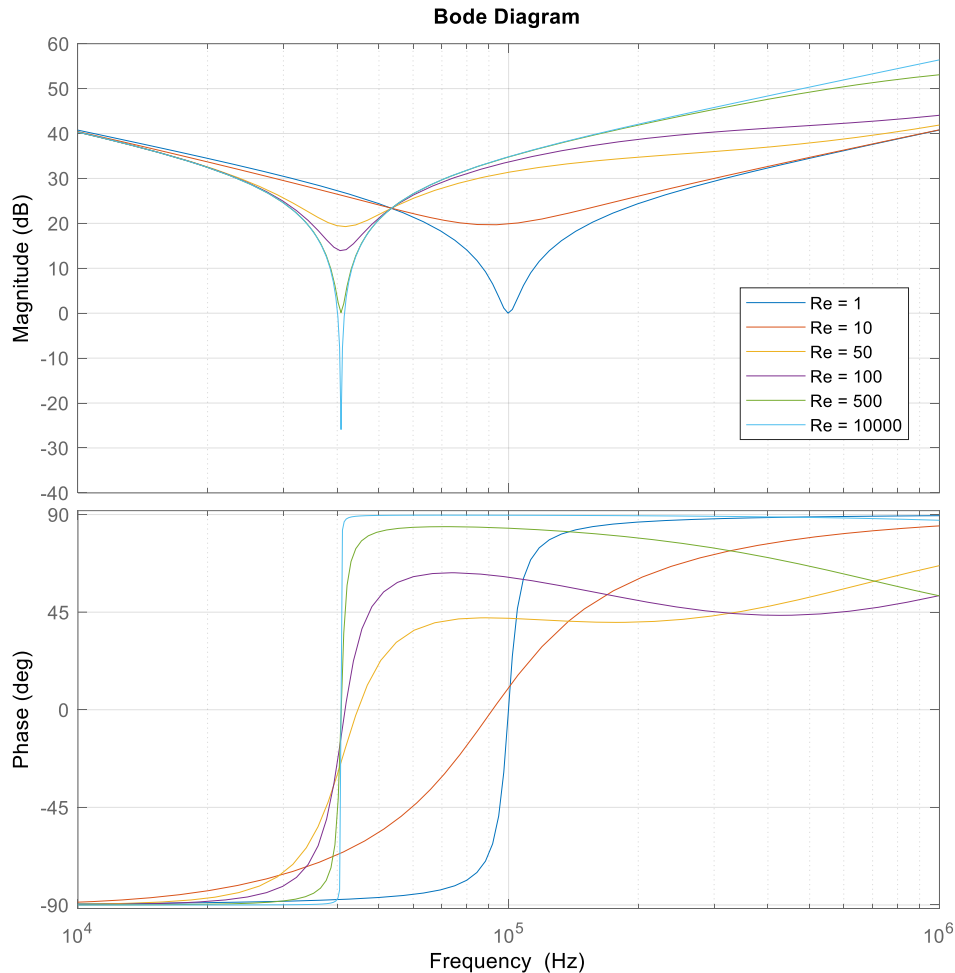


Figura 13. Diagrama de Bode de la impedancia del tanque resonante

Como se puede observar, el sistema presenta dos frecuencias de resonancia en las que la impedancia es mínima. Cuando la resistencia R_e es cero, la impedancia es igual a la formada por L_r y C_r , pues L_m está cortocircuitada y la frecuencia de resonancia es la serie f_r . Por otro lado, cuando R_e es infinita, la frecuencia de resonancia es la total f_p .

En esta figura también cabe destacar que para cualquier valor de R_e el comportamiento del tanque es capacitivo si se trabaja a una frecuencia superior a la de resonancia f_0 . Sin embargo, si se trabaja a una frecuencia comprendida entre f_p y f_r , un cambio de carga puede hacer que dicha frecuencia pase a estar en lado capacitivo de la curva, con el consiguiente cambio de comportamiento del tanque resonante. Si se trabaja a una frecuencia superior a f_r , se trabajará siempre en el lado inductivo independientemente de la carga.

3.1.3 Función de transferencia

Como se ha mencionado anteriormente, cuando el convertidor varía la frecuencia de conmutación, la impedancia del tanque se ve afectada y, en consecuencia, la tensión de salida. De esta forma es como el convertidor resonante LLC regula dicha tensión de salida. Para definir esta relación entre la frecuencia de conmutación y tensión de salida se parte de la Figura 12 y se definen los siguientes parámetros adimensionales con el objetivo de obtener una función de transferencia independiente de valores de condensadores o inductancias:

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (19)$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (20)$$

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (21)$$

Puesto que las tensiones de entrada y salida son continuas, se define la relación entre ambas como la ganancia M_{dc} . Aplicando las aproximaciones del método FHA, se deduce:

$$M_{dc} = \frac{nV_o}{V_{bus}} \approx \frac{V_{os}}{V_{sq}} \approx \frac{V_{oe}}{V_{sq,1}} = M_{ac} \quad (22)$$

Teniendo en cuenta el esquema equivalente obtenido en la aproximación al primer armónico (Figura 11), y anotando M_{ac} como M :

$$M = \left| \frac{Z_{Lm} \parallel R_e}{Z_{Cr} + Z_{Lr} + (Z_{Lm} \parallel R_e)} \right| \quad (23)$$

Aplicando los parámetros adimensionales definidos anteriormente, se llega a la siguiente expresión:

$$M = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n + 1) f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) f_n Q_e L_n]} \right| \quad (24)$$

Teniendo en cuenta que de estos parámetros sólo f_n es variable una vez finalizado el diseño, se pueden dibujar las curvas características respecto a este ratio y fijando diferentes valores de Q_e y L_n .

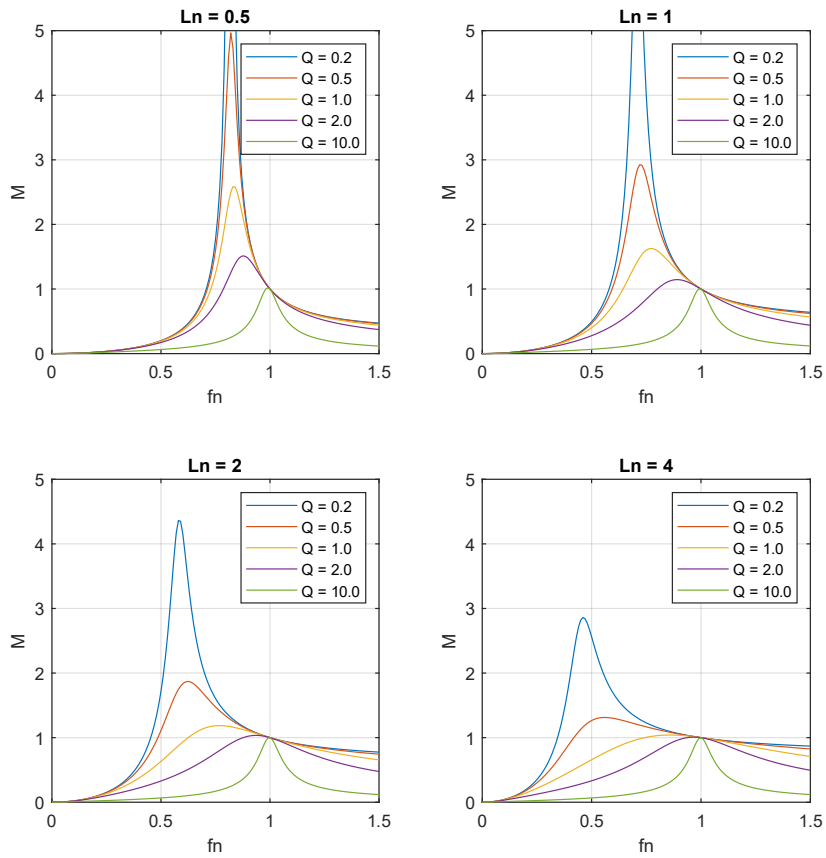


Figura 14. Curvas de ganancia del convertidor para diferentes valores de L_n y Q_e

Ampliando el gráfico para $L_n = 2$, y sombreando las zonas donde se produce ZVS y ZCS:

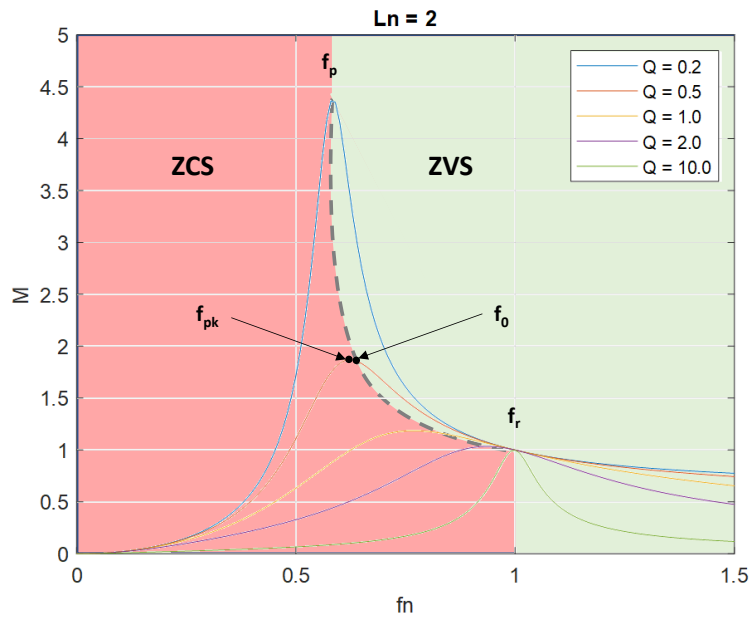


Figura 15. Curvas de ganancia con zonas ZVS y ZCS resaltadas

En verde se ha resaltado la zona donde se produce conmutación por ZVS (correspondiente a la zona inductiva) mientras que en rojo se ha resaltado la zona donde se produce ZCS (zona capacitiva de la curva). También se ha resaltado con la línea punteada los puntos en los que el desfase entre tensión y corriente por el tanque resonante son cero. El *soft switching* se aplica en la zona inductiva de la curva, cuando la frecuencia de conmutación es mayor a f_0 . Por otro lado, aunque la máxima ganancia se da en la frecuencia f_{pk} , ésta no es alcanzable en el funcionamiento normal del convertidor puesto que se encuentra en la zona capacitiva. La máxima ganancia alcanzable es la que se da en f_0 .

Cuando se trabaja a la frecuencia de resonancia serie f_r , la caída de tensión en la inductancia y el condensador resonante L_r y C_r es nula, por lo que la tensión de salida es igual a la de entrada (ganancia unitaria). Como se puede observar, todas las curvas pasan por este punto en el que la ganancia es unitaria a la frecuencia de resonancia serie, por lo que a esta frecuencia la ganancia es independiente de la carga. Para cualquier otra frecuencia, la ganancia sí que depende de ésta.

Al aumentar el valor de Q_e manteniendo fijo L_n , se puede observar como los picos de ganancia disminuyen y se desplazan hacia la derecha acercándose al punto de la frecuencia de resonancia f_r donde la ganancia es unitaria. En caso de que Q_e fuese cero (es decir, la resistencia R_e estuviese en circuito abierto) el pico de ganancia M_{pk} sería teóricamente infinito y se daría a $f_0 = f_p$. Si por el contrario la carga estuviese cortocircuitada (Q_e infinito), el efecto de la inductancia L_m sería anulado por estar en serie con la carga y la frecuencia f_0 sería igual a f_r .

Finalmente, al aumentar el valor de L_n manteniendo constante el valor de Q_e las curvas se expanden alejando f_0 de f_r y disminuyendo M_{pk} , de forma que es necesario un rango de frecuencias mayor para conseguir la misma ganancia.

3.2 Diseño conceptual del tanque resonante LLC

Para diseñar el convertidor y seleccionar los componentes adecuados que cumplen con las especificaciones requeridas, y una vez se conoce el comportamiento del tanque resonante en función de la frecuencia de conmutación, se han seguido los siguientes pasos:

1. En primer lugar, se escoge un rango de frecuencias de conmutación que sea aceptable para el control y que permita cumplir con las especificaciones de salida frente a variaciones en la tensión de entrada, carga o tensión de salida. A la hora de escoger este rango, es importante tener en cuenta el efecto que tienen sobre el rendimiento, volumen, EMIs, la facilidad para encontrar componentes, la influencia de un correcto rutado de la PCB, etc.
2. A continuación, se escoge el ratio de transformación del transformador n . Para ello, se emplean los valores nominales de tensión de entrada y salida a frecuencia de resonancia serie, donde la ganancia M es unitaria; o también puede utilizarse el valor medio o el mínimo en caso de tener un rango de tensiones de salida.

$$n = M \left. \frac{V_{bus}}{V_o} \right|_{M=1} \quad (25)$$

3. Tras esto se escogen los parámetros L_n y Q_e , que son los que definen las curvas de ganancia del convertidor. Para ello, se analizan los casos de ganancia máxima y mínima, de forma que se asegura que el convertidor cumple con las especificaciones.

$$M_{max} = \frac{nV_{o,max}}{V_{bus,min}} \quad (26)$$

$$M_{min} = \frac{nV_{o,min}}{V_{bus,max}} \quad (27)$$

Puesto que existen infinitas combinaciones de los parámetros L_n y Q_e que cumplen $M_0 > M_{max}$, se puede representar las curvas de máxima ganancia alcanzable M_0 respecto a Q_e para valores fijos de L_n .

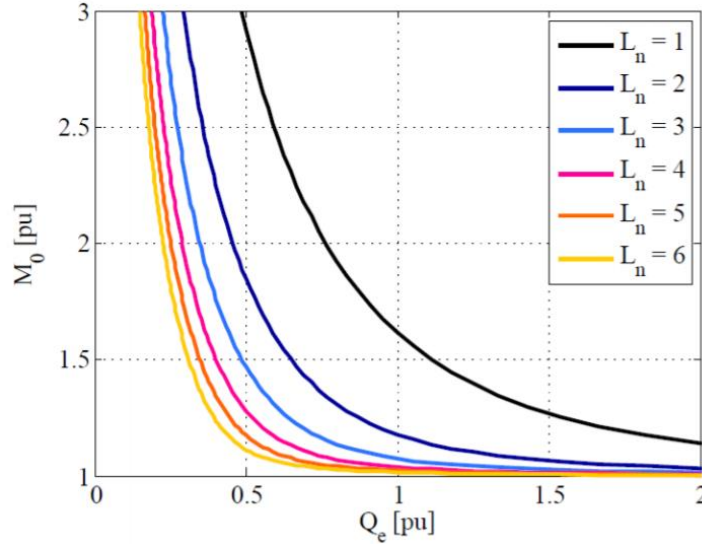


Figura 16. Curvas de máxima ganancia alcanzable. Fuente: (4)

El valor M_{max} obtenido se representa como una línea horizontal en las curvas, por lo que cualquier valor de M_0 superior es adecuado para el diseño y asegurará que el convertidor trabajará en la zona inductiva. A partir de aquí, se trata de un proceso iterativo hasta obtener los valores más óptimos. Para ello, se pueden seguir una serie de consejos descritos en (5):

- Manteniendo Q_e fija, disminuir L_n ayuda a mantener el ZVS aunque aumenta las pérdidas de conducción. Esto es debido a que L_n representa el ratio entre L_m y L_r , por lo que al disminuir el ratio también disminuiría L_m , lo que provoca un aumento en la corriente magnetizante.
 - Para una Q_e fija, aumentar L_n provoca un aumento en el rango de frecuencias necesario para cumplir las especificaciones de ganancia; por otro lado, aumentar Q_e manteniendo L_n reduce la máxima ganancia alcanzable.
 - Q_e varía entre cero y $Q_{e,max}$, por lo que para realizar ZVS en todo el rango de carga se debe asegurar un comportamiento inductivo para el valor extremo $Q_{e,max}$.
4. Una vez determinados estos parámetros, se pasa a calcular los elementos reactivos del tanque. Previamente, es necesario obtener el valor de $R_{e,lim}$ que asegura el ZVS en todo el rango de potencia.

$$R_{e,lim} = \frac{8n^2 V_{o,max}^2}{\pi^2 P_{nom}} \quad (28)$$

Con este valor ya se pueden obtener los de los elementos reactivos del tanque:

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{e,lim} Q_{e,max}} \quad (29)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} \quad (30)$$

$$L_m = L_n L_r \quad (31)$$

5. El siguiente paso es determinar el transformador. Para ello, es necesario tener en cuenta la inductancia de dispersión del transformador $L_{lk1,p}$ ya que participa en la resonancia junto a la inductancia serie L_s y el condensador C_r , de forma que la inductancia del tanque es la suma de ambas.

$$L_r = L_s + L_{lk1,p} \quad (32)$$

Esta inductancia de dispersión disminuye el valor necesario de inductancia serie L_s , de forma que se reducen sus dimensiones y las pérdidas. De hecho, en un caso extremo en el que la inductancia de dispersión sea lo suficientemente elevado se podría obviar la inductancia serie, de forma que $L_r = L_{lk1,p}$.

El transformador se puede modelizar de la siguiente forma:

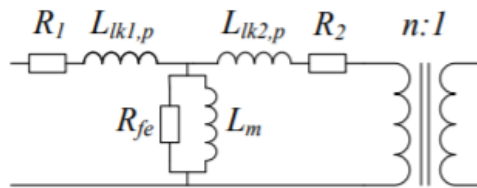


Figura 17. Modelo del transformador. Fuente: (4)

Donde:

- R_1 y R_2 son las resistencias del cobre del primario y del secundario.
 - $L_{lk1,p}$ y $L_{lk2,p}$ son las inductancias de dispersión del primario y del secundario referenciadas al primario.
 - L_m es la inductancia magnetizante del transformador.
 - R_{fe} representa las pérdidas en el núcleo del transformador.
6. A continuación, se seleccionan los semiconductores. Para el puente inversor, se emplean semiconductores controlados, generalmente MOSFETs o IGBTs dependiendo de la potencia y de la frecuencia de conmutación. Para la etapa de rectificación, se pueden emplear diodos de potencia o también semiconductores controlados, en caso de tratarse de rectificación síncrona.
7. El último paso es asegurarse de que el tiempo muerto empleado en el inversor es suficiente para que las capacidades parásitas se carguen y descarguen en cada ciclo de conmutación, de forma que se asegure el ZVS y se eviten cortocircuitos.

3.3 Especificaciones del convertidor y aplicación

Las especificaciones del convertidor se han definido previamente en el Apartado 1.3. Estas son:

- Rango de tensiones de entrada: de 225 V a 453.6 V
- Tensión de entrada nominal: 362 V
- Rango de tensiones de salida: de 10.6 V a 16 V
- Tensión de salida nominal: 14 V
- Potencia máxima: 3500 W
- Rizado máximo en la tensión de salida del 2%

Además de estas especificaciones, se ha decidido fijar la frecuencia de resonancia serie f_r a 100 kHz.

3.4 Diseño y selección de los componentes del convertidor

Una vez definidas las especificaciones del convertidor, se ha pasado a su diseño y a la selección de los componentes que lo forman. Para ello, se ha comenzado realizando el cálculo de los componentes del tanque resonante. Después, se han determinado los parámetros del transformador. Finalmente, se han seleccionado los semiconductores del puente inversor y de la rectificación síncrona y los condensadores de salida. Todo esto se ha llevado a cabo siguiendo el procedimiento descrito en el Apartado 3.2.

1. Relación de transformación.

En primer lugar, se ha calculado la relación de transformación del transformador de alta frecuencia.

$$n = \frac{V_{bus}}{V_o} \approx 14 \quad (33)$$

2. Ganancias mínima y máxima.

Antes de seleccionar los valores de L_n y Q_e , se han calculado los valores de ganancia del tanque necesarios para cumplir con las especificaciones de salida para todo el rango de tensiones de entrada. En este cálculo, se ha supuesto una caída de tensión en los semiconductores de la rectificación de 0.5 V.

$$M_{min} = n \frac{V_{o,min} + 0.5}{V_{bus,max}} = 0.343 \quad (34)$$

$$M_{max} = n \frac{V_{o,max} + 0.5}{V_{bus,min}} = 1.027 \quad (35)$$

3. Selección de L_n y Q_e .

Para obtener los valores de L_n y Q_e se ha utilizado la Figura 16, en la que se representan las curvas de máxima ganancia. Así, se ha representado la ganancia máxima obtenida M_{max} como una línea horizontal en esta figura, y se han seleccionado unos valores de estos parámetros que aseguran una ganancia superior. Tras llevar a cabo varias iteraciones, se han seleccionado los valores $L_n = 5$ y $Q_e = 0.95$.

4. Comprobación mediante curvas de ganancia.

Representando las curvas de ganancia para los valores de L_n y Q_e seleccionados, se obtiene la siguiente figura:

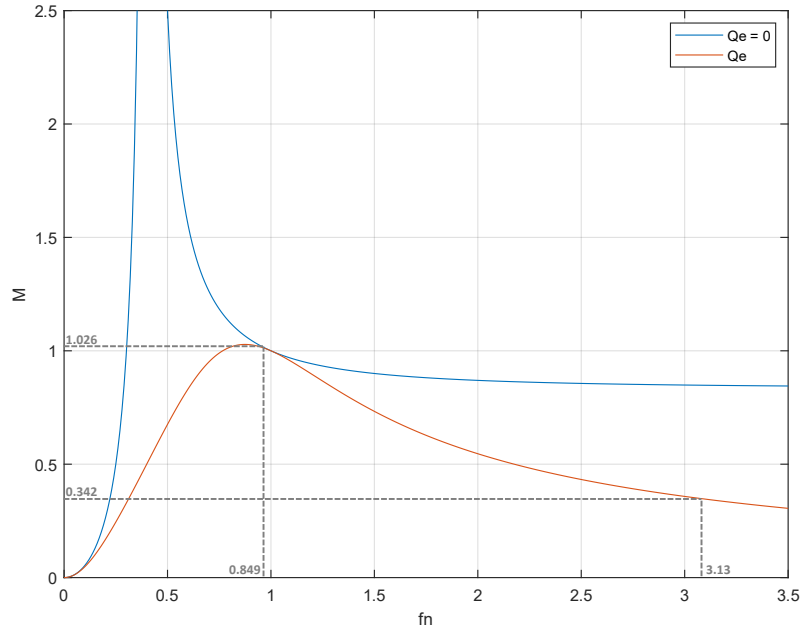


Figura 18. Curvas de ganancia del convertidor

Como se puede comprobar, se cumplen las especificaciones de ganancia y el rango de trabajo del convertidor se sitúa en la zona donde se produce ZVS. Las ganancias máxima y mínima se dan a las siguientes frecuencias:

$$f_{sw,min} = f_r \cdot f_n|_{M_{max}} = 84.9 \text{ kHz} \quad (36)$$

$$f_{sw,max} = f_r \cdot f_n|_{M_{min}} = 313 \text{ kHz} \quad (37)$$

La frecuencia mínima en condiciones nominales es de unos 85 kHz, por lo que se da por válida. En cuanto a la frecuencia máxima, una vez implementado el convertidor real aparecerán pérdidas que harán disminuir la ganancia por lo que, en consecuencia, la frecuencia de conmutación se verá reducida. Sin embargo, sigue siendo demasiado elevada. Es por ello que se ha decidido implementar la técnica de phase shift como alternativa para no tener que elevar tanto la frecuencia de conmutación.

5. Cálculo de C_r , L_r y L_m .

Una vez obtenidos estos parámetros, se ha pasado a calcular los elementos reactivos del tanque. Para ello, antes es necesario obtener $R_{e,lim}$, el cual se calcula a ganancia y carga máximas, de forma que se asegura ZVS en todo el rango de potencias.

$$R_{e,lim} = \frac{8n^2 V_{o,max}^2}{\pi^2 P_{nom}} = 11.62 \Omega \quad (38)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{e,lim} Q_{e,max}} = 144 \text{ nF} \quad (39)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} = 17.57 \mu H \quad (40)$$

$$L_m = L_n L_r = 87.85 \mu H \quad (41)$$

6. Transformador

Se ha decidido diseñar un transformador con el objetivo de minizar las pérdidas, aunque ello lleva a la necesidad de añadir un inductor externo debido a que la inductancia de dispersión no será suficiente para alcanzar el valor de L_r calculado previamente. Se ha optado además por utilizar una estructura *center tapped* para reducir el número de semiconductores necesarios para la rectificación. Los parámetros del transformador construido son los siguientes:

Inductancia de magnetización L_m	90 μH
Inductancia de dispersión del primario $L_{lk1,p}$	4 μH
Inductancia de dispersión del secundario $L_{lk2,p}$	0.46 μH
Resistencia del primario R_1	24.5 $m\Omega$
Resistencia del secundario R_2	0.35 $m\Omega$
Número de vueltas del primario	14
Relación de transformación n	14:1:1
Hilo del bobinado primario	Litz 400 x 0.07 mm
Hilo del bobinado secundario	Cu foil 19 x 0.8 mm

Tabla 1. Parámetros del transformador construido

7. Inductancia externa L_s

Puesto que la inductancia de dispersión del transformador diseñado no es suficiente para satisfacer $L_r = 17.57 \mu H$, ha sido necesario diseñar una inductancia externa. Para cumplir con el criterio de diseño su valor debe ser:

$$L_s = L_r - L_{lk1,p} = 13.57 \mu H \quad (42)$$

Los parámetros del inductor construido son:

Número de vueltas	8
Hilo del bobinado	Litz 400 x 0.07 mm
Inductancia L_s	14 μH
Resistencia del bobinado R_s	18 $m\Omega$

Tabla 2. Parámetros del inductor construido

8. Semiconductores del inversor full bridge

Para el diseño del puente inversor, se ha optado por utilizar MOSFETs debido a sus prestaciones y bajo coste. Para elegir el modelo adecuado del semiconductor, es necesario calcular los siguientes parámetros:

- **Tensión V_{ds} máxima**

La tensión de trabajo máxima a la que trabajarán los MOSFETs es $V_{bus,max}$, que es 453 V. Por tanto, el modelo elegido deberá tener una tensión vds superior a esta.

- **Corriente máxima I_d**

La corriente que circula por el transistor se obtiene mediante la expresión:

$$I_{mos} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} \frac{P_{nom}}{V_o}\right)^2} \quad (43)$$

Como se puede observar, hay dos componentes que participan en la corriente. Por un lado, la corriente de la inductancia magnetizante L_m y, por otro, la de la carga equivalente I_{oe} . Puesto que I_m es proporcional a la tensión de salida e I_{oe} es inversamente proporcional a ésta, para obtener el valor máximo de corriente que circulará a través del transistor se deben analizar las dos situaciones extremas:

- **Máxima corriente magnetizante y máxima V_o**

Este caso se da a máxima tensión de salida, que a su vez se produce a frecuencia mínima y potencia nominal:

$$I_{mos} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_{o,max}}{2\pi f_{min} L_m}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} \frac{P_{nom}}{V_{o,max}}\right)^2} = 12.64 A \quad (44)$$

- **Máxima corriente de salida y mínima V_o**

Este caso se da a frecuencia de resonancia serie f_r y potencia nominal:

$$I_{mos} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_{o,min}}{2\pi f_r L_m}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} \frac{P_{nom}}{V_{o,min}}\right)^2} = 18.60 A \quad (45)$$

Como se ha podido comprobar, el peor caso ocurrirá con mínima tensión de salida, en la que circularán 18.6 A a través de los transistores. A partir de estos resultados, se ha seleccionado el siguiente modelo de MOSFET, el cual está sobredimensionado para disminuir pérdidas por conducción al ser su resistencia menor.

Modelo	ON SEMI NVH4L060N065SC1
$V_{ds,max}$	650 V
$I_{d,max}$	50 A
$R_{ds,on}$	69.8 mΩ

Tabla 3. Parámetros del MOSFET seleccionado para el *full bridge*

9. Semiconductores del rectificador

Se ha optado por utilizar rectificación síncrona en el secundario para disminuir las pérdidas en esta etapa, empleando para ello MOSFETs. Para seleccionar el modelo adecuado, se ha tenido en cuenta la tensión que deben soportar, que en este caso es el doble de la tensión máxima de salida:

$$V_{ds,max} = 2 \cdot V_{o,max} = 32 V \quad (46)$$

Respecto a la corriente, cada rama deberá soportar:

$$I_{rect} = \frac{\pi}{4} I_o = \frac{\pi}{4} \frac{P_{nom}}{V_{o,min}} = 259.33 A \quad (47)$$

El modelo de transistor seleccionado es el siguiente:

Modelo	INFINEON IPB180N10S402ATMA1
$V_{ds,max}$	100 V
$I_{d,max}$	180 A
$R_{ds,on}$	2.5 mΩ

Tabla 4. Parámetros del MOSFET seleccionado para el *full bridge*

Puesto que la corriente máxima que soportan no es suficiente, se dispondrán de tres en paralelo en cada rama. Al igual que en el caso de los transistores del *full bridge*, se ha sobredimensionado esta solución para mejorar las pérdidas por conducción.

10. Capacidad de salida

La capacidad de salida necesaria se calcula en base al rizado máximo deseado en la tensión de salida, el cual es de un 2%. En este cálculo, se supone la descarga de los condensadores como una recta:

$$i_c = C_o \frac{du_c}{dt} \rightarrow C_o = i_c \frac{dt}{du_c} \approx I_o \frac{\Delta t}{\Delta u_c} = I_o \frac{1/(2f_{sw})}{0.02 \cdot V_o} \quad (48)$$

El peor punto de trabajo, en el que el rizado será máximo, se da a tensión de salida máxima y potencia nominal; es decir, a mínima frecuencia de conmutación:

$$C_o = \frac{P_{nom}}{V_{o,max}} \frac{1/(2f_{sw})}{0.02 \cdot V_{o,max}} = 4,6 \text{ mF} \quad (49)$$

A la vista del resultado obtenido, se ha decidido emplear seis condensadores electrolíticos de 1500 μF cada uno, de forma que se obtiene una capacidad total de 9 mF. Puesto que esta capacidad está sobredimensionada, el rizado máximo que se obtendrá a la salida es de un 1,02 %.

3.5 Simulación

Tras realizar todos los calculos teóricos pertinentes, se ha llevado a cabo una simulación del convertidor con los resultados obtenidos. De esta forma, se podrá comprobar que la aproximación al primer armónico realizada es válida y que los calculos son correctos. Para ello, se ha empleado el programa LTSpice, desarrollado por Analog Devices. Se trata de un software SPICE que permite emplear modelos aproximados de los componentes proporcionados por los fabricantes y que incluyen características parásitas y dinámicas para el estudio de transitorios.

Se han llevado a cabo varias simulaciones en diferentes puntos de trabajo, variando entre éstos las tensiones de entrada, tensiones de salida y corriente de salida. De este modo, se valida el modelo en los puntos más críticos. A continuación se presentan las diferentes formas de onda obtenidas.

- **Tensiones de entrada y de salida.**

En primer lugar, se ha comprobado que el convertidor es capaz de trabajar en todo el rango de tensiones indicado en las especificaciones. Para ello se han obtenido la tensión de entrada y de salida a máxima potencia de salida. Las formas de onda son:

- En verde: tensión de salida del *full bridge*.
- En azul: tensión de entrada.
- En rojo: tensión de salida.
- En turquesa: corriente de salida.

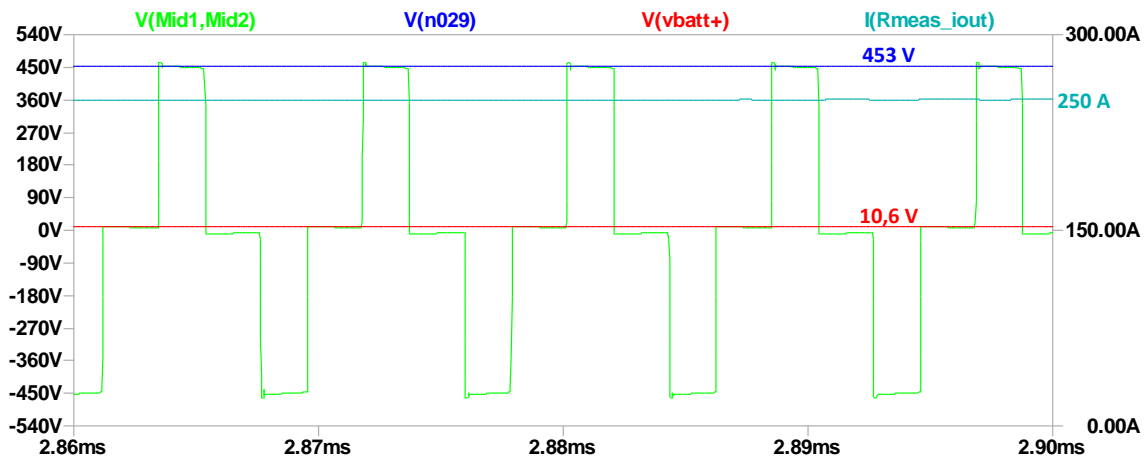


Figura 19. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453 \text{ V}$; $V_{out} = 10.6 \text{ V}$; $I_{out} = 250 \text{ A}$)

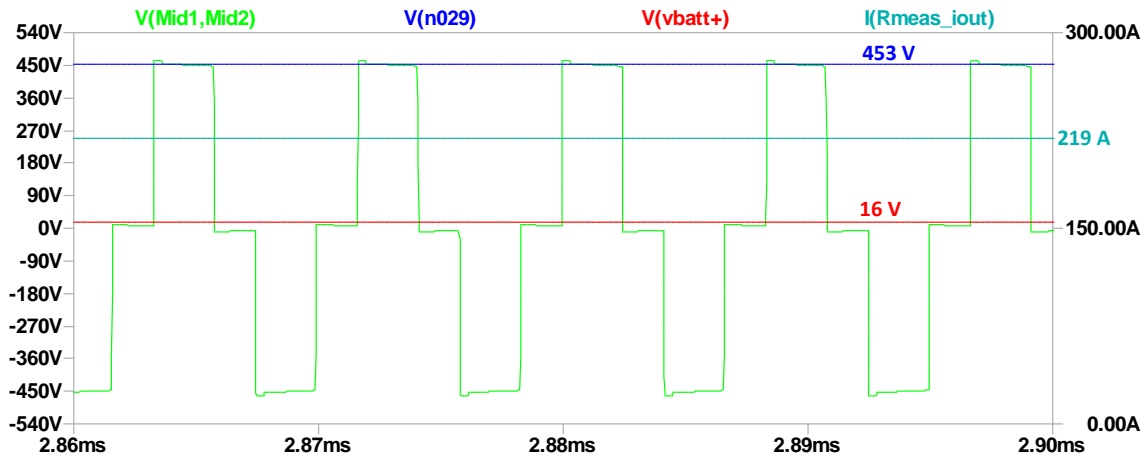


Figura 20. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453 \text{ V}$; $V_{out} = 16 \text{ V}$; $I_{out} = 219 \text{ A}$)

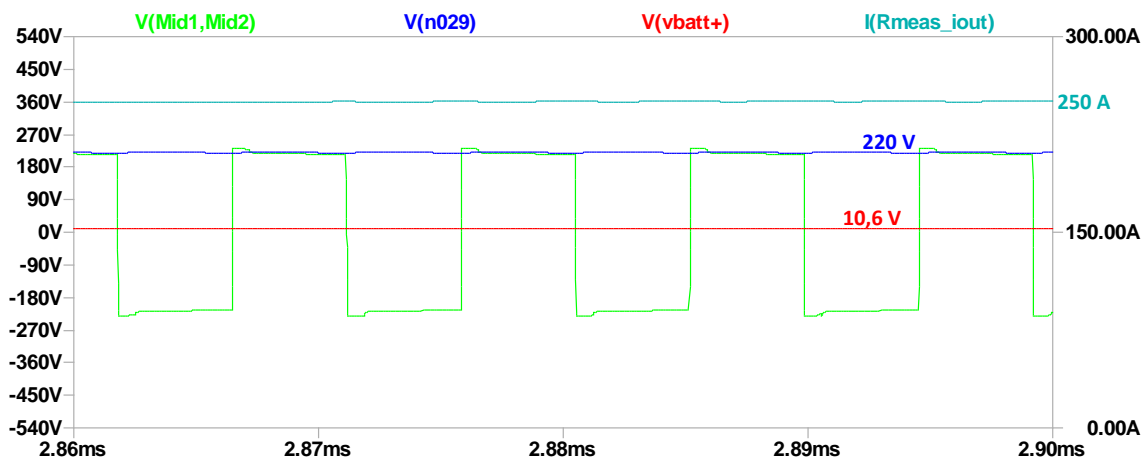


Figura 21. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220 \text{ V}$; $V_{out} = 10.6 \text{ V}$; $I_{out} = 250 \text{ A}$)

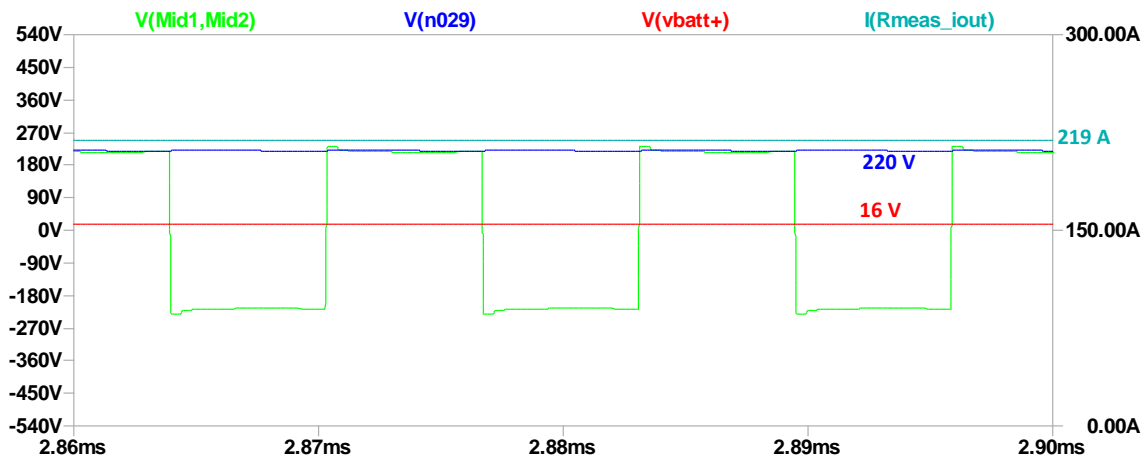


Figura 22. Simulación de tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220\text{ V}$; $V_{out} = 16\text{ V}$; $I_{out} = 219\text{ A}$)

Como se puede observar, para la tensión de entrada máxima el convertidor trabaja a 120 kHz y con *phase shift* para alcanzar el valor de ganancia adecuado para el punto de trabajo. Para la tensión mínima de entrada, por el contrario, no es necesario *phase shift* y el convertidor trabaja modificando la ganancia a través de la frecuencia de conmutación del *full bridge*.

- **Tensión y corriente a la salida del *full bridge*.**

Las siguientes formas de onda obtenidas son la tensión a la salida del puente y la corriente a la salida de éste, que es la que circula por el tanque resonante. Esta simulación se ha llevado a cabo a diferentes potencias de salida, manteniendo la tensión nominal de salida. Los resultados obtenidos son:

- En azul: tensión de salida del *full bridge*.
- En rojo: corriente a través del tanque resonante.
- En verde: corriente de salida del convertidor.

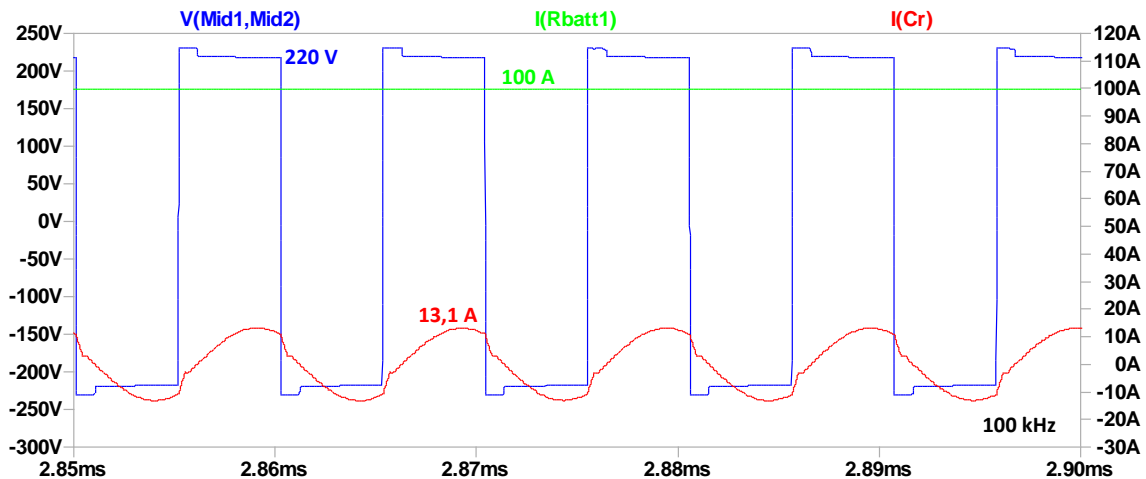


Figura 23. Simulación de tensión y corriente en el *full bridge* ($V_{in} = 220\text{ V}$; $I_{out} = 100\text{ A}$)

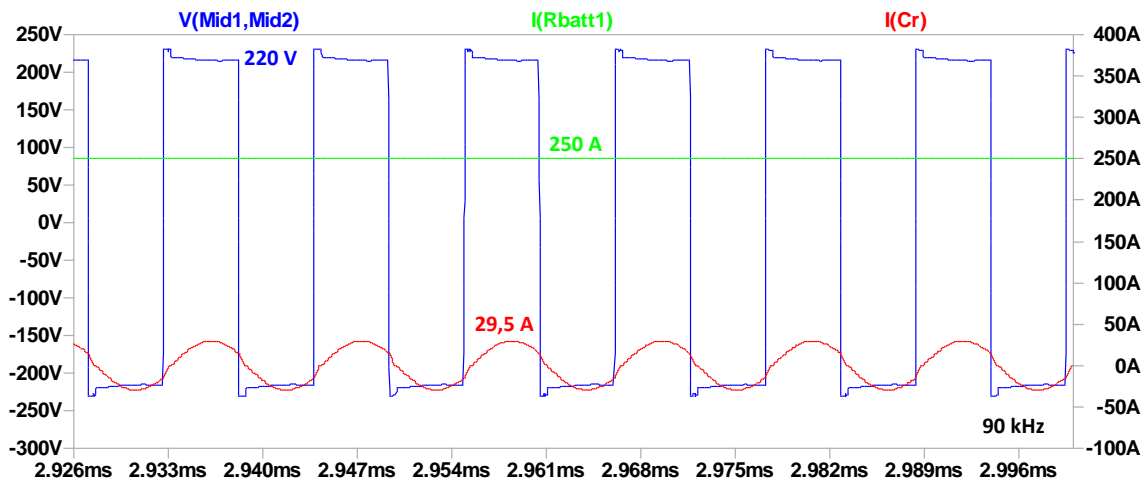


Figura 24. Simulación de tensión y corriente en el full bridge ($V_{in} = 220$ V; $I_{out} = 250$ A)

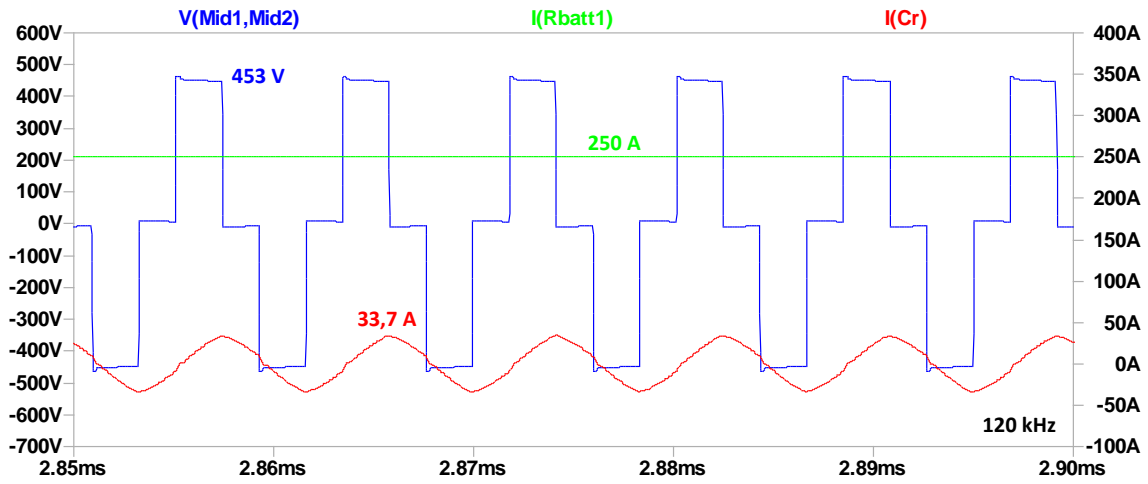


Figura 25. Simulación de tensión y corriente en el full bridge ($V_{in} = 453$ V; $I_{out} = 250$ A)

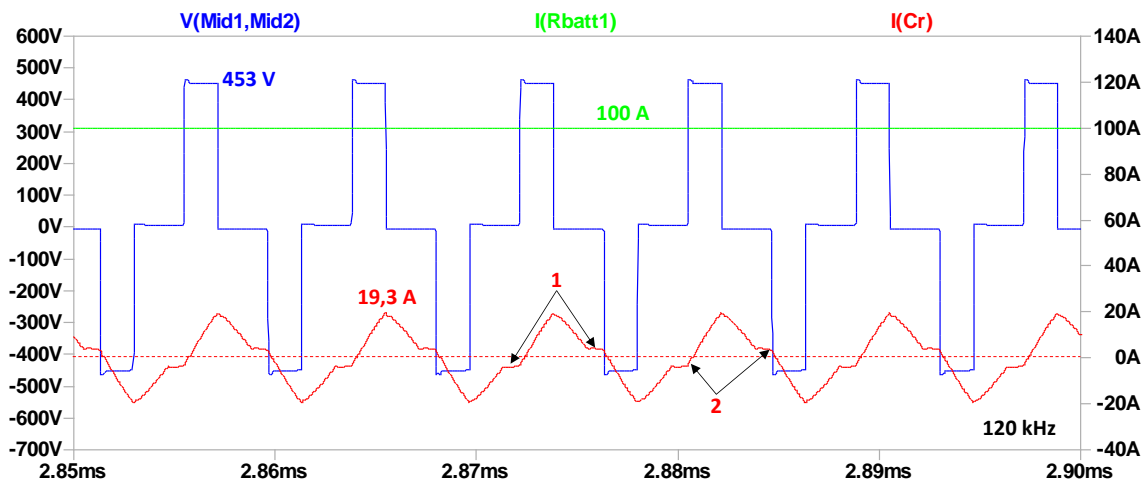


Figura 26. Simulación de tensión y corriente en el full bridge ($V_{in} = 453$ V; $I_{out} = 100$ A)

En las dos primeras figuras se observa que la corriente del tanque resonante tiene una forma aproximadamente sinusoidal, característica del convertidor trabajando a una frecuencia cercana a la de resonancia serie.

Al alejarse de la frecuencia de conmutación, y fijándonos en la Figura 26, se introducen armónicos en la corriente que hacen que la forma de onda deje de ser sinusoidal. Al producirse *phase shift*, la corriente pasa a tener forma triangular, correspondiente a la corriente magnetizante del transformador. Se observan también dos tramos en los que la corriente es cero (Punto 1), que son aquellos en los que la energía transferida al secundario es nula. Por último, el Punto 2 indica el momento en el que los MOSFETs se cierran, y pasan a conducir los diodos en antiparalelo de la pareja complementaria.

- **Corriente por el transformador**

En la siguiente figura se han obtenido la corriente del primario de transformador, y la de salida del secundario del mismo.

- En azul: corriente del secundario del transformador.
- En verde: corriente por el primario del transformador.

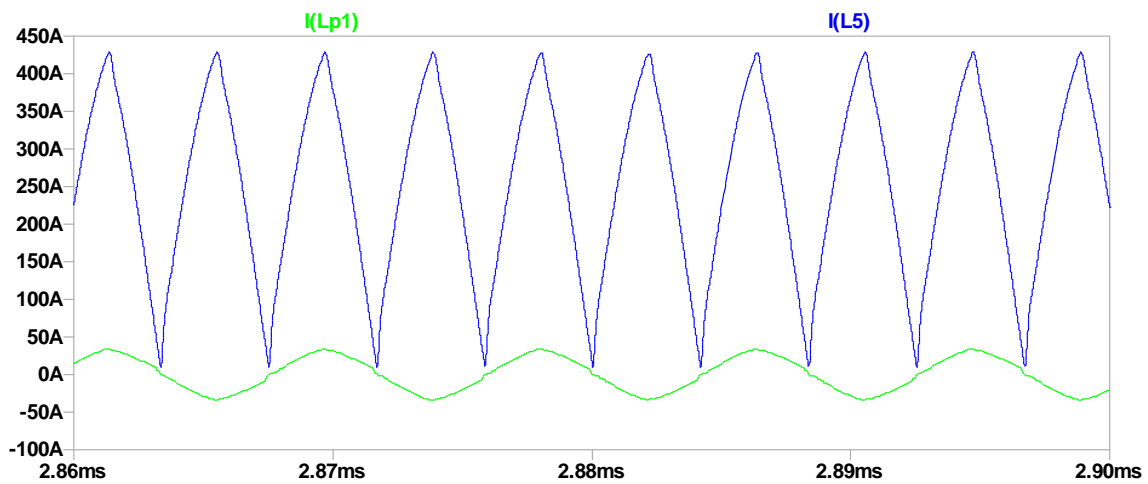


Figura 27. Simulación de la corriente por el transformador ($V_{in} = 453 \text{ V}$)

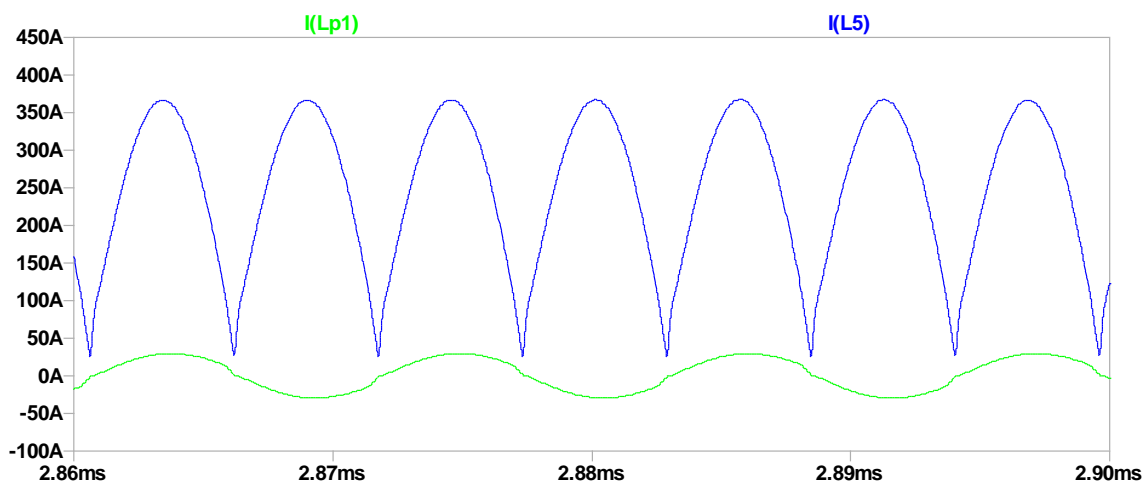


Figura 28. Simulación de la corriente por el transformador ($V_{in} = 220 \text{ V}$)

Ambas formas de onda se han obtenido a tensión nominal de salida y potencia máxima.

Como se puede observar, la corriente en el secundario es una sinusoidal rectificada en la segunda figura, pues el convertidor trabaja a frecuencia de resonancia. En la Figura 27, puesto que se aleja de la frecuencia de resonancia y se produce *phase shift*, la corriente pasa a ser triangular tal como se ha explicado en la simulación anterior.

- **Tensión v_{ds} y corriente de los MOSFETs del full bridge.**

En las siguientes figuras se han obtenido las tensiones drenador surtidor en los dos MOSFETs del *low side* del puente. Las formas de onda son:

- En verde: v_{ds} *low side lagging led*.
- En rojo: i_{ds} *low side lagging led*.
- En azul: v_{ds} *low side leading leg*.
- En turquesa: i_{ds} *low side leading leg*.

Todas ellas se han obtenido para 14 V y 250 A a la salida del convertidor.

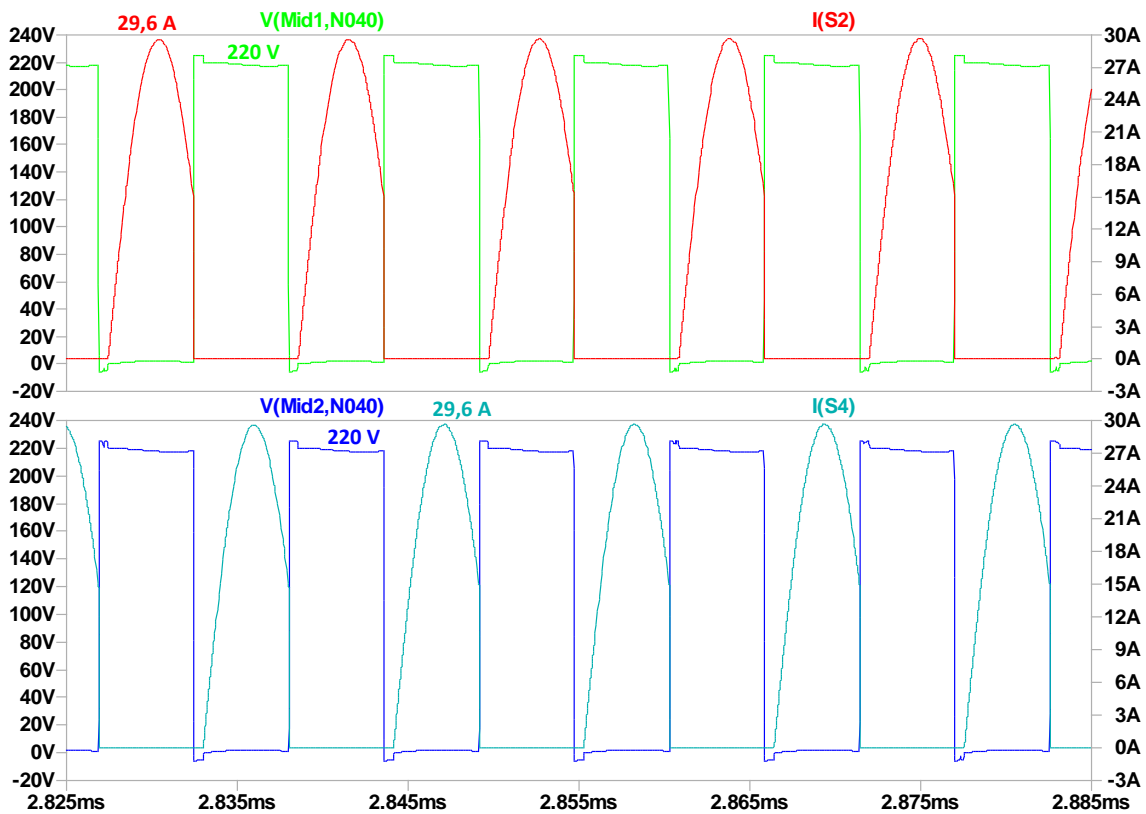


Figura 29. Simulación de tensión y corriente en los MOSFETs del full bridge ($V_{in} = 220$ V)

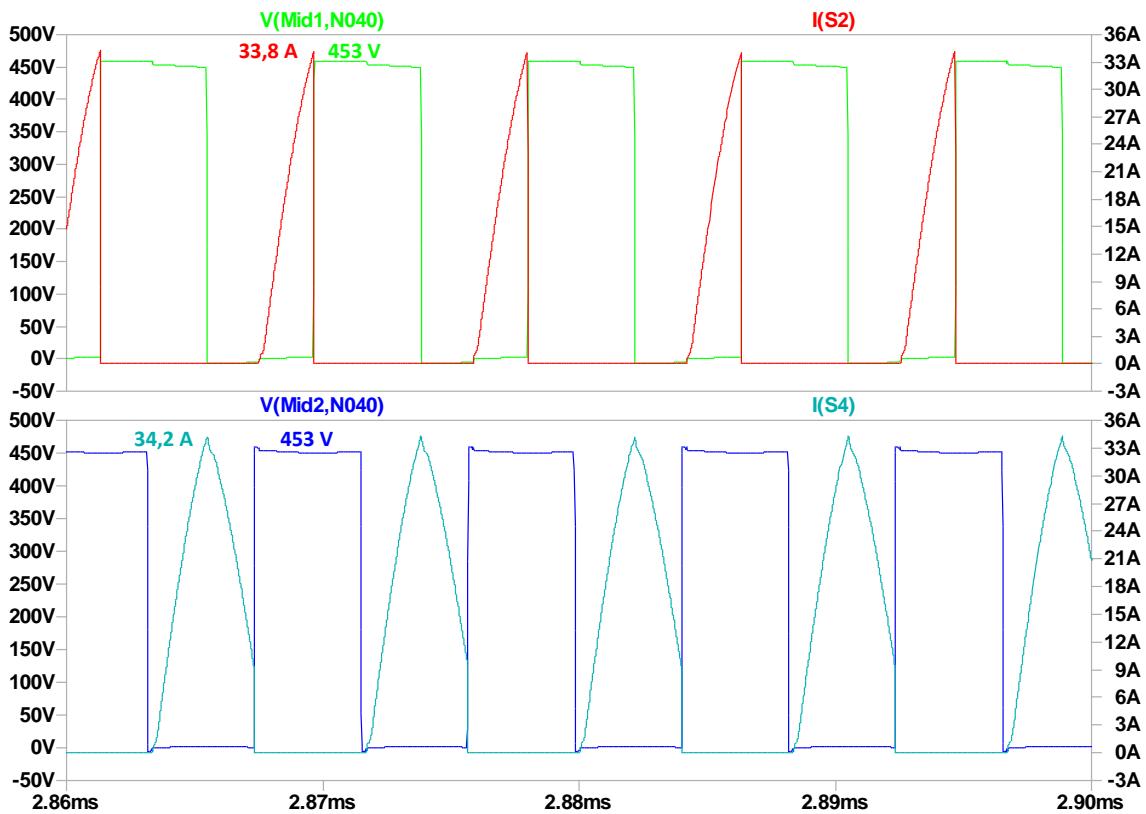


Figura 30. Simulación de tensión y corriente en los MOSFETs del full bridge ($V_{in} = 453 \text{ V}$)

En la primera figura se observa el convertidor trabajando en modulación de frecuencia, por lo que cuando los MOSFETs de una de las ramas del *full bridge* están conduciendo, los complementarios están en abierto, y viceversa. Cuando se aumenta la tensión de entrada (Figura 30), el convertidor pasa a trabajar en *phase shift*. Es entonces cuando la tensión v_{ds} de la *lagging leg* se desplaza, de forma que se superponen y aparecen periodos en los que la tensión de salida del puente es nula y no se transfiere potencia.

En cuanto a la corriente a través de los transistores, puede observarse como al producirse el *phase shift* y verse desplazados los disparos de una de las ramas, ésta conmuta en un momento en el que la corriente circulante es mayor, produciendo mayores pérdidas en el *switch off*. Midiendo estas pérdidas en la simulación, se han obtenido un valor de 14.92 W en una rama y 14.69 W en la otra sin *phase shift*, y de 4.76 W y 34.2 W con *phase shift*, lo que deja de manifiesto las pérdidas que se generan cuando se produce *phase shift*, siendo esta pérdida mayor cuanto más se desplazan los disparos de los transistores.

También se ha obtenido la forma de onda para el punto de trabajo $V_{in} = 453 \text{ V}$, $V_{out} = 10.6 \text{ V}$, $I_{out} = 250 \text{ A}$, y se han medido las corrientes eficaces a través de los transistores. En el primer caso, se ha obtenido un valor de 15.911 A. Por tanto, los semiconductores escogidos son correctos.

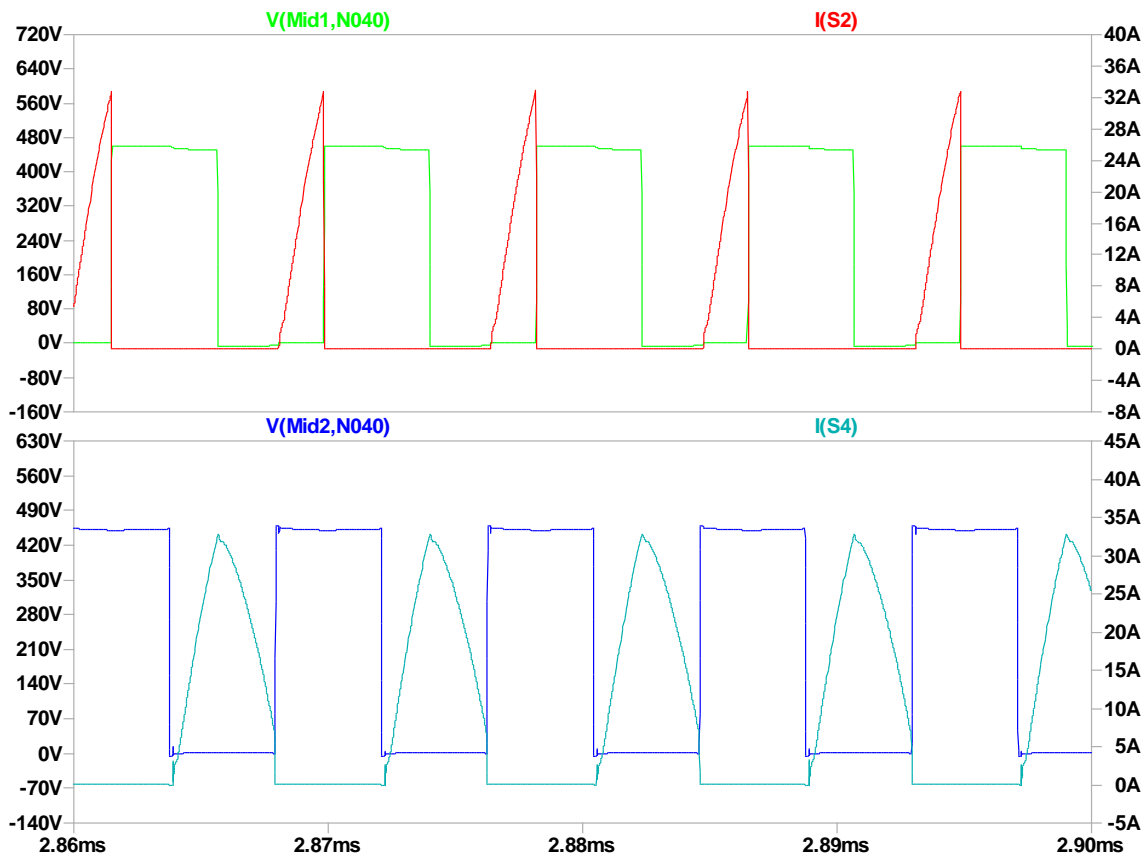


Figura 31. Simulación de tensión y corriente en los MOSFETs del full bridge ($V_{in} = 453 \text{ V}$; $V_{out} = 10.6 \text{ V}$)

- **Rectificación síncrona**

En las siguientes figuras se han obtenido:

- En verde: tensión v_{ds} de uno de los transistores de la rectificación síncrona.
- En azul: corriente a través de uno de los transistores de la rectificación síncrona

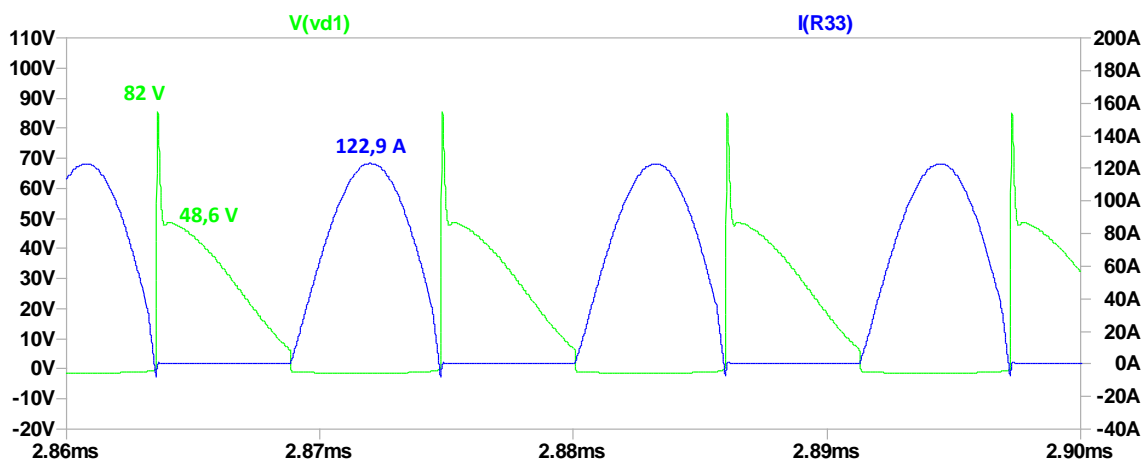


Figura 32. Simulación de la rectificación síncrona ($V_{in} = 220 \text{ V}$)

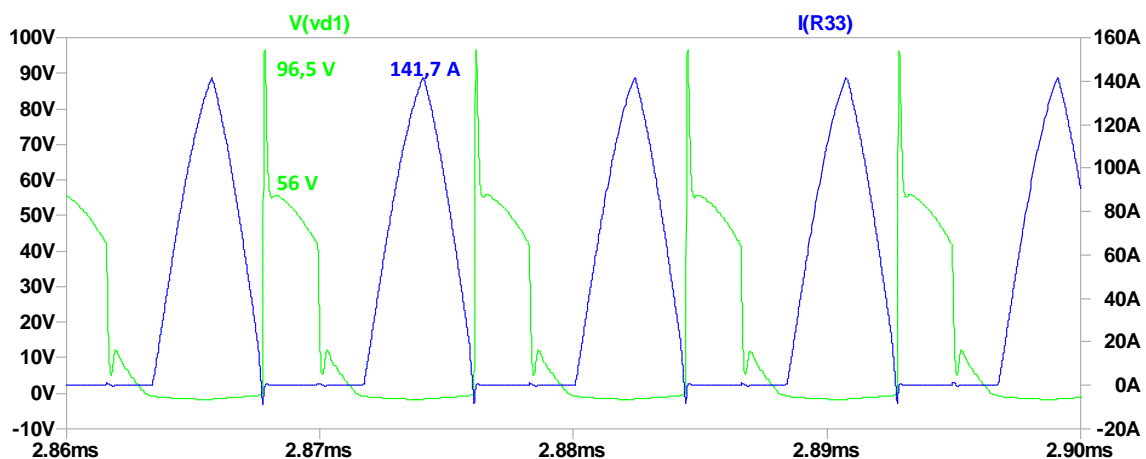


Figura 33. Simulación de la rectificación síncrona ($V_{in} = 453 \text{ V}$)

La simulación de la Figura 32 se ha llevado a cabo a 220 V de tensión de entrada, mientras que la Figura 33 se ha realizado a 453 V. Puede observarse que la tensión v_{ds} en el transistor presenta un pico en su conmutación de *off*. Esto es debido a los parásitos introducidos en la simulación y en el propio modelo SPICE del transistor. Este pico es de 96.5 V en el peor caso, y la corriente eficaz que circula a través de uno de los transistores es de 66 A, por lo que se puede considerar correcta la elección de modelo de transistor llevada a cabo en el apartado anterior.

En conclusión, con la realización de la simulación se ha podido comprobar que los cálculos realizados previamente son adecuados para el diseño del convertidor, y que el modelo de aproximación empleado es válido a pesar de los errores que introduce al alejarse de la frecuencia de resonancia serie. Con todo esto, se ha pasado a diseñar los circuitos auxiliares necesarios para el convertidor, que se explicarán en el siguiente apartado.

3.6 Diseño de circuitos auxiliares

Para el correcto funcionamiento del convertidor, es necesario diseñar otros circuitos auxiliares para medidas de tensión o corriente o disparos de los transistores, entre otros.

3.6.1 Flyback

En primer lugar, se ha diseñado un convertidor Flyback de 8 W para generar las diferentes tensiones que son necesarias para alimentar los componentes auxiliares del convertidor, como pueden ser sensores, el microprocesador, o los *drivers* de los transistores.

La alimentación de 12 V es proporcionada externamente. Para el control, se ha empleado un controlador de la familia NCV8870, de ON Semiconductor. Este controlador trabaja con control en modo de corriente de pico, fijando una tensión de referencia de 1.2 V en el pin VFB. Se alimenta de la misma línea de 12 V de entrada del Flyback y genera la señal para el disparo del transistor en el pin GDRV.

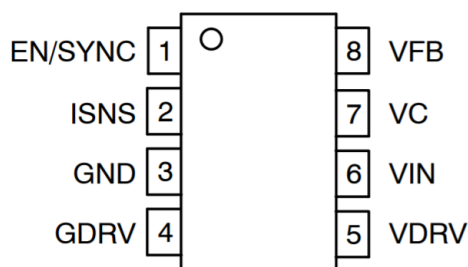


Figura 34. Pinout NCV8870.

Como transistor, se ha escogido el MOSFET AUIRFR3710Z de Infineon. Sus principales características son:

Modelo	AUIRFR3710Z
$V_{ds,max}$	100 V
$I_{d,max}$	42 A
$R_{ds,on}$	18 m Ω

Tabla 5. Parámetros del MOSFET del Flyback

En cuanto al transformador empleado, éste tiene un bobinado primario (W1) y cinco secundarios (W2 a W6). De los bobinados W2 y W3 se obtienen 7 y 12 V respectivamente, ambos referenciados a la masa de baja tensión. Al bobinado W2 se conectan dos LDOs para obtener 3.3 V y 5 V, y un divisor resistivo con el que se obtienen los 1.2 V de referencia que utiliza el controlador del Flyback. Por su parte, el bobinado W3 se utiliza para alimentar los *drivers* de la rectificación síncrona.

En cuanto a los bobinados W4, W5 y W6, de éstos se obtienen salidas de 13 V aisladas, y empleadas para alimentar los *drivers* del *full bridge*. El bobinado W4 se referencia a la masa de alta tensión, y se emplea para el disparo de los dos transistores del *low side*. De este bobinado cuelga también un LDO de 5 V para alimentar un aislador de tensión. Los bobinados W5 y W6 se refieren a los puntos medios del *full bridge*, de forma que se emplean para disparar los transistores del *high side*.

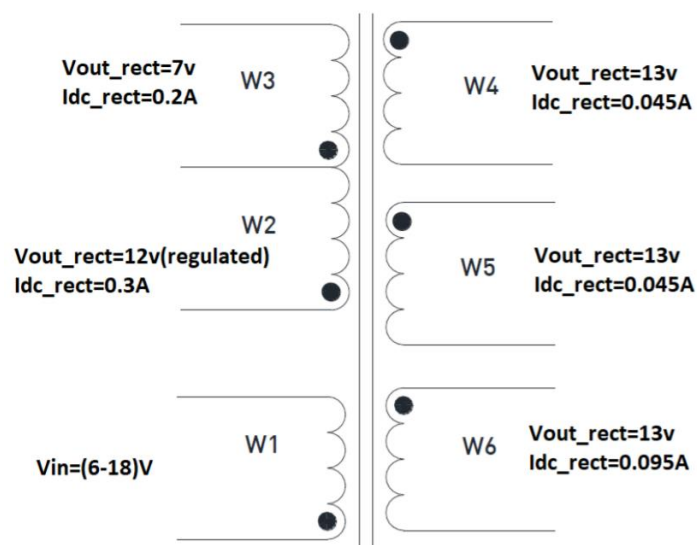


Figura 35. Bobinados del transformador del Flyback

3.6.2 Drivers del full bridge

Para disparar los MOSFETs que forman el puente inversor se ha optado por utilizar un driver de la familia NCV57080 del fabricante ON Semiconductor. Se trata de un driver apto para automoción que proporciona aislamiento galvánico y presenta salidas separadas *high* y *low* en el disparo. Además, son capaces de suministrar picos de hasta 8 A, lo que es suficiente para cargar la capacidad parásita del MOSFET sin necesidad de circuitos adicionales.

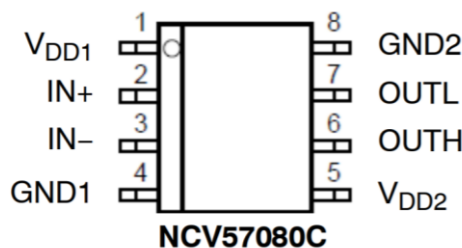


Figura 36. Pinout NCV57080

La entrada del driver está conectada a la LDO de 3.3 V del Flyback para la alimentación y a los pines PWM del microcontrolador, que es quien genera las señales para los disparos de los transistores. A esta entrada se conectan también dos resistencias de *pull up* y *pull down* para evitar estados lógicos indefinidos.

Los pines VDD2 y GND2 se conectan a la salida aislada correspondiente del Flyback. Por último, los pines OUTL y OUTH generan la señal de disparo aislada para los transistores. En serie a estos pines, se colocan dos resistencias con las que se controla el tiempo de subida y de bajada del disparo. El hacer que estos tiempos sean mayores es mejor en cuanto a emisiones electrónicas, pero por el contrario se aumentan las pérdidas por conmutación. A continuación de estas resistencias también se han colocado un diodo zener y un TVS para evitar sobretensiones.

3.6.3 Drivers de la rectificación síncrona

Para el disparo de los transistores de la rectificación síncrona, se ha escogido un driver de la familia FAN3224, de ON Semiconductor. Este driver está indicado para su aplicación en la

conmutación de MOSFETs en la *low side*, y es apto para automoción. Se ha escogido un modelo dual, de forma que con un único driver se pueden hacer conmutar las dos ramas complementarias de la rectificación.

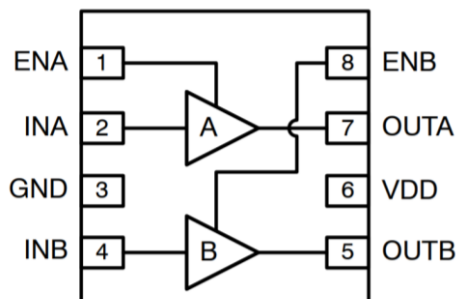


Figura 37. Pinout FAN3224

El driver está alimentado por los 12 V de salida del Flyback a través del pin VDD, al que se han conectado también condensadores de desacoplo para proporcionar estabilidad.

A las entradas INA e INB se han conectado los pines del microcontrolador con las señales PWM para los disparos, junto a dos resistencias de *pull up* y *pull down* para evitar estados indefinidos. Los pines de salida OUTA y OUTB proveen las señales de disparo para los transistores de cada rama. Puesto que en este caso no se dispone de salidas separadas OUTH y OUTL para cada señal, como ocurre con los drivers para el *full bridge*, se ha añadido en serie un circuito formado por una resistencia en paralelo con un diodo y otra resistencia en serie. De esta forma, se logra controlar los tiempos de subida y de bajada de los disparos. Seguidamente de este circuito, se han incluido una ferrita para mejorar la calidad de la señal y un diodo TVS para evitar sobretensiones.

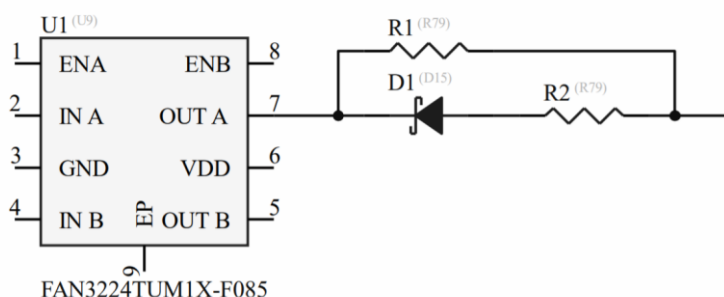


Figura 38. Resistencias de salida de los drivers del *full bridge*

3.6.4 Sensados de tensión

Para sensar tanto la tensión de entrada como la de salida, se han empleado sendos divisores resistivos. A la hora de diseñarlos, se ha tenido en cuenta que la corriente a través del divisor debe tener un valor suficientemente elevado para que sea inmune al ruido y éste no influya en la medida, pero tampoco puede ser muy grande para evitar un consumo excesivo. Además se deben emplear un número adecuado de resistencias para que la potencia disipada en cada una de ellas no sea superior a la que es capaz de soportar.

Por otro lado, para aislar el sensado de la tensión de entrada del lado de baja tensión, se ha empleado el aislador de tensión ACPL-C87AT de Broadcom.

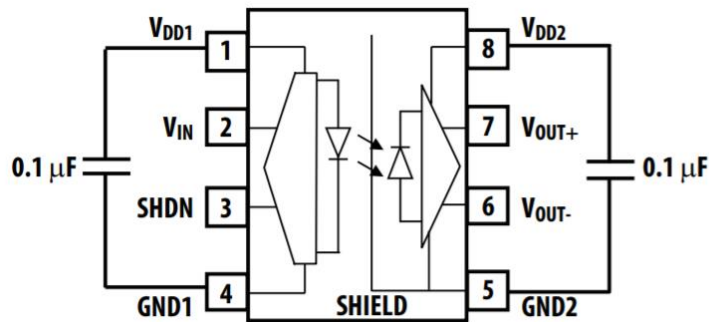


Figura 39. Pinout ACPL-C87AT

3.6.5 Sensado de corriente de entrada

Para medir la corriente de entrada se ha empleado un sensor de la serie ACS733 del fabricante Allegro. Se trata de un sensor con alto ancho de banda, basado en el efecto Hall y que dispone de un pin para la detección de sobrecorriente configurable por el usuario.

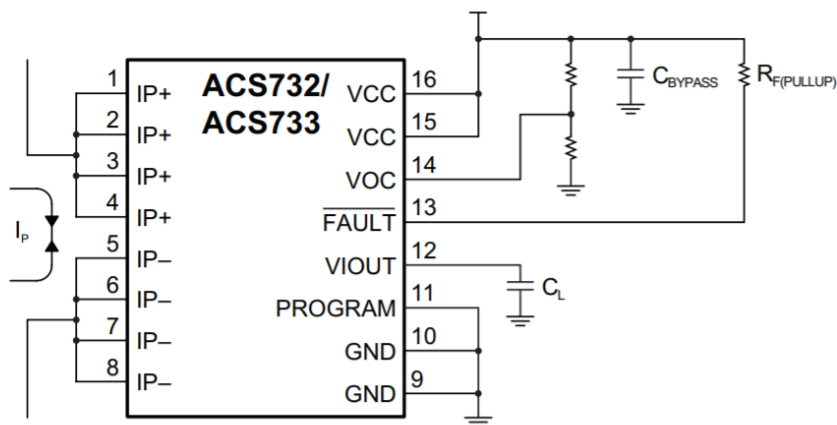


Figura 40. Pinout ACS733

Los pines IP+ e IP-, los cuales se encuentran aislados galvánicamente, se conectan a la pista en la que se desea medir la corriente. Se alimenta a 3.3 V a través del pin VCC, del cual cuelga también un divisor resistivo para ajustar el nivel de fallo por sobrecorriente. Este fallo se indica a través del pin FAULT. Por último, en el pin VIOUT se obtiene una tensión proporcional al nivel de corriente medido.

3.6.6 Sensado de corriente de salida

El sensado de corriente de salida se lleva a cabo empleando el sensor de efecto Hall MLX91216, del fabricante Melexis. Este sensor proporciona una tensión analógica proporcional al campo magnético aplicado paralelamente a la superficie del integrado.

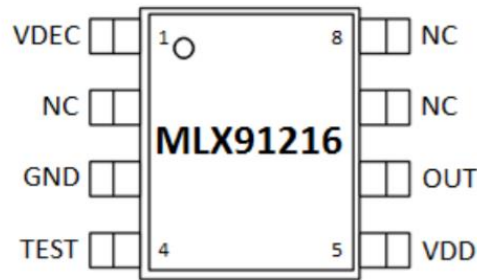


Figura 41. Pinout MLX91216

Se alimenta a 5 V a través del pin VDD, y genera en el pin OUT la tensión proporcional al campo magnético medido. Es programable, por lo que se puede recalcular la sensibilidad usando un programador externo. Mecánicamente, el sensor se emplea junto con un *shield* en forma de U que, colocado sobre el *busbar* de salida, concentra el flujo magnético y facilita su detección por el sensor.

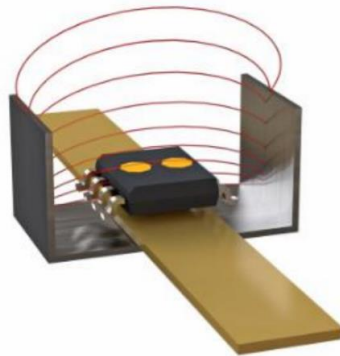


Figura 42. Montaje mecánico del sensor de corriente MLX91216

3.6.7 Sensado de temperaturas

Se han llevado a cabo los sensados de dos temperaturas: tanto de la temperatura del refrigerante, como de la temperatura ambiente. Para ello se han empleado dos NTCs formando un divisor resistivo. La primera de ellas, se ha colocado en una PCB en contacto con el chasis de aluminio por el que circula el líquido, consiguiendo que el gradiente entre la temperatura del refrigerante y la que alcanza la NTC sea mínima; la segunda se ha colocado en un punto de la PCB alejado de componentes que disipen calor, de forma que no se ve afectada por ninguno de ellos.

3.6.8 Redes snubber

Por último, también se han añadido redes *snubber* RCD para los transistores del *full bridge*. Con ellas, se consiguen las siguientes ventajas:

- Se limitan las sobretensiones producidas en las conmutaciones de los transistores.
- Se reducen las pérdidas por conmutación.
- Se mejoran las EMIs, debido a que se suprimen las oscilaciones en la conmutación y se limitan las subidas abruptas de tensión y corriente.

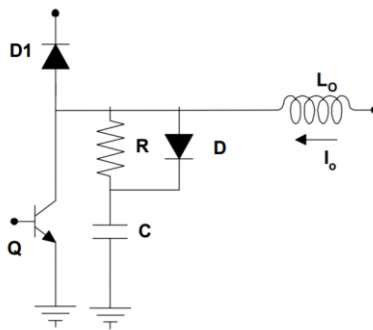


Figura 43. Red *snubber* RCD. Fuente: (6)

A continuación se describe la metodología usada para el cálculo de los componentes que forman la red:

1. En primer lugar, se ha medido la frecuencia de oscilación sin la red *snubber*. El resultado obtenido es de 60 MHz.

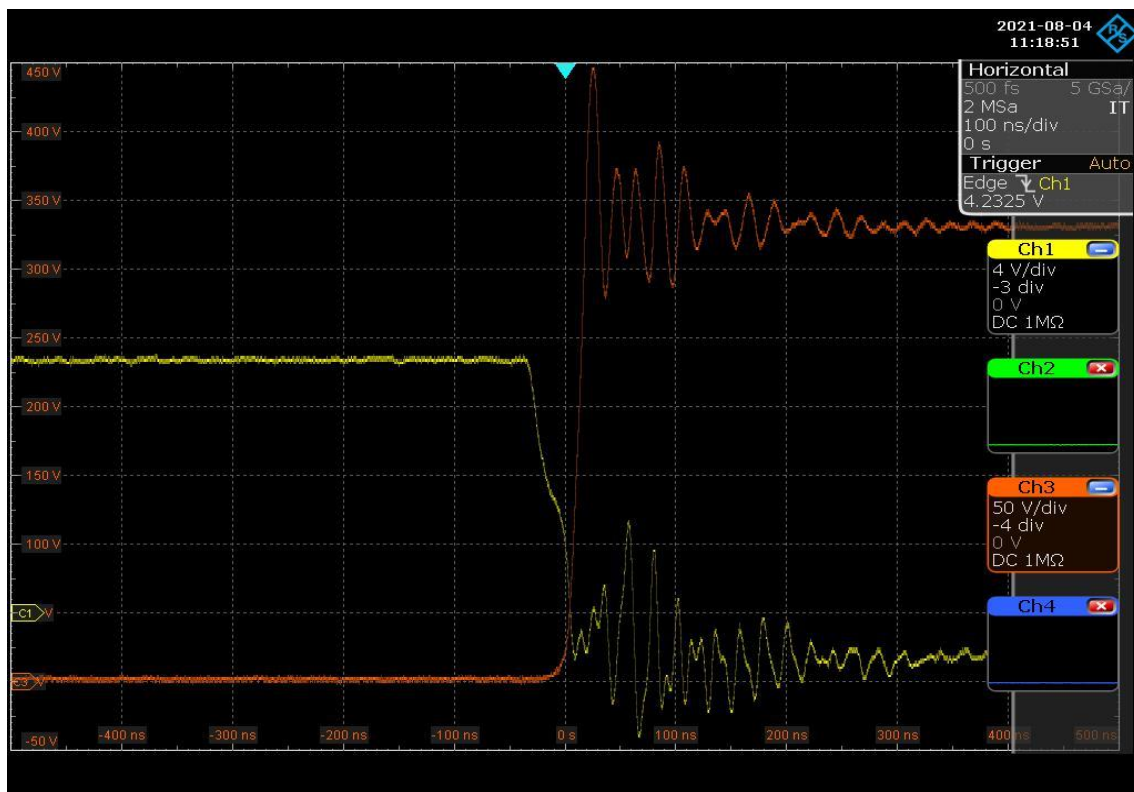


Figura 44. Conmutación sin red *snubber*

2. A continuación, se ha añadido el condensador para reducir la frecuencia de oscilación a la mitad. El valor de este condensador es tres veces el de la capacidad parásita del transistor. No obstante, puesto que se desconoce, se ha obtenido experimentalmente colocando condensadores de diferentes valores hasta reducir esta frecuencia a la mitad. El valor final es de $C_{sn} = 100 \text{ pF}$.

- Tras esto, se ha calculado el valor de la resistencia de la red snubber. Con ello se consigue que el circuito RLC esté críticamente amortiguado.

$$R_{sn} = \frac{3}{4\pi} \frac{1}{C_{sn} f_{sn}} = 79.57 \Omega \quad (50)$$

- Por último, se ha comprobado experimentalmente que el funcionamiento de la red es el esperado.

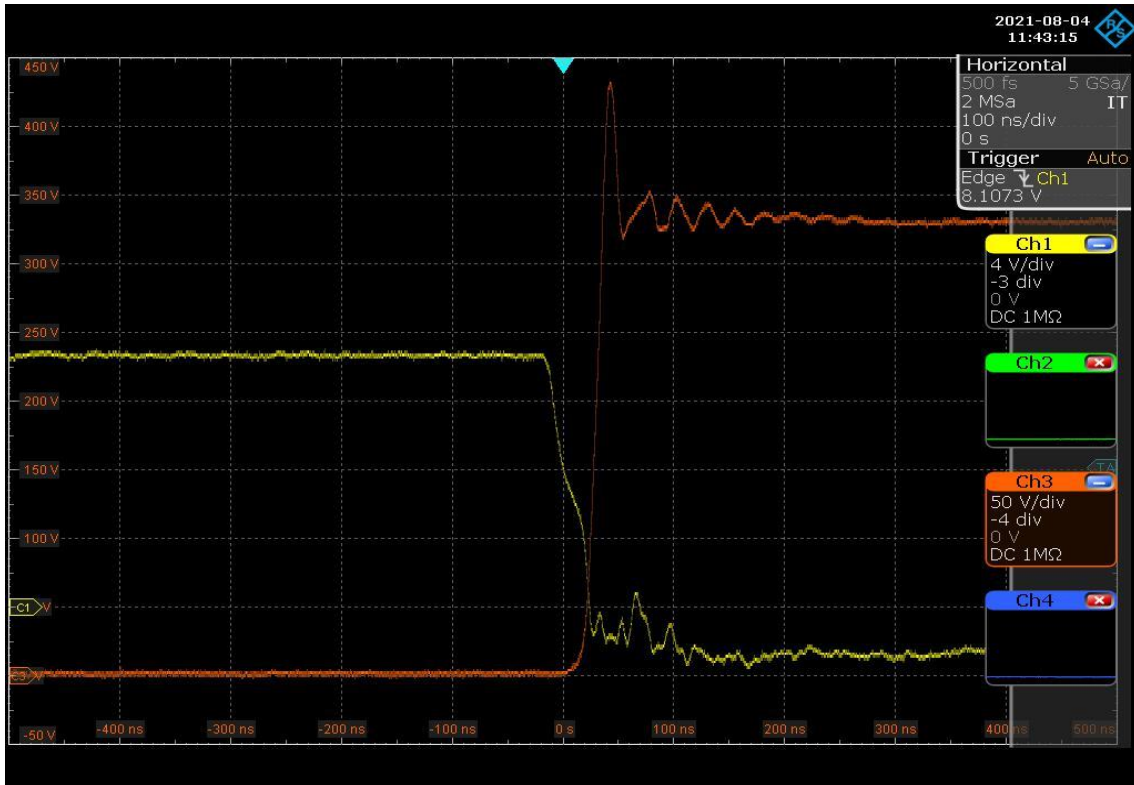


Figura 45. Conmutación con red snubber

Como se puede observar, la frecuencia de oscilación se ha reducido a la mitad y el pico de tensión no es tan grande como anteriormente, aunque sigue existiendo. Esto es debido a que finalmente se han empleado valores distintos a los calculados y obtenidos experimentalmente, de forma que la red *snubber* no disipa toda la energía. Este cambio se ha realizado porque el motivo principal para añadir la red es el de reducir las oscilaciones y la pendiente en la conmutación, con la consiguiente mejora en EMIs, pero no tanto la sobretensión, pues los transistores escogidos son capaces de soportarla.

Capítulo 4. Montaje experimental y resultados obtenidos

Tras finalizar el diseño del convertidor y de sus circuitos auxiliares, y de haber comprobado mediante las simulaciones que el funcionamiento es el esperado, se ha pasado a montar un prototipo con el que validar finalmente el diseño realizado.



Figura 46. Prototipo montado

4.1 Diseño del layout de la PCB

A la hora de diseñar el layout de una PCB para electrónica de potencia en la que se trabajan a frecuencias relativamente altas, es vital realizar un correcto rutado de todas las pistas para evitar problemas de ruidos o interferencias que pueden llegar a hacer que el convertidor no funcione correctamente. Por ello, a la hora de diseñar la PCB se han tenido en cuenta los siguientes puntos clave, indicados en (7):

- **Se han reducido al máximo los bucles de retorno de la corriente.** Reduciendo el área que forman los caminos de la corriente en su paso por el convertidor se consigue reducir la inductancia parásita. Si no se hiciese, esta inductancia podría llegar a ser lo suficientemente elevada para interactuar con las capacidades parásitas de los componentes y crear efectos no deseados.
- **Se han separado las masas de potencia de las de control.** Al hacer esto, se consigue que no se induzcan corrientes en las señales de sensores o disparos, lo que podría llegar a causar falsos disparos o medidas erróneas. Puesto que las masas deben estar unidas en un punto para igualar el potencial entre ambas, ésta unión se realiza en un punto donde el flujo de corriente es mínimo o nulo.
- **No colocar planos de diferentes potencias unos sobre otros.** De esta forma, se evita que aparezcan capacidades parásitas entre los planos.
- **Se han colocado los condensadores de desacoplo** lo más cercano posible a las masas del componente.
- **Se han tenido en cuenta el grosor, longitud y espesor de las pistas.** De esta forma, se ha dimensionado cada pista en función de la corriente que va a soportar para evitar que se caliente en exceso, lo que supondría pérdidas por conducción o incluso la destrucción de la pista.
- **Se han colocado vías térmicas** en los componentes más críticos para que transmitan mejor el calor y evitar de esta forma un calentamiento excesivo.

- **Se han mantenido distancias entre pistas adecuadas** en función de la tensión para evitar la aparición de arcos eléctricos.

4.2 Resultados experimentales

Con el prototipo montado, se ha comprobado el funcionamiento del convertidor. Por ello, se han obtenido las siguientes formas de onda.

4.2.1 Formas de onda

- **Tensiones de entrada y de salida**

En las siguientes figuras se han representado diferentes puntos de trabajo a máxima potencia variando las tensiones de entrada y salida, de forma que se ha podido comprobar que el convertidor es capaz de trabajar en todo el rango dado por las especificaciones. Las formas de onda mostradas son:

- En azul: corriente de salida.
- En verde: tensión de entrada.
- En rojo: tensión de salida.
- En amarillo: tensión de salida del *full bridge*.

En ellas se puede observar como a mínima tensión de entrada el convertidor trabaja modulando la frecuencia. Sin embargo, al pasar a trabajar con tensión máxima de entrada el convertidor necesita una ganancia menor de la alcanzable a máxima frecuencia de conmutación, por lo que la ganancia se disminuye manteniendo la frecuencia máxima de conmutación (120 kHz) y desplazando los disparos de los transistores de la *lagging leg* para producir el *phase shift*. Esto se puede observar en la tensión de salida del *full bridge*, que pasa de ser una señal cuadrada a tener intervalos en los que la tensión es nula.

En la forma de onda de la tensión de entrada se pueden observar oscilaciones en el momento de la conmutación de los transistores del *full bridge*. No obstante, se trata de modo común introducido por la sonda, por lo que realmente no existen tales oscilaciones.

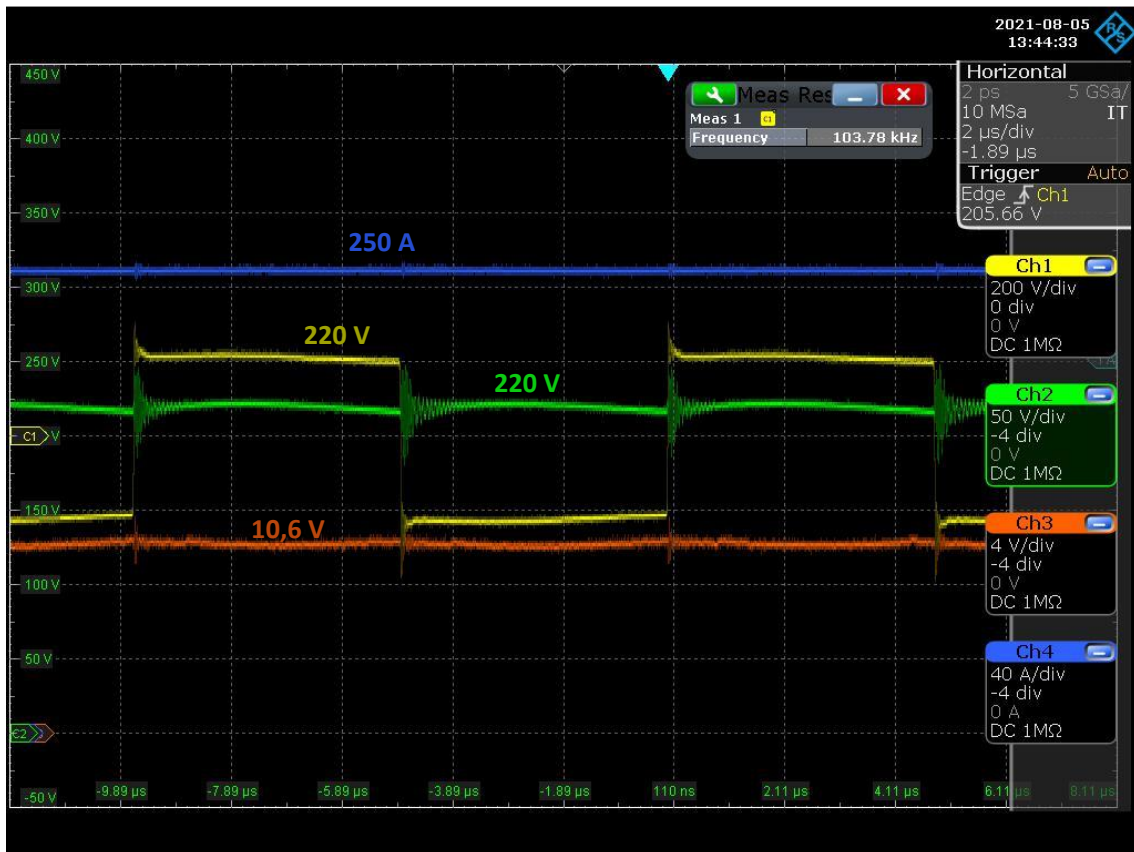


Figura 47. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220 \text{ V}$; $V_{out} = 10.6 \text{ V}$)

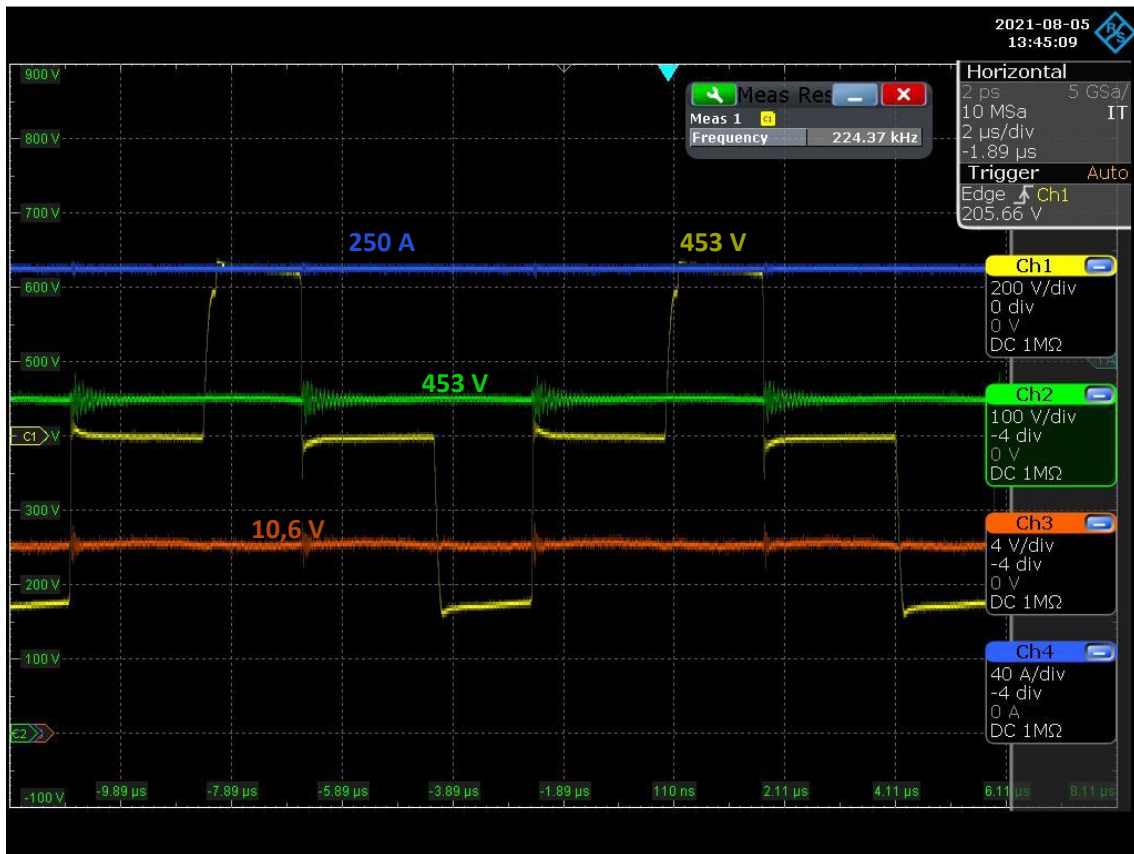


Figura 48. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453 \text{ V}$; $V_{out} = 10.6 \text{ V}$)

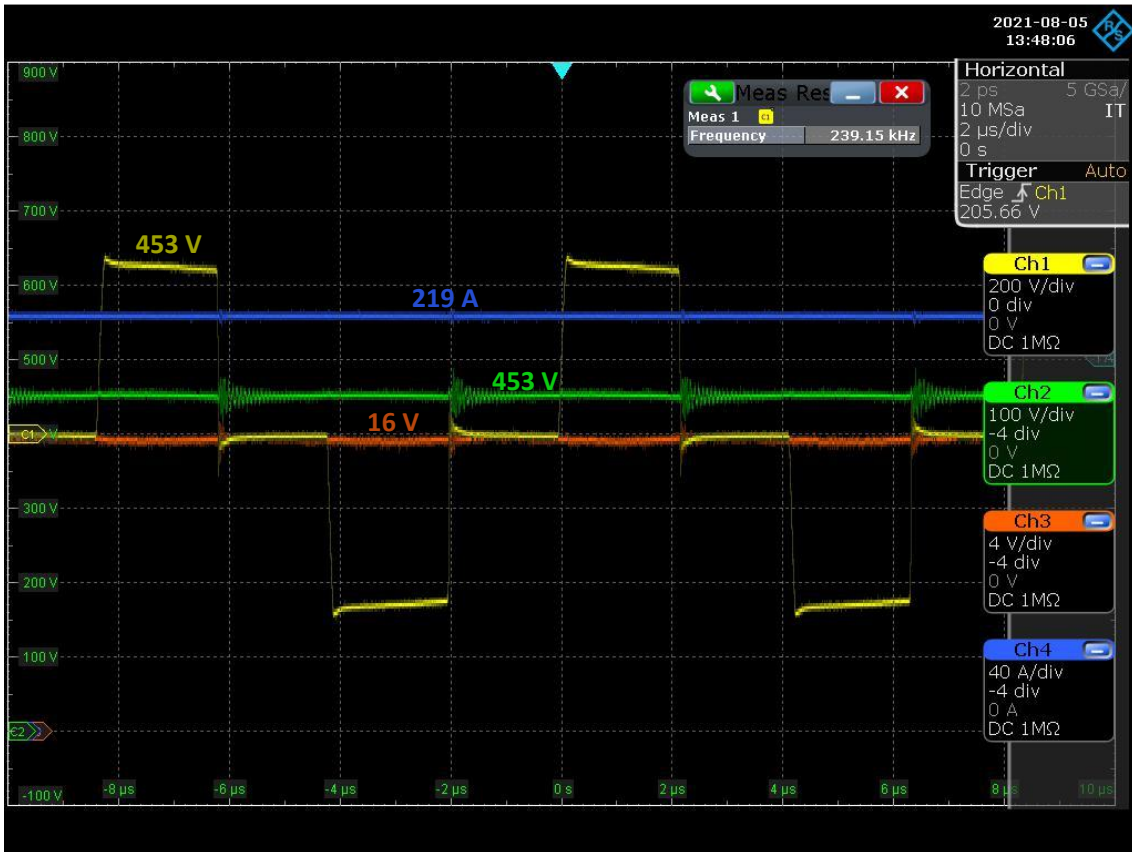


Figura 49. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 453$ V; $V_{out} = 16$ V)

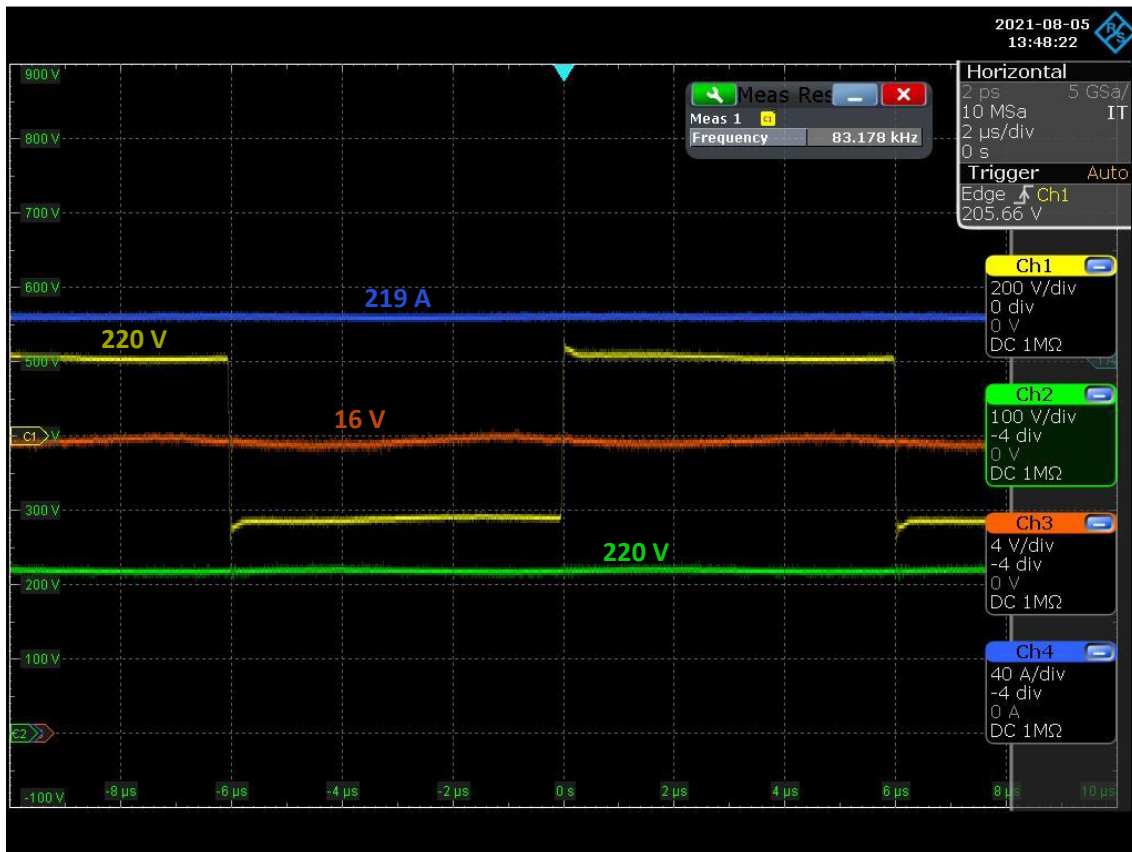


Figura 50. Tensiones de entrada y salida ($V_{in} = 220 \text{ V}$; $V_{out} = 16 \text{ V}$)

- **Tensión y corriente a la salida del full bridge**

En las siguientes figuras se han representado:

- En azul: la corriente del tanque resonante.
- En verde: la corriente de salida del convertidor.
- En amarillo: la tensión de salida del *full bridge*.

Todas ellas se han tomado a la tensión nominal de salida (14 V).

Al igual que en el caso anterior, a 220 V de tensión de entrada se observa que la tensión de salida del puente es cuadrada. Al subir hasta la tensión máxima de entrada (453 V), comienza a actuar el *phase shift* por lo que esta tensión pasa a tener intervalos en los que es nula y, por tanto, no se produce una transferencia de potencia. Por otro lado, a 330 V se observa que para la máxima corriente de salida (250 A) el convertidor se encuentra conmutando a una frecuencia cercana a la máxima (117 kHz). Manteniendo esta tensión de entrada y aumentando la carga hasta que la corriente de salida es 100 A, el convertidor necesita disminuir la ganancia. Puesto que ya se encuentra conmutando a la frecuencia máxima, comienza a producirse *phase shift* como puede observarse en la Figura 54.

En la tensión del *full bridge* pueden observarse también las oscilaciones y sobretensiones que se producen en las conmutaciones, especialmente a bajas tensiones. Esto es debido a que el *snubber* está diseñado para reducir estos fenómenos, y no eliminarlos completamente, tal como se ha explicado en el Apartado 3.6.8. También se producen sobretensiones en estos instantes. No obstante, estos dos efectos se aceptan debido a que las sobretensiones no superan la máxima tensión soportada por los transistores y a no incrementar el coste de las redes *snubber*.

En cuanto a la corriente a través del tanque resonante, se observa que a frecuencias cercanas a la de resonancia ésta es casi sinusoidal. Al alejarse de la frecuencia de conmutación se introducen armónicos que hacen que esta forma se deforme. A frecuencia máxima de conmutación y con *phase shift* la corriente pasa a ser triangular debido a la corriente magnetizante del transformador.

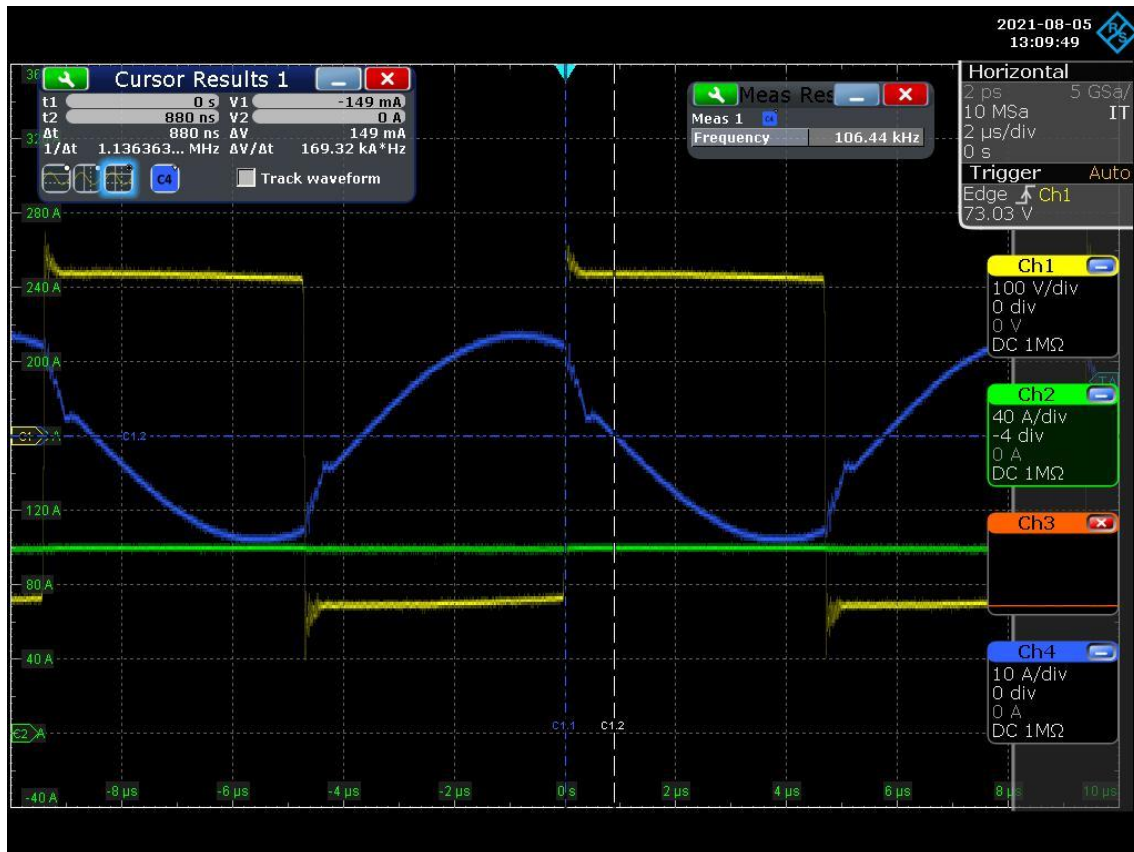


Figura 51. Tensión y corriente a la salida del *full bridge* ($V_{in} = 220 \text{ V}$; $I_{out} = 100 \text{ A}$)

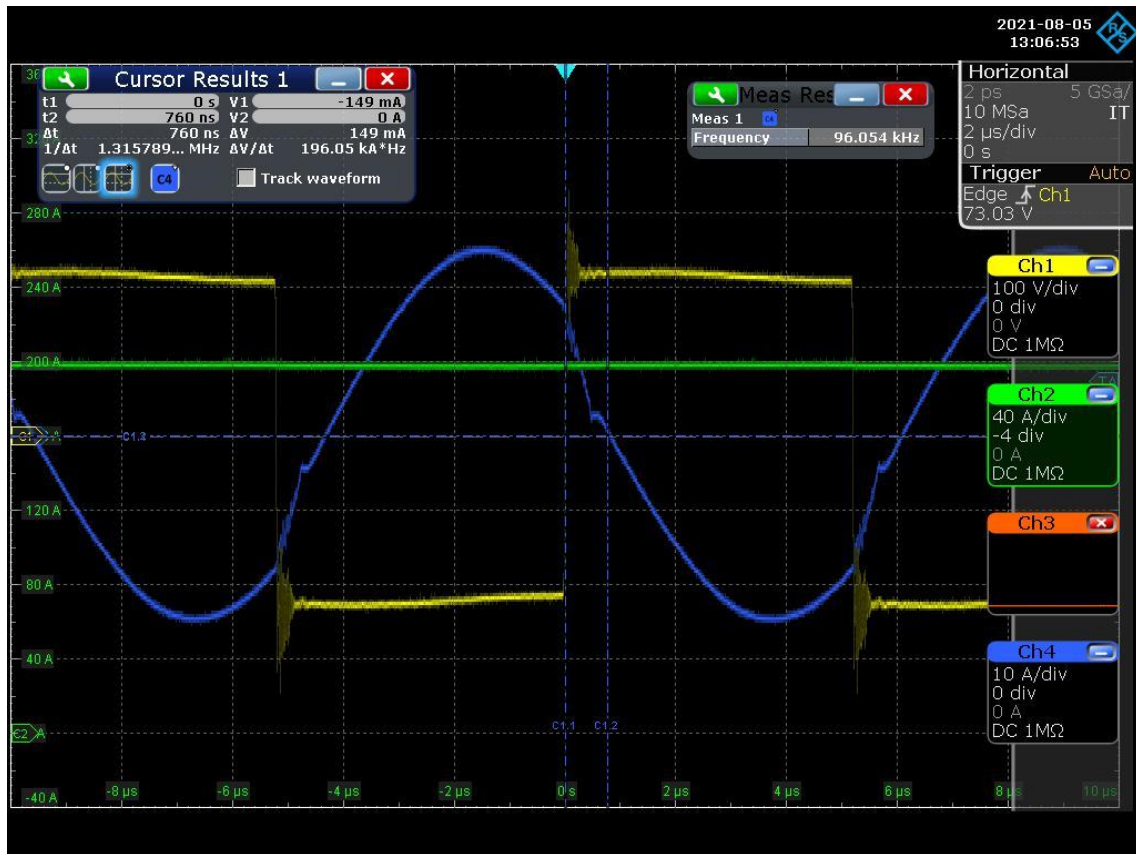


Figura 52. Tensión y corriente a la salida del *full bridge* ($V_{in} = 220 \text{ V}$; $I_{out} = 200 \text{ A}$)

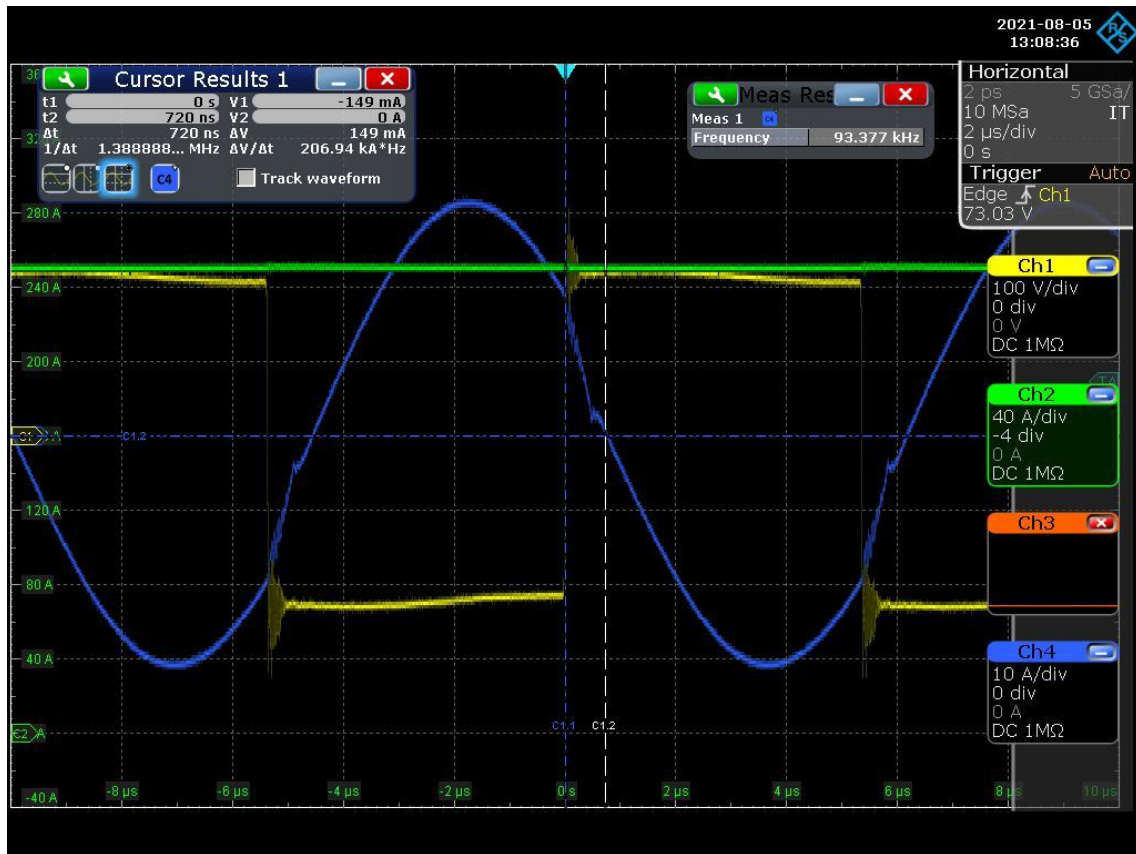


Figura 53. Tensión y corriente a la salida del *full bridge* ($V_{in} = 220 \text{ V}$; $I_{out} = 250 \text{ A}$)

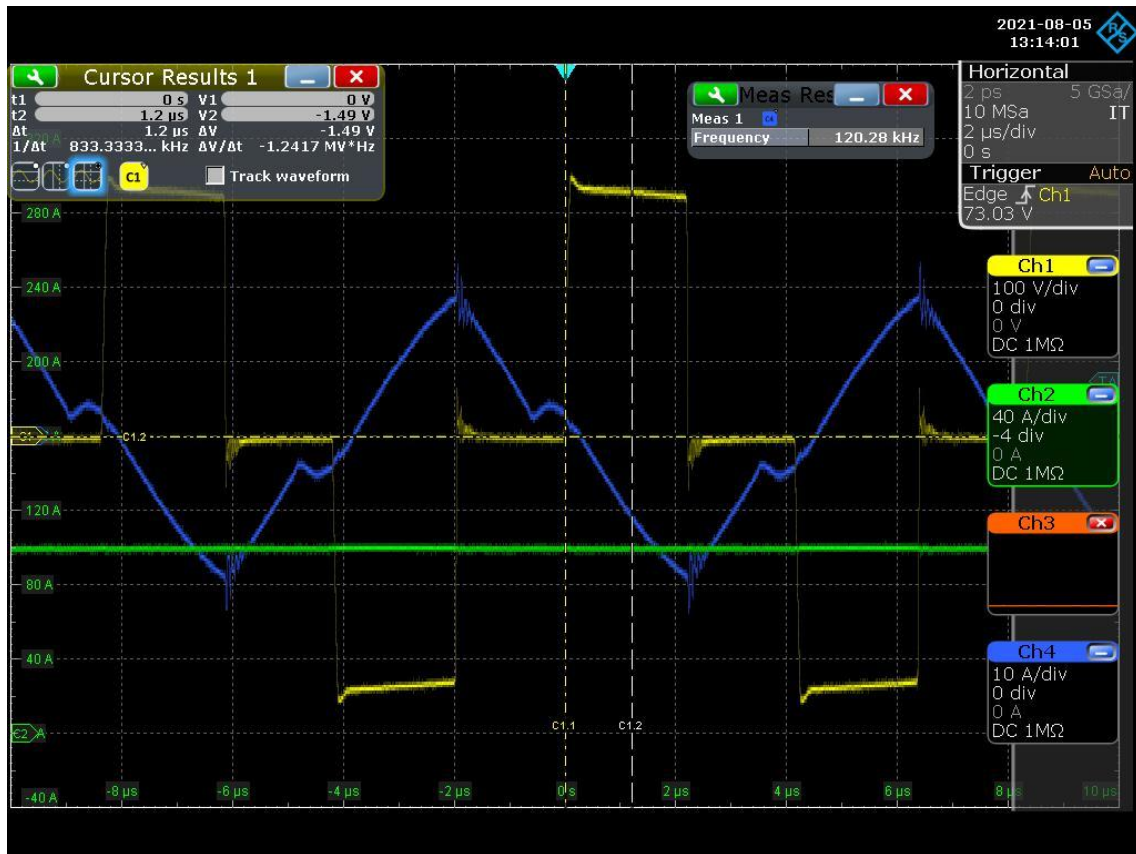


Figura 54. Tensión y corriente a la salida del *full bridge* ($V_{in} = 330 \text{ V}$; $I_{out} = 100 \text{ A}$)

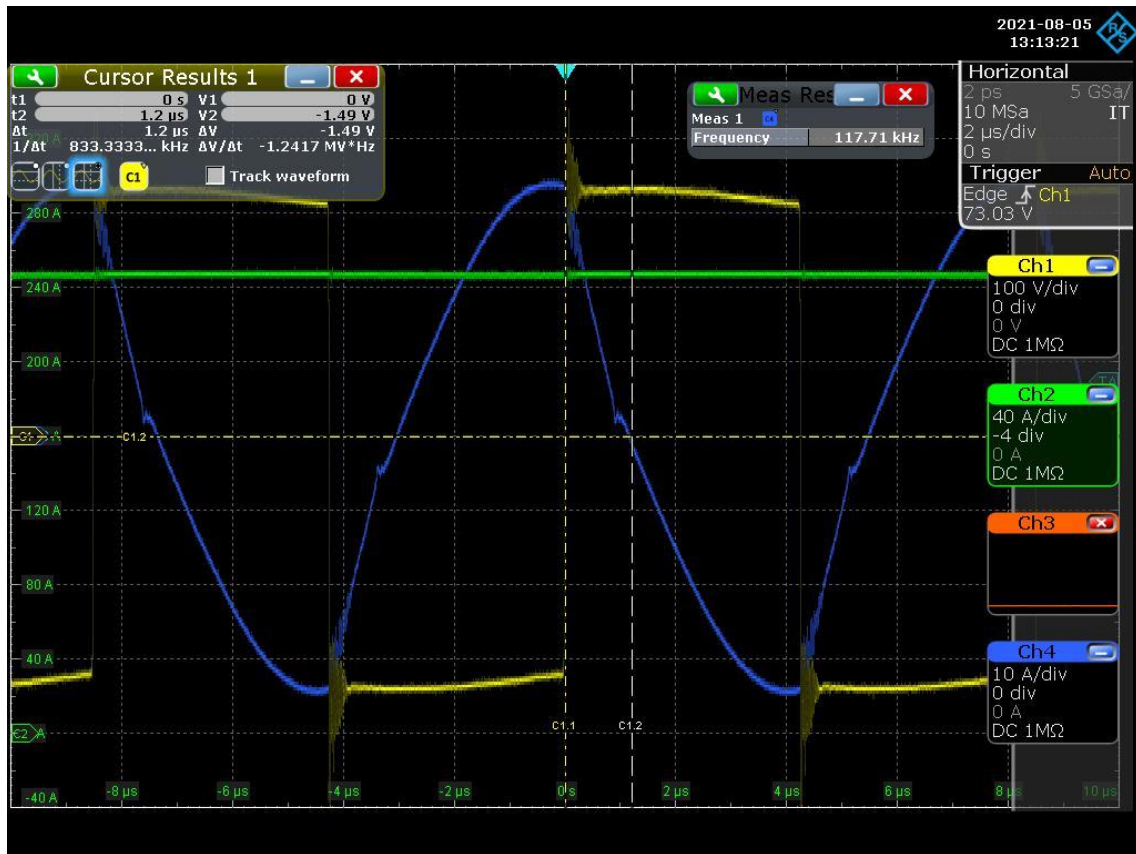


Figura 55. Tensión y corriente a la salida del *full bridge* ($V_{in} = 330 \text{ V}$; $I_{out} = 250 \text{ A}$)

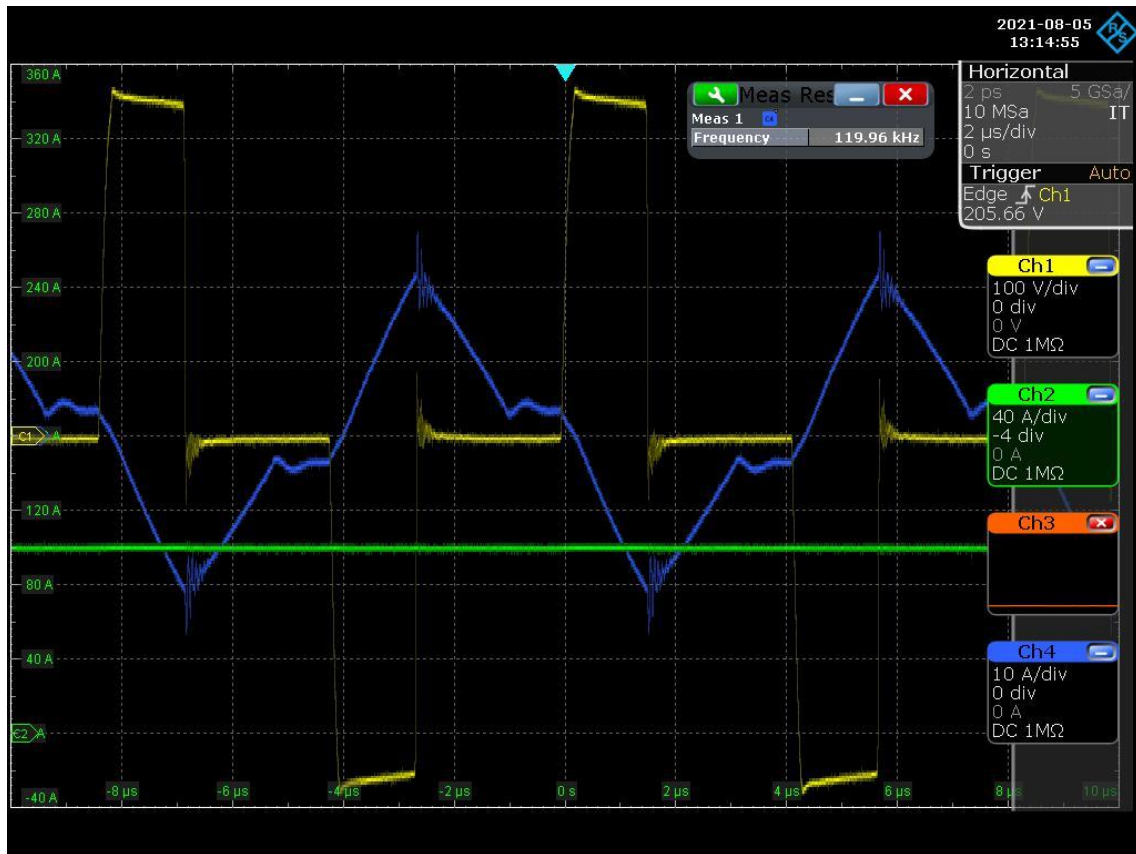


Figura 56. Tensión y corriente a la salida del *full bridge* ($V_{in} = 453 \text{ V}$; $I_{out} = 100 \text{ A}$)

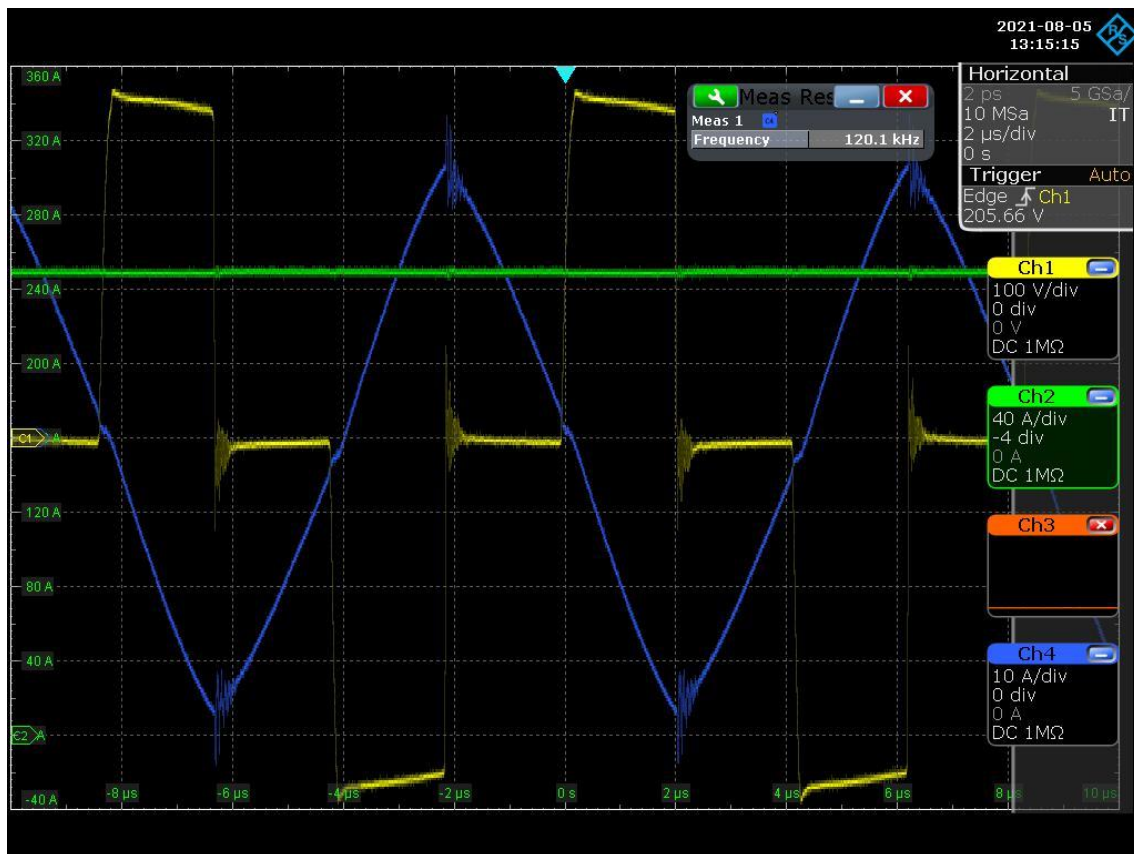


Figura 57. Tensión y corriente a la salida del full bridge ($V_{in} = 453 \text{ V}$; $I_{out} = 250 \text{ A}$)

- **Corriente por el transformador**

En las siguientes figuras se han representado:

- En verde: la corriente a través del primario del transformador.
- En rojo: la corriente en el punto medio del secundario del transformador.

Las dos figuras se han obtenido a tensión de salida nominal y máxima potencia (14 V; 250 A), pero con tensiones de entrada distintas. Al igual que en el caso anterior, en la primera figura se puede observar que la corriente por el primario es casi sinusoidal porque se trabaja a una frecuencia cercana a la de resonancia serie, mientras que en la segunda figura ésta pasa a ser triangular.

En cuanto a la corriente en el secundario, se observa que está rectificadada debido a haber construido un transformador *center tapped*. La corriente de la mitad de los semiciclos proviene de uno de los bobinados del secundario, y la del resto de semiciclos alternos del otro bobinado.

Cabe indicar también que estas formas de onda se han obtenido mediante sondas *Rogowski*, las cuales no son capaces de medir la componente DC de la corriente. Es por ello que la corriente del secundario aparece centrada en cero, cuando realmente tiene una componente DC de tal forma que el valor mínimo de la señal debería ser cero.

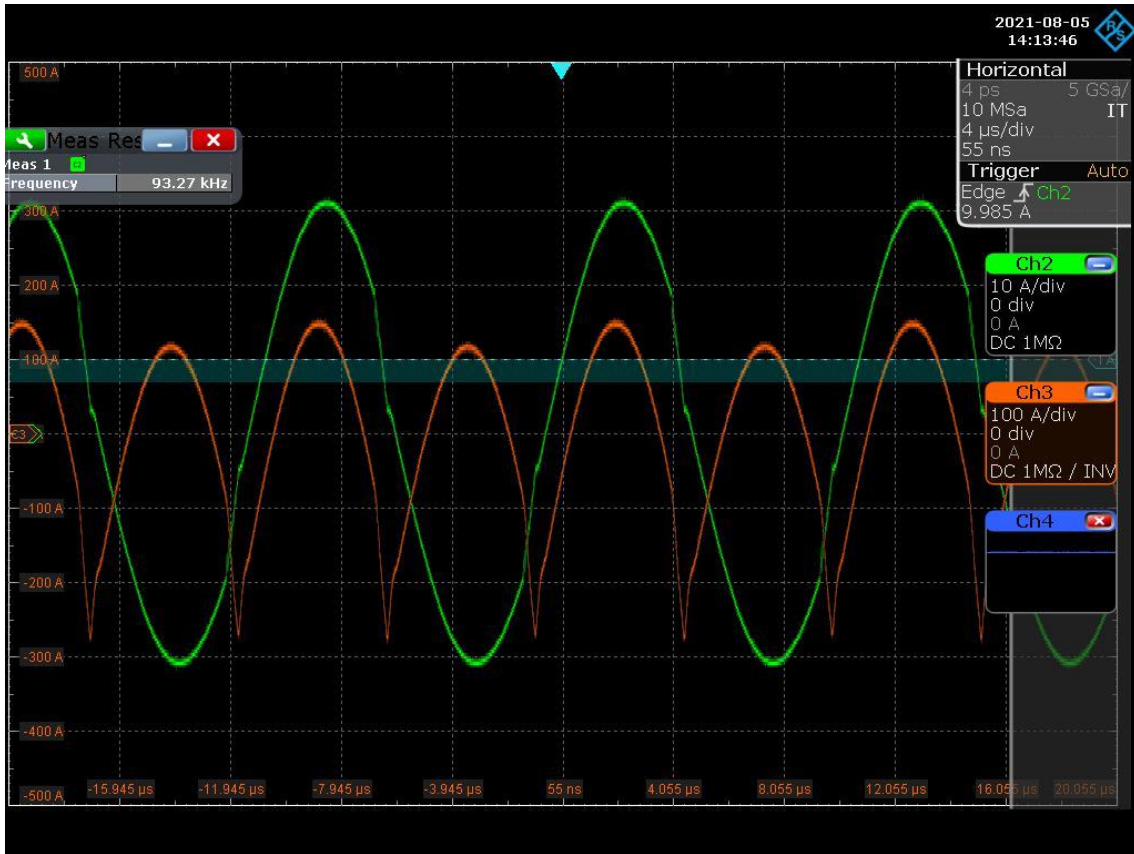


Figura 58. Corrientes por el transformador ($V_{in} = 220 \text{ V}$)

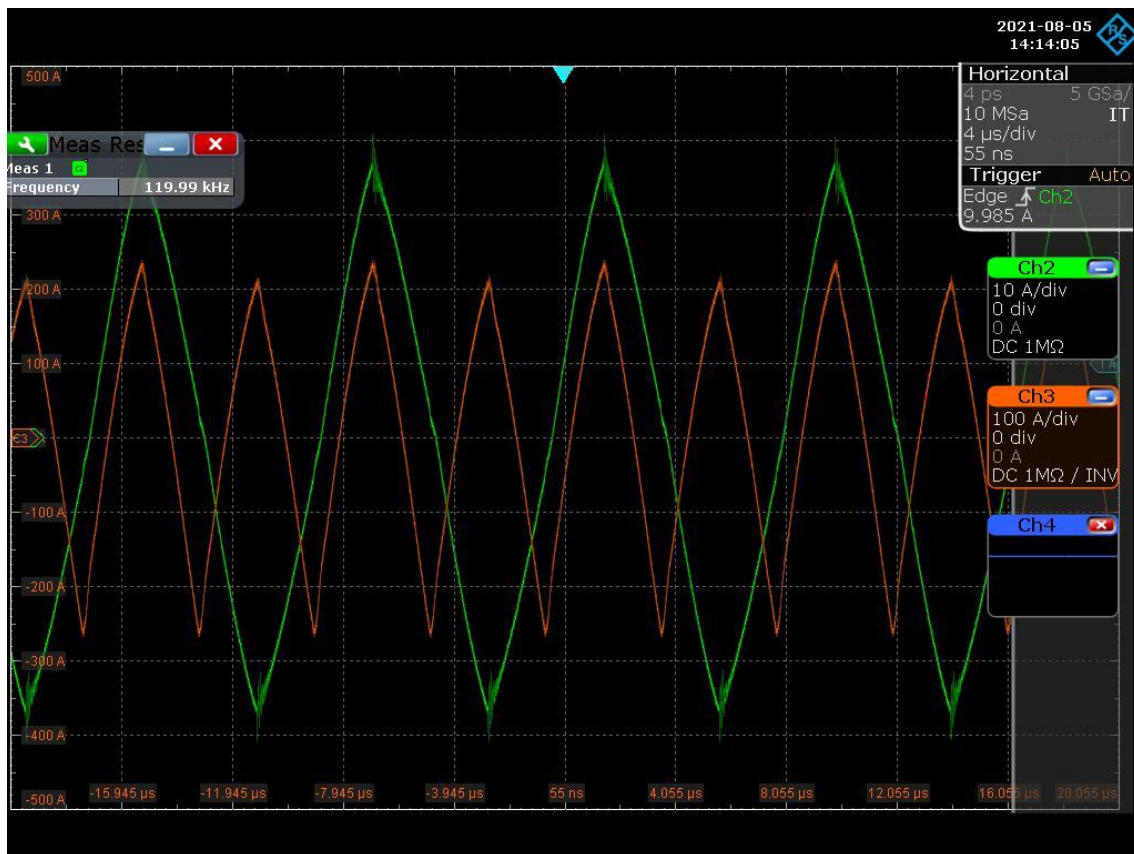


Figura 59. Corrientes por el transformador ($V_{in} = 453 \text{ V}$)

- **Tensión drenador surtidor y corriente por los mosfets del full bridge**

A continuación se han capturado las siguientes formas de onda a 220 V de tensión de entrada y 150 A y 14 V a la salida:

- En verde: tensión v_{ds} en el transistor del *low side* del *full bridge* (*leading leg*).
- En amarillo: tensión v_{ds} en el transistor del *low side* del *full bridge* (*lagging leg*).
- En rojo: la corriente a través del tanque resonante.

En ellas se puede observar como las tensiones v_{ds} se superponen al producirse *phase shift*. Se observan también picos de tensión en las conmutaciones, siendo los de una rama mayores que los de la otra. Esto se debe al *layout* de la PCB, que introduce más inductancia parásita en una de las ramas haciendo que este pico sea mayor.

Se puede comprobar también que cuando el convertidor trabaja sin *phase shift*, las conmutaciones de ambas ramas se producen en momentos en los que la corriente del transistor es similar. Sin embargo, al producirse *phase shift* una de las ramas pasa a conmutar en un momento en el que la corriente es mucho mayor que en la otra de las ramas. Esto provoca que en una de las ramas se dé una conmutación más dura que en la otra, provocando que las pérdidas por conmutación estén descompensadas.

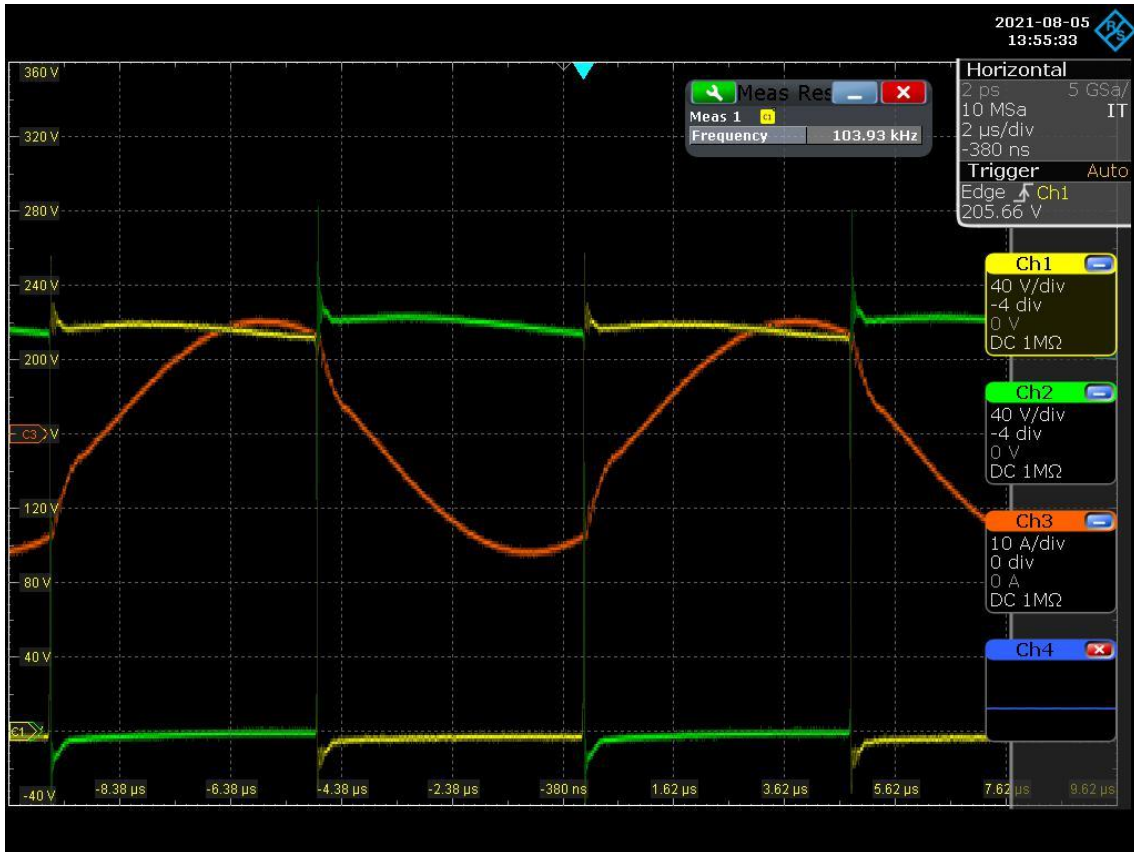


Figura 60. V_{ds} e I_d en los MOSFETs del full bridge sin phase shift

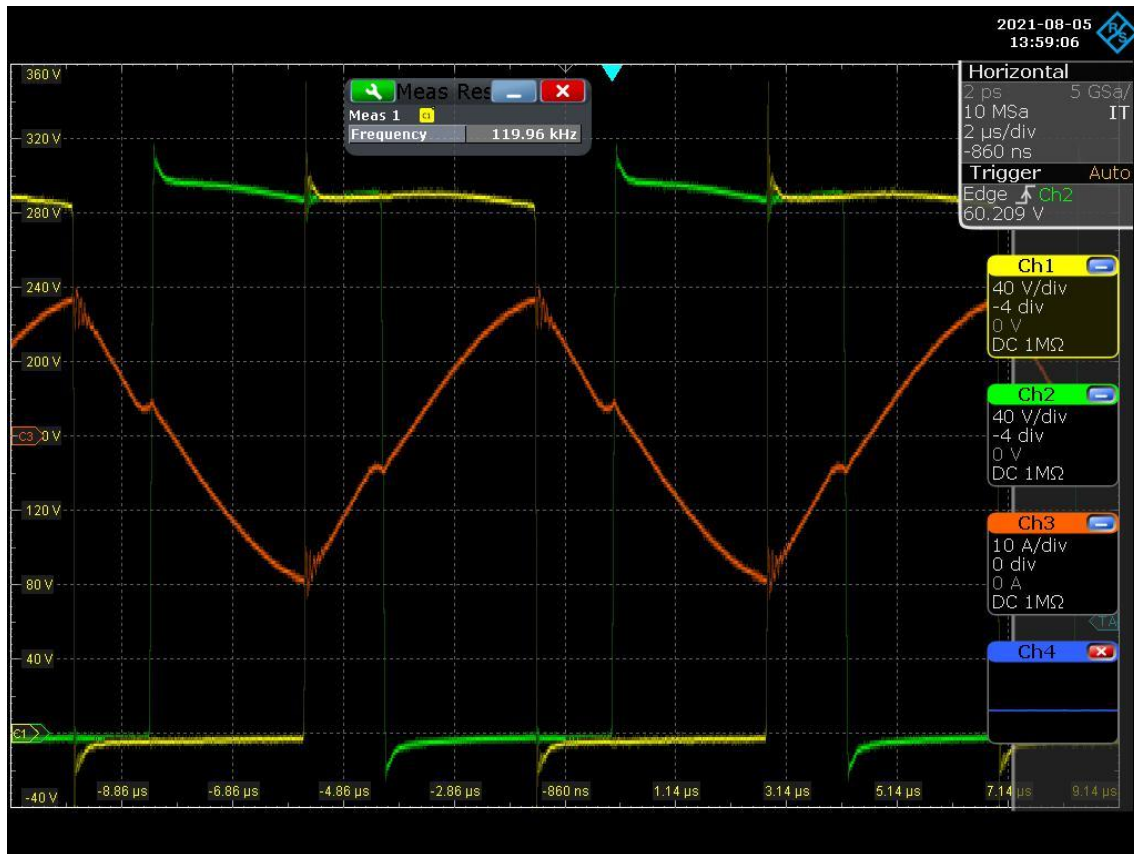


Figura 61. V_{ds} e I_d en los MOSFETs del *full bridge* con *phase shift*

- **Soft switching**

Por último, se han tomado capturas de los disparos de uno de los transistores del *full bridge*, de la tensión drenador-surtidor, y de la corriente a través de él.

- En rojo: tensión v_{ds} del transistor.
- En amarillo: disparos del transistor (tensión v_{gs}).
- En verde: corriente a través del transistor.

En estas formas de onda puede observarse el *soft switching* que se está produciendo en las conmutaciones a *on* del transistor. Así, antes de dispararse el transistor la tensión v_{ds} disminuye hasta cero. Es en ese momento cuando el transistor se dispara y comienza a circular corriente a través de él, de forma que las pérdidas por conmutación son casi nulas.

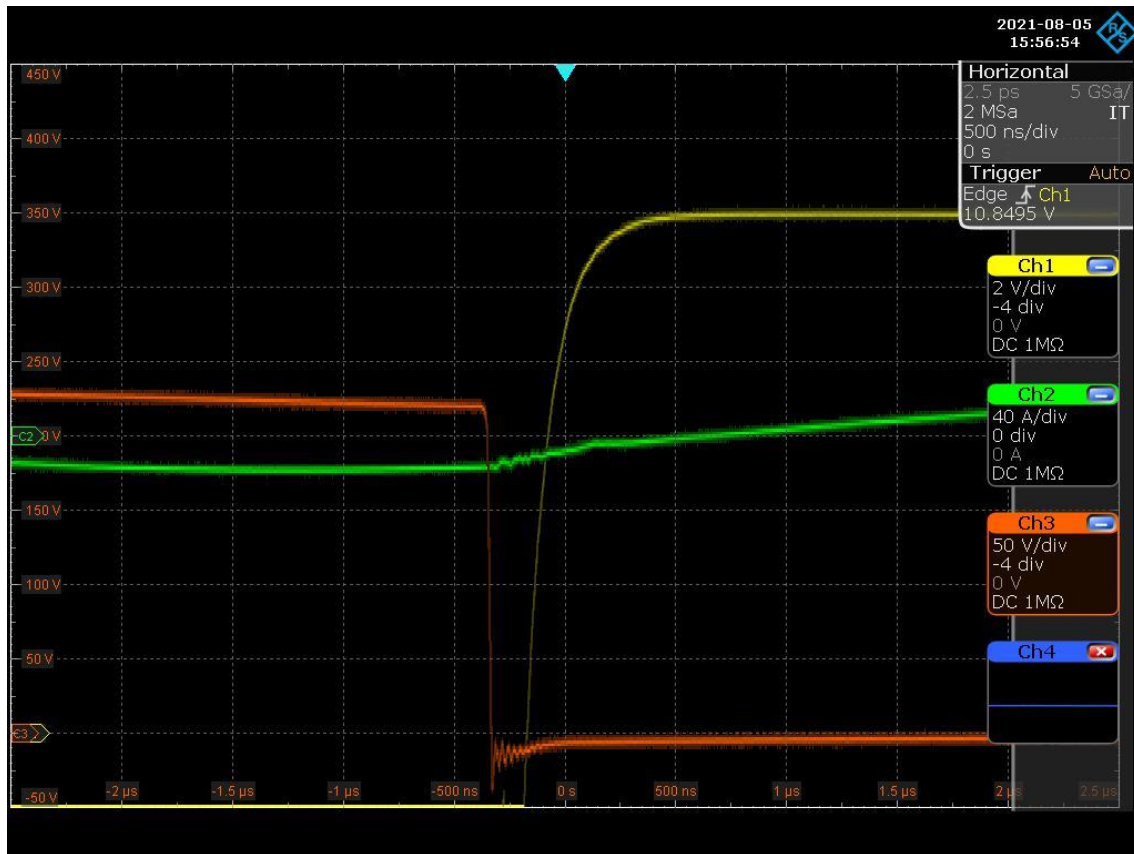


Figura 62. Soft switching

4.2.2 Eficiencia del convertidor

La eficiencia del convertidor desarrollado es una característica importante a medir, pues uno de los objetivos marcados inicialmente es el de conseguir una eficiencia superior al 90%. Es por ello que se ha llevado a cabo un estudio para obtener el rendimiento en diferentes puntos de trabajo.

En primer lugar, se han medido las eficiencias a diferentes tensiones de entrada y diferentes potencias, manteniendo la tensión de salida nominal. Para llevar a cabo este estudio se han utilizado dos multímetros con los que se han medido las tensiones de entrada y salida del convertidor, y dos sondas amperimétricas para medir la corriente de entrada y salida al convertidor. Los resultados obtenidos son los siguientes:

	Vin (V)	Iin (A)	Vo (V)	Io (A)	Pin (W)	Pout (W)	Eff (%)
Vin=220	218.6	17.78	13.98	249.28	3886.71	3484.93	89.66
	218.9	14.22	13.99	202.99	3112.76	2839.83	91.23
	219.4	7.44	14.00	109.78	1632.34	1536.92	94.15
	219.7	3.41	14.01	50.89	749.18	712.94	95.16
	219.9	1.03	14.00	14.40	226.50	201.60	89.01
	219.9	0.57	14.00	7.72	125.34	108.08	86.23
Vin=360	359	11.00	13.98	247.88	3949.00	3465.36	87.75
	359.2	8.83	13.99	201.80	3171.74	2823.18	89.01
	359.5	4.69	14.00	109.74	1686.06	1536.36	91.12
	359.7	2.14	14.01	50.90	769.76	713.17	92.65
	359.8	0.63	14.00	14.39	226.67	201.45	88.87
	359.9	0.35	14.00	7.71	125.97	107.98	85.72
Vin=453	452.1	8.84	13.98	247.63	3996.56	3461.87	86.62
	452.3	7.09	13.99	201.63	3206.81	2820.80	87.96
	452.5	3.77	14.00	109.71	1705.93	1535.94	90.04
	452.7	1.71	14.01	50.90	774.12	713.11	92.12
	452.8	0.51	14.00	14.40	230.93	201.54	87.28
	452.8	0.29	14.00	7.72	131.31	108.09	82.32

Tabla 6. Eficiencias del convertidor a diferentes tensiones de entrada.

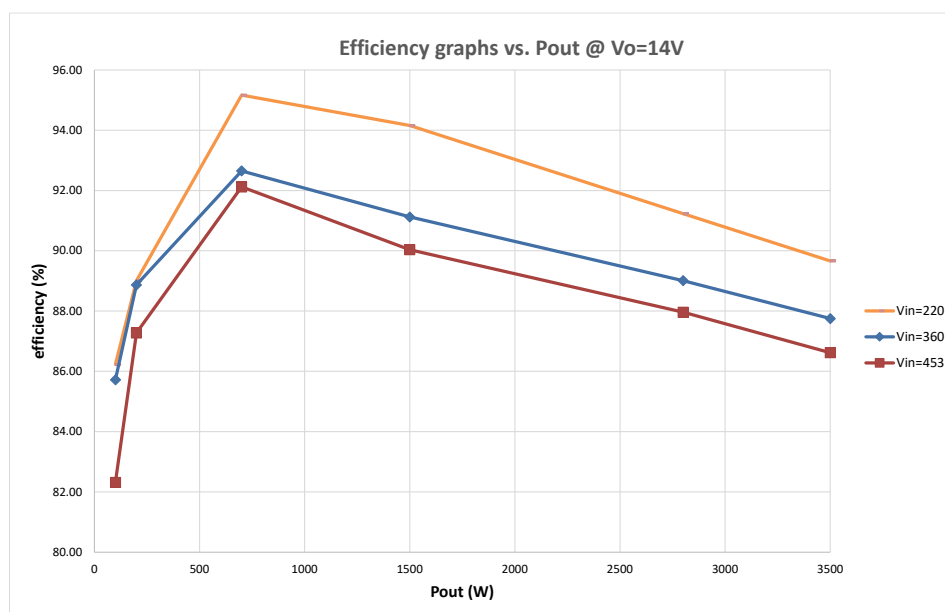


Figura 63. Eficiencias del convertidor a diferentes tensiones de entrada.

En estos resultados se puede observar cómo se ha obtenido el pico de eficiencia superior al 90% demandado. Para una misma tensión de entrada, a mayores potencias de salida las pérdidas son mayores. Esto es debido a que al ser esta tensión mayor, el convertidor debe trabajar a mayor frecuencia, o aumentar el *phase shift*, provocando mayores pérdidas en las conmutaciones de los transistores. También aumentan las pérdidas por conducción en el lado de baja tensión, al ser la corriente circulante mayor.

Por otro lado, aumentando la tensión de entrada y manteniendo la potencia de salida, el convertidor debe trabajar también a más frecuencia (o aumentando el *phase shift*), por lo que también disminuye la eficiencia.

Finalmente, la mayor eficiencia no se obtiene a la máxima potencia, sino a unos 700 W. Esto es una característica deseada, pues el convertidor trabajará la mayor parte del tiempo en torno a esa potencia, y el vehículo demandará la máxima potencia únicamente en momentos puntuales y durante un breve periodo de tiempo.

4.2.3 Análisis térmico

Finalmente, también se ha llevado a cabo un análisis de las temperaturas que alcanzan los transistores en diferentes puntos de funcionamiento, de forma que se puede detectar si existe un punto crítico en el que éstos se calienten en exceso, lo que podría llevar a su destrucción. Para ello, se han colocado termopares en los transistores, y se ha evaluado su calentamiento a máxima potencia y diferentes tensiones de entrada y temperaturas de refrigerante.

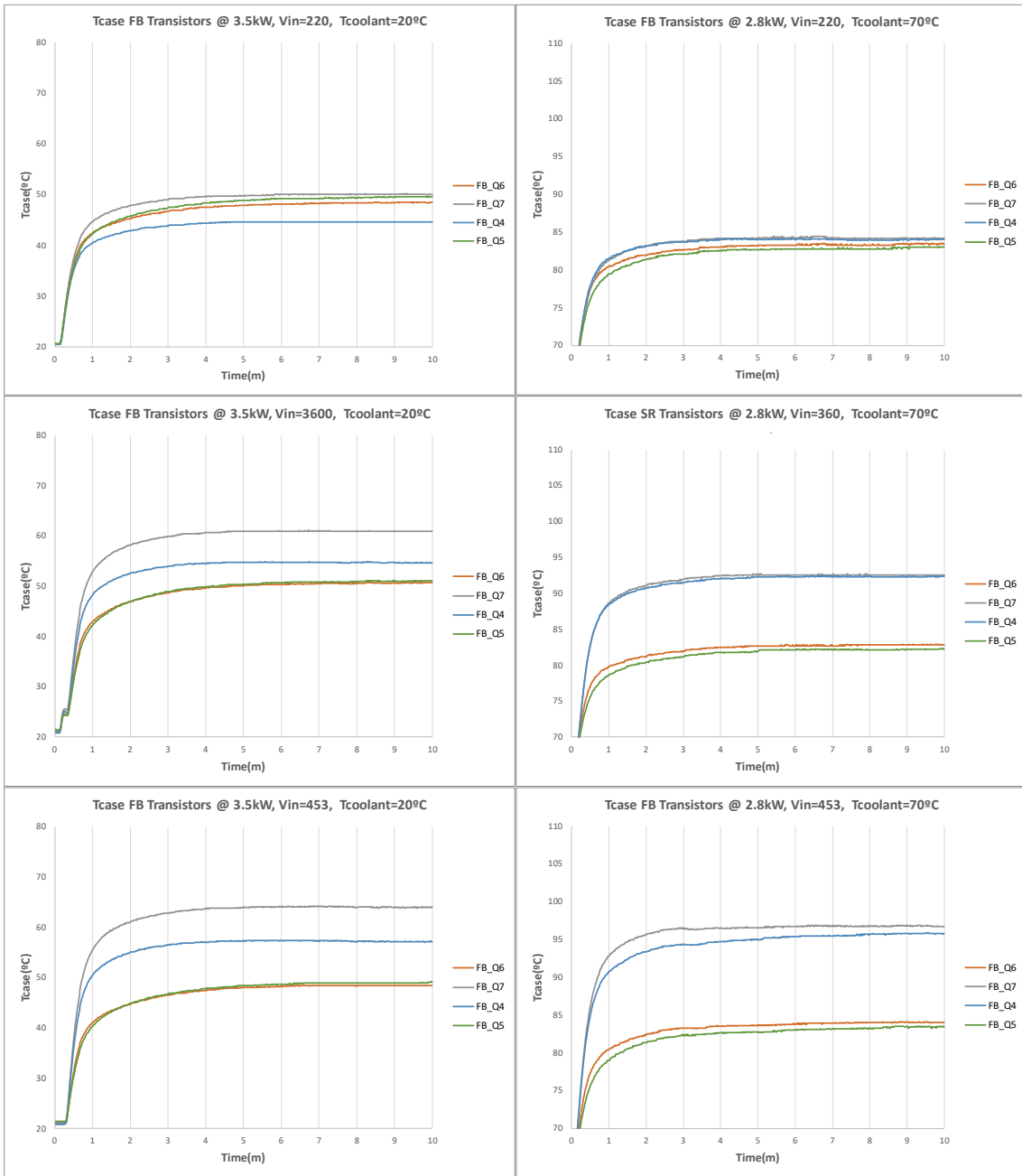


Figura 64. Temperaturas de los transistores del *full bridge*

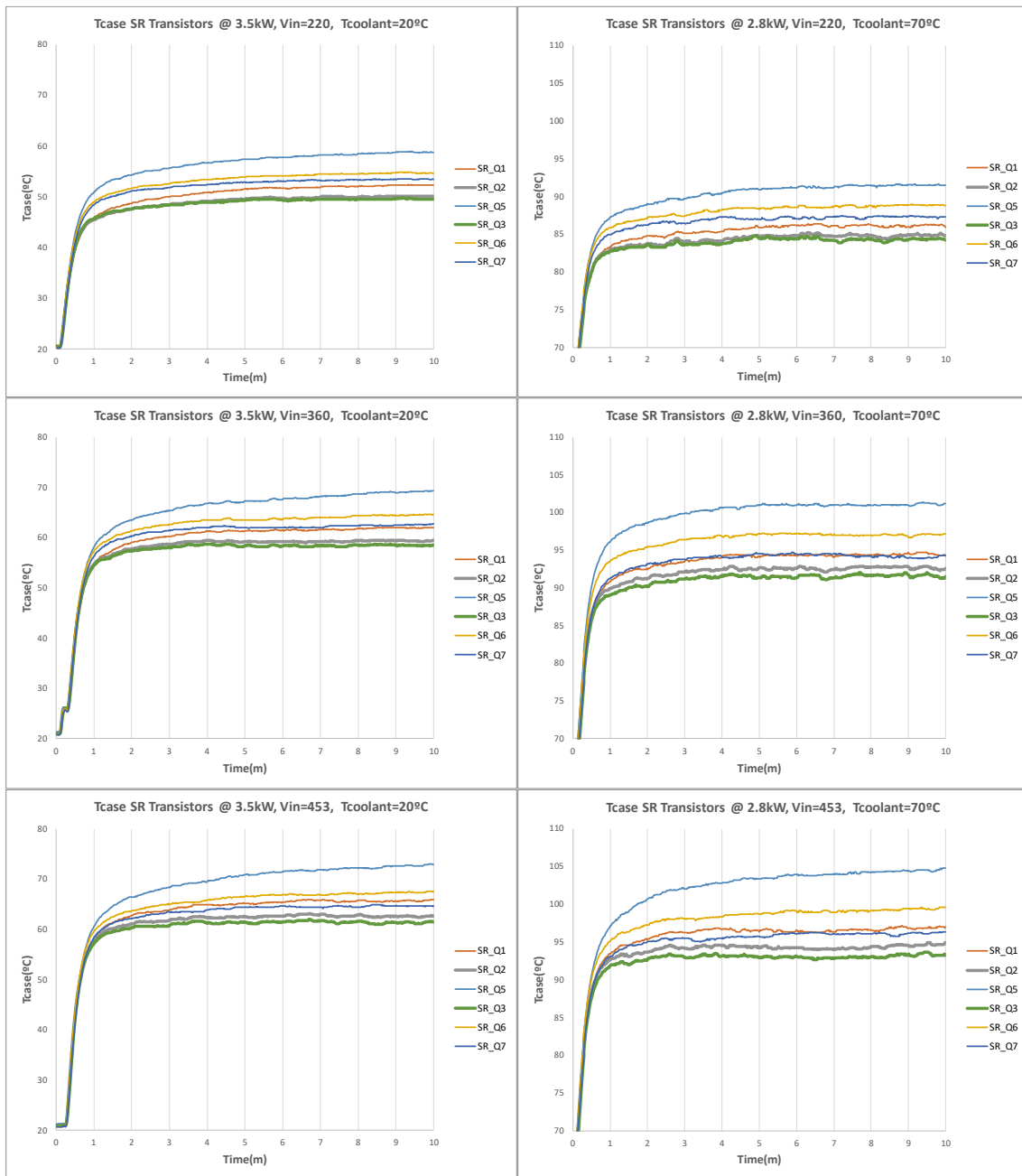


Figura 65. Temperaturas de los transistores de la rectificación síncrona

En cuanto a las temperaturas de los transistores del *full bridge* representadas en la Figura 64, se observa que a bajas tensiones las de los cuatro transistores son parecidas, alcanzando unos 83 °C grados en el peor caso. Al aumentar la tensión de entrada y comenzar a producirse el *phase shift*, las temperaturas de los transistores de la *lagging leg* (Q4 y Q7) aumentan respecto a Q5 y Q6 debido a que en esta rama se produce una conmutación dura. Puesto que a mayores tensiones de entrada el convertidor desplaza más los disparos de los transistores (mayor *phase shift*), la conmutación es aún más dura y las temperaturas en esta rama aumentan más. Es por ello que a tensión de entrada máxima Q4 y Q7 alcanzan más temperatura que para $V_{in} = 360 V$. En cualquier caso, la temperatura máxima alcanzada es de 96 °C. Cabe destacar también la diferencia de temperatura entre Q4 y Q7, la cual es debida a que durante el ensayo el tempar del transistor

Q4 se despegó, por lo que al no estar en contacto con el encapsulado pasó a medir menos temperatura. Es por ello que para analizar los resultados se ha tomado la temperatura de Q7 como referencia para esa rama.

En cuanto a los transistores de la rectificación síncrona, se observa que éstos se calientan más a mayor tensión de entrada debido a que la corriente eficaz que circula por ellos es mayor. Además, debido a que el *layout* no es simétrico, al aumentar la frecuencia de conmutación la corriente a través de los transistores Q1 y Q5 es mayor debido a que la inductancia de la pista hasta éstos es menor, lo que provoca que se caliente más. En cualquier caso, la máxima temperatura alcanzada por un transistor de la rectificación síncrona es de 105 °C.

En conclusión, con este análisis térmico se ha podido comprobar que los transistores no alcanzan temperaturas mayores a las que son capaces de soportar, por lo que su integridad no se verá afectada debido a este factor.

Capítulo 5. Conclusiones

A lo largo de este proyecto se ha diseñado la etapa de potencia de un convertidor DC-DC 400V-12V de 3.5 kW. Se ha partido de las especificaciones determinadas por el cliente y, tras analizar las principales topologías de alta eficiencia y seleccionar la más adecuada para el proyecto, se ha planteado el diseño mediante el método de aproximación al primer armónico. Tras llevar a cabo el dimensionamiento de los componentes, se ha pasado a la simulación del convertidor mediante LTSpice. A continuación, y tras diseñar el resto de circuitos auxiliares a la etapa de potencia, se ha montado un prototipo con el que se ha podido corroborar que el diseño ha sido correcto y que se cumplen las especificaciones de las que se partía.

Las conclusiones a las que se ha llegado una vez finalizado el proyecto han sido las siguientes:

- Se ha cumplido el objetivo de construir un prototipo funcional del convertidor, con el que se ha verificado su funcionamiento.
- Se ha comprobado que el convertidor cumple con las especificaciones deseadas, logrando trabajar en todo el rango de tensiones de entrada y salida otorgando la máxima potencia requerida, y consiguiendo picos de eficiencia del 95%.
- Se han adquirido conocimientos sobre diseño electrónico de alta potencia, selección de componentes, simulación, diseño de PCBs, creación de prototipos, medición, validación.

Capítulo 6. Bibliografía

1. **Van Mierlo, Joeri, y otros.** *Beyond the State of the Art of Electric Vehicles: A Fact-Based Paper of the Current and Prospective Electric Vehicle Technologies.* s.l. : World Electric Vehicle Journal, 2021.
2. **Nour, Mosy, y otros.** *Review of Positive and Negative Impacts of Electric Vehicles Charging on Electric Power Systems.* 2020.
3. **Kalia, Aman y Fabien, Brian.** *On Implementing Optimal Energy Management for EREV Using Distance Constrained Adaptive Real-Time Dynamic Programming.* 2020.
4. **Monar, Alex Segura.** *Diseño de un convertidor de alta eficiencia.* 2014.
5. **Huang, Hong.** *Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter.* 2011.
6. **Martín Pernía, Alberto.** *Protección eléctrica de semiconductores.* s.l. : Universidad de Oviedo, 1999.
7. **Masa, Pablo José del Canto.** *Diseño y desarrollo de la etapa de potencia de un convertidor DC-DC 400V/12V de 3,6 kW para vehículos eléctricos e híbridos.* 2018.
8. **Mohan, Ned, M. Undeland, Tore y P. Robbins, William.** *Power electronics: converters, applications and design.*
9. **Kamil, Mohammad.** *Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies.* s.l. : Microchip, 2007.
10. **Moblacher, Christian y Guillemant, Olivier.** *Optimum MOSFET Selection for Synchronous Rectification.* s.l. : Infineon Technologies, 2011.
11. **Zhaksylvk, Assel.** *Implementation of a Phase Shifted Full Bridge DC-DC ZVS converter with peak current mode control.* s.l. : Universidad de Oviedo, 2019.