

# MÁSTER UNIVERSITARIO EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS AVANZADOS

***ANÁLISIS, MODELADO Y REDUCCIÓN DE  
INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS EN  
CONVERTIDORES DE POTENCIA CON  
SEMICONDUCTORES DE ALTA VELOCIDAD.***

## TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Estudiante:** *Peñalba Celaya, Aitor*  
**Director/Directora:** *Zuloaga Izaguirre, Aitzol*  
**Departamento:** *Tecnología Electrónica*  
**Tutor/Tutora:** *Llop Mañez, Alejandro*  
**Curso académico:** *2021/22*

*Bilbao, a 24 de junio de 2022*

## Contenido

RESUMEN .....	8
ABSTRACT .....	9
LAPURPENA .....	10
1. INTRODUCCIÓN Y CONTEXTUALIZACIÓN .....	11
2. OBJETIVOS DEL TRABAJO .....	12
3. DESCRIPCIÓN Y ALÁLISIS DEL ESTADO DEL ARTE .....	13
3.1 VEHICLE TO GRID (V2G) .....	13
3.2 CONVERTIDORES RESONANTES .....	13
3.3 CONMUTACIÓN SUAVE vs CONMUTACIÓN DURA .....	14
3.3.1 CONMUTACIÓN A TENSIÓN CERO (ZVS) .....	15
3.3.2 CONMUTACIÓN A CORRIENTE CERO (ZCS) .....	16
3.4 CONVERTIDOR RESONANTE LLC .....	17
3.4.1 DAB EN LA TOPOLOGÍA CLLC .....	18
3.4.2 MODOS DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE CLLC .....	19
3.5 RECTIFICACIÓN SÍNCRONA .....	19
3.6 SEMICUNDUCTORES DE BANDA ANCHA PROHIBIDA (WBG) .....	19
3.6.1 SEMICUNDUCTORES BASADOS EN SiC .....	19
3.6.2 SEMICUNDUCTORES BASADOS EN GaN .....	21
3.7 INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS (EMI) .....	22
3.7.1 TIPOS DE INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS .....	22
3.7.2 MODELADO DE LAS CARACTERÍSTICAS EMI DEL CIRCUITO .....	25
3.8 MÉTODO DE LA APROXIMACIÓN DEL PRIMER ARMÓNICO (FHA) .....	27
3.9 ELEMENTOS PARÁSITOS MÁS COMUNES EN CONVERTIDORES .....	28
3.10 DISEÑO DE FILTROS EMI .....	31
4. DISEÑO HARDWARE .....	34
4.1 PLACA PRINCIPAL .....	34
4.1.1 ETAPA DE POTENCIA .....	36
4.1.1.1 CONDENSADORES DE DESACOPLO .....	36
4.1.1.2 MOSFETs .....	38
4.1.1.3 TANQUE RESONANTE .....	41
4.1.1.4 TRANSFORMADOR .....	42
4.1.3 MODELO 3D DE LA ETAPA DE POTENCIA .....	43

5. OBTENCIÓN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS DE LOS COMPONENTES PASIVOS .....	44
6. MODELADO DE LA PCB MEDIANTE ANÁLISIS DE ELEMENTOS FINITOS .....	48
7. LISN .....	53
8. SETUP Y NORMATIVA APLICABLE .....	56
9. RESULTADOS .....	59
9.1 RESULTADOS DE LA MEDICIÓN .....	59
9.2 RESULTADOS OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN .....	66
10. DISEÑO DEL FILTRO .....	75
11. INFLUENCIA DE LOS PARÁMETROS EN LAS EMISIONES CONDUcidas .....	78
12. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO .....	80
13. REFERENCIAS .....	81
14. ANEXOS .....	84

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 : Topología de los convertidores a bordo de los automóviles [6].	13
Figura 2 : Ejemplo de un convertidor resonante (LLC) [8].	14
Figura 3 : Formas de onda de la conmutación dura vs conmutación suave [12].	15
Figura 4 : Tipo de arreglos de interruptor resonante para operar en ZVS. (a) Tipo L (b) Tipo M.	16
Figura 5 : tipo de arreglos de interruptor resonante para operar en zcs.	16
Figura 6 : Convertidor resonante llc [15].	17
Figura 7 : Convertidor resonante CLLC bidireccional de puente completo [18].	18
Figura 8 : Gráfico que demuestra las características típicas de voltaje de accionamiento de la puerta al cambiar on/off [20].	20
Figura 9 : Estructura cascodo de los semiconductores GaN.	21
Figura 10 : EMI en modo diferencial (DM) y modo común (CM) [26].	22
Figura 11 : Impacto de las tendencias en la electrónica de potencia en las envolventes espectrales en modo común (CM) [27].	23
Figura 12 : Banco de pruebas de un sistema [28].	24
Figura 13 : Ejemplo de circuito de medición de ruido práctico [28].	24
Figura 14 : Ejemplo de modelización de un convertidor Half-Bridge [38].	26
Figura 15 : Ejemplo de la reducción de Thevenin de un circuito Half-Bridge [38].	26
Figura 16 : Modelo de dos puertos de circuito resonante FHA [31].	27
Figura 17 : Modelo de un condensador real [32].	28
Figura 18 : Modelo de un inductor real [32].	28
Figura 19 : Modelo de un transformador real [32].	29
Figura 20 : Elementos parásitos de un convertidor [33].	29
Figura 21 : Métodos de supresión de ruido en DM y CM [26].	31
Figura 22 : Circuito amortiguado R-C [34].	32
Figura 23 : Circuito de ruido de voltaje equivalente [35].	32
Figura 24 : Filtro CM [36].	33
Figura 25 : Etapa de potencia de la placa principal.	35
Figura 26 : Condensadores de desacoplo de la parte primaria.	36
Figura 27 : Esquema básico del funcionamiento de un condensador de desacoplo.	37
Figura 28 : Condensadores del circuito secundario.	37
Figura 29 : Circuito de control de la tensión de entrada.	38
Figura 30 : Resistencias shunt colocadas a la salida de la fuente del MOSFET.	39
Figura 31 : MOSFET C3M0030090K.	39
Figura 32 : Mosfet TP90H050WS.	40
Figura 33 : Tanque resonante CLLC bidireccional.	41
Figura 34 : Diagrama eléctrico del transformador.	42
Figura 35 : Parte superior del modelo 3D de la placa principal.	43
Figura 36 : Parte inferior del modelo 3D de la placa principal.	43
Figura 37 : Gráfico de impedancias de los condensadores Cp y Cs.	45
Figura 38 : Gráfico de impedancias de los condensadores.	46
Figura 39 : Nets más importantes a modelar.	49
Figura 40 : PCB con el disipador.	49
Figura 41 : Resultados de inductancia de la net 1 del primario.	50

Figura 42 : resultados de resistencia de la net 1 del primario. ....	50
Figura 43 : Resultados de conductancia de la net 1 del primario. ....	51
Figura 44 : Vista delantera y trasera de la LISN. ....	53
Figura 45 : Diagrama de la LISN. ....	54
Figura 46 : LISN añadida a la entrada del circuito. ....	55
Figura 47 : Setup a utilizar para las pruebas en el laboratorio. ....	56
Figura 48 : Setup de las pruebas (1). ....	57
Figura 49 : Setup de las pruebas (2). ....	57
Figura 50 : Valores límites de emi según la normativa. ....	58
Figura 51 : Barrido de frecuencias con la tierra a Vin-, LISN+, 500 kHz de conmutación y 1kW a la salida. ....	60
Figura 52 : Barrido de frecuencias con la tierra al disipador, LISN-, 500 kHz de conmutación y 1kW a la salida. ....	61
Figura 53 : Barrido de frecuencias con la tierra flotante, LISN-, 500 kHz de conmutación y 3kW a la salida. ....	62
Figura 54 : Barrido de frecuencias con la tierra a Vin-, LISN-, 500 kHz de conmutación y 3kW a la salida. ....	63
Figura 55 : Barrido de frecuencias con la tierra al disipador, LISN-, 500 kHz de conmutación y 3kW a la salida. ....	64
Figura 56 :Barrido de frecuencias con la tierra flotante, LISN+, 500 kHz de conmutación y 1kW a la salida. ....	65
Figura 57 : Condensadores de desacoplo y filtrado de la entrada con sus elementos parásitos. ....	66
Figura 58 : Puente primario del convertidor con sus parásitos. ....	66
Figura 59 : Lado secundario del convertidor incluyendo sus elementos parásitos. ....	67
Figura 60 : Condensadores de desacoplo y filtrado de la salida con sus elementos parásitos. ....	67
Figura 61 : Circuito de control de puerta de los MOSFETs del primario. ....	68
Figura 62 : Rectificación del secundario. ....	68
Figura 63 : Modelo Spice del MOSFET C3M0030090K DE SiC. ....	69
Figura 64 : Modelo spice del MOSFET TP90H050 de GaN. ....	70
Figura 65 : FFT de las emisiones conducidas generadas usando un MOSFET de Si (STW11NM80). ....	71
Figura 66 : FFT del componente CM (Azul) Y DM (Verde) del SiC (C3M0030090K). ....	71
Figura 67 : FFT de las emisiones conducidas generadas usando un MOSFET de Si. ....	72
Figura 68 : FFT del Componente CM (Azul) y DM (Verde) del GaN (TP90H050). ....	72
Figura 69 : FFT de las emisiones conducidas generadas usando un MOSFET de GaN. ....	73
Figura 70 : Comparación de los datos obtenidos en las pruebas y en simulación de SiC (LISN+, 500 kHz, disipador a tierra y 1 kW a la salida). ....	73
Figura 71 : comparación de los datos obtenidos en las pruebas y en simulación de GaN (LISN+, 500 kHz, disipador a tierra y 1 kW a la salida). ....	74
Figura 72 : Filtro diseñado. ....	75
Figura 73 : comparación de las emisiones conducidas del SiC sin filtro y con filtro. ....	76
Figura 74 : Comparación de las emisiones concudidas del GaN sin filtro y con filtro. ....	76
Figura 75 :FFT del componente CM (Azul) y DM (Verde) del SiC tras el filtrado. ....	77
Figura 76 : FFT del componente CM (Azul) y DM (Verde) del GaN tras el filtrado. ....	77
Figura 77 : Comparación de el ruido obtenido a 639 kHz y 500 kHz. ....	78

Figura 78 : Conexión con las tarjetas de Drivers auxiliares .....	84
Figura 79 : Fuentes de alimentación. ....	84
Figura 80 : Medida de tensión del bus. ....	85
Figura 81 : Medida de la tensión de batería. ....	86
Figura 82 : Medida de corriente del bus. ....	87
Figura 83 : Medida de corriente de la batería. ....	88
Figura 84 : Medida de corriente del puente completo del lado primario. ....	89
Figura 85 : Medida de la corriente del transformador del Bus del primario. ....	89
Figura 86 : Medida de la corriente del transformador del bus del secundario. ....	90
Figura 87 : Capa de abajo obtenida en Altium. ....	91
Figura 88 : Capa de abajo obtenida en Ansys. ....	91
Figura 89 : Capa 1 obtenida en Altium. ....	92
Figura 90 : Capa 1 obtenida en Ansys. ....	92
Figura 91 : Capa 2 obtenida en Altium. ....	93
Figura 92 : Capa 2 obtenida en Ansys. ....	93
Figura 93 : Capa 3 obtenida en Altium. ....	94
Figura 94 : Capa 3 obtenida en Ansys. ....	94
Figura 95 : Capa 4 obtenida en Altium. ....	95
Figura 96 : Capa 4 obtenida en Ansys. ....	95
Figura 97 : Capa de arriba obtenida en Altium. ....	96
Figura 98 : Capa de arriba obtenida en Ansys. ....	96
Figura 99 : Script de Matlab. ....	97

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1 : Características del MOSFET C3M0030090K .....	40
Tabla 2 : Características del MOSFET TP90H050WS. ....	40
Tabla 3 : Características principales del transformador. ....	42
Tabla 4 : Valores ESR y ESL de los condensadores. ....	46
Tabla 5 : Elementos parásitos del lado primario. ....	51
Tabla 6 : Elementos parásitos del lado secundario. ....	52
Tabla 7 : Elementos parásitos entre el disipador y los transistores. ....	52
Tabla 8 : Resultados de EMI con la tierra a Vin-. ....	60
Tabla 9 : Resultados de EMI con la tierra al disipador. ....	61
Tabla 10 : Resultados de EMI con la tierra flotante. ....	62
Tabla 11 : resultados de EMI con la tierra a Vin-. ....	63
Tabla 12 : resultados de EMI con la tierra al disipador. ....	64
Tabla 13 : resultados de EMI con la tierra flotante. ....	65

## RESUMEN

Hoy en día el petróleo, el gas y el carbón son los encargados de abastecer muchas de las necesidades energéticas diarias. Estos combustibles fósiles han tenido un impacto negativo en los niveles de contaminación del aire y el calentamiento global, debido a los gases de efecto invernadero, entre otros. Electrificar el transporte por carretera y aumentar la generación mediante energías renovables son las claves para reducir estos gases de efecto invernadero. Por lo tanto, el propósito de este TFM es el estudio de la utilización de los cargadores a bordo de un vehículo eléctrico, siendo este uno de los elementos más importantes del vehículo eléctrico.

Además, el TFM se va a centrar en analizar su comportamiento en términos de interferencias electromagnéticas, tanto del punto de vista de análisis como de su modelado, proponiendo diferentes medidas correctoras.

En primer lugar, se ha realizado un estudio sobre las diferentes técnicas de modelado de un convertidor de potencia para poder obtener las interferencias electromagnéticas producidas. Tras realizar el estudio, se ha concretado obtener los elementos parásitos más importantes del circuito mediante la información proporcionada por los fabricantes en sus hojas de datos y mediante el análisis de elementos finitos, que se ha realizado mediante el software Ansys Electronics Desktop.

En segundo lugar, se ha montado el setup acorde a la normativa y mediante el software LTSpice, se ha replicado el setup añadiendo los elementos parásitos obtenidos previamente, para obtener las interferencias electromagnéticas tanto físicamente como simulado.

Por último, se ha diseñado un filtro que se ha colocado a la entrada del circuito, para atenuar las interferencias electromagnéticas y poder cumplir la normativa.

## ABSTRACT

Today oil, gas and coal are responsible for supplying many of the daily energy needs. These fossil fuels have had a negative impact on air pollution levels and global warming, due to greenhouse gases, among other things. Electrifying road transport and increasing generation through renewable energy are the keys to reduce these greenhouse gases. Therefore, the purpose of this thesis is to study the use of the charges on board of electric vehicles. In addition, the thesis will focus on analyzing its behaviour in terms of electromagnetic interference, proposing different corrective options.

Firstly, a study has been carried out on the different modeling techniques of a power converter to obtain its electromagnetic interferences. It has been determined to obtain the most important parasitic elements of the circuit through the information provided by the manufacturers in their datasheets and through the analysis of finite elements, which has been carried out using the Ansys Electronic Desktop software

Secondly, a setup has been assembled according to the regulations and using the software LTSpice the setup has been replicated adding the parasitic elements previously obtained, in order to obtain the electromagnetic interferences both physically and simulated

Finally, a filter has been designed to attenuate the electromagnetic interferences and be able to keep to the regulations.

## LAPURPENA

Gaur egun, petrolio, gasa eta ikatza eguneroko energia-behar asko hornitzeko arduradunak dira. Erregai fosil hauek eragin negatiboa izan dute airearen kutsaduraren mailan eta berokuntza-globalean, berotegi-efektuko gasen ondorioz, besteak beste. Errepideko garraioa elektrifikatzea eta energia berriztagarrien bidez energia-sorkuntza areagotzea dira berotegi-efektuko gas horiek murrizteko gakoak. Hori dela eta, MAL honen helburua ibilgailu elektriko baten kargagailuaren erabilera aztertzea da. Horrez gain, MAL-a interferentzia elektromagnetikoen portaera aztertzea bideratuko da, neurri zuzentzaile desberdinak proposatuz.

Lehenik eta behin, potentzia-bihurgailu baten modelizazio-teknika ezberdinen kasu-azterketa egin da, sortutako interferentzia elektromagnetikoak lortzeko. Azterketa egin ondoren, fabrikatzaileek euren fitxa teknikoetan emandako informazioaren bidez eta Ansys Electronics Desktop softwarearen bidez egin den elementu finituen analisiaren bidez, zirkuituko elementu parasito garrantzitsuenak lortzea zehaztu da.

Bigarrenik, setup-a araudiaren arabera montatu da eta LTSpice softwarea erabiliz, setup-a erreplikatu da aurretik lortutako elementu parasitoak gehituz, interferentzia elektromagnetikoak fisikoki zein simulatua lortzeko.

Azkenik, zirkuituaren sarreran jarri den iragazki bat diseinatu da, interferentzia elektromagnetikoak arintzeko eta araudia bete ahal izateko.

## 1. INTRODUCCIÓN Y CONTEXTUALIZACIÓN

La compatibilidad electromagnética (EMC) es una característica importante de los dispositivos electrónicos. La definición de EMC según la Comisión Electrónica Internacional es ``La capacidad de un equipo o un sistema para funcionar satisfactoriamente en su entorno electromagnético sin introducir perturbaciones electromagnéticas intolerables en nada de ese entorno'' [1].

Hoy en día, la compatibilidad electromagnética es (EMC) es cada vez más importante. Primero, porque cada vez más aplicaciones como los automóviles (el tema a tratar en este TFM), barcos o aviones se están electrificando. Además, hay un claro crecimiento de los dispositivos electrónicos personales.

En segundo lugar, los dispositivos electrónicos modernos están sometidos a cada vez más perturbaciones electromagnéticas. La elevada frecuencia de conmutación, así como una mayor velocidad en la misma, producen perturbaciones superiores, ampliando el espectro de interferencias electromagnéticas.

La interferencia electromagnética se define como: ``Degradación del rendimiento de un equipo, canal o transmisión o sistema causado por una perturbación electromagnética''. [2]

Por otro lado, en los últimos años, los vehículos eléctricos han ganado un creciente interés como una alternativa a los vehículos impulsados por motores de combustión debido a la creciente preocupación de la cuestión del calentamiento global, además del agotamiento de combustibles fósiles [3]. Los vehículos eléctricos están en auge, ganando progresivamente cuota de mercado, dado que uno de los principales objetivos es el de reducir las emisiones de carbono y consumo de combustibles fósiles. Hoy en día hay 3 tipos de vehículos eléctricos:

- Vehículo Híbrido: vehículo que combina un motor eléctrico con un motor de combustión.
- Vehículo Híbrido Eléctrico Enchufable (VHEE): combina un motor eléctrico y un motor de combustión. Pero, en este tipo de vehículos, las baterías pueden ser recargadas enchufando el vehículo a una fuente externa de energía eléctrica.
- Vehículo Eléctrico: es propulsado únicamente por un motor (o varios) eléctrico, empleando energía eléctrica almacenada en baterías recargables.

La evolución de los vehículos eléctricos presenta una preocupación para los fabricantes en cuanto a extender la densidad de potencia de la batería, así como proporcionar cargadores e infraestructuras de carga convenientes. [4] Por lo general, los vehículos eléctricos pueden ser cargados en áreas residenciales o puntos de venta públicos, existiendo 3 niveles de carga [5]:

- Nivel 1: carga lenta desde puntos de recarga domésticos de 230 V y hasta 20 A.
- Nivel 2: carga lenta desde puntos de carga privados o públicos de 400 V y hasta 32 A.
- Nivel 3: carga rápida desde una estación de carga especial de 480 V y con una potencia mayor de 50 kW.

## 2. OBJETIVOS DEL TRABAJO

El objetivo general de este trabajo es el de la investigación de los cargadores de los vehículos eléctricos, en términos de interferencias electromagnéticas. En los cargadores a bordo de los vehículos, es muy importante el tamaño del convertidor de potencia, ya que se debe cargar con él en todo momento. Por lo tanto, se buscan diferentes métodos para reducir su tamaño.

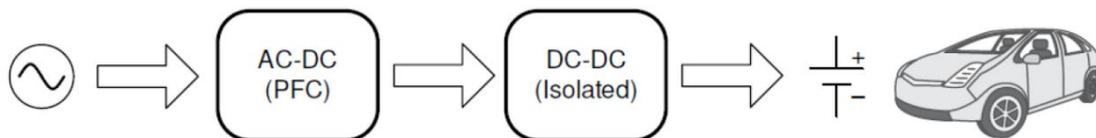
Una de las formas de conseguirlo es a través de la reducción de las pérdidas de conmutación de los transistores de un convertidor DC-DC. Para ello, se propone el uso de semiconductores de banda ancha prohibida, concretamente de Carburo de Silicio (SiC) y de Nitruro de Galio (GaN). Gracias al uso de estos semiconductores, se abre la posibilidad de aumentar la frecuencia de conmutación del convertidor, lo que posibilita la realización de futuros proyectos que reduzcan el volumen total del convertidor debido a la reducción del volumen de los componentes pasivos necesarios.

El gran inconveniente que tienen estos semiconductores es la cantidad de interferencias electromagnéticas (EMI) es superior en comparación con la tecnología tradicional de Silicio, debido a su mayor velocidad de conmutación.

Por lo tanto, este TFM tiene como principal objetivo analizar las interferencias electromagnéticas (EMI) producidas por un determinado convertidor de potencia comercial de topología resonante LLC basado en dispositivos MOSFETs de banda ancha prohibida SiC (Carburo de Silicio) y GaN (Nitruro de Galio), para así poder establecer un modelo que permita predecir y mitigar tales interferencias para cumplir con la norma de emisiones vigente en la fase de diseño, minimizando el coste en comparación con la realización de medidas correctoras en la fase de testeo. En concreto, el convertidor seleccionado es el TIDM-02002 de Texas Instruments, estudiado en [Ref], un convertidor DC-DC, CLLC bidireccional, utilizado a bordo de HEV/EV.

### 3. DESCRIPCIÓN Y ALÁLISIS DEL ESTADO DEL ARTE

Los cargadores que van a bordo de los automóviles frecuentemente utilizan una topología de dos etapas, la cual está formada por un convertidor AC-DC y un convertidor DC-DC. Este TFM trata sobre la etapa del convertidor resonante DC-DC con topología CLLC (se explicará en posteriores apartados).



**FIGURA 1: TOPOLOGÍA DE LOS CONVERTIDORES A BORDO DE LOS AUTOMÓVILES [6].**

#### 3.1 VEHICLE TO GRID (V2G)

Esta tecnología permite la conversión de potencia bidireccional, por lo que los vehículos eléctricos pueden tanto consumir potencia de la red eléctrica, como comportarse como generadores para la red, aumentando la estabilidad del sistema y haciendo viable el consumo procedente del coche en momentos de mayor coste de electricidad [7].

Con la llegada del vehículo híbrido eléctrico enchufable, con baterías de elevada capacidad, la tecnología de vehículo a red (V2G) está atrayendo cada vez más atención, ya que puede ayudar a mejorar la eficiencia y confiabilidad de la red eléctrica, así como reducir el coste general y emisión de carbono. Por eso se ha optado por un convertidor bidireccional en este trabajo, ya que puede ser una tecnología muy beneficiosa. Concretamente, se ha seleccionado el convertidor resonante CLLC (más adelante se explicarán los beneficios de este convertidor).

#### 3.2 CONVERTIDORES RESONANTES

Las topologías de convertidores convencionales tienen limitaciones a frecuencias muy altas de conmutación, ya que baja mucho su eficiencia debido a la dependencia de las pérdidas de conmutación con la frecuencia. Por lo tanto, una tipología de convertidores candidata para aplicaciones de conmutación rápida están representadas por convertidores resonantes.

Los convertidores resonantes están compuestos de inductores y condensadores, cuyas tensiones y corrientes varían de forma sinusoidal durante uno o más subintervalos.

La principal ventaja de los convertidores resonantes es que las conmutaciones se producen en los pasos por cero de la tensión o de la corriente, haciendo uso de las técnicas Zero Voltage Switching (ZVS) y Zero Current Switching (ZCS). Esto hace que las pérdidas de conmutación

sean muy reducidas (a diferencia de los convertidores PWM tradicionales), permitiendo aumentar las frecuencias de conmutación.

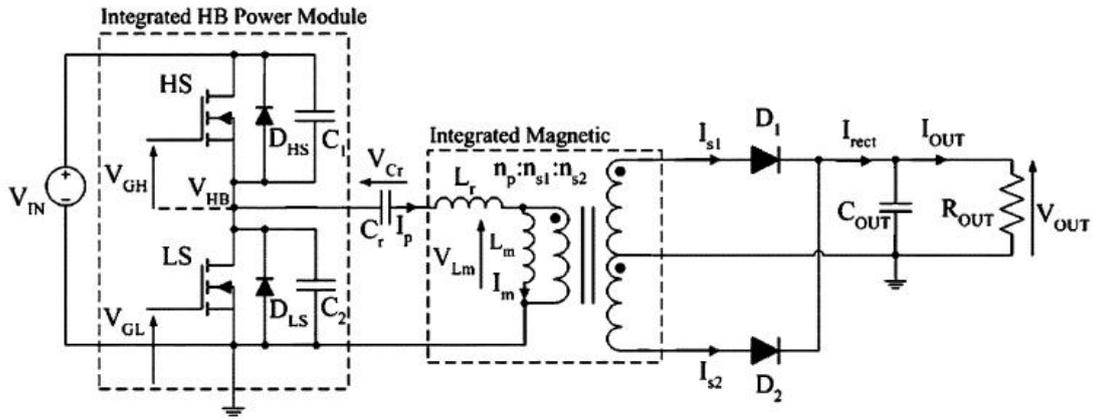


FIGURA 2: EJEMPLO DE UN CONVERTIDOR RESONANTE (LLC) [8].

### 3.3 CONMUTACIÓN SUAVE vs CONMUTACIÓN DURA

El propósito de los semiconductores de potencia es el de regular la cantidad de energía deseada a la salida, llevándose a cabo comúnmente en convertidores resonantes a través de la modulación de la frecuencia de conmutación. Existen dos formas en las cuales puede trabajar el interruptor, en conmutación dura y en conmutación suave.

La conmutación dura es caracterizada por el solapamiento del cruce del voltaje y la corriente, lo que representa una pérdida de energía, como se puede ver en la Figura 3. Además, la conmutación dura provoca problemas con interferencias electromagnéticas (EMI), debido al cambio brusco de voltaje y la corriente [9].

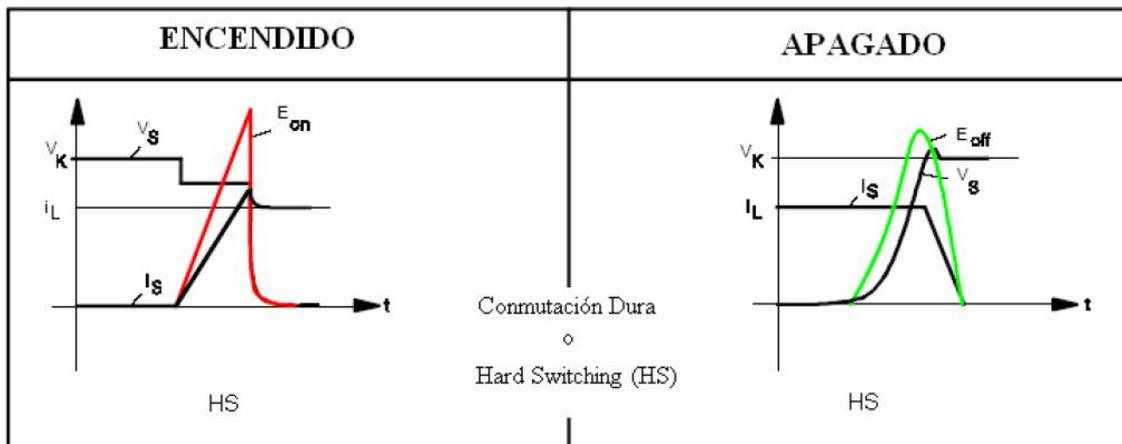


FIGURA 3: CONMUTACIÓN DURA EN EL INTERRUPTOR EN ENCENDIDO Y APAGADO.

El término soft-switching está relacionado con la conmutación eficiente de los interruptores. Se trata, por tanto, de disminuir las pérdidas por conmutación en los interruptores, por lo tanto, del convertidor. Esto se consigue haciendo que en el momento en el que se produce la conmutación no convivan tensión y corriente en el interruptor, ya que las pérdidas son directamente proporcionales al producto de la tensión por la intensidad existentes de forma simultánea. Para conseguir que el circuito funcione en condiciones de soft-switching se pueden añadir elementos resonantes auxiliares o utilizar los elementos parásitos del circuito. El objetivo de añadir elementos adicionales es que ayuden a descargar las capacidades parásitas de los interruptores. Disminuir las pérdidas de conmutación del circuito mediante alguna de estas técnicas permite aumentar la frecuencia de conmutación, posibilitando reducir el tamaño de los elementos pasivos del circuito, como bobinas y transformadores [11].

Existen dos tipos de conmutación suave: Conmutación a tensión cero (ZVS) y conmutación a corriente cero (ZCS).

En los convertidores conmutados, la conmutación suave adquiere una gran importancia ya que las pérdidas por conmutación son mucho menores que en la conmutación dura y evita picos de corriente y tensión. Además, el hecho de contar con transiciones suaves y sinusoidales minimiza de manera considerable las interferencias electromagnéticas generadas.

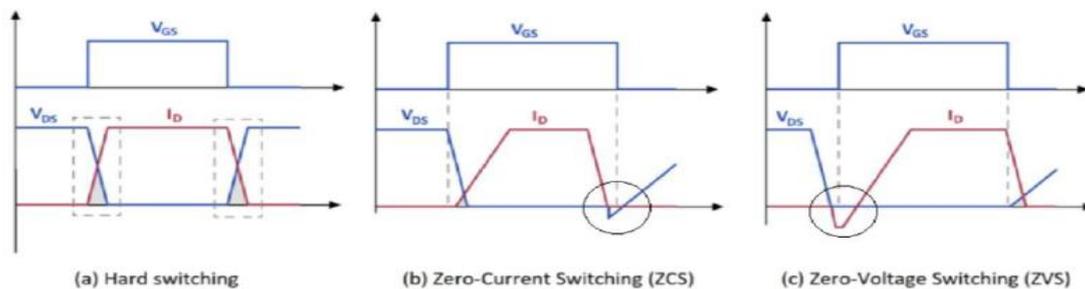


FIGURA 3: FORMAS DE ONDA DE LA CONMUTACIÓN DURA VS CONMUTACIÓN SUAVE [12].

### 3.3.1 CONMUTACIÓN A TENSIÓN CERO (ZVS)

La conmutación a tensión cero se basa en que la tensión del interruptor de potencia cae a un valor cercano a cero en la transición de encendido antes de que la corriente inicie su ascenso. De esta forma, se minimizan las pérdidas de conmutación ya que la tensión y la corriente de los interruptores no se solapan y se logra minimizar las pérdidas de conmutación [10]. En la topología ZVS, el diodo a través del interruptor es usado para reducir el voltaje del condensador, lo cual resulta en voltaje cero a través del interruptor.

Para las diversas topologías de convertidores DC-DC, existen arreglos de Tipo M y Tipo L para el interruptor, como se observa en la Figura 4 [13].

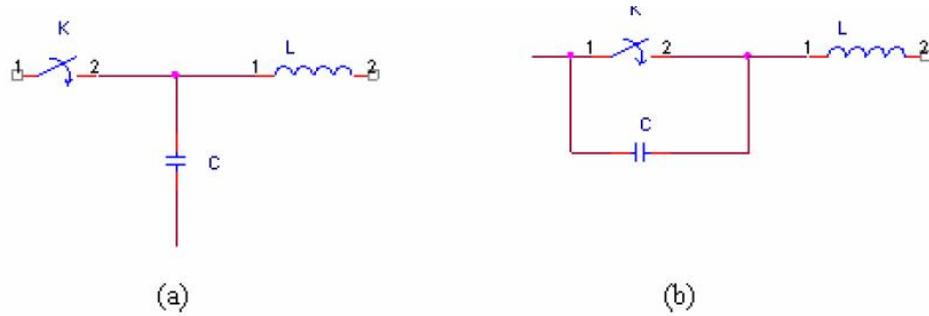


FIGURA 4: TIPO DE ARREGLOS DE INTERRUPTOR RESONANTE PARA OPERAR EN ZVS. (A) TIPO L (B) TIPO M.

### 3.3.2 CONMUTACIÓN A CORRIENTE CERO (ZCS)

La conmutación a corriente cero se basa en realizar la conmutación de los semiconductores en la transición de apagado, cuando la corriente que atraviesa el dispositivo tiene un valor cercano a cero [9].

Para las diversas topologías de convertidores DC-DC, existen arreglos de Tipo M y Tipo L para el interruptor, como se observa en la Figura 5 [12].

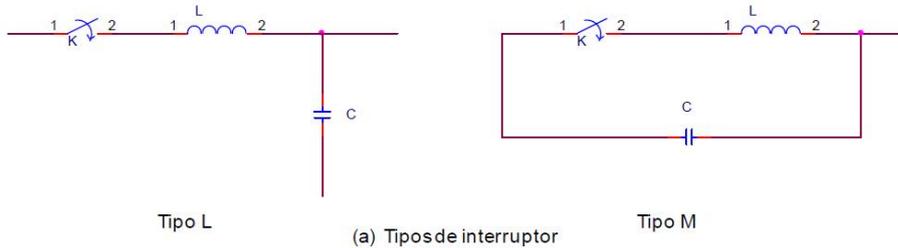


FIGURA 5: TIPO DE ARREGLOS DE INTERRUPTOR RESONANTE PARA OPERAR EN ZCS.

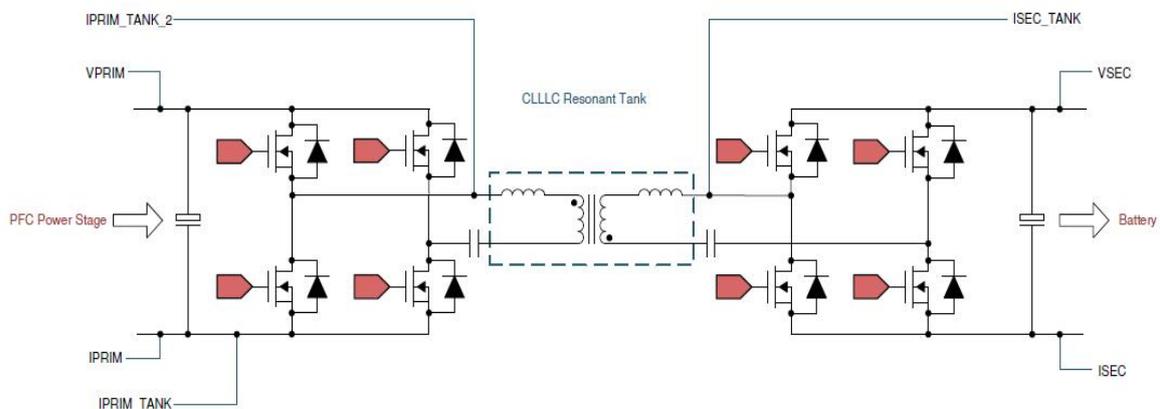
### 3.4 CONVERTIDOR RESONANTE LLC

Existen muchas topologías de convertidor resonante, y todas operan esencialmente de la misma manera: Un pulso cuadrado de voltaje o corriente generado por los interruptores de potencia que se aplican a un circuito resonante. La energía circula en el circuito resonante y algunos o todos los elementos se desconectan para suministrar la salida.

Hay dos tipos básicos: convertidor resonante en serie (SRC) y convertidor resonante en paralelo (PRC). Ambos regulan su voltaje de salida cambiando la tensión de conducción tal que la impedancia en el circuito resonante cambia. El voltaje de entrada se divide entre esta impedancia y la carga. Ambos tienen problemas:

- **SRC:** la impedancia de la carga es muy grande en comparación con la de la impedancia del circuito resonante, por lo que regular la salida se convierte difícil.
- **PRC:** La carga es conectada en paralelo con el circuito resonante, por lo que inevitablemente requiere grandes cantidades de corriente.

La topología LLC solventa estos problemas, ya que puede controlar la salida en un amplio rango y permite una amplia variación de carga con una pequeña variación de frecuencia de conmutación (relativamente pequeña), manteniendo una excelente eficiencia. También puede lograr conmutación de voltaje cero (ZVS) durante todo el funcionamiento. [14]



**FIGURA 6: CONVERTIDOR RESONANTE LLC [15].**

El convertidor LLC es una topología no lineal que combina una red lineal (tanque resonante y transformador) con interruptores controlables (MOSFETs) y no controlables (diodos).

Como se muestra en la Figura 6, los convertidores resonantes LLC está compuesto por varias partes diferentes: las dos ramas de transistores que forman la red de conmutación, el tanque resonante, el transformador, un rectificador de puente completo y un condensador de filtrado.

Esta topología ofrece un rango de frecuencias de conmutación relativamente estrecho pero un rango de ganancia elevado, y la capacidad de conmutar los dispositivos semiconductores mediante conmutación suave. [16]

La naturaleza no lineal de la topología de conmutación evita que se apliquen directamente métodos simples y efectivos de análisis de circuitos AC lineal. Los métodos de promediado comunes en las topologías PWM tampoco son aplicables, porque la frecuencia de conmutación operativa está cerca de la frecuencia de resonancia.

Sin embargo, la corriente del diodo de salida tiene la forma de media onda sinusoidal. Cuando se combinan dos medias ondas sinusoidales de diferentes direcciones, forman una onda sinusoidal completa (en resonancia). El análisis armónico muestra que el primer armónico representa muy bien esta corriente. Esto se utiliza para simplificar la topología y habilitar métodos de análisis lineal [17].

### 3.4.1 DAB EN LA TOPOLOGÍA CLLC

Dual Active Bridge (DAB) es una tipología de rectificador en el que el puente rectificador del lado secundario se sustituye por transistores. La principal ventaja de esta tipología es bidireccional, por lo que permite el flujo de potencia en ambas direcciones [18].

Esta topología es una modificación de la topología LLC, en la que los diodos rectificadores del secundario se sustituyen por transistores, maximizando la eficiencia. La topología CLLC incorpora todas las funcionalidades del convertidor LLC, permitiendo el flujo de potencia bidireccional, pudiendo utilizarse como tecnología V2G [19].

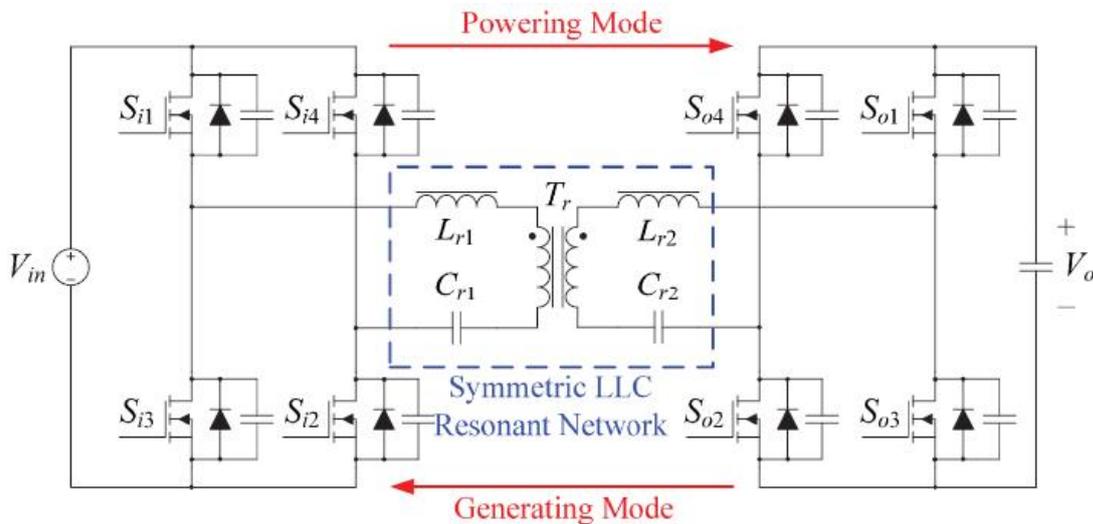


FIGURA 7: CONVERTIDOR RESONANTE CLLC BIDIRECCIONAL DE PUENTE COMPLETO [18].

### 3.4.2 MODOS DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE CLLC

El convertidor bidireccional resonante CLLC tiene 6 modos de funcionamiento. Los modos 1, 2 y 3 son idénticos a los modos 4, 5 y 6 pero en los tres primeros casos el convertidor trabaja en Powering Mode y en los últimos tres el convertidor trabaja en Generating Mode, por lo que utilizan distintos pares de transistores y rectificadores. Esta parte ya está explicada en el TFM de referencia [39].

## 3.5 RECTIFICACIÓN SÍNCRONA

En los modos de funcionamiento explicados anteriormente, se realiza la rectificación haciendo uso de los diodos del lado secundario. Sin embargo, la caída de tensión en los diodos es mayor que en los transistores, por lo que, empleando la técnica de la rectificación síncrona, la cual consiste en emplear los transistores del secundario en lugar de los diodos, se puede mejorar la eficiencia global del convertidor, reduciendo notoriamente las pérdidas de conducción.

En los convertidores resonantes, los tiempos de encendido de los transistores del primario y los de encendido de los transistores del secundario no están en fase. Por lo tanto, no se pueden implementar las mismas señales de disparo para ambos lados, ya que no presentan los mismos instantes de encendido.

La rectificación síncrona en el caso de convertidor CLLC se realiza emulando el comportamiento de los diodos, mediante el sensado de la corriente del secundario y añadiendo protecciones contra el disparo accidental debido a la presencia de ruido [19].

## 3.6 SEMICONDUCTORES DE BANDA ANCHA PROHIBIDA (WBG)

Los semiconductores de banda ancha prohibida como el MOSFET de Carburo de Silicio (SiC) y el Nitruro de Galio (GaN) han recibido en los últimos años una gran importancia ya que permiten una conmutación mucho más rápida y con menores pérdidas que los tradicionales semiconductores de Silicio tradicional, aunque, como ya se ha mencionado anteriormente, presentan una mayor cantidad de interferencias electromagnéticas (EMI).

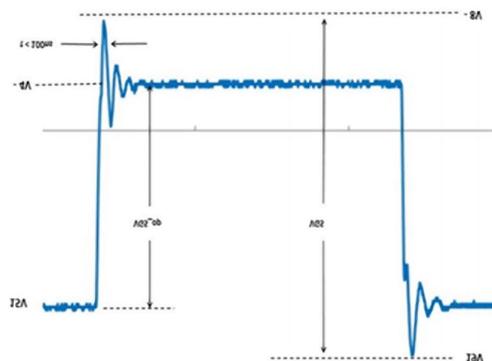
### 3.6.1 SEMICONDUCTORES BASADOS EN SiC

El uso de MOSFETs de Carburo de Silicio (SiC) ha permitido el suministro de energía de alta eficiencia para una variedad de aplicaciones, como carga rápida de vehículos eléctricos, fuentes de alimentación, energía renovable e infraestructuras de red. Aunque su rendimiento es mejor que el de los MOSFETs de Silicio tradicionales y los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), los métodos de conducción son algo diferentes y deben considerarse cuidadosamente durante el proceso de diseño.

A continuación, se muestran algunas especificaciones de estos semiconductores:

- Un rango de voltaje de suministro con  $V_{GS}$  positivo y negativo.
- Inmunidad transitoria de modo común (CTMI) de más de 100 kV/ $\mu$ s
- Voltaje de aislamiento de trabajo máximo de hasta 1700 V.
- Capacidad de conducción de hasta 10 A.
- Tiempo de retardo de propagación y tiempo de desajuste de canal de menos de 10 ns.
- Protección rápida contra cortocircuitos (SPC) de menos de 1.8  $\mu$ s.

El voltaje máximo de la fuente de alimentación para apagar/encender [-4 V, 15 V] debe garantizar un funcionamiento seguro y una fiabilidad a largo plazo.



**FIGURA 8: GRÁFICO QUE DEMUESTRA LAS CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DE VOLTAJE DE ACCIONAMIENTO DE LA PUERTA AL CAMBIAR ON/OFF [20].**

Los MOSFETs de SiC conmutan mucho más rápido que los de Silicio tradicional, por lo que es fundamental que los drivers de puerta de SiC estén diseñados para resistir el mayor  $dV/dt$  (tasa de cambio de voltaje de la fuente de drenaje durante la conmutación), que pueden causar daños en el MOSFET. En aplicaciones de conmutación rápida los MOSFET de SiC pueden generar un  $dV/dt$  de más de 150 V/ns.

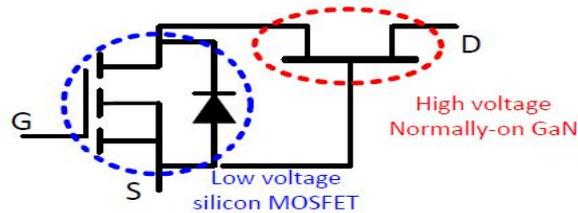
Las principales ventajas de los semiconductores SiC son las siguientes:

- Campo Eléctrico de ruptura alta, lo que hace que la resistencia intrínseca y la capacidad de puerta sean pequeñas.
- Conductividad térmica muy alta, capaces de trabajar a temperaturas altas (por encima de los 150°C).
- Tensión de ruptura alta, (existen dispositivos comerciales por encima de 3,3KV).

Por lo tanto, estos semiconductores son normalmente utilizados en aplicaciones de media tensión, donde se requieren potencias altas.

### 3.6.2 SEMICONDUCTORES BASADOS EN GaN

La configuración del semiconductor de GaN, que puede incluir únicamente el dispositivo de conmutación (normalmente abierto), o una configuración cascodo, formada por un transistor adicional de Si para el control de puerta, convirtiendo al conjunto en normalmente abierto, siendo el transistor de conmutación de GaN normalmente cerrado (depleción).



**FIGURA 9: ESTRUCTURA CASCODO DE LOS SEMICONDUCTORES GAN.**

El rango de tensiones de disparo para los transistores de GaN normalmente es de [0 V, 15 V] y se necesitan -5V para apagar completamente el dispositivo. Esto crea un margen de seguridad suficientemente grande [21].

Los interruptores GaN pueden trabajar en 3 modos de funcionamiento: bloque directo, conducción directa y conducción inversa. Su conmutación es muy rápida con una característica de apagado inverso notablemente superior en comparación con los MOSFET de Si. Estas características hacen que el dispositivo GaN sea especialmente adecuado para las aplicaciones de puentes de diodos conmutados por hardware, como inversores de accionamiento a motor, inversores fotovoltaicos y otras aplicaciones relacionadas [22].

La clasificación máxima absoluta proporcionada en las hojas de datos de los GaN con configuración cascodo es de  $\pm 18$  V. Este es el voltaje máximo que se garantiza que el dispositivo mantendrá entre la puerta y la fuente sin fallos.

Las principales ventajas del GaN son:

- El campo eléctrico de ruptura es muy alto, por lo que le permite tener una resistencia de conducción muy baja.
- Su conductividad térmica es alta, lo que le permite trabajar a temperaturas altas y se comporta mejor que el silicio, pero no tan bien como el SiC.
- No tiene diodo parásito bipolar y carece de pérdidas de recuperación.
- Las tensiones de control de la puerta son relativamente bajas, del orden de 10 V e inferiores, y no es necesario una tensión negativa para asegurar el apagado del dispositivo, habitualmente necesaria en los dispositivos SiC.

Por lo tanto, los semiconductores GaN son normalmente utilizados en sistemas de baja tensión, pero con unas frecuencias de conmutación altas (mayores que con SiC).

### 3.7 INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS (EMI)

La interferencia electromagnética se define como: ‘Degradación del rendimiento de un equipo, canal de transmisión o sistema causado por una perturbación electromagnética’, por lo que puede causar un mal funcionamiento de los dispositivos electrónicos [2].

El progreso continuo de la maduración de los semiconductores de banda ancha prohibida (WBG) presentan nuevas oportunidades para mejorar la eficiencia y la densidad de potencia de en la electrónica de potencia. Sin embargo, se sabe que tales sistemas generan una interferencia electromagnética (EMI) sustancial como efecto secundario de la velocidad de conmutación que es necesaria para lograr bajas pérdidas, para lo cual se necesitan modelos precisos para predecir su ruido EMI y ayudar en el diseño de los filtros necesarios.

Los convertidores basados en semiconductores WBG, en comparación con sistemas similares basados en IGBT de silicio, presentan un aumento de EMI. Particularmente cuando se optimizan para bajas pérdidas de conmutación, maximizando las velocidades en las conmutaciones de corriente y voltaje [24].

#### 3.7.1 TIPOS DE INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS

Existen dos tipos de interferencias electromagnéticas, según su camino: las de modo diferencial (DM) y las de modo común (CM).

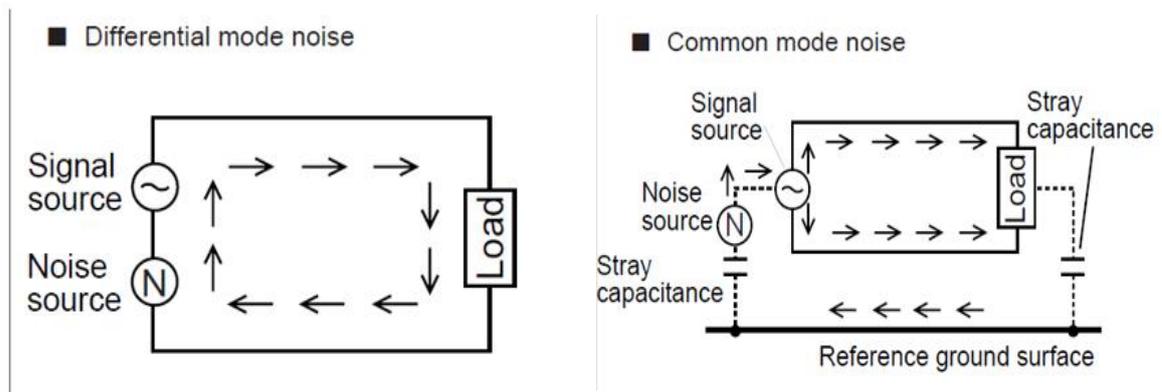


FIGURA 10: EMI EN MODO DIFERENCIAL (DM) Y MODO COMÚN (CM) [26].

- **Modo Diferencial:** el ruido en el modo diferencial es conducido por la línea de señal (Vcc) y la línea GND, en la dirección opuesta uno del otro. Este tipo de ruido se suprime mediante la instalación de filtros entre la línea de alimentación y la del retorno del circuito.
- **Modo Común:** el ruido en el modo común se lleva a cabo en todas las líneas en la misma dirección respecto a la tierra. Por ejemplo, en una línea de alimentación AC, el

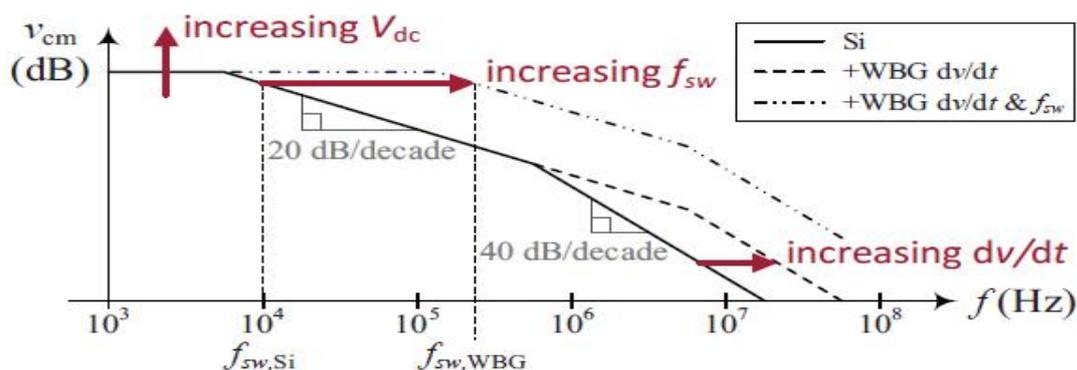
ruido se conduce en ambas líneas en la misma dirección. Con un cable de señal, el ruido se conduce en todas las líneas del cable, en la misma dirección [26].

El ruido EMI conducido siempre está desacoplado al ruido de modo diferencial (DM) y al ruido de modo común (CM). Esto se debe a que el ruido DM y el ruido CM tiene una ruta de propagación diferente, por lo que necesitan un método de mitigación diferente. La corriente del ruido en DM fluye entre 2 líneas eléctricas en sistemas de alimentación monofásicos, sin embargo la ruta de propagación del ruido conducido en CM fluye entre las líneas eléctricas y la tierra.

El efecto general es que cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación y el slew rate de la conmutación, mayores serán las emisiones EMI generadas en CM y DM por encima del primer componente armónico de frecuencia de conmutación.

En cuanto al ruido CM, existen principalmente 3 métodos para reducirlo: simetría, equilibrio y blindaje. La idea del concepto de la simetría es generar otra fuente  $dv/dt$ . Sin embargo, este método es muy difícil de conseguir y suele tener más pérdidas. La técnica de equilibrio consiste en formar un circuito de puente Wheatstone para minimizar el ruido CM. Sin embargo, la técnica del equilibrio no puede lograr una atenuación muy buena a alta frecuencia debido a los parásitos. Por último, la técnica del blindaje es muy popular en convertidores DC-DC aislados para reducir el ruido CM. Este método requiere un control preciso de la capacitancia parásita y del  $dv/dt$ , por lo que es muy difícil lograr una buena atenuación en una producción en masa. Además, el blindaje no aumenta demasiado la pérdida del convertidor [28].

Se ha demostrado que las comparaciones espectrales son especialmente precisas en el rango de frecuencias de **10 kHz a 30 MHz**, por lo que lo convierten en el rango principal de interés para controlar las emisiones conducidas en sistemas basados en WBG. La identificación de los elementos parásitos críticos debe ser cuantificados para lograr una buena capacidad predictiva del modelo. Se puede demostrar que el aumento de EMI está vinculada a 3 tendencias contemporáneas en la electrónica de potencia como se puede ver en la Figura 11:



**FIGURA 11: IMPACTO DE LAS TENDENCIAS EN LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA EN LAS ENVOLVENTES ESPECTRALES EN MODO COMÚN (CM) [27].**

Esta Figura representa la envolvente espectral en modo común (CM). La tensión es generada por un inversor monofásico teórico, en función de la tensión del bus ( $V_{dc}$ ), la frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) y la velocidad de transición de conmutación ( $dv/dt$ ). El aumento de la

frecuencia de conmutación y las tasas de transición de conmutación expanden la envolvente espectral aumentando las frecuencias de conmutación de 20 dB/dec y 40 dB/dec. Todas estas tendencias exacerban las interferencias electromagnéticas sobre los componentes de gestión de EMI en sistemas basados en WBG en comparación con los sistemas basados en silicio.

Aunque los dispositivos GaN tienen la capacidad de alcanzar la frecuencia de conmutación de varios megaherzios, introducen más desafíos y dificultades en el diseño del filtro EMI. Esto se debe a que el espectro de interferencias se ubica en el rango de frecuencia más alto con el aumento de frecuencia de conmutación, el filtro tradicional perderá su eficiencia debido a las limitaciones de los parámetros parásitos [27].

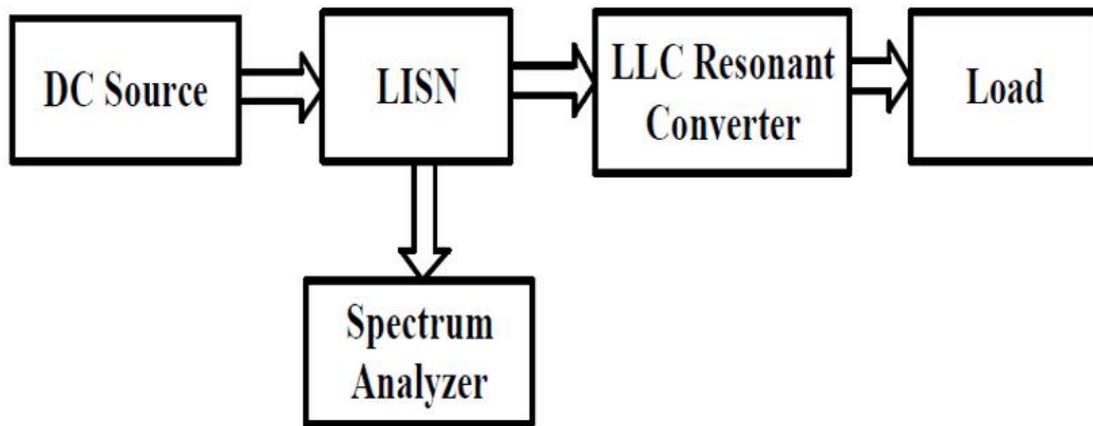


FIGURA 12: BANCO DE PRUEBAS DE UN SISTEMA [28].

En la Figura 12 se puede ver el banco de pruebas que se utiliza para medir la Interferencia Electromagnética (EMI) de un convertidor resonante LLC. Este consta de una red de estabilización de impedancia de línea (LISN), que se utiliza para garantizar una condición de medición constante. Su principal función es que proporciona una impedancia en bucle estable que puede obtener mediciones repetibles del ruido EMI. Funciona como filtro de paso bajo hacia la red, bloqueando el ruido de alta frecuencia de la fuente de energía y permitiendo el flujo de energía de baja frecuencia al equipo bajo prueba. En esta red se conecta el analizador de espectro, para ver los EMI generados.

En la configuración de medición real, se necesitan dos LISN para conectar entre la fuente de alimentación y el Equipo Bajo Prueba (EUT, Equipment Under Test en inglés). Se conecta un analizador de espectro a un LISN para captar el ruido total mientras que un terminador estándar de 50 Ω está conectado al otro LISN [27].

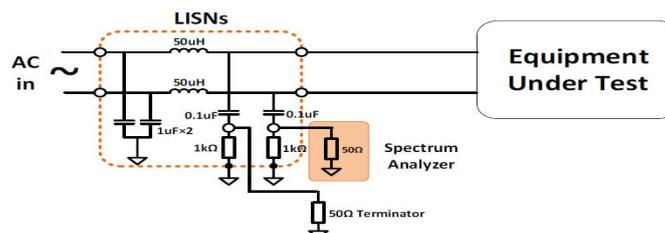


FIGURA 13: EJEMPLO DE CIRCUITO DE MEDICIÓN DE RUIDO PRÁCTICO [28].

Se utilizan fundamentalmente 3 métodos diferentes para medir el ruido EMI: pico, promedio y cuasi-pico. El detector de picos elige la amplitud máxima de la señal de ruido para cada frecuencia. El detector de la media toma una señal de envolvente detectada y la pasa a través de un filtro pasa bajo, con un ancho de banda mucho menor que el ancho de banda de resolución. El filtro integra los componentes de frecuencia más alta, como el ruido. El detector de cuasi-pico es una forma ponderada de detección de pico. El valor medio del detector de cuasi-pico cae a medida que disminuye la tasa de repetición de la señal medida [29].

Con el fin de encontrar una forma eficaz y económica de controlar el EMI en sistemas de electrónica de potencia, los circuitos deben ser modelados. Tanto los componentes activos y pasivos como las pistas del PCB que afectan al EMI [37].

### 3.7.2 MODELADO DE LAS CARACTERÍSTICAS EMI DEL CIRCUITO

En los últimos años, se han desarrollado varios métodos de modelado para predecir las emisiones de EMI de los convertidores de potencia, incluidos los modelos de circuitos de elementos concentrados y comportamentales. Los modelos de circuito agrupado implementados en herramientas de software de simulación se pueden utilizar para predecir tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia el ruido EMI generado hasta varios megaherzios. [25].

El modelado del circuito se realiza obteniendo los elementos parásitos del circuito, para poder obtener las interferencias electromagnéticas estas producen. Una de las formas de obtener los elementos parásitos del circuito es el siguiente: Los parámetros de los componentes activos son proporcionados por sus fabricantes para garantizar el rendimiento dinámico del modelo. El transformador y otros componentes pasivos se modelan utilizando parámetros medidos por un analizador de impedancias. Para el modelado del PCB, se adopta el Método de Elementos Finitos [37].

Este modelado puede presentar ciertas dificultades a la hora de realizar el cálculo de los parámetros parásitos usando el análisis de elementos finitos, aunque existen softwares como el Ansys Q3D extractor, que calcula los elementos parásitos mediante un modelo geométrico del sistema. Por otro lado, una vez obtenido los valores parásitos del circuito, es un modelado preciso para la medición de EMI.

Otra forma de modelar el circuito es mediante la deducción del modelo equivalente. Para ello, se reduce el circuito a su forma de equivalente de Thevenin. En este circuito, las fuentes intrínsecas se combinan, pero se mantienen separadas de la fuente de tensión paramétrica para distinguir la contribución de la asimetría paramétrica [38].

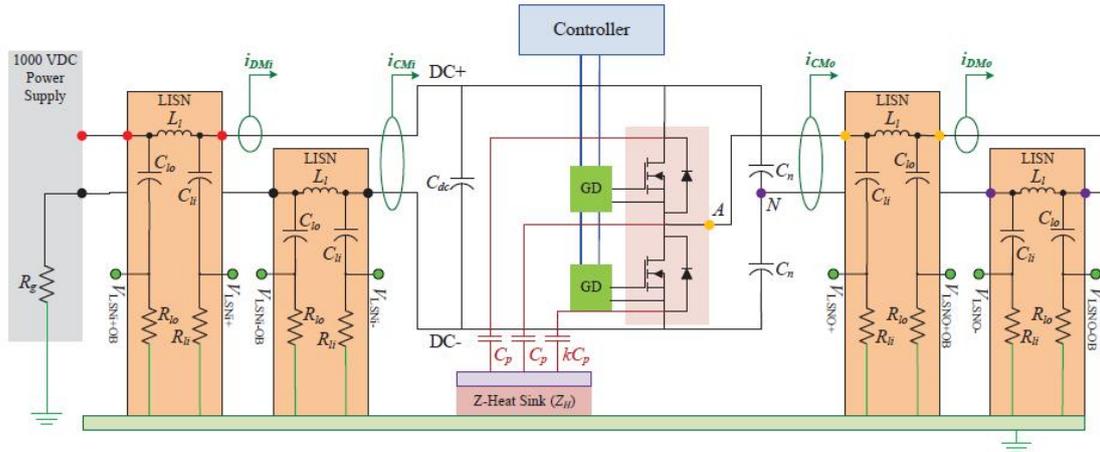
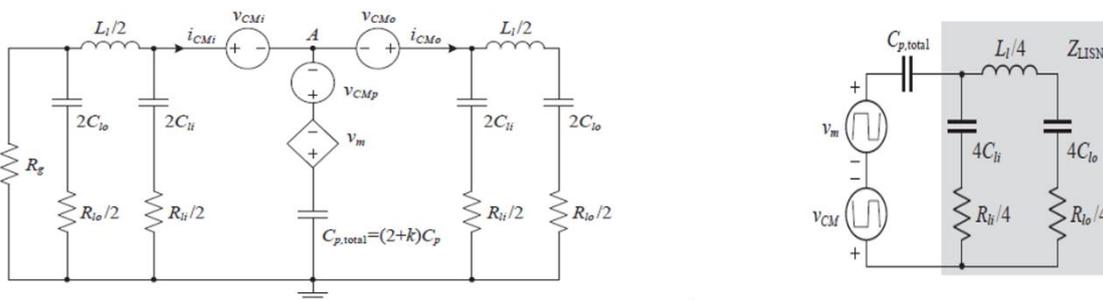


Fig. 1. Half-bridge testbed for characterization of conducted EMI produced by SiC-based power converters.

**FIGURA 14: EJEMPLO DE MODELIZACIÓN DE UN CONVERTIDOR HALF-BRIDGE [38].**

En el ejemplo del convertidor de la Figura 14, la plataforma caracterizada que se muestra en la Figura de abajo está diseñada a medida para obtener el ruido EMI. Este utiliza una inusual configuración de LISN tanto como entrada como en la salida del convertidor. Esta configuración permite obtener una mayor visibilidad en las emisiones conducidas generadas por la interposición del convertidor.



**FIGURA 15: EJEMPLO DE LA REDUCCIÓN DE THEVENIN DE UN CIRCUITO HALF-BRIDGE [38].**

Para producir el circuito equivalente CM de la Figura 15, se ha dividido en 3 partes y simplificado mediante Thevenin el circuito de la Figura 14: LISN de entrada, LISN de salida y los parásitos del módulo. Estas 3 secciones producen las tres ramas que emanan del punto central A de la Figura 15. Cada rama comprende una impedancia CM equivalente y fuente de tensión llamada CM intrínseca (es decir,  $V_{cmi}$ ,  $V_{cmo}$  y  $V_{cmp}$ ).

Sin embargo, realizar el equivalente de Thevenin en circuitos más simples puede ser una buena opción, pero en un circuito con muchos elementos se vuelve complejo.

Por lo tanto, se ha escogido realizar el modelado de la PCB mediante el análisis de elementos finitos y el modelado de los elementos pasivos mediante la información que aparece en las hojas de datos. En caso de no aparecer algún elemento parásito en las hojas de datos, estos se obtienen mediante un analizador de impedancias.

### 3.8 MÉTODO DE LA APROXIMACIÓN DEL PRIMER ARMÓNICO (FHA)

El análisis exacto de convertidores resonantes LLC conduce a un modelo complejo que no se puede utilizar fácilmente. Por ello, se ha descrito un método simplificado aplicable a cualquier topología resonante basado en el supuesto de que la transferencia de energía de la fuente de entrada a la carga se logre principalmente por componentes fundamentales de la serie de Fourier de las corrientes y tensiones involucradas. Esto es consistente con la naturaleza selectiva de los circuitos de tanque resonante. El empleo de este primer armónico (FHA) permite analizar convertidores resonantes por medio del análisis clásico de circuitos de AC complejos [30].

Los armónicos de la frecuencia de conmutación son descartados y se supone que las formas de onda del tanque son puramente sinusoidales a la frecuencia fundamental. Este enfoque proporciona resultados bastante precisos para los puntos de operación en la frecuencia de resonancia y por encima de la frecuencia de resonancia (en el modo de conducción continua). En las frecuencias por debajo de la frecuencia de resonancia sigue siendo válido, aunque es menos exacto.

Vale la pena señalar también que se pierden muchos detalles del funcionamiento del circuito en una base de tiempo de ciclo a ciclo. En particular, la FHA proporciona sólo una condición necesaria para la conmutación de tensión cero (ZVS) de los MOSFETs y no aborda la capacidad natural de los rectificadores secundarios en funcionar en conmutación de corriente cero (ZCS) [29].

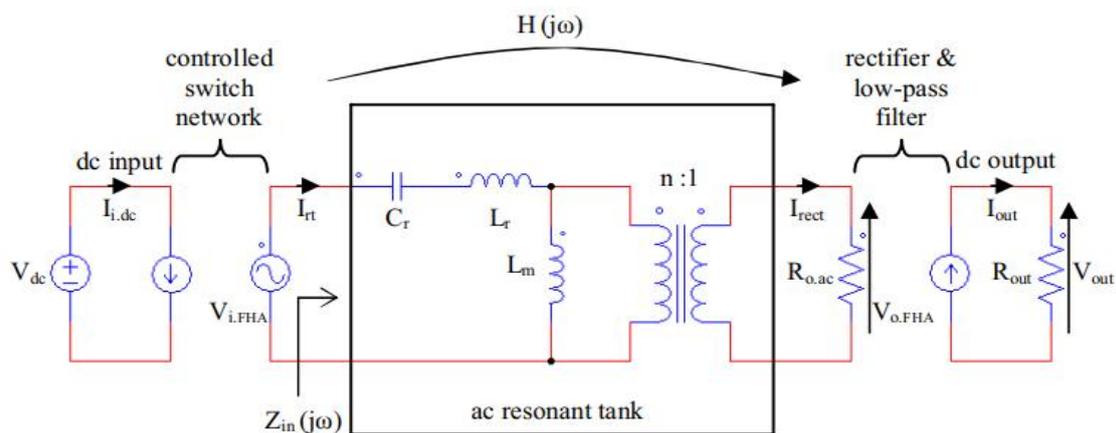


FIGURA 16: MODELO DE DOS PUERTOS DE CIRCUITO RESONANTE FHA [31].

### 3.9 ELEMENTOS PARÁSITOS MÁS COMUNES EN CONVERTIDORES

Por un lado, los componentes principales de un SMPS (Switching Mode Power Supply) se pueden dividir en componentes activos y componentes pasivos. Los componentes activos más comunes son los MOSFETs, los diodos y los circuitos de control integrados. Los componentes pasivos más comunes son los condensadores, inductores, el transformador y el diseño de la PCB. Por lo general, el automodelo de los componentes activos se pueden obtener mediante las hojas de datos del producto y los modelos SPICE desarrollados por los fabricantes. Por otro lado, el automodelo de los componentes pasivos no se puede obtener completamente por las hojas de datos, especialmente para los productos personalizados como los componentes magnéticos. Por lo tanto, es importante estudiar el modelo de los componentes pasivos [32].

#### Automodelo del condensador

El capacitor es un componente pasivo importante en el filtro. El modelo de alta frecuencia del capacitor es bastante diferente al ideal. A medida que aumenta la frecuencia, la característica de impedancia del condensador es diferente, como se ve en la Figura 17.

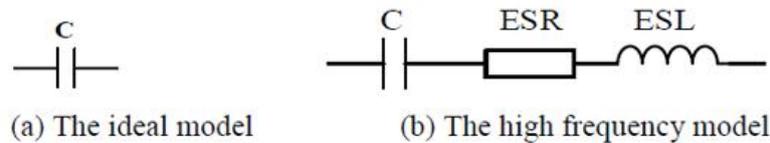


FIGURA 17: MODELO DE UN CONDENSADOR REAL [32].

No sólo están determinados por su propia capacitancia, sino que también por elementos parásitos de alta frecuencia. Aparecen una ESR (Resistencia equivalente en serie) y una ESL (Inductancia equivalente en serie). Cada uno de estos parámetros se puede obtener mediante el ajuste de la curva de característica de impedancia del capacitor real.

#### Automodelo del inductor

El inductor es otro componente pasivo importante. La precisión del modelo de alta frecuencia puede afectar la predicción del EMI conducido en SMPS. El modelo ideal del inductor no puede caracterizar completamente la propiedad del inductor en el rango de frecuencia completo del EMI conducido. El modelo simplificado de alta frecuencia del inductor contiene una EPR (resistencia equivalente paralela) y una EPC (capacitancia equivalente paralela). Ambos son elementos parásitos del inductor. Cada uno de estos parámetros se puede obtener mediante el ajuste de la curva de característica de impedancia del inductor real.

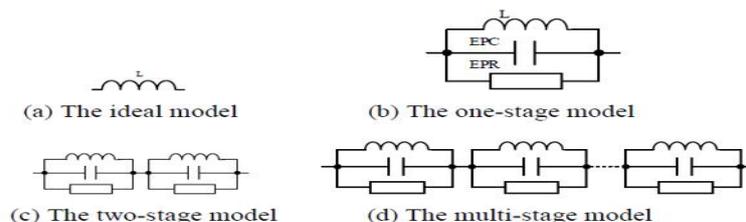


FIGURA 18: MODELO DE UN INDUCTOR REAL [32].

#### Automodelo del transformador

El valor de la inductancia magnetizante, las de fugas y las pérdidas del transformador son los parámetros más preocupantes. Pero en el aspecto del EMC, hay más parámetros que hay que tener en consideración. A la hora de evaluar el EMC, la parte más importante es el parámetro del acoplamiento del campo eléctrico en el transformador. En aplicaciones reales, la estructura del transformador puede ser diferente. Así la mayor diferencia reside en la distribución de los devanados y el blindaje de este. Como resultado, se obtiene un campo eléctrico en el transformador bastante complejo.

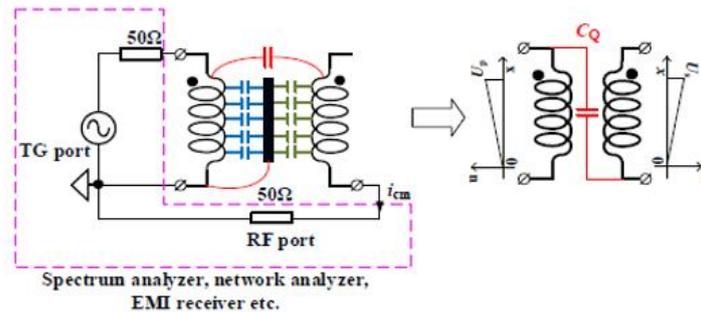


FIGURA 19: MODELO DE UN TRANSFORMADOR REAL [32].

El condensador eficiente en modo común (CM) del transformador se toma para evaluar la característica EMC del transformador por el acoplamiento de campo eléctrico, que es bastante diferente a la estructura del capacitor del transformador.

#### Automodelo del PCB

Los parámetros parásitos del provenientes del diseño del PCB pueden afectar el tiempo decreciente y el pico de voltaje de las formas de onda. Los parámetros parásitos del PCB se pueden obtener mediante el análisis de elementos finitos.

Por otro lado, los convertidores de potencia, debido a la alta frecuencia de conmutación, presentan parásitos en el circuito que generan un mayor EMI.

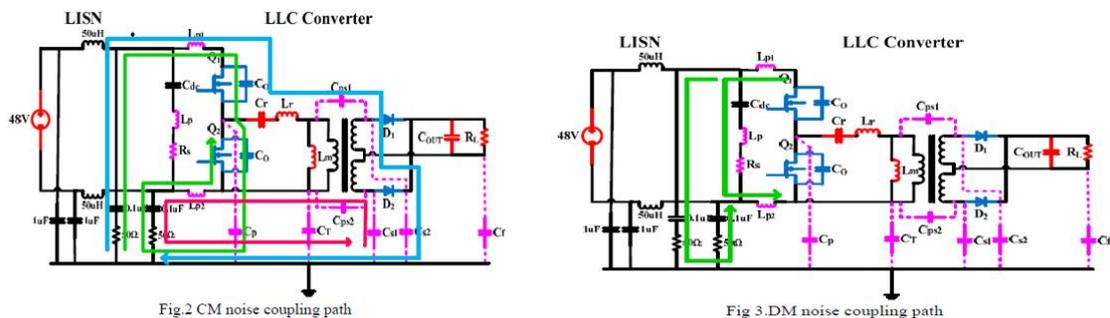


FIGURA 20: ELEMENTOS PARÁSITOS DE UN CONVERTIDOR [33].

Teniendo en cuenta las rutas de conducción de la Figura 20, en las rutas de acoplamiento de ruido CM y DM, los parámetros parasitarios totales en modelo de simulación EMI final incluye Cp, Cps1, Cps2, Cf para la parte de CM y Lp1 y Lp2 para la parte de DM.

El valor  $C_p$  es el valor parásito entre el punto medio del puente y la tierra. Los valores de  $C_{ps1}$  y  $C_{ps2}$  son los valores parásitos obtenidos del transformador. El condensador  $C_f$  es el valor parásito entre la salida del convertidor y la tierra.

Las inductancias  $L_{p1}$  y  $L_{p2}$  son un elemento parásito del transformador y se denomina inductancia de dispersión; esta representa las líneas de flujo que no fluyen de un devanado a otro del transformador.

### 3.10 DISEÑO DE FILTROS EMI

Como se ha comentado en el punto anterior, hay dos tipos de interferencias electromagnéticas (EMI): las de modo diferencial (DM) y las de modo común (CM). Por lo tanto, se ha de poner filtros de supresión EMI en todas las líneas por las que se conduce el ruido [26].

- Para filtrar el Modo Diferencial (DM) se utilizan inductancias en las líneas de señal y tierra y se colocan condensadores entre ellas.
- Para filtrar el Modo Común (CM) se utilizan bobinas de choque en modo común y condensadores a tierra.
- Se conecta una carcasa metálica a la línea de señal mediante un condensador. Por lo tanto, el ruido se devuelve a la fuente de ruido en el siguiente orden: líneas de señal/GND -> condensador -> carcasa metálica -> capacitancia parásita -> fuente de ruido.

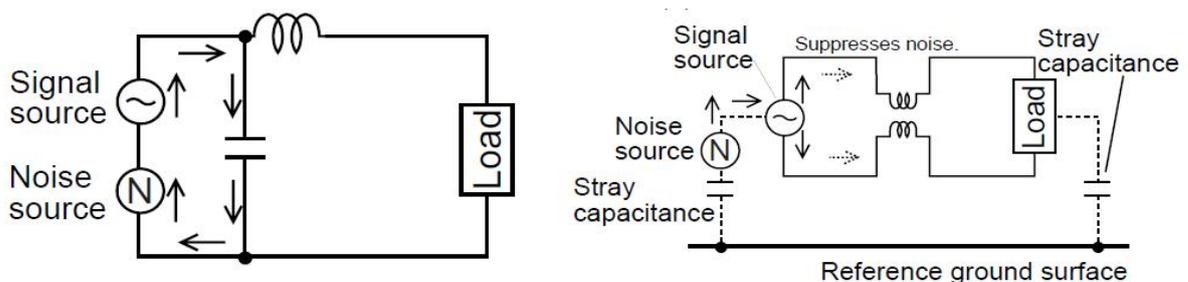


FIGURA 21: MÉTODOS DE SUPRESIÓN DE RUIDO EN DM Y CM [26].

En un convertidor de potencia típico, el filtro EMI suele ocupar de 1/3 a 1/4 del volumen total del convertidor. Por lo tanto, reducir el ruido EMI del convertidor de potencia puede ayudar a reducir el volumen del filtro EMI y mejorar la densidad de potencia total del convertidor.

La compatibilidad electromagnética (EMC) es una característica importante de los dispositivos electrónicos. La definición de EMC según la Comisión Electrónica Internacional es ‘La capacidad de un equipo o un sistema para funcionar satisfactoriamente en su entorno electromagnético sin introducir perturbaciones electromagnéticas intolerables en nada de ese entorno’ [1].

Para reducir el ruido DM, el primer punto a recordar es que el filtro debe conectarse a través de las líneas diferenciales. En otras palabras, el terminal negativo del capacitor ha de ir conectado a la línea de retorno del circuito, no a la tierra. A menudo añadir una inductancia de ‘pulido’ entre algunos de los condensadores de paralelo, puede añadir un beneficio significativo, con un coste mínimo. Este inductor esencialmente hace que el circuito sea de dos etapas o de segundo orden que produce un aumento en el rendimiento. El desempeño de un filtro LC debe ser examinado a partir de un punto de perspectiva de resonancia. La frecuencia de resonancia de un filtro simple LC es el siguiente:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Por otro lado, esto puede traer 3 diferentes problemas:

1. Una aplicación escalonada de voltaje de entrada podría hacer que el voltaje del condensador suene a un valor que podría acercarse al doble del voltaje de entrada, posiblemente pudiendo dañar el convertidor.
2. Si existe la posibilidad de ruido de alta frecuencia en el bus de potencia de entrada, cualquier componente de ese ruido en la frecuencia resonante del filtro es amplificado por la Q del filtro.
3. La impedancia efectiva del filtro, si no está amortiguado, se eleva a la frecuencia de resonancia, levantando el espectro de oscilaciones con la entrada de impedancia del convertidor.

Por alguna (o todas) estas razones, la amortiguación del filtro puede ser importante. Si bien hay muchos enfoques para optimizar la amortiguación del filtro, un buen punto de partida es la de añadir una resistencia en serie con el condensador del filtro.

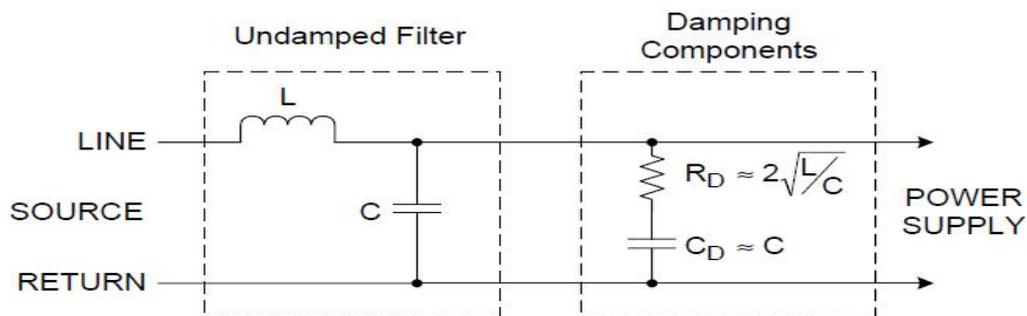


FIGURA 22: CIRCUITO AMORTIGUADO R-C [34].

Se pueden aplicar las mismas consideraciones a la hora de diseñar el filtro para reducir el ruido CM. EL ruido CM es creado en gran parte por las capacitancias conectadas a tierra. La solución a este problema es la inserción de un filtro CM en serie con la ruta actual y su definición de logra más fácilmente usando el circuito de ruido de voltaje equivalente.

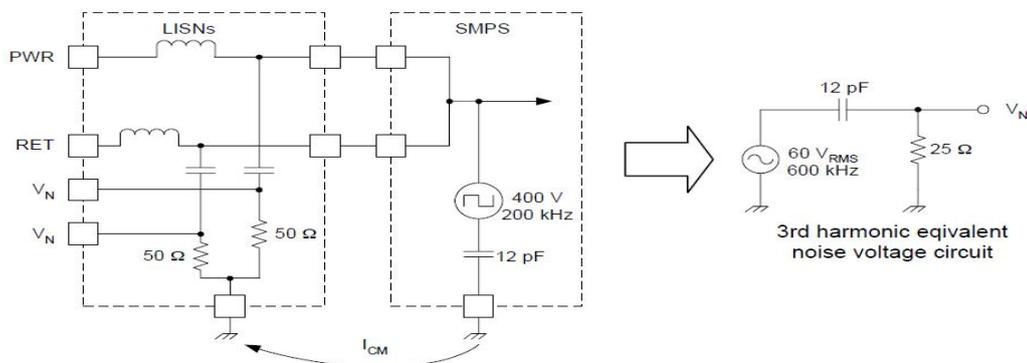
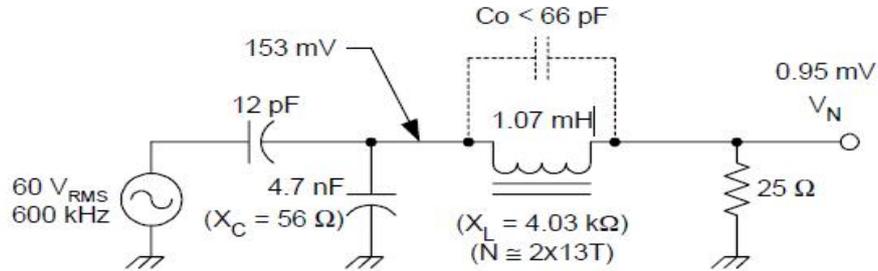


FIGURA 23: CIRCUITO DE RUIDO DE VOLTAJE EQUIVALENTE [35].

La mejor solución para un filtro de entrada CM, incluye tanto inductancia como capacidad a tierra, pero con valores razonables para cada uno, incluso considerando los valores parásitos

esperados. Por supuesto, en esta aplicación, los condensadores están conectados a tierra en lugar de diferencialmente.



**FIGURA 24: FILTRO CM [36].**

En la Figura 24 se muestra una posible configuración de filtro de entrada de filtro CM. En esta Figura, la tensión de ruido se muestra fluyendo de izquierda a derecha, desde la línea AC de los rectificadores de entrada a la fuente de alimentación.

## 4. DISEÑO HARDWARE

Los ensayos de este proyecto se han realizado en la plataforma TIDM-02002 de Texas Instruments y su diseño se ha realizado en Altium y las simulaciones se han realizado en el software LTspice. Esta plataforma es un DAB resonante CLLC con capacidad de flujo de potencia bidireccional y características de conmutación suave. El control de esta topología de potencia se realiza utilizando un MCU C2000.

Estas son las características de la plataforma TIDM-02002:

- Características básicas:
  - $V_{prim}$ : 400–600 V CC
  - $V_{sec}$ : 250–450 V CC.
  - Potencia máx.: 6,6 kW
  - 98% de eficiencia máxima.
- El tanque resonante CLLC con conmutación nominal de 500 kHz (rango de 300 kHz a 700 kHz).
- Conmutación suave con conmutación de tensión cero (ZVS) en el primario y conmutación de corriente cero (ZCS) y conmutación de tensión cero (ZVS) en el secundario.
- Capacidad de implementación del sensor de la bobina Rogowski.
- Analizador de respuesta de frecuencia (SFRA) de software y diseñador de compensación para facilitar el ajuste de los bucles de control.
- Soporte de software para el dispositivo TMS320F28004x con el acelerador de ley de control (CLA), que permite el diseño OBC integrado con AC-DC y DC-DC controlados mediante un solo MCU C200 [35].

La Bobina Rogowski se utiliza en aplicaciones en las que se desea medir corrientes de magnitud muy elevada, y que esas corrientes no afecten al sensor y no interfiera en el circuito.

El proyecto está compuesto por dos partes diferentes: la placa principal y las placas auxiliares.

### 4.1 PLACA PRINCIPAL

La placa principal está compuesta por tres etapas: la etapa de potencia y la etapa de control.

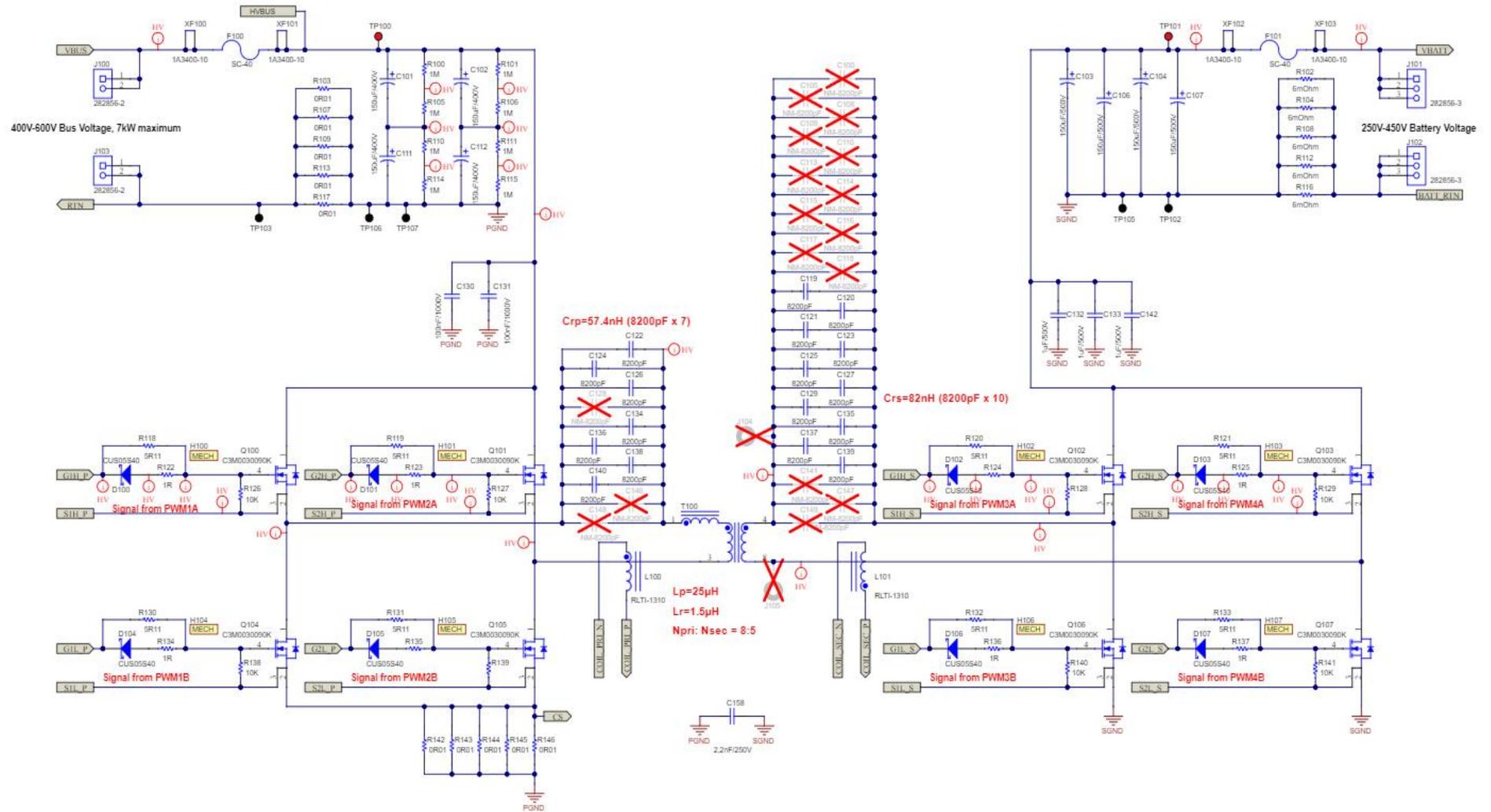


FIGURA 25: ETAPA DE POTENCIA DE LA PLACA PRINCIPAL.

### 4.1.1 ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia contiene todos los componentes activos y pasivos necesarios para la rectificación de tensión: MOSFETs de conmutación, los condensadores de desacoplo, el transformador que incluye las inductancias de fugas y los condensadores en serie que forman el tanque resonante. Por último, también incluye la sensorización de tensión y corriente mediante diferentes técnicas.

#### 4.1.1.1 CONDENSADORES DE DESACOPLO

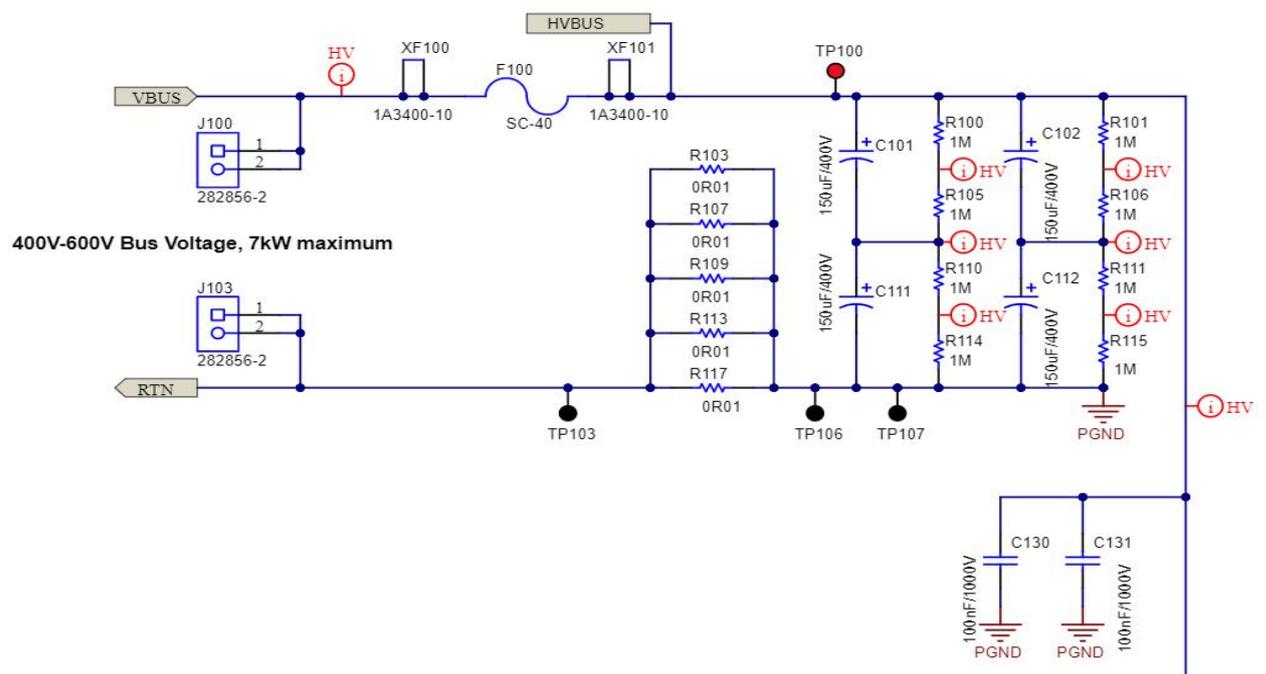


FIGURA 26: CONDENSADORES DE DESACOPLO DE LA PARTE PRIMARIA.

La Figura 26 muestra los condensadores de filtrado y desacoplo de la parte primaria de la etapa de potencia. Está formado por un fusible (F100), que está sujetado por dos juntas (XF100 y XF101). A continuación, hay 4 condensadores electrolíticos. Están puestos de en serie de 2, ya que estos condensadores no tienen la capacidad de soportar la tensión de entrada, por lo que se ponen en serie para que sume las tensiones de ambas. Para el equilibrado de las tensiones en todos los condensadores, se ponen resistencias de 1 MΩ. La tensión de entrada puede presentar cierto ruido eléctrico, ya sea por la acción de ciertos componentes pertenecientes a un circuito previo que proporciona la tensión de entrada al convertidor o por las propias conexiones realizadas que introducen inductancias parásitas. Para estabilizar la tensión de entrada y asegurarse de que esta sea constante en el tiempo se colocan los denominados condensadores de desacoplo. En ellos, la componente continua de la corriente no pasa por el condensador dado que este en corriente continua se comporta como un circuito abierto. No obstante, los ruidos eléctricos de alta frecuencia sí que pasan por el condensador hacia masa, consiguiendo el filtro de la señal, como se puede ver en la Figura 27.

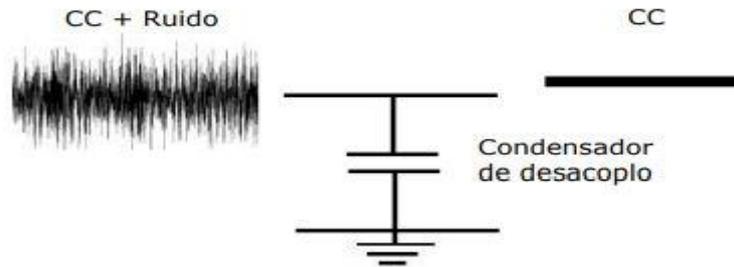


FIGURA 27: ESQUEMA BÁSICO DEL FUNCIONAMIENTO DE UN CONDENSADOR DE DESACOPLO.

Después, hay dos condensadores en paralelo con valores pequeños (100 nF), que sirven también para quitar el rizado de la tensión y como filtro paso bajo.

Las resistencias en paralelo (Shunt) de valor muy bajo ( $0.01 \Omega$ ), se utilizan para medir la corriente, ya que como los valores son muy bajos, no cae apenas tensión (disipando poca potencia) y se puede medir de una manera fiable.

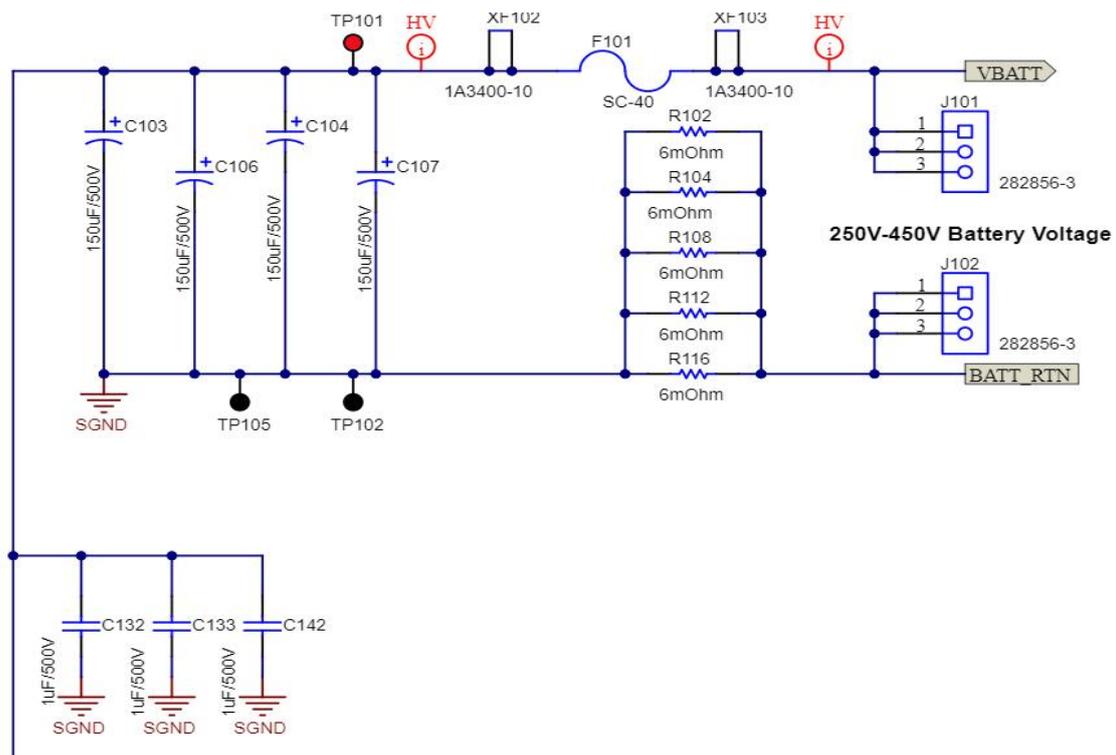


FIGURA 28: CONDENSADORES DEL CIRCUITO SECUNDARIO.

Esta etapa de los condensadores de desacoplo y filtrado del secundario trabaja igual que la de la parte primaria, pero en este caso ya que la tensión de salida es menor a la tensión del primario, no es necesario colocar los condensadores electrolíticos en serie; por lo tanto, tampoco se precisa de las resistencias de equilibrio.

#### 4.1.1.2 MOSFETs

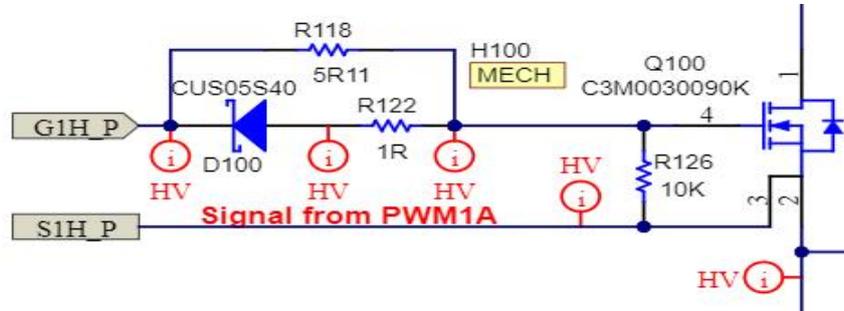


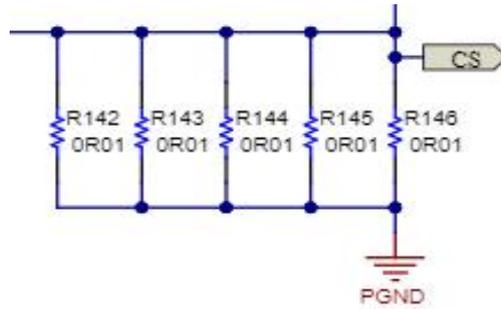
FIGURA 29: CIRCUITO DE CONTROL DE LA TENSIÓN DE ENTRADA.

Al circuito de control de la tensión de entrada, entra una señal PWM cuadrada de [+15 V, -4 V], con el cual el MOSFET se enciende a 15 V y se apaga a -4 V. La suma de los 4 MOSFETs que se colocan tanto en la parte primaria como en la secundaria, forman la topología full-bridge. A la entrada de los MOSFETs se coloca un circuito conocido como resistencias de puerta, dado que las capacidades parásitas propias del MOSFET no pueden ser modificadas, se puede modificar teóricamente las velocidades de encendido y apagado a través de este circuito. Además, interesa el uso de las resistencias de puerta debido a que el efecto de las inductancias parásitas junto con las capacidades parásitas, puede provocar oscilaciones y producir la activación del MOSFET cuando debería estar apagado. Con las resistencias de puerta, se amortigua dicho efecto e incluso evitar overshoots.

Las resistencias y diodo colocados sirven para lo siguiente:

- **R126:** Evita que la puerta del MOSFET esté flotante en ningún momento, permaneciendo abierta por defecto (10 kΩ).
- **R122:** En la etapa de apagado del MOSFET, la descarga de la puerta de este se realiza a través de esta resistencia de 1 Ω en paralelo con R118.
- **R118:** En el encendido, la carga de la capacidad de a puerta del MOSFET se produce a través de la resistencia de 5.11 Ω.
- **D100:** Los MOSFETs tienen muchas menos pérdidas en el apagado que en el encendido. Por lo tanto, cuando llega la tensión de encendido (15 V), el diodo no permite pasar por lo que el único camino es el de R118. En cambio, si llega la tensión de apagado (-4 V), el diodo conduce, por lo que las 2 resistencias se hallan en paralelo y su valor será bastante menor que 5.11 Ω ( $\frac{1}{1} + \frac{1}{5.11} = 0.836 \Omega$ ). Por lo tanto, el apagado se hará más rápido que el encendido.

El efecto Miller da cuenta del incremento de la capacidad de entrada equivalente de un amplificador inversor de voltaje, debido a la amplificación de la capacitancia entre los terminales de entrada y salida. Aunque el término efecto Miller se refiera habitualmente a la capacitancia drenador-puerta, cualquier impedancia conectada entre la entrada y cualquier nodo que exhiba ganancia puede modificar la impedancia de entrada del amplificador, como es este caso.

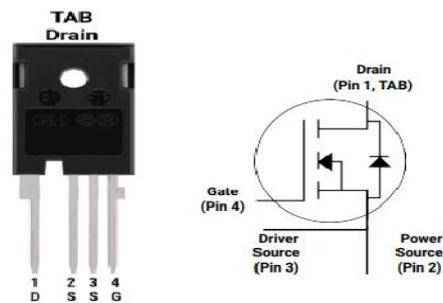


**FIGURA 30: RESISTENCIAS SHUNT COLOCADAS A LA SALIDA DE LA FUENTE DEL MOSFET.**

Las resistencias en paralelo de la Figura 30 se colocan en la terminal del source del MOSFET, y como se ha explicado previamente en la parte de los condensadores de desacoplo, sirven para sensar la corriente que circula por esta rama de los MOSFETs. Se coloca solo en los MOSFETs del lado primario debido a que el DSP se halla referido al primario, lo que evita la necesidad de aislamiento.

Para el estudio presente, se han seleccionado dos tipos de Mosfet diferentes, uno compuesto de SiC y otro de GaN con estructura cascode (normalmente cerrado, pero con un MOSFET de Silicio para el control del puerto.). EL primer MOSFET que se ha seleccionado es el C3M0030090K, basado en SiC.

La puerta del MOSFET seleccionado se controla en el circuito mediante unas tensiones entre -4 V y 15 V.

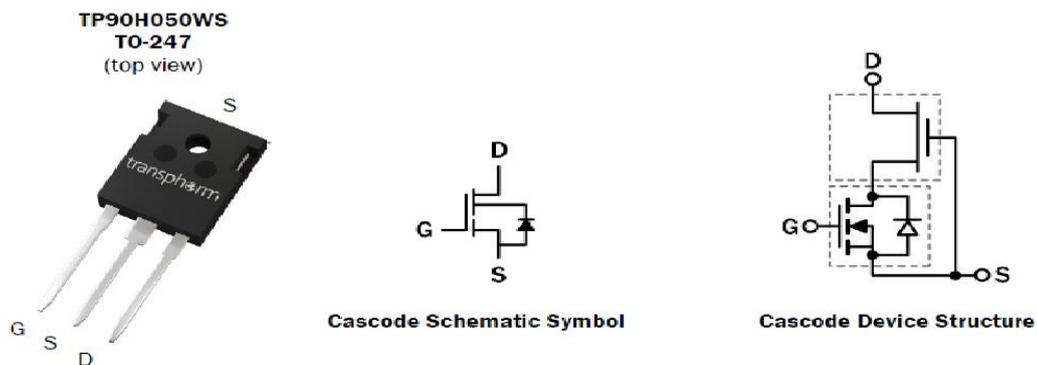


**FIGURA 31: MOSFET C3M0030090K.**

**TABLA 1: CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET C3M0030090K.**

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DSMAX}$	Tensión Drenaje-Fuente	900	V
$V_{GSMAX}$	Tensión Puerta-Fuente (dinámico)	-8/+19	V
$V_{GSop}$	Tensión Puerta-Fuente (estático)	-4/+15	V
$I_D$	Corriente Continua del Drenaje	63	A
$I_D$ (pulse)	Corriente de Pulso del Drenaje	200	A
$P_D$	Disipación de Potencia	149	W
$T_J, T_{stg}$	Unión operativa y temperatura de almacenamiento	-55/+150	°C
$T_L$	Temperatura de soldadura	260	°C

El segundo Mosfet seleccionado ha sido el TP90H050WS, en configuración cascode. Este Mosfet está compuesto por GaN.



**FIGURA 32: MOSFET TP90H050WS.**

**TABLA 2: CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET TP90H050WS.**

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DSMAX}$	Tensión Drenaje-Fuente	900	V
$V_{GSS}$	Tensión Gate-Fuente	$\pm 20$	V
$I_D$	Corriente Continua del Drenaje	34	A
$I_D$ (pulse)	Corriente de Pulso del Drenaje	200	A
$P_D$	Disipación de Potencia	119	W
$T_J, T_{stg}$	Unión operativa y temperatura de almacenamiento	-55/+150	°C
$T_L$	Temperatura de soldadura	260	°C

#### 4.1.1.3 TANQUE RESONANTE

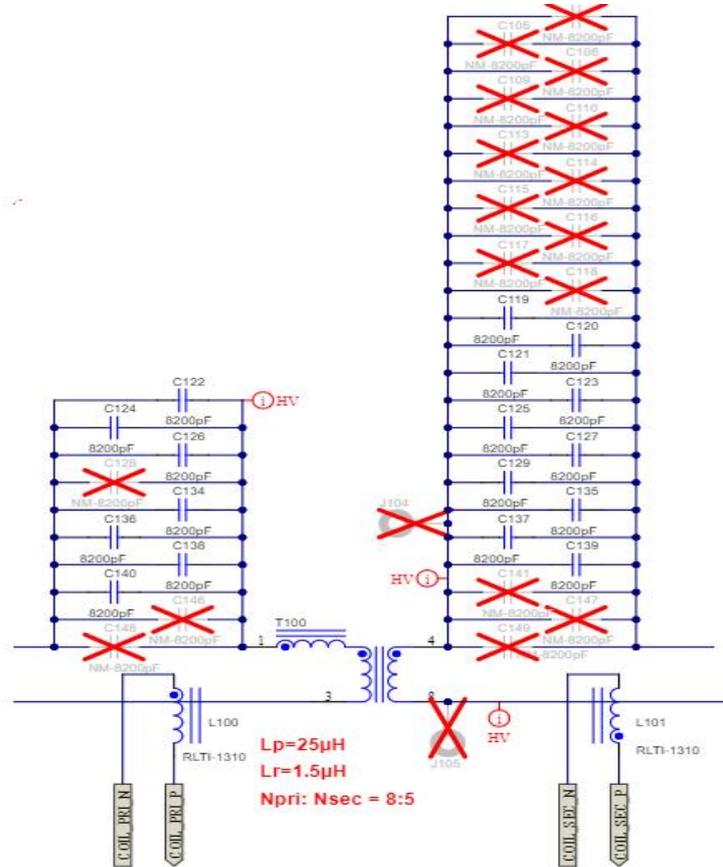


FIGURA 33: TANQUE RESONANTE CLLC BIDIRECCIONAL.

Se trata de un tanque resonante CLLC bidireccional, como se ha mencionado previamente. Dado que la transferencia de potencia puede darse en ambos sentidos y dada la no-linealidad del circuito, se aplica la aproximación del primer armónico (FHA) para el cálculo matemático del control.

Tanto en el lado primario como en el secundario se han dejado condensadores sin poner, pero están en el diseño, dado que su propósito es el ajuste fino de resonancia. Sin embargo, aunque no se coloquen, están en el diseño ya que así se le da versatilidad al mismo, es decir, de ese modo en caso de verlo necesario se pueden incluir.

En esta parte también se colocan los inductores Rogowski, que sirven como sensores de corriente para la realización de la rectificación síncrona, que funciona emulando un puente de diodos, pero con menores pérdidas de conducción.

#### 4.1.1.4 TRANSFORMADOR

El transformador seleccionado es el modelo comercial 60814 de Payton, el cual integra en el mismo las inductancias de fugas tanto de primario como de secundario con los valores deseados.

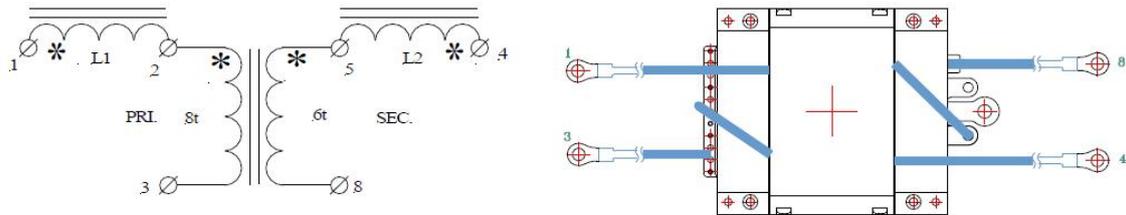


FIGURA 34: DIAGRAMA ELÉCTRICO DEL TRANSFORMADOR.

TABLA 3: CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL TRANSFORMADOR.

Parámetro	Valor	Unidad
Tensión de entrada	[389-599]	Vdc
Frecuencia nominal	500	kHz
Relación de transformación	8:6	
Inductancia magnetizante del primario	$25 \pm 15\%$	$\mu\text{H}$
Inductancia de fugas del primario	$1.9 \pm 15\%$	$\mu\text{H}$
Inductancia de fugas del secundario	$1.3 \pm 15\%$	$\mu\text{H}$
Aislamiento galvánico del primario al secundario	3000	Vrms
Aislamiento galvánico del primario/secundario al core	1500	Vrms

Como se puede ver en la Tabla 2, la relación de transformación del transformador es de 8:6. Por lo tanto, para escoger las inductancias magnetizantes del tanque resonante hay que tener este parámetro muy en cuenta.

### 4.1.3 MODELO 3D DE LA ETAPA DE POTENCIA

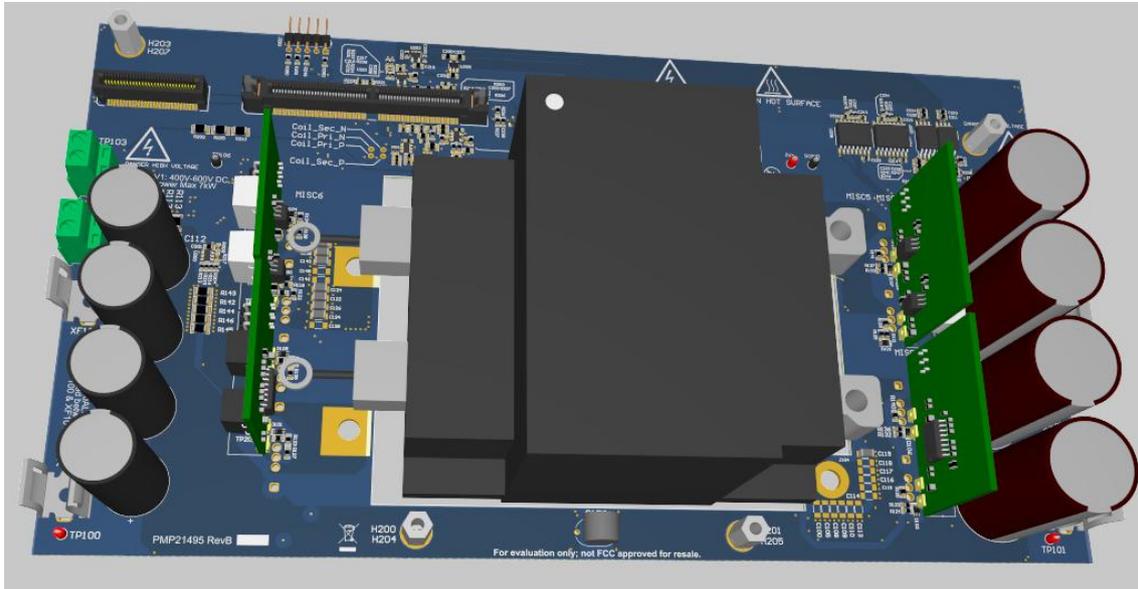


FIGURA 35: PARTE SUPERIOR DEL MODELO 3D DE LA PLACA PRINCIPAL.

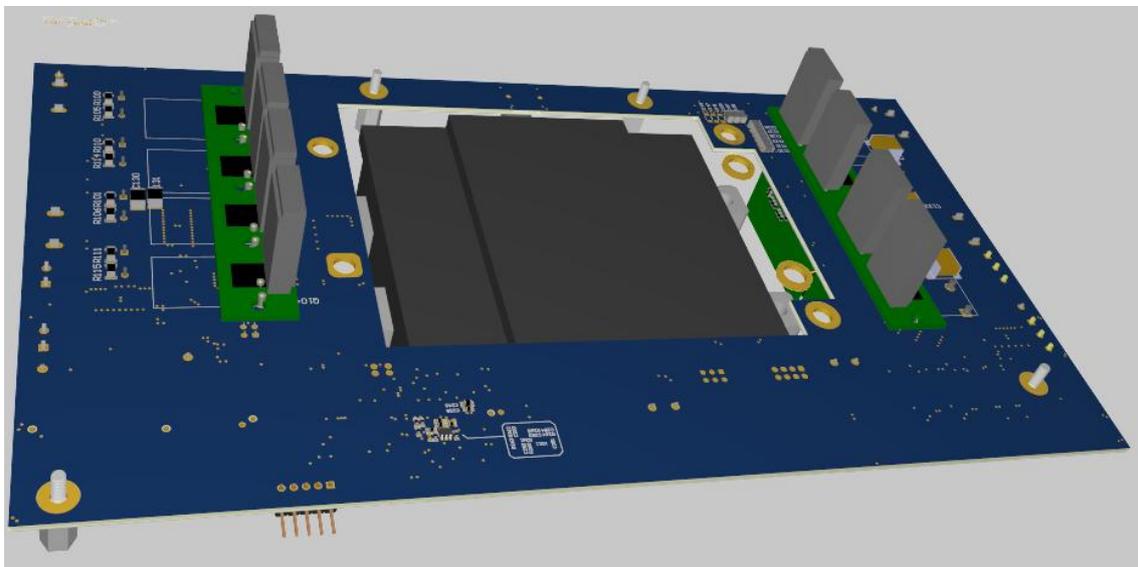


FIGURA 36: PARTE INFERIOR DEL MODELO 3D DE LA PLACA PRINCIPAL.

## 5. OBTENCIÓN DE LOS ELEMENTOS PARÁSITOS DE LOS COMPONENTES PASIVOS

Para poder modelar correctamente el circuito en términos de interferencias electromagnéticas, en la simulación se han añadido los componentes parásitos de los componentes y así poder evaluar su efecto, de manera que se asemeje lo máximo posible al circuito real.

Como se ha explicado en el apartado 3.9, un condensador real está formado por un valor ESR y un valor ESL. Se puede calcular la ESR a una frecuencia determinada, multiplicando el factor de disipación a esa frecuencia, también conocido como  $\tan \delta$ , por la reactancia del condensador a esa frecuencia. También es posible obtener esta información mediante el gráfico impedancia vs frecuencia, en el que se puede calcular tanto la ESL como la ESR.

Debido a que a bajas frecuencias la impedancia debida a la capacitancia es mucho mayor que la inductancia, se toma el condensador como ideal, por lo tanto, sin considerar su ESR ni ESL. En la frecuencia de resonancia del condensador (el punto más bajo del gráfico), la capacidad y la inductancia se anulan, por lo que sólo queda el valor de ESR. A la derecha de este punto, a frecuencias altas, la impedancia debida a la inductancia es mucho mayor que la de la capacidad, por lo que el punto ideal para calcular la ESL es el que esté más a la derecha en el gráfico.

Sabiendo que la ecuación de cálculo de la impedancia de un condensador es la siguiente:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C})^2} \text{ Por lo tanto:}$$

Despreciando los valores de L y C  $\rightarrow Z = R$

Despreciando los valores de R y C  $\rightarrow Z = \omega \cdot L$

Para ello, se ha realizado el cálculo de ESR y ESL de varios de los condensadores principales del circuito, mediante el datasheet de los mismos, a partir del término tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ):

- C101, C102, C111, C112:

$$ESR = \frac{0.2}{120 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^{-6}} = 1.76 \Omega$$

Dado que en el datasheet no aparece información suficiente para obtener el ESL, éste se va a obtener mediante un analizador de impedancias.

- Cp, Cs:

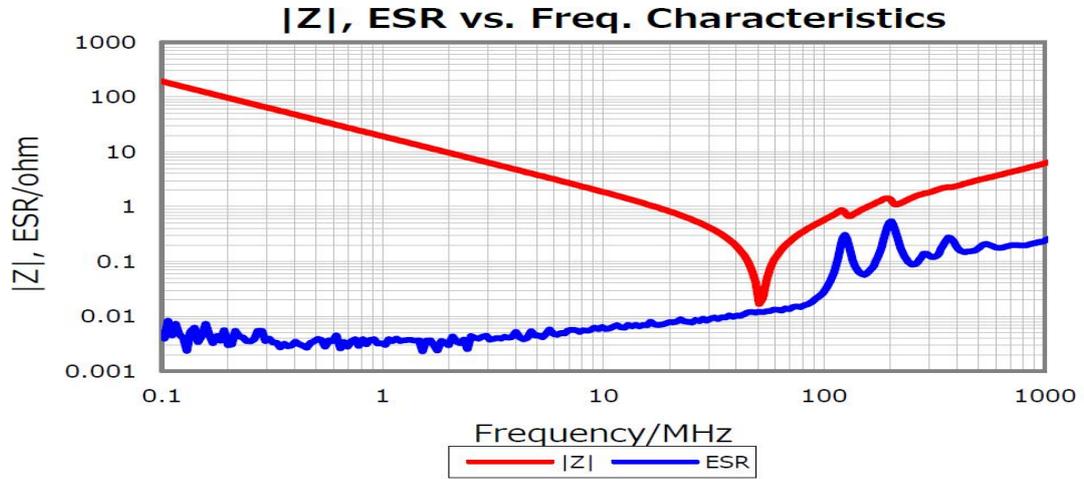


FIGURA 37: GRÁFICO DE IMPEDANCIAS DE LOS CONDENSADORES Cp Y Cs.

$$\text{ESR} = 0.017 \Omega$$

El valor se ha obtenido del punto más bajo de la línea roja, que es la frecuencia de resonancia del condensador, donde sólo hay valor resistivo.

$$Z = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L \rightarrow 5.62 = 2 \cdot \pi \cdot 982.47 \cdot 10^6 \cdot L$$

$$\text{ESL} = 910.4 \text{ nH}$$

Para el cálculo de la ESL, la frecuencia y la impedancia se han obtenido de un punto lo más a la derecha posible del gráfico, para que sólo haya componente inductivo.

- Transformador:

Para obtener los parásitos del transformador se va a utilizar un analizador de impedancias.

- C103, C104, C106, C107:

$$\text{ESR} = \frac{0.25}{120 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^{-6}} = 2.21 \Omega$$

En este caso, el datasheet no proporciona suficiente información, por lo que la ESL se va a obtener mediante un analizador de impedancias.

- C130, C131:

### Stable X7R Dielectric

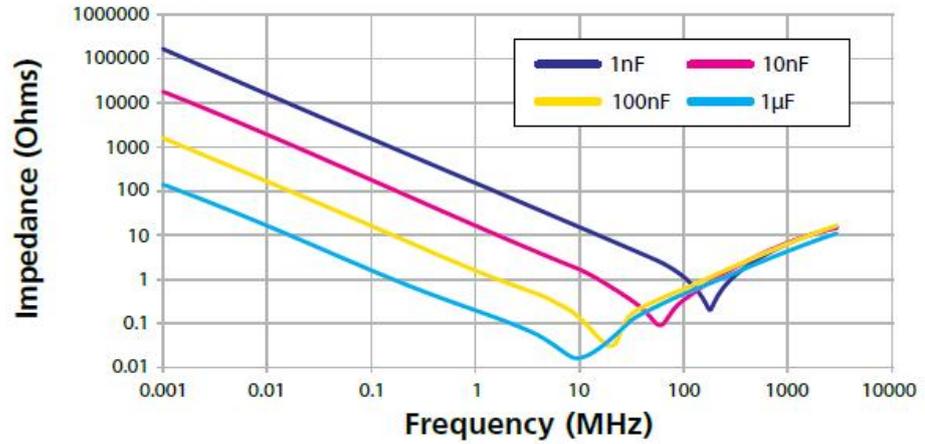


FIGURA 38: GRÁFICO DE IMPEDANCIAS DE LOS CONDENSADORES.

ESR = 0.03

El valor se ha obtenido del punto más bajo de la línea roja, que es la frecuencia de resonancia del condensador, donde sólo hay valor resistivo.

$$Z = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L \rightarrow 17.59 = 2 \cdot \pi \cdot 2909.58 \cdot 10^6 \cdot L$$

$$ESL = 962.18 \text{ nH}$$

- C132, C133, C142:

TABLA 4: VALORES ESR Y ESL DE LOS CONDENSADORES.

#### Typical values as a design reference for CeraLink applications

Rated voltage $V_R$	ESR $0 V_{DC}, 0.5 V_{RMS}, 25^\circ C, 1 \text{ kHz}$	ESR $0 V_{DC}, 0.5 V_{RMS}, 25^\circ C, 1 \text{ MHz}$	ESL	$I_{op}^{1)}$ 100 kHz $T_{amb} = 85^\circ C$	$I_{op}^{1)}$ 100 kHz $T_{amb} = 105^\circ C$
V	$\Omega$	m $\Omega$	nH	$A_{RMS}$	$A_{RMS}$
500	3	12	3	11	10
700	6	24	3	7	6
900	14	45	3	5	5

<sup>1)</sup> Normal operating current without forced cooling at  $T_{device} = 150^\circ C$ . Higher values permissible at reduced lifetime.

Sabiendo que la tensión nominal de los condensadores es de 500 V, hay que fijarse en los valores de la primera fila. Dado que la frecuencia de resonancia es de 500 kHz:

Se ha realizado una interpolación entre los valores de la primera fila para obtener la ESR, por lo tanto:

$$ESR = 3 + \frac{\ln(500 \cdot 10^3) - \ln(1 \cdot 10^3)}{\ln(1 \cdot 10^6) - \ln(1 \cdot 10^3)} \cdot (12 \cdot 10^{-3} - 3) = 0.31 \Omega$$

$$ESL = 3 \text{ nH}$$

- C158:

$$ESR = \frac{0.025}{1000 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2200 \cdot 10^{-12}} = 1808.58 \Omega$$

Este condensador es el que une las masas del primario y del secundario, con el fin de mitigar las EMI entre ambos circuitos.

## 6. MODELADO DE LA PCB MEDIANTE ANÁLISIS DE ELEMENTOS FINITOS

El análisis de elementos finitos (FEA) consiste en el modelado de productos y sistemas en un entorno virtual, con el objetivo de encontrar y resolver posibles problemas estructurales o de rendimiento. El FEA es la aplicación práctica del método de elementos finitos (FEM) para modelar matemáticamente y resolver numéricamente complejos problemas estructurales.

Un modelo de elementos finitos (FE) consta de un sistema de puntos denominados nodos, que dibujan la forma del diseño. Conectados a estos nodos se encuentran los propios elementos finitos, que conforman la malla de elementos finitos y que contienen las propiedades estructurales y de materia del modelo que definen cómo responderá este ante determinadas condiciones.

El Análisis de Elementos Finitos se ha realizado mediante el software Ansys, que es una herramienta de simulación estándar de la industria para la simulación de campo electromagnético de onda completa en 3D y es esencial para el diseño de componentes de alta frecuencia y velocidad. En concreto, se ha utilizado la herramienta Q3D Extractor, que es la principal herramienta de extracción parasitaria 3D y 2D para equipos de electrónica de potencia. Q3D Extractor utiliza el método de momentos (ecuaciones integrales) y FEM (Análisis de Elementos Finitos) para calcular matrices capacitivas, de conductancia, inductancia y resistencia.

En el presente trabajo se han obtenido los elementos parásitos de las pistas y planos más importantes de la PCB. Estas pistas son las que conectan directamente con los MOSFETs y en aquellas donde ocurren las transiciones rápidas de corriente y/o voltaje, dado que su efecto sobre las interferencias electromagnéticas es más acusado. En concreto, se han obtenido los elementos parásitos (L y R) de las conexiones principales del circuito primario y del circuito secundario. Además, la PCB está unida a un disipador mediante unos transistores y una interfaz térmico de silicona. Dado que también encuentran capacidades parásitas relevantes entre el disipador y las pistas y entre el disipador y los transistores, también se van a simular mediante elementos finitos para posteriormente incluirse en el circuito equivalente que se va a presentar en apartados posteriores.

Como se aprecia en la Figura 41, hay 8 pistas a modelar en el lado primario y 8 pistas idénticas en el lado secundario. A estas 16 pistas hay que añadir las conexiones entre el disipador y los transistores.

Una vez se han modelado los elementos parásitos más importantes del convertidor, se incluyen los resultados obtenidos en LTSpice. De esta forma, se tiene un modelo del circuito lo más parecido posible al circuito real, para que así la simulación sea lo más exacta posible y permita anticipar los resultados de las pruebas reales.

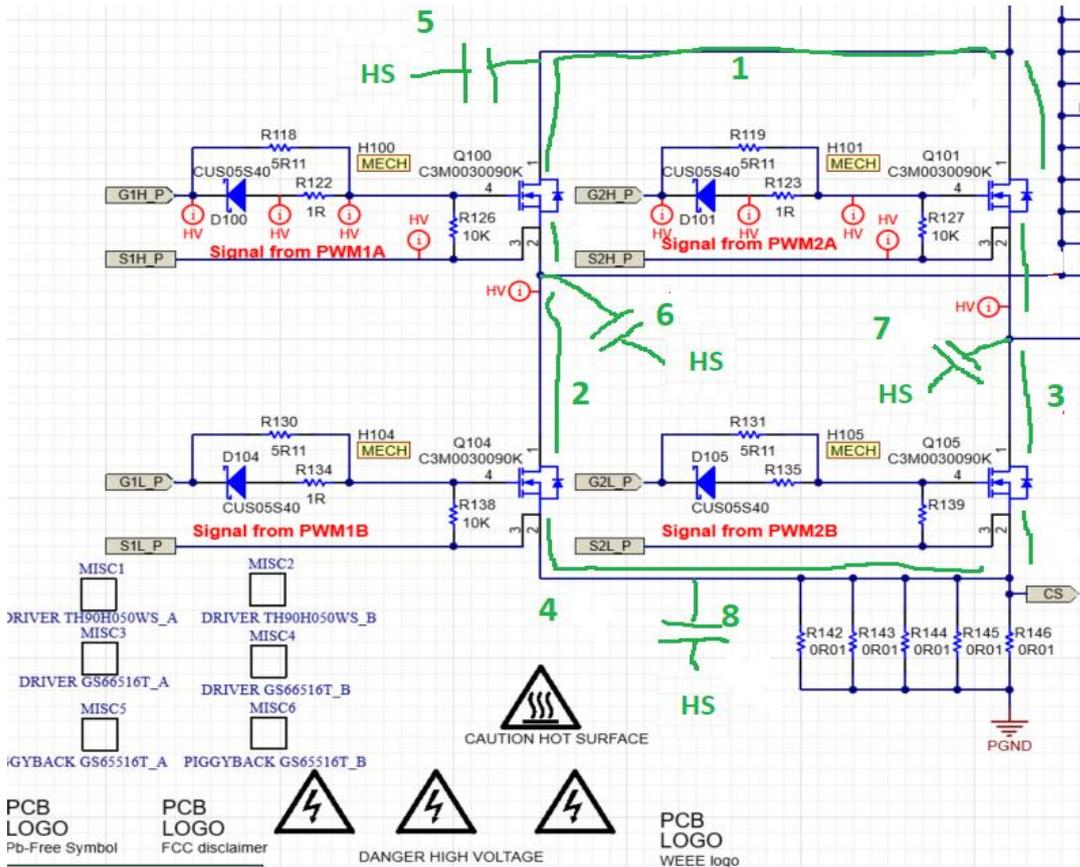


FIGURA 39: NETS MÁS IMPORTANTES A MODELAR.

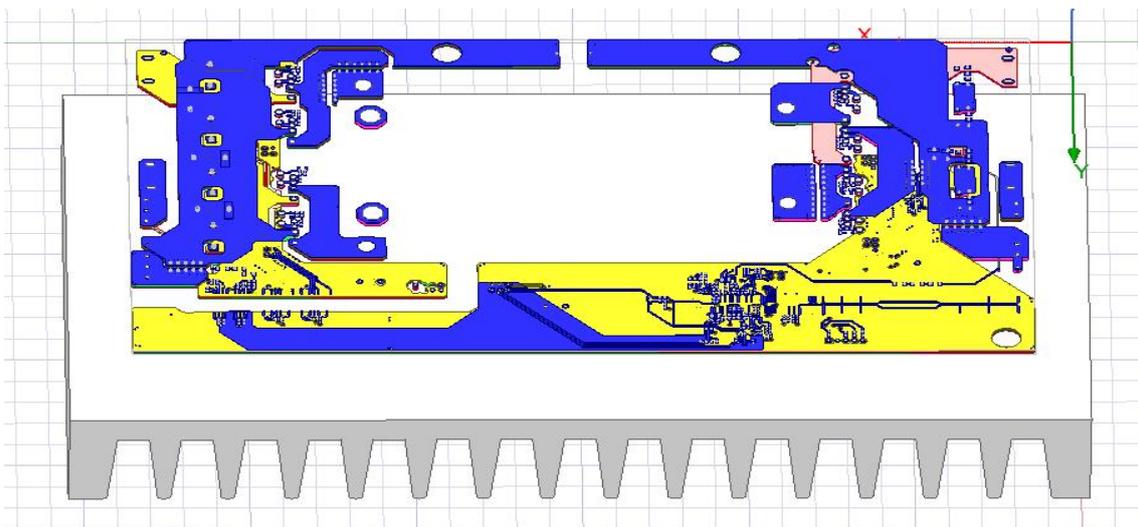
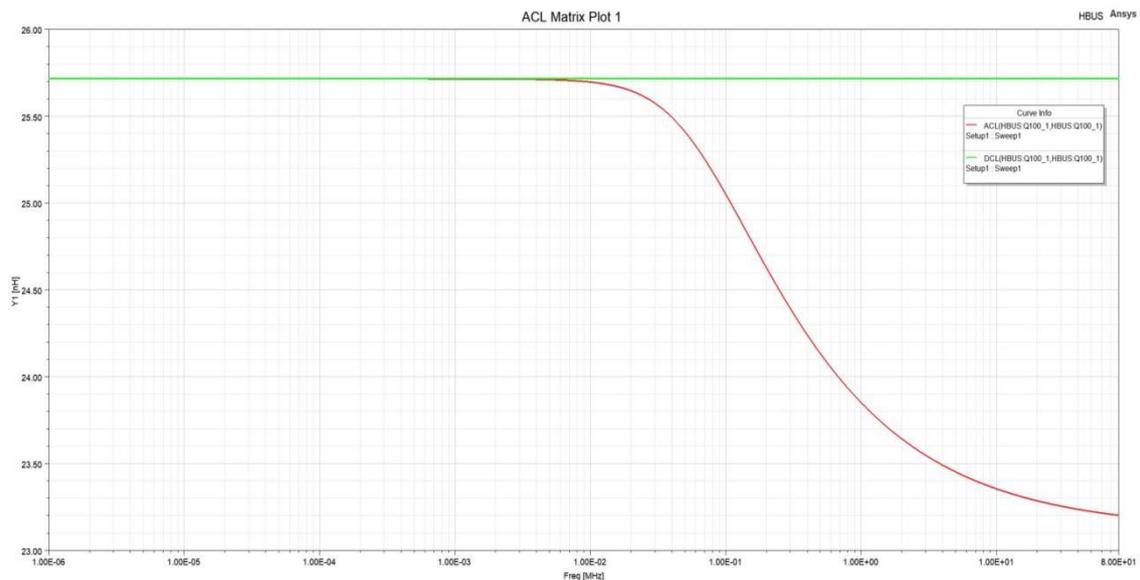


FIGURA 40: PCB CON EL DISIPADOR.

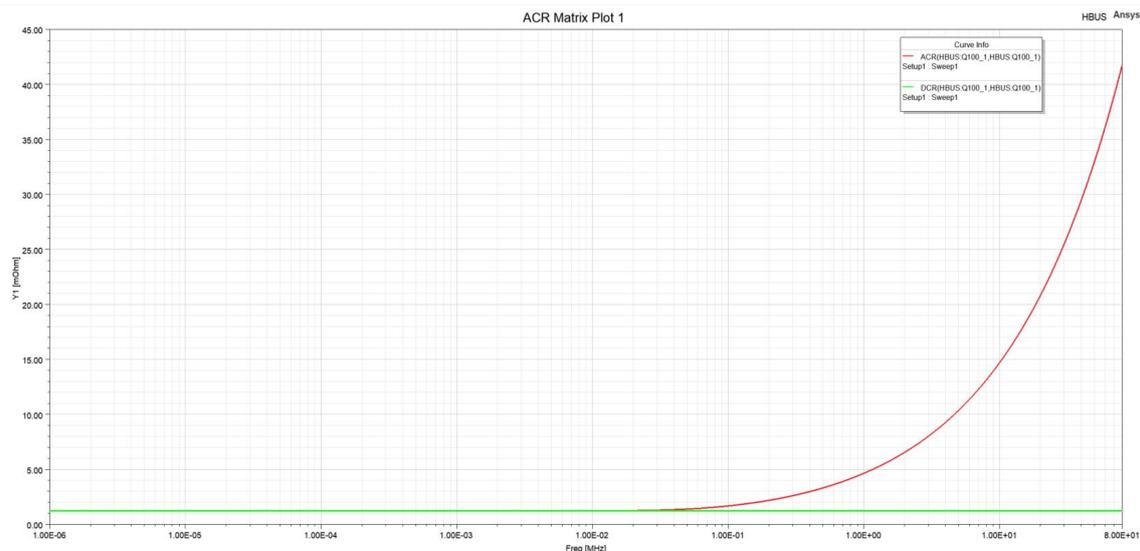
En la Figura 39, los condensadores que van al HS son los elementos parásitos que están entre la PCB y el disipador (HS = HeatSink).

Para obtener los elementos parásitos, se han seleccionado las conexiones en la herramienta de ANsys partiendo de la importación de la PCB en Altium. Se ha llevado a cabo un barrido de frecuencias hasta 80 MHz (rango típico máximo de las emisiones conducidas), considerando tanto en Corriente Continua como en Corriente alterna, para ver a variación entre ambos, de cara a su sustitución por un elemento resistivo, inductivo o capacitivo en LTSpice.



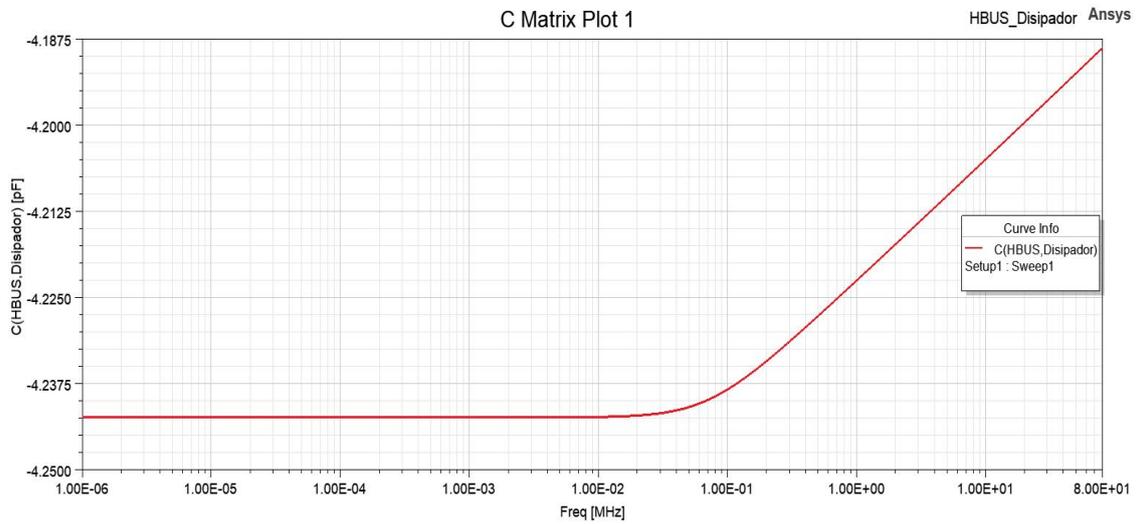
**FIGURA 41: RESULTADOS DE INDUCTANCIA DE LA NET 1 DEL PRIMARIO.**

Como se puede ver en la Figura 43, la diferencia que se obtiene entre la inductancia en Corriente Continua y Corriente Alterna es mínimo, por lo que se puede obtener un valor intermedio entre el punto máximo y el mínimo para su reemplazo por un elemento eléctrico constante en la simulación de circuito electrónico.



**FIGURA 42: RESULTADOS DE RESISTENCIA DE LA NET 1 DEL PRIMARIO.**

En cambio, en la resistencia la variación es más grande que la en la inductancia. Aun así, el efecto sigue siendo pequeño debido al reducido valor de los armónicos de altas frecuencias por lo que se puede obtener un valor intermedio entre el máximo y el mínimo.



**FIGURA 43: RESULTADOS DE CONDUCTANCIA DE LA NET 1 DEL PRIMARIO.**

Como se observa la Figura 45, a lo largo del barrido de frecuencias que se hace entre 0 y 80 MHz, el valor del condensador parásito apenas cambia, por lo que se puede coger un valor intermedio entre el máximo y el mínimo sin que afecte al resultado final.

Dado que la frecuencia de resonancia del convertidor son 500 kHz, se obtienen los valores de las inductancias, resistencias y conductancias parásitas a esta frecuencia. Los valores parásitos obtenidos son los siguientes:

**TABLA 5: ELEMENTOS PARÁSITOS DEL LADO PRIMARIO.**

<i>NET</i>	<i>INDUCTANCIA</i>	<i>RESISTENCIA</i>	<i>CONDUCTANCIA</i>
1	24.46 nH	27.1 mΩ	X
2	9.08 nH	7.86 mΩ	X
3	9.9 nH	11.25 mΩ	X
4	28.3 nH	16.58 mΩ	X
5	X	X	4.2 pF
6	X	X	1.32 pF
7	X	X	1.6 pF
8	X	X	2.35 pF

**TABLA 6: ELEMENTOS PARÁSITOS DEL LADO SECUNDARIO.**

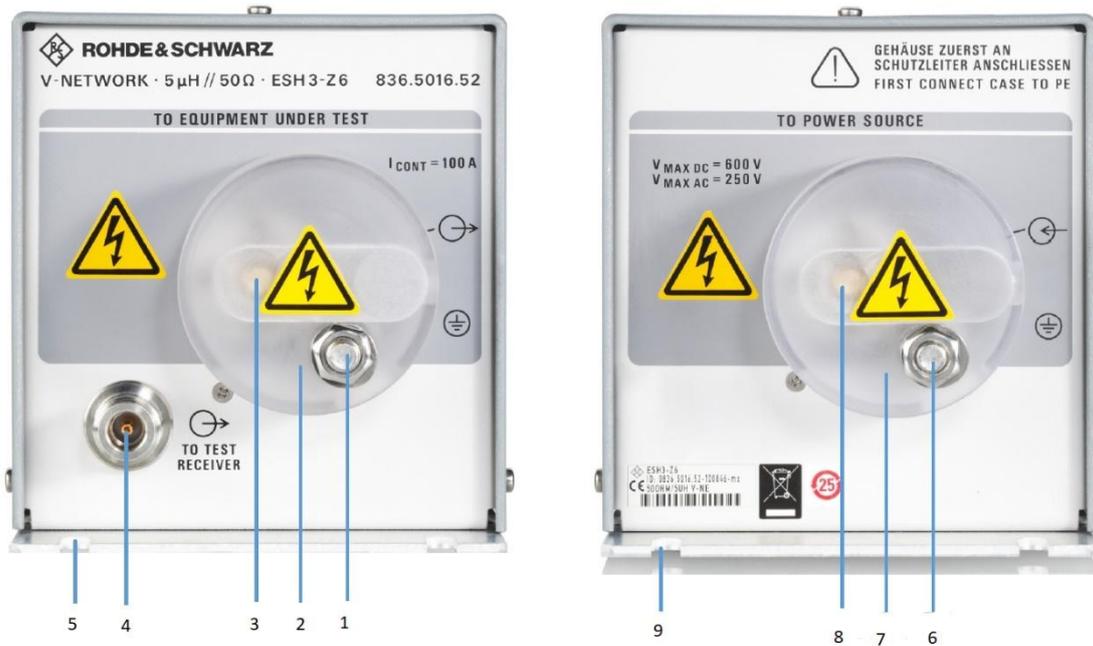
<i>NET</i>	<i>INDUCTANCIA</i>	<i>RESISTENCIA</i>	<i>CONDUCTANCIA</i>
1	37.22 nH	37.98 mΩ	X
2	15.8 nH	10.63 mΩ	X
3	16.22 nH	12.9 mΩ	X
4	35.28 nH	19.75 mΩ	X
5	X	X	4.44 pF
6	X	X	2.15 pF
7	X	X	2.22 pF
8	X	X	7.3 pF

**TABLA 7: ELEMENTOS PARÁSITOS ENTRE EL DISIPADOR Y LOS TRANSISTORES.**

<i>NET</i>	<i>INDUCTANCIA</i>	<i>RESISTENCIA</i>	<i>CONDUCTANCIA</i>
1	X	X	28.61 pF

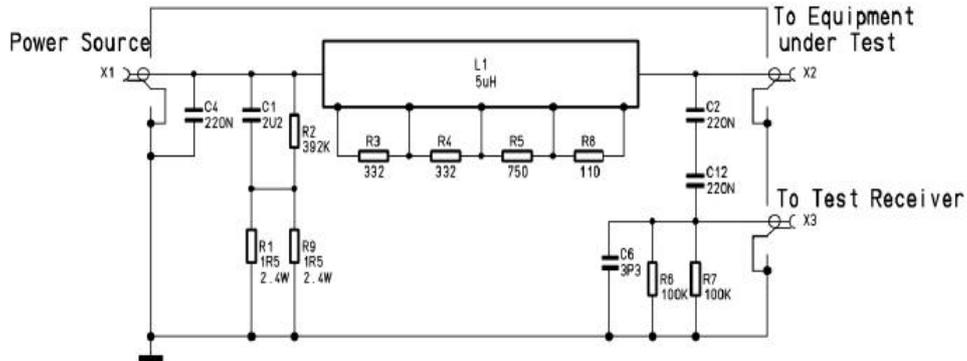
## 7. LISN

La LISN que se ha utilizado en el modelado de las pruebas reales para obtener las interferencias conducidas del convertidor es el modelo ESH3-Z6 de Rohde y Schwarz, compuesta por sendos elementos para el DC+ y el DC-.



**FIGURA 44: VISTA DELANTERA Y TRASERA DE LA LISN.**

1. Terminal de tierra X2.2.
2. Tapa de seguridad.
3. Conector de alimentación X2.1 (para el equipo bajo prueba).
4. Salida de RF (conectada al analizador de espectros).
5. Plano de tierra (contiene 2 muescas para la conexión del cable a tierra).
6. Terminal de tierra X1.2.
7. Tapa de seguridad.
8. Conector de alimentación X1.1 (conectada a la fuente de alimentación).
9. Plano de tierra (contiene 2 muescas para la conexión del cable a tierra).

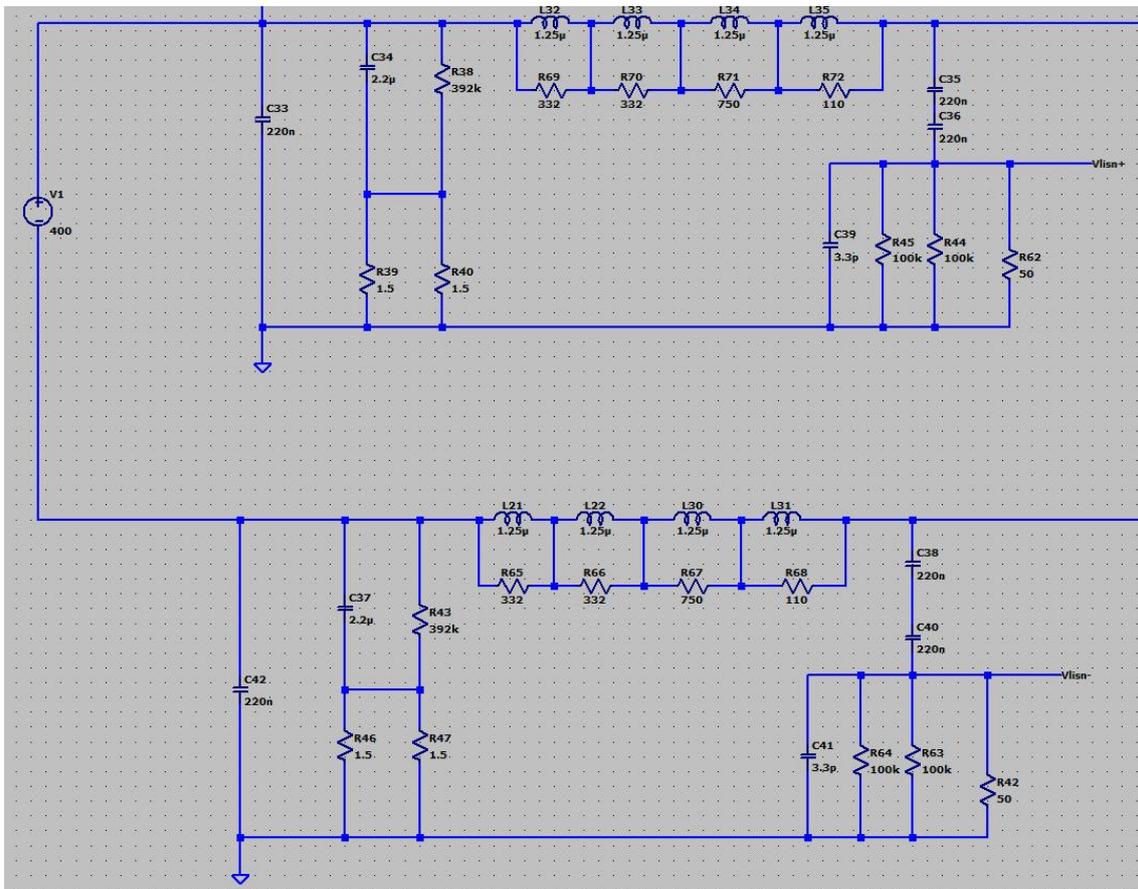


**FIGURA 45: DIAGRAMA DE LA LISN.**

A la simulación se ha añadido la LISN completa de la Figura 47, pero se ha modificado la inductancia de  $5\ \mu\text{H}$ , separándolo en 4 inductancias de  $1.25\ \mu\text{H}$ , una para cada resistencia (R3, R4, R5, R6).

Como se ve en la Figura 48, se han utilizado dos LISN para realizar diferentes medidas de las interferencias electromagnéticas; una colocada al lado positivo del circuito y la otra colocada en el lado negativo, lo que permite calcular tanto el ruido en Modo Diferencial (DM) como el ruido en Modo Común (CM).

La LISN crea una impedancia constante de suministro artificial de  $50\ \Omega$ , desde cada línea de tierra, lo que hace que la impedancia de Modo Común (CM) sea de  $50\ \Omega$  y la impedancia en Modo Diferencial sea de  $100\ \Omega$ . Mediante la LISN, se aísla la perturbación de la red eléctrica, proporcionando una impedancia de prueba de estabilidad cumpliendo la función de filtrar la onda. Para ello, como se ha mencionado previamente, se han añadido 2 LISN a la entrada del circuito. Para la simulación del circuito en LTSpice, se ha replicado el diagrama de la LISN (Figura 48)



**FIGURA 46: LISN AÑADIDA A LA ENTRADA DEL CIRCUITO.**

La resistencia de  $50 \Omega$  simula la impedancia de entrada del analizador de espectros, por lo que la medición de EMI se realiza en esta resistencia. La medición de ruido se hace mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que se obtiene de la tensión que cae en esta resistencia. La FFT permite transformar de una manera computacional eficiente la señal de dominio de tiempo en una señal en dominio de frecuencia.

## 8. SETUP Y NORMATIVA APLICABLE

Para la obtención de las Emisiones Conducida del convertidor, se han realizado diferentes pruebas de laboratorio en el propio convertidor y después se han comparado con los valores obtenidos mediante la simulación en LTSpice. Estas pruebas han sido realizadas bajo la normativa europea, la cual dicta cómo debe ser el setup en el que se realizan las pruebas y cuáles son las pruebas que hay que realizar. También indica qué valores de EMI son los que hay que cumplir. La normativa aplicable, dado que el presente convertidor está destinado a ir embarcado en un vehículo eléctrico, es la CISPR 25 – 2008: Vehículos, embarcaciones y motores de combustión interna - Características de perturbaciones radioeléctricas – Límites y métodos de medida para la protección de receptores a bordo. Dentro de esta normativa, se ha aplicado la norma referida a automóviles.

En esta norma, se indica cómo ha de ser el setup, como se puede ver en la Figura 49.

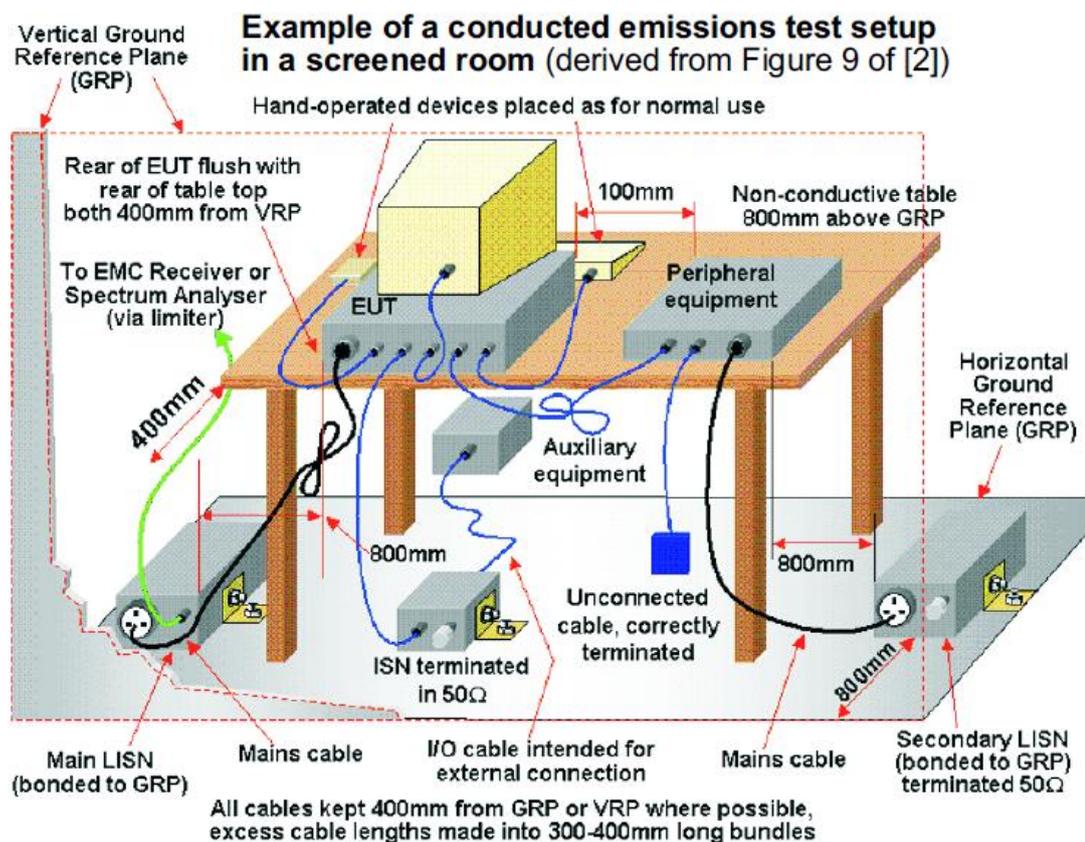


FIGURA 47: SETUP A UTILIZAR PARA LAS PRUEBAS EN EL LABORATORIO.



**FIGURA 48: SETUP DE LAS PRUEBAS (1).**



**FIGURA 49: SETUP DE LAS PRUEBAS (2).**

El setup consiste en el convertidor de potencia (1, Figura 48) conectado una carga electrónica variable (6, Figura 49) a la salida y a dos LISN (2, Figura 48) a su entrada (una para el lado positivo del circuito y otra para el lado negativo). Los drivers de los MOSFETs obtienen su alimentación de una fuente de tensión de 5 V.

A su vez, las LISN están conectadas a una fuente de alimentación (5, Figura 49) y también a un plano metálico de tierra (3, Figura 48). La salida de RF de las LISNs también está conectada a un analizador de espectros (4, Figura 48), para poder visualizar los resultados de EMC. Este

analizador de espectros tiene una impedancia de entrada interna de 50 Ω y los resultados los muestra en dBμV).

Dado que el convertidor de potencia es un convertidor DC-DC, su alimentación será de Corriente Continua. Como se puede ver en la Figura 50, hay diferentes valores límites de EMI según la frecuencia a la que se trabaje y en función de dónde vaya a ir embarcado el convertidor dentro del vehículo. Dado que el analizador de espectros utilizado sólo muestra el valor de pico, el valor que se obtiene de las pruebas y se compara con el límite es el de pico, y no el valor medio ni el cuasipico. Por lo tanto, sabiendo que se ha escogido la normativa aplicable a equipos a bordo de automóviles, se escoge en la tabla de la Figura 50, la clase 1, que es la que corresponde a los automóviles. Así, los límites aplicables son los siguientes:

- [0.15 – 0.3] MHz -> 113 dBμV
- [0.53 – 2] MHz -> 95 dBμV
- [5.9 – 54] MHz -> 77 dBμV
- [70 – 108] MHz -> 61 dBμV

### Conducted emission limits - CISPR 25

Limits for conducted disturbance at the supply terminals of equipment on board of vehicles and boats

Limits for broadband conducted disturbances on power input terminals

Class	Levels in dB(μV)									
	0,15 – 0,3 MHz		0,53 – 2,0 MHz		5,9 – 6,2 MHz		30 – 54 MHz		70 – 108 MHz	
	P	QP	P	QP	P	QP	P	QP	P	QP
1	113	100	95	82	77	64	77	64	61	48
2	103	90	87	74	71	58	71	58	55	42
3	93	80	79	66	65	52	65	52	49	36
4	83	70	71	58	59	46	59	46	43	30
5	73	60	63	50	53	40	53	40	37	24

Limits for narrowband conducted disturbances on power input terminals (peak detector)

Class	Levels in dB(μV)				
	0,15 – 0,3 MHz	0,53 – 2,0 MHz	5,9 – 6,2 MHz	30 – 54 MHz	70 – 108 MHz
1	90	66	57	52	42
2	80	58	51	46	36
3	70	50	45	40	30
4	60	42	39	34	24
5	50	34	33	28	18

NOTE – For 87 MHz to 108 MHz, add 6 dB to the level shown in table.

Applicable Tekbox LISN for conducted measurements at mains terminals: 1 x TBOH01 or 2 x TBOH01

FIGURA 50: VALORES LÍMITES DE EMI SEGÚN LA NORMATIVA.

## 9. RESULTADOS

Inicialmente, se ha realizado la medición de las emisiones conducidas del convertidor de potencia mediante el Setup descrito en el anterior apartado. Posteriormente, se ha replicado el setup real (tanto el convertidor como la LISN) mediante el software LTSpice para validar mediante una simulación los resultados obtenidos y así poder determinar mediante simulación qué elementos tienen más repercusión en el circuito, con el propósito de minimizarlas en la fase de diseño, en lugar de en la fase de pruebas, donde los cambios tienen un coste muy superior.

### 9.1 RESULTADOS DE LA MEDICIÓN

Se han realizado diferentes pruebas en un barrido de frecuencias de 150 kHz a 80 MHz (rango de emisiones conducidas pero ampliado a 80 MHz en lugar de 30 MHz) con los dos tipos de semiconductores: (SiC y GaN). Después, con cada uno de ellos se han realizado diversas pruebas teniendo en cuenta diferentes variables con el fin de estudiar su influencia:

- LISN: Se ha utilizado una LISN para el lado positivo para el lado positivo y otro para el lado negativo de la fuente de alimentación:
  - LISN+
  - LISN-
- Frecuencia de conmutación de los MOSFETs: Se han utilizado dos frecuencias diferentes: la frecuencia de resonancia (500 kHz) y una frecuencia por encima de la frecuencia de resonancia.
  - 500 kHz
  - 639 kHz
- Potencia de salida: Trabajando con una tensión de entrada de 400 V se obtiene una tensión de salida de 300 V, por lo que para obtener la potencia de salida deseada se tiene que cambiar la carga de salida.
  - $1 \text{ kW} \rightarrow P = \frac{V^2}{R} \rightarrow 1000 = \frac{300^2}{R} \rightarrow R = 90 \Omega$
  - $3 \text{ kW} \rightarrow P = \frac{V^2}{R} \rightarrow 3000 = \frac{300^2}{R} \rightarrow R = 30 \Omega$
- Tierra de la LISN: Se ha colocado la tierra de la LISN en tres puntos diferentes, con el fin de analizar su efecto.
  - A la parte negativa de la tensión de entrada ( $V_{IN} -$ )
  - Al disipador del convertidor (Tierra)
  - Flotante (Sin conexión)

Con todas estas combinaciones, se ha obtenido el valor de pico de ruido en dB $\mu$ V, así como la FFT en el rango de emisiones conducidas. Los resultados obtenidos con **SiC** son los siguientes:

**TABLA 8: RESULTADOS DE EMISIONES CONDUcidas CON LA TIERRA A VIN-.**

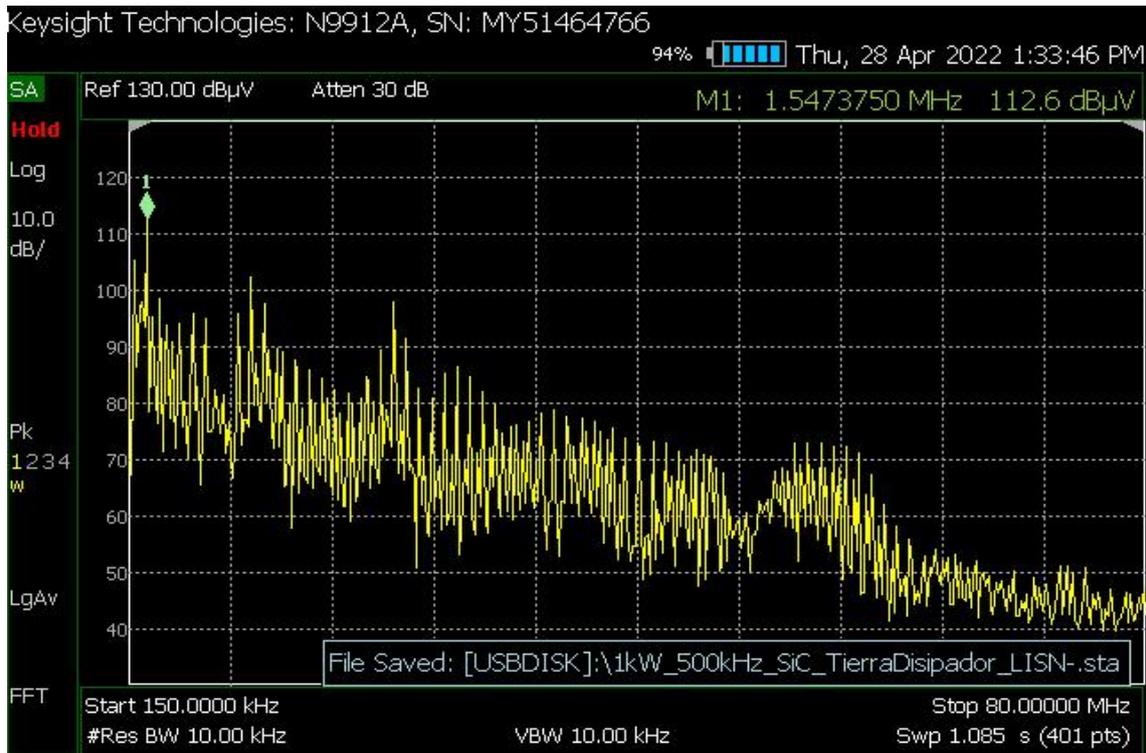
LISN	LISN+				LISN-			
	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
FREQ. CONMUTACIÓN								
POTENCIA	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW
VALOR PICO	113 dB(μV)	113 dB(μV)	X	X	113 dB(μV)	113 dB(μV)	X	X
FRECUENCIA	1547375 Hz	1547375 Hz	X	X	1547375 Hz	1547375 Hz	X	X



**FIGURA 51: BARRIDO DE FRECUENCIAS CON LA TIERRA A VIN-, LISN+, 500 kHz DE CONMUTACIÓN Y 1kW A LA SALIDA.**

**TABLA 9: RESULTADOS DE EMISIONES CONDUCCION CON LA TIERRA AL DISIPADOR.**

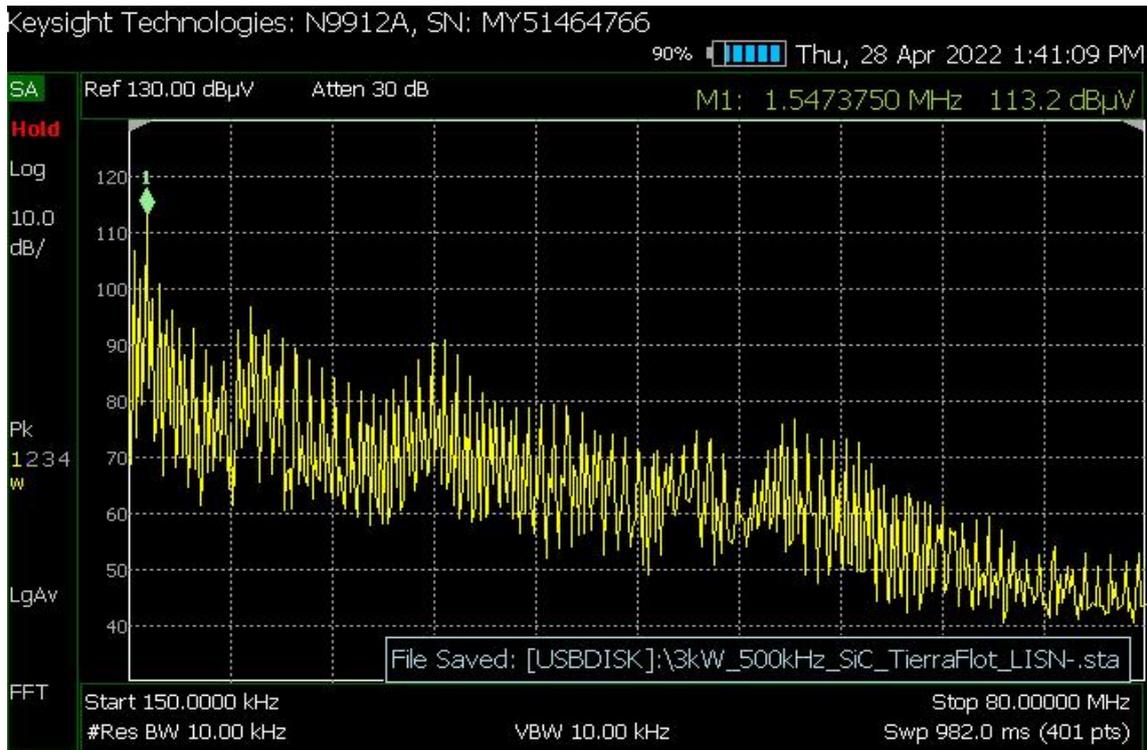
LISN	LISN+				LISN-			
	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
FREQ. CONMUTACIÓN	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
POTENCIA	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW
VALOR PICO	119 dB(μV)	119 dB(μV)	X	X	112 dB(μV)	113 dB(μV)	X	X
FRECUENCIA	2545500 Hz	2545500 Hz	X	X	1547375 Hz	1547375 Hz	X	X



**FIGURA 52: BARRIDO DE FRECUENCIAS CON LA TIERRA AL DISIPADOR, LISN-, 500 kHz DE CONMUTACIÓN Y 1kW A LA SALIDA.**

**TABLA 10: RESULTADOS DE EMISIONES CONDUcidas CON LA TIERRA FLOTANTE.**

LISN	LISN+				LISN-			
	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
FREQ. CONMUTACIÓN	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
POTENCIA	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW
VALOR PICO	114 dB(μV)	113 dB(μV)	109 dB(μV)	112 dB(μV)	112 dB(μV)	113 dB(μV)	110 dB(μV)	X
FRECUENCIA	1547375 Hz	1547375 Hz	1946625 Hz	1946625 Hz	1547375 Hz	1547375 Hz	549250 Hz	X



**FIGURA 53: BARRIDO DE FRECUENCIAS CON LA TIERRA FLOTANTE, LISN-, 500 kHz DE CONMUTACIÓN Y 3kW A LA SALIDA.**

Tras las pruebas con el semiconductor SiC, se han repetido en el laboratorio las mismas pruebas con el semiconductor **GaN**:

**TABLA 11: RESULTADOS DE EMISIONES CONDUcidas CON LA TIERRA A VIN-**

LISN	LISN+				LISN-			
	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
<b>FREQ. CONMUTACIÓN</b>	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
<b>POTENCIA</b>	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW
<b>VALOR PICO</b>	111 dB(μV)	111 dB(μV)	X	X	111 dB(μV)	111 dB(μV)	X	X
<b>FRECUENCIA</b>	1547375 Hz	1547375 Hz	X	X	1547375 Hz	1547375 Hz	X	X



**FIGURA 54: BARRIDO DE FRECUENCIAS CON LA TIERRA A VIN-, LISN-, 500 kHz DE CONMUTACIÓN Y 3kW A LA SALIDA.**

**TABLA 12: RESULTADOS DE EMISIONES CONDUCCION CON LA TIERRA AL DISIPADOR.**

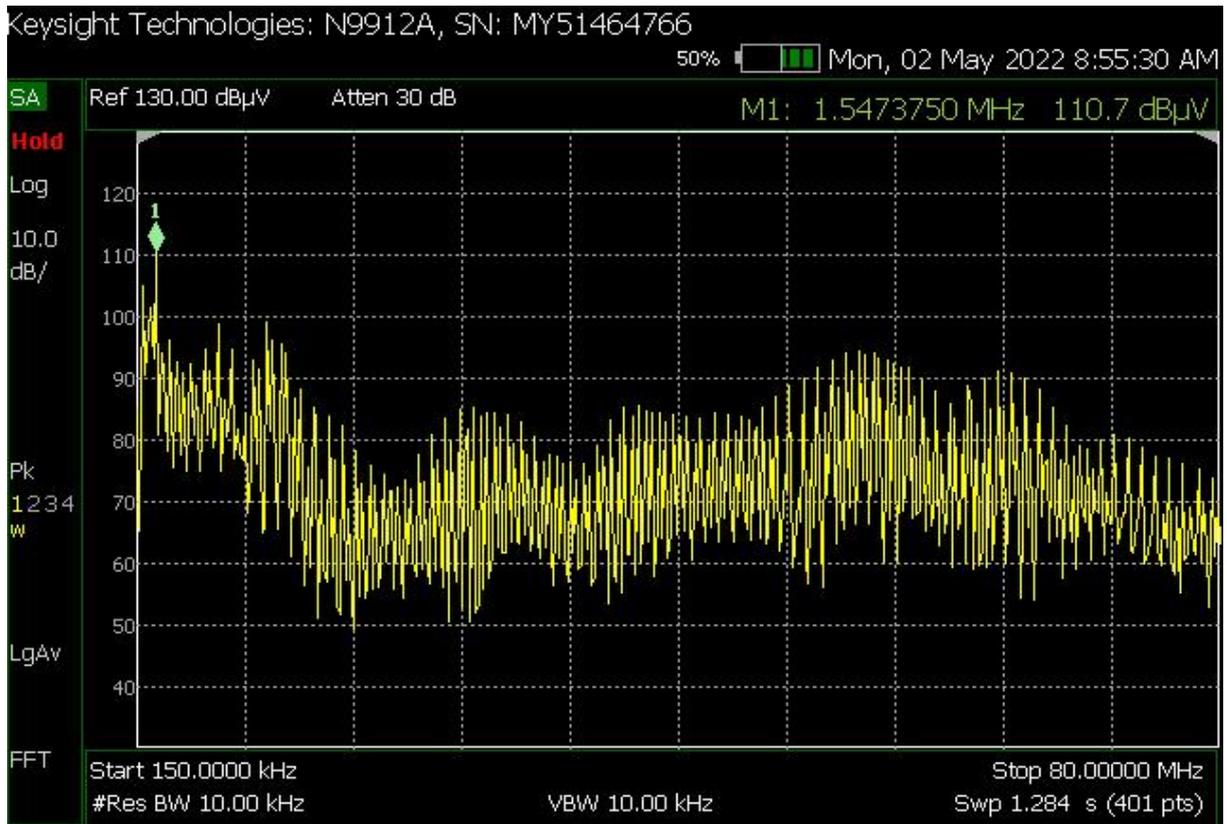
LISN	LISN+				LISN-			
	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
FREQ. CONMUTACIÓN	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
POTENCIA	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW
VALOR PICO	113 dB(μV)	111 dB(μV)	X	110 dB(μV)	110 dB(μV)	111 dB(μV)	X	X
FRECUENCIA	1547375 Hz	1547375 Hz	X	1946625 Hz	1547375 Hz	1547375 Hz	X	X



**FIGURA 55: BARRIDO DE FRECUENCIAS CON LA TIERRA AL DISIPADOR, LISN-, 500 kHz DE CONMUTACIÓN Y 3kW A LA SALIDA.**

**TABLA 13: RESULTADOS DE EMISIONES CONDUcidas CON LA TIERRA FLOTANTE.**

LISN	LISN+				LISN-			
	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
<b>FREQ. CONMUTACIÓN</b>	500 kHz		639 kHz		500 kHz		639 kHz	
<b>POTENCIA</b>	1 kW	3 kW	1kW	3 kW	1 kW	3 kW	1 kW	3 kW
<b>VALOR PICO</b>	111 dB(μV)	111 dB(μV)	107 dB(μV)	110 dB(μV)	111 dB(μV)	111 dB(μV)	108 dB(μV)	X
<b>FRECUENCIA</b>	1547375 Hz	1547375 Hz	549250 Hz	1946625 Hz	1547375 Hz	1547375 Hz	549250 Hz	X



**FIGURA 56: BARRIDO DE FRECUENCIAS CON LA TIERRA FLOTANTE, LISN+, 500 kHz DE CONMUTACIÓN Y 1kW A LA SALIDA.**

## 9.2 RESULTADOS OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN

Para realizar la simulación, se han añadido al circuito todos los elementos parásitos obtenidos (tanto los de los componentes como los de la PCB) y las dos LISN utilizadas para la medición de las emisiones conducidas. Las LISN se muestran previamente en la Figura 43. En las Figuras 59, 60, 61 y 62 muestra el circuito utilizado incluyendo con los elementos parásitos obtenidos.

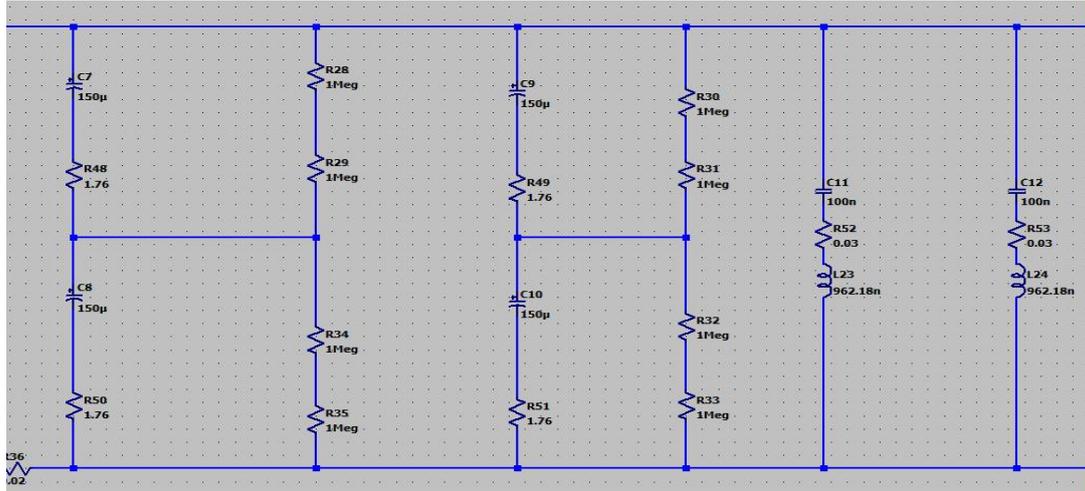
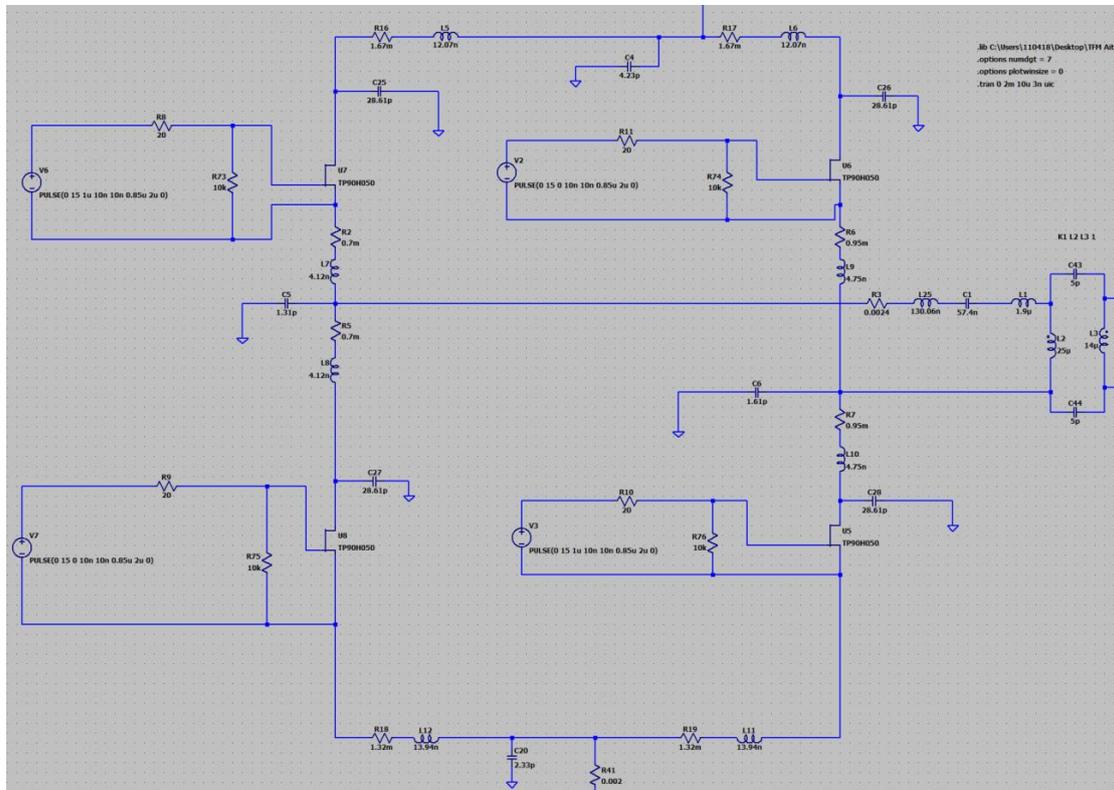


FIGURA 57: CONDENSADORES DE DESACOPLO Y FILTRADO DE LA ENTRADA CON SUS ELEMENTOS PARÁSITOS.



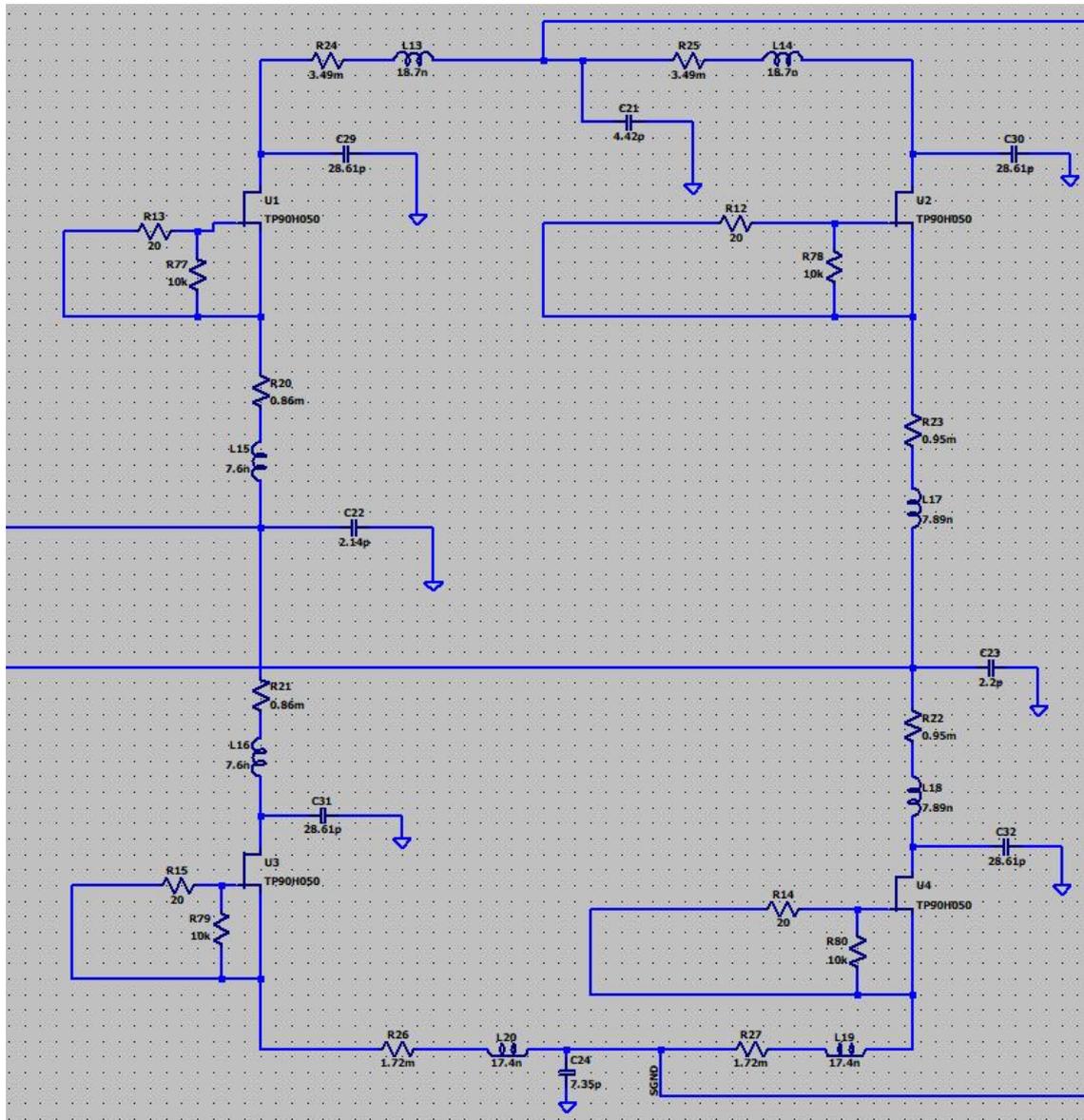


FIGURA 59: LADO SECUNDARIO DEL CONVERTIDOR INCLUYENDO SUS ELEMENTOS PARÁSITOS.

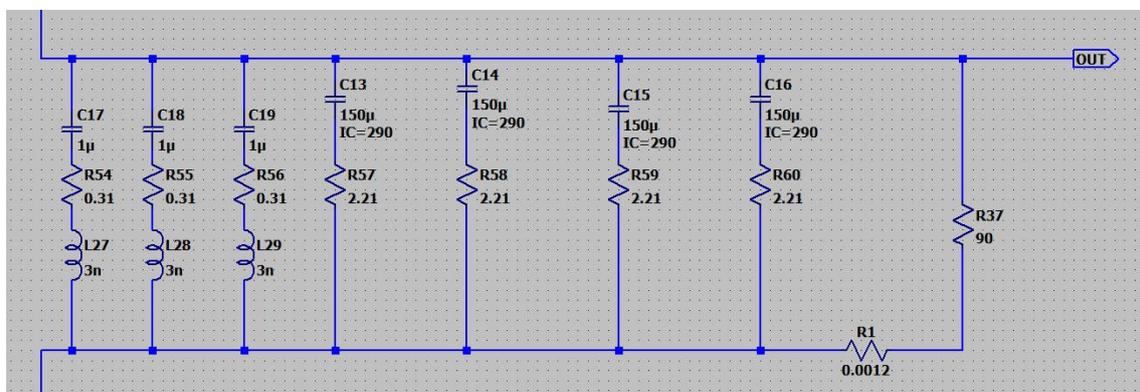


FIGURA 60: CONDENSADORES DE DESACOPLO Y FILTRADO DE LA SALIDA CON SUS ELEMENTOS PARÁSITOS.

Para la simulación de los Drivers, en lugar de utilizar el modelo Spice de los utilizados en la realidad, se ha utilizado una fuente de tensión cuadrada en el primario, dado que los resultados obtenidos son muy similares a los drivers reales y el modelo Spice ralentiza mucho la simulación. Esta fuente consiste en un pulso PWM con 10 ns de tiempo de subida y de bajada (tal como se ha visto en la realidad), y un tiempo de encendido de 0.85  $\mu$ s, siendo su periodo de conmutación de 2  $\mu$ s (500 kHz) a la frecuencia de resonancia.

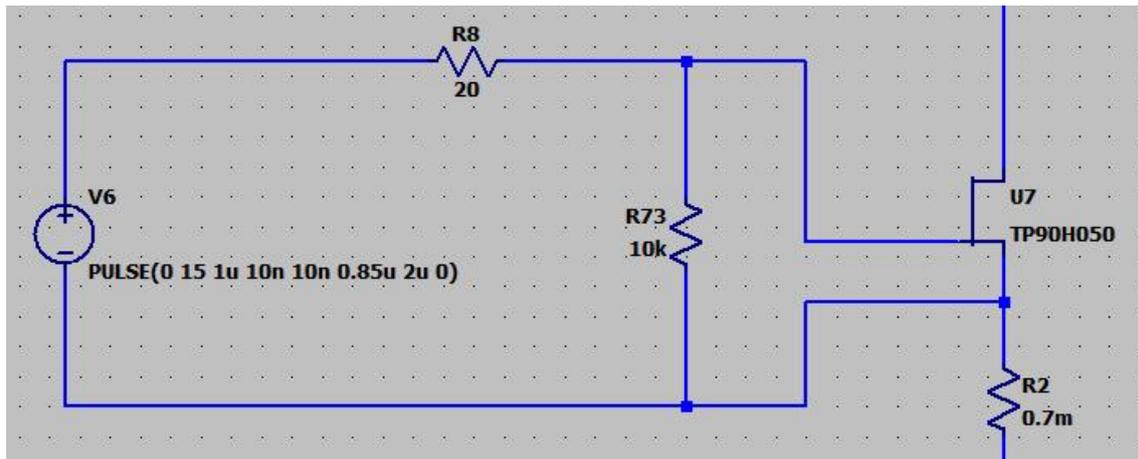


FIGURA 61: CIRCUITO DE CONTROL DE PUERTA DE LOS MOSFETS DEL PRIMARIO.

En el secundario, sin embargo, se ha eliminado la fuente de tensión, dado que se ha visto que en términos de ruido los resultados eran idénticos utilizando los diodos parásitos de los MOSFETs, y la velocidad de simulación muy superior empleando diodos conmutados naturalmente que en el caso de la rectificación síncrona.

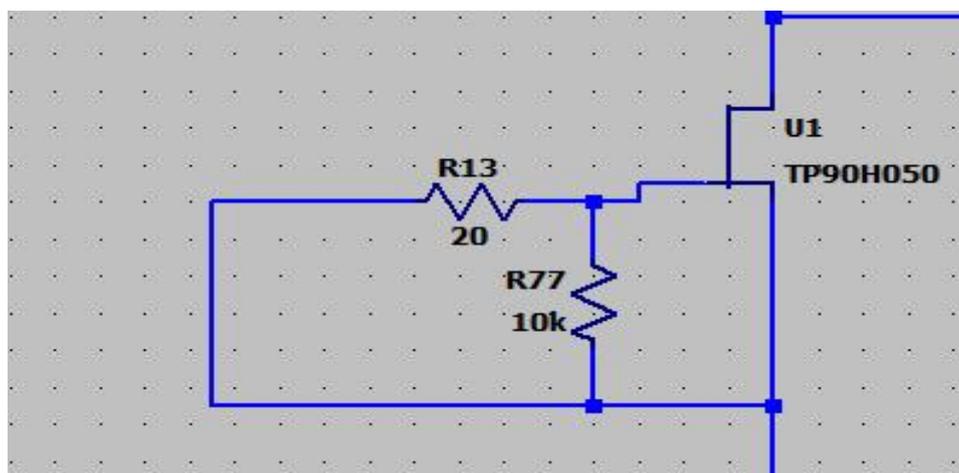
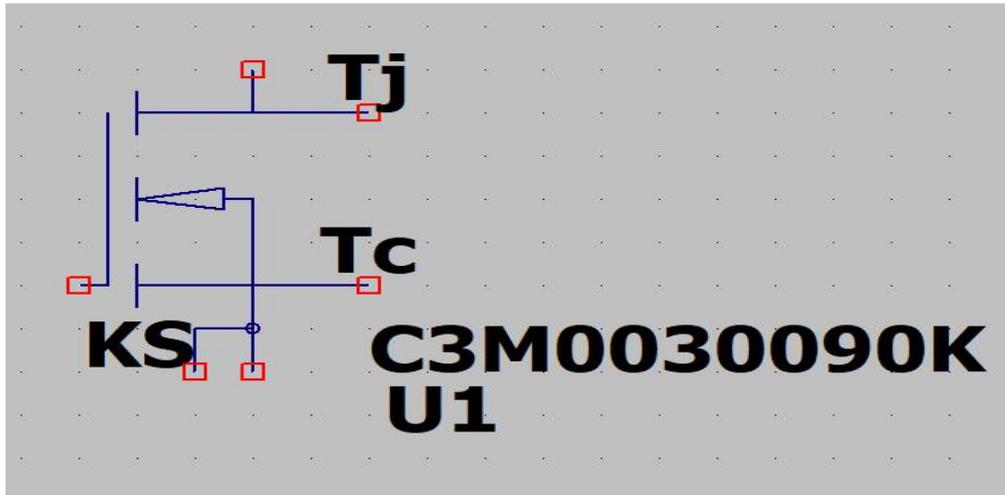


FIGURA 62: RECTIFICACIÓN DEL SECUNDARIO.

Se han realizado las pruebas con el mismo circuito tanto con MOSFETs con semiconductores de banda ancha prohibida (SiC y GaN), como con un MOSFET con un semiconductor de Si tradicional. En este caso, se ha seleccionado el MOSFET **STW11NM80**, dado que soporta una tensión drenador-fuente ( $V_{ds}$ ) máxima de 800 V, que es muy similar a los elegidos.

Para realizar la simulación del circuito con estos MOSFETs, se ha utilizado un modelo SPICE suministrado por los fabricantes, en el que viene incluido las características y los elementos parásitos de estos.

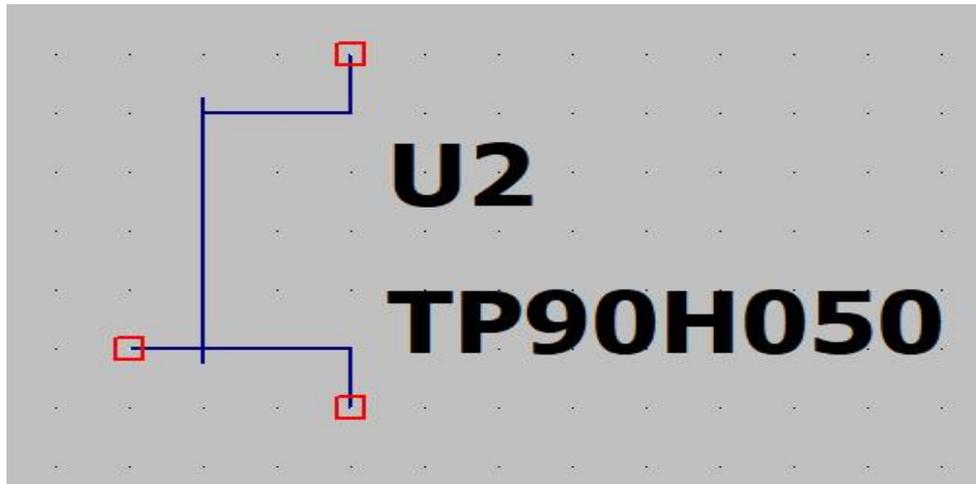
La puerta del MOSFET seleccionado se controla en el circuito mediante unas tensiones entre 0 V y 15 V.



**FIGURA 63: MODELO SPICE DEL MOSFET C3M0030090K DE SiC.**

Como se puede ver en la figura 63, el modelo Spice del del MOSFET C3M0030090K está compuesto por 5 pines:

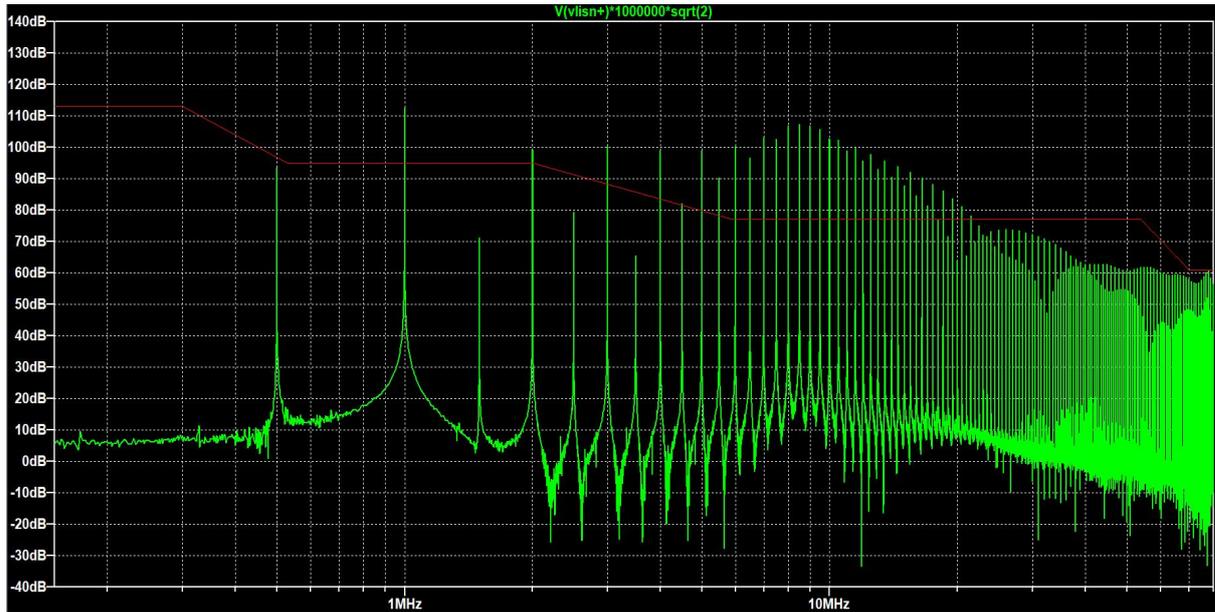
- Puerta (Gate): Pin de entrada del módulo PWM del MOSFET.
- Drenador (Drain): Pin de entrada de la corriente.
- Fuente (Source): Pin de salida de la corriente.
- Tj: Temperatura de unión.
- Tc: Temperatura del encapsulado, se conecta a una fuente de 25 °C.



**FIGURA 64: MODELO SPICE DEL MOSFET TP90H050 DE GAN.**

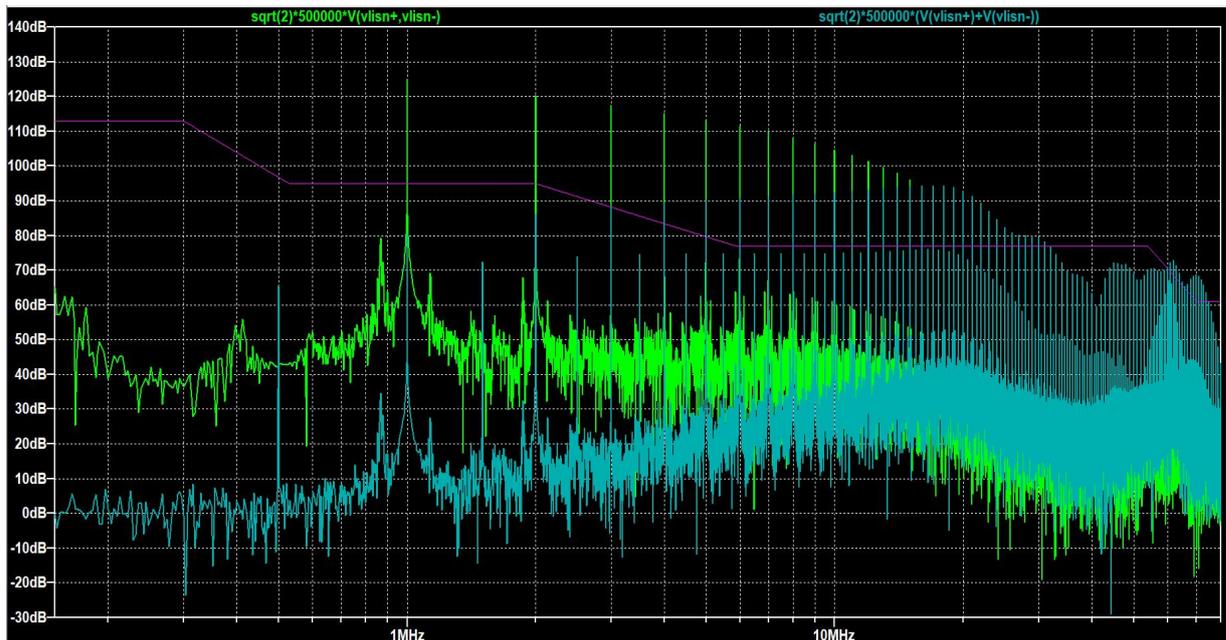
Sin embargo, como se observa en la Figura 34, el modelo Spice del MOSFET TP90H050 está compuesto únicamente por 3 pines, que son la puerta, el drenador y la fuente.

En el lado secundario del convertidor, para que la rectificación sea síncrona, se ha creado un pulso de [0 15] V para el GaN y Si y [-4 15] V para el SiC, que se activan en función de la corriente del secundario. Así, se asegura que los pulsos PWM de los MOSFETs del secundario están en sincronía con el lado primario del convertidor, ya que la corriente del secundario es obtenida por el transformador desde el lado primario.



**FIGURA 65: FFT DE LAS EMISIONES CONDUCCIDAS GENERADAS USANDO UN MOSFET DE SI (STW11NM80).**

Como se puede ver en las Figura 65, los niveles de EMI cumplen los límites en la mayoría de las frecuencias, exceptuando el tramo de 2 MHz a 20 MHz.



**FIGURA 66: FFT DEL COMPONENTE CM (AZUL) Y DM (VERDE) DEL SiC (C3M0030090K).**

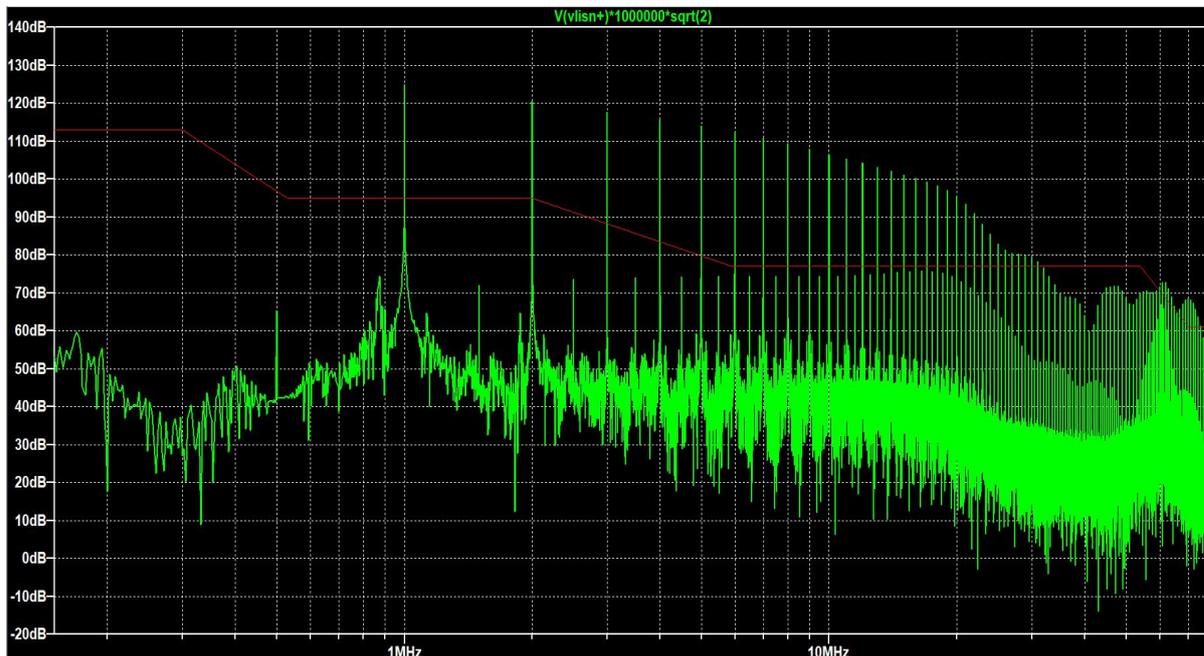


FIGURA 67: FFT DE LAS EMISIONES CONDUCCIDAS GENERADAS USANDO UN MOSFET DE SiC.

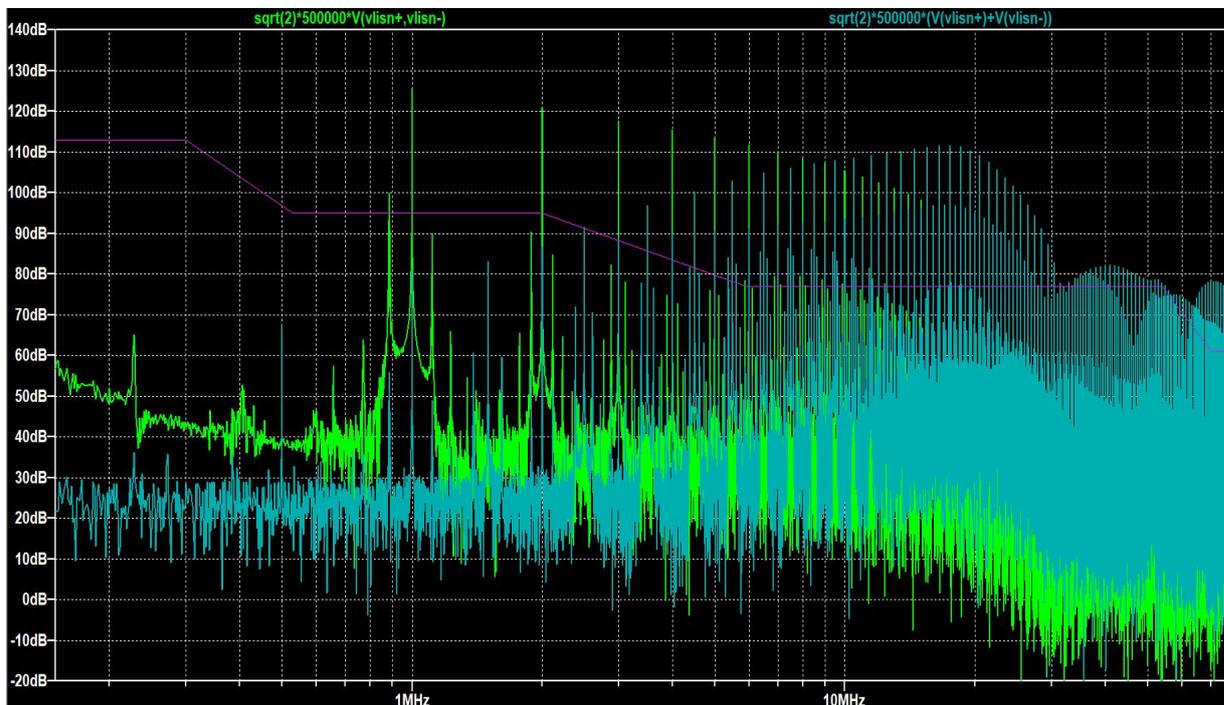
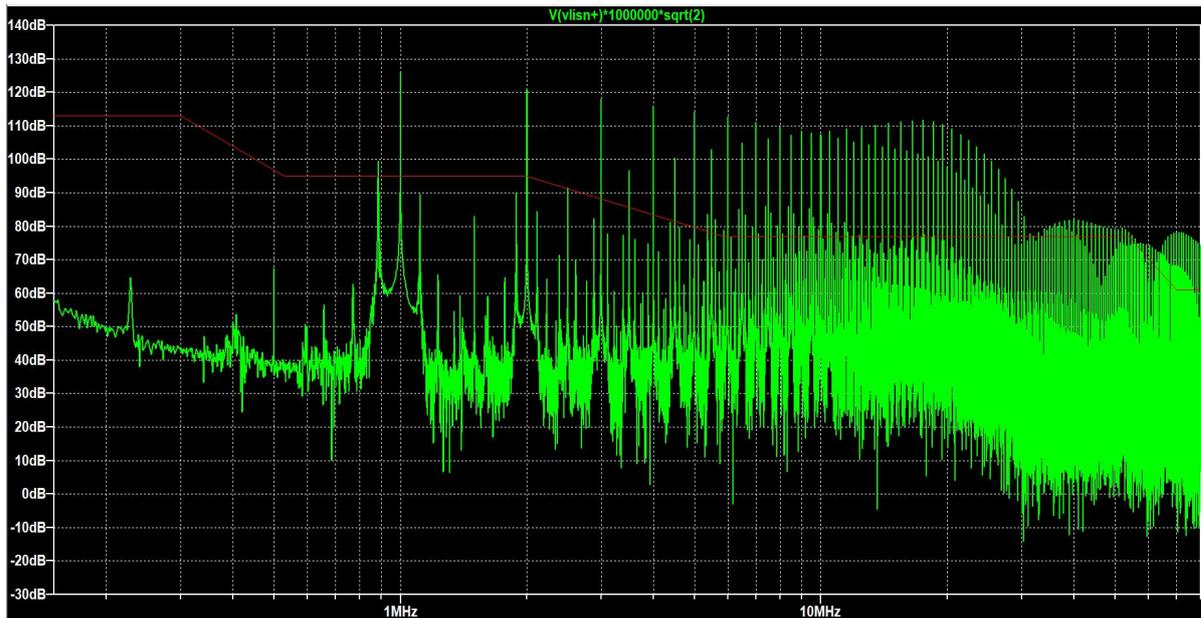


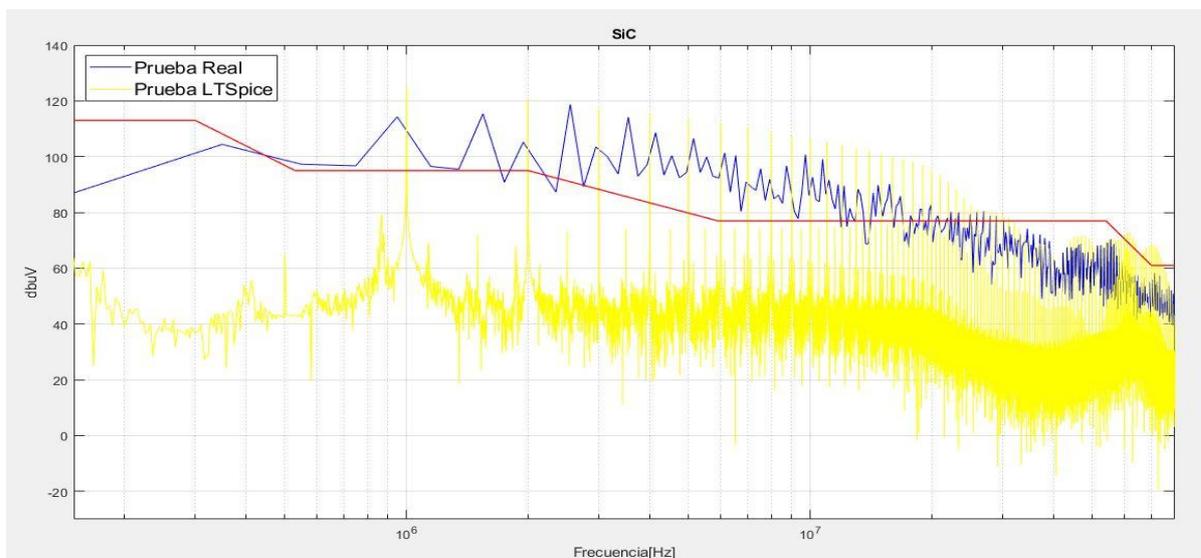
FIGURA 68: FFT DEL COMPONENTE CM (AZUL) Y DM (VERDE) DEL GAN (TP90H050).



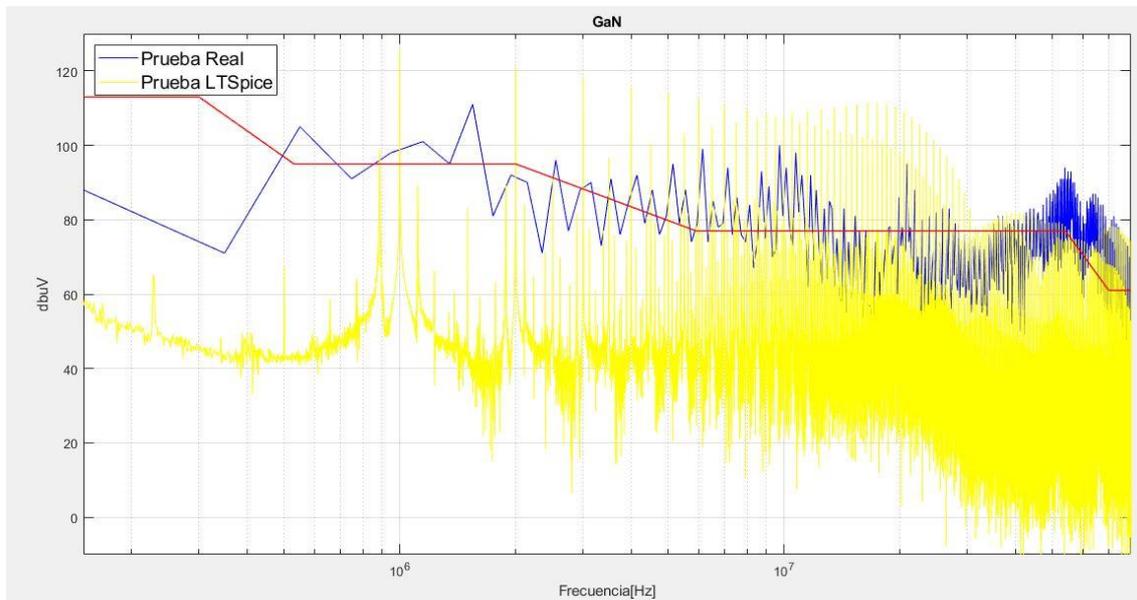
**FIGURA 69: FFT DE LAS EMISIONES CONDUcidas GENERADAS USANDO UN MOSFET DE GAN.**

Por otro lado, como se aprecia en las Figuras 67 y 69, tanto los niveles de EMI de los MOSFETs de SiC como de GaN superan los límites en frecuencias mayores a 2 MHz, siendo además el nivel general mayor que el de Si. Por tanto, se demuestra la importancia de prestar una mayor importancia al diseño del circuito PCB y de los filtros cuando se utilizan semiconductores de banda ancha prohibida, a diferencia del tradicional de Silicio.

Para poder comparar los resultados que se han obtenido en las pruebas realizadas en el laboratorio sobre el convertidor real y mediante simulaciones, se ha creado un Script en Matlab. En este Script se muestran conjuntamente ambos resultados, así como el límite definido en la normativa.



**FIGURA 70: COMPARACIÓN DE LOS DATOS OBTENIDOS EN LAS PRUEBAS Y EN SIMULACIÓN DE SiC (LISN+, 500 kHz, DISIPADOR A TIERRA Y 1 kW A LA SALIDA).**



**FIGURA 71: COMPARACIÓN DE LOS DATOS OBTENIDOS EN LAS PRUEBAS Y EN SIMULACIÓN DE GAN (LISN+, 500 kHz, DISIPADOR A TIERRA Y 1 kW A LA SALIDA).**

Dado que los componentes parásitos de los elementos pasivos se han obtenido de manera teórica y no se han podido medir mediante un analizador de impedancias, al encontrarse éste estropeado, la modelización del circuito no es del todo exacta, por lo que los resultados simulados tienen cierta variación de los medidos físicamente. Aun así, los resultados obtenidos son los suficientemente similares como para asumir que la modelización ha sido correcta.

## 10. DISEÑO DEL FILTRO

Para atenuar las interferencias electromagnéticas con el fin de cumplir con la normativa aplicable, se ha diseñado un filtro que se ha puesto a la entrada del circuito y analizado su efecto en simulación.

Este filtro consiste en un choque de modo común de 1 mH (compuesto mediante dos bobinas de 1 mH acopladas entre sí) con unos condensadores de 2200 pF a tierra para poder atenuar el componente de Modo Común (CM), así como unas bobinas de 1  $\mu$ H para atenuar el componente DM.

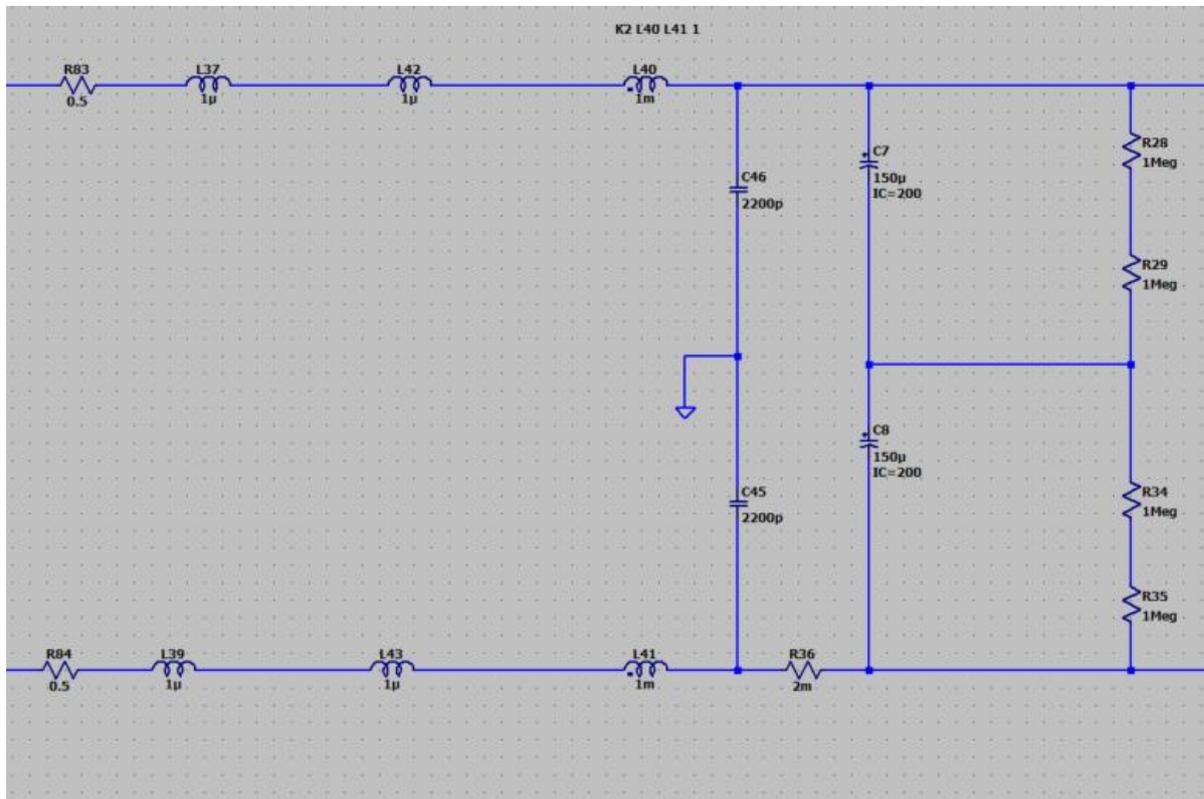
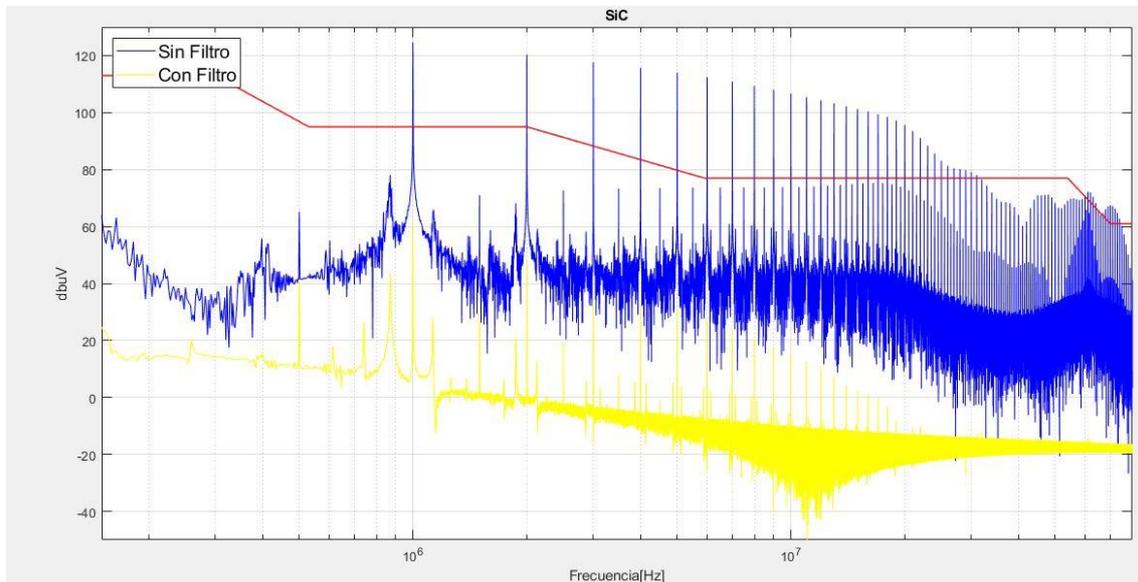
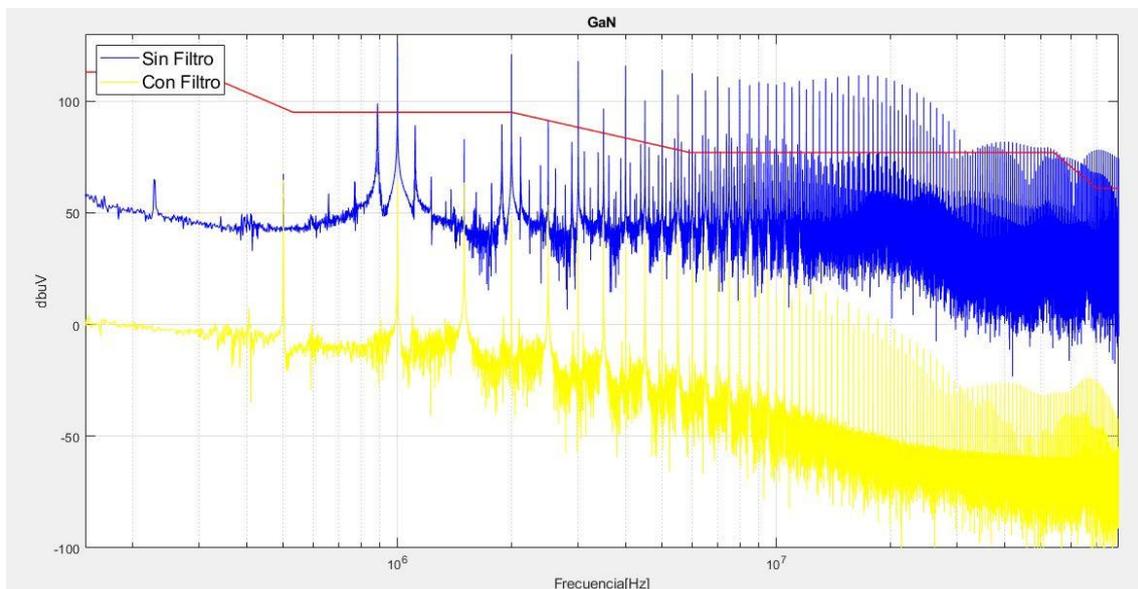


FIGURA 72: FILTRO DISEÑADO.

Para comparar los resultados obtenidos en el circuito simulado antes de añadir el filtro y después de añadirlo, también se ha creado un Script en Matlab, lográndose los siguientes resultados.



**FIGURA 73: COMPARACIÓN DE LAS EMISIONES CONDUcidas DEL SiC SIN FILTRO Y CON FILTRO.**



**FIGURA 74: COMPARACIÓN DE LAS EMISIONES CONDUcidas DEL GaN SIN FILTRO Y CON FILTRO.**

En las Figuras 73 y 74 se puede apreciar cómo se ha conseguido bajar los niveles de interferencias electromagnéticas hasta cumplir perfectamente con la normativa.

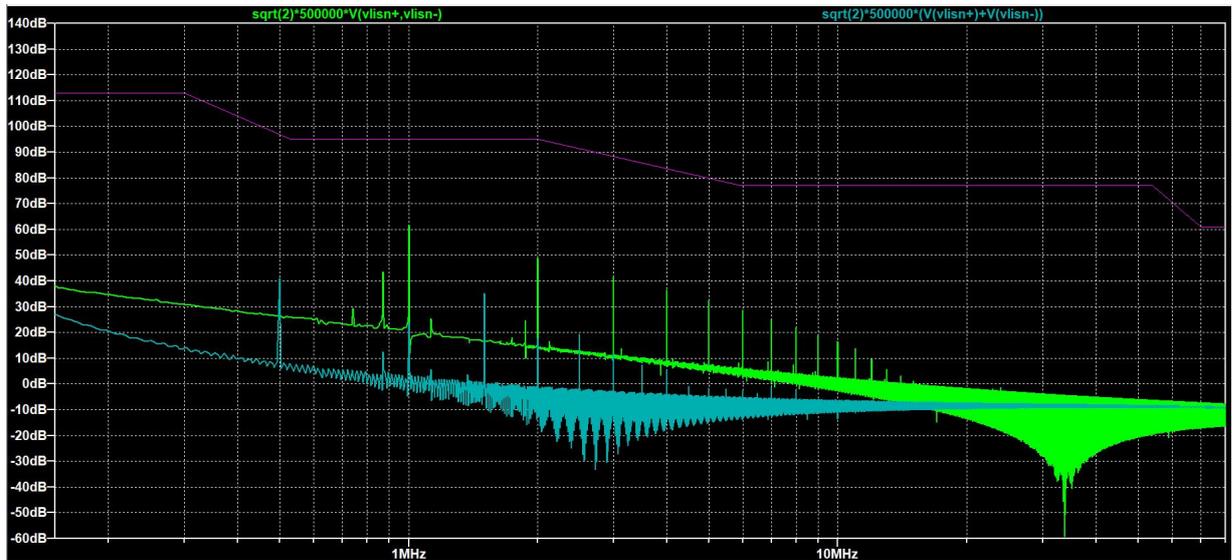


FIGURA 75: FFT DEL COMPONENTE CM (AZUL) Y DM (VERDE) DEL SIC TRAS EL FILTRADO.

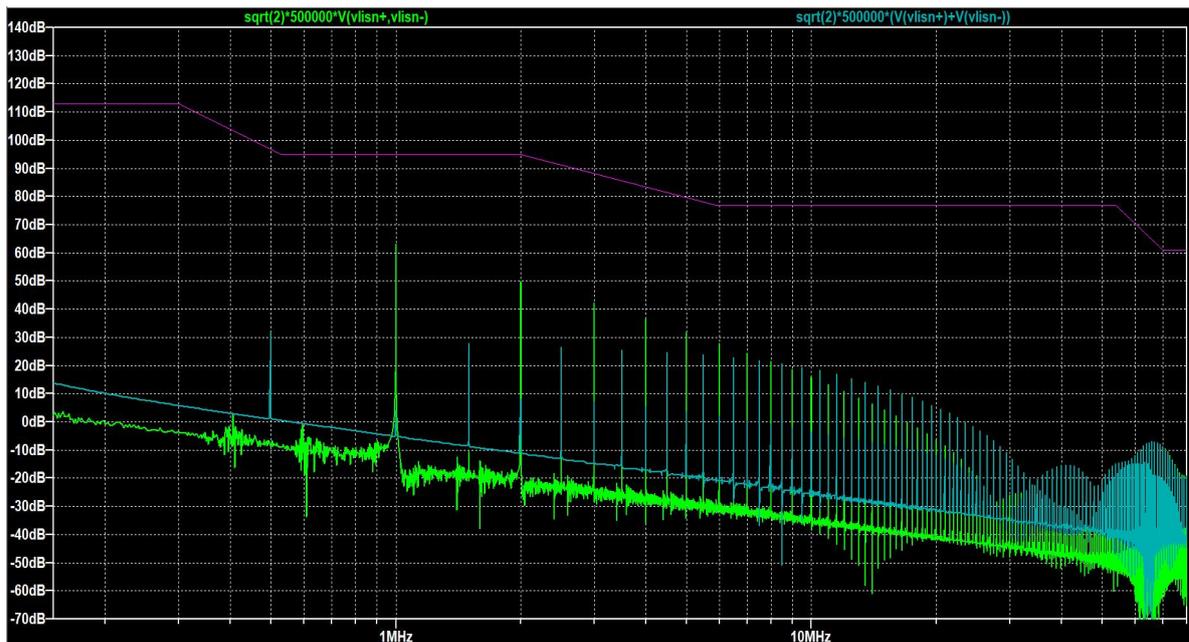


FIGURA 76: FFT DEL COMPONENTE CM (AZUL) Y DM (VERDE) DEL GAN TRAS EL FILTRADO.

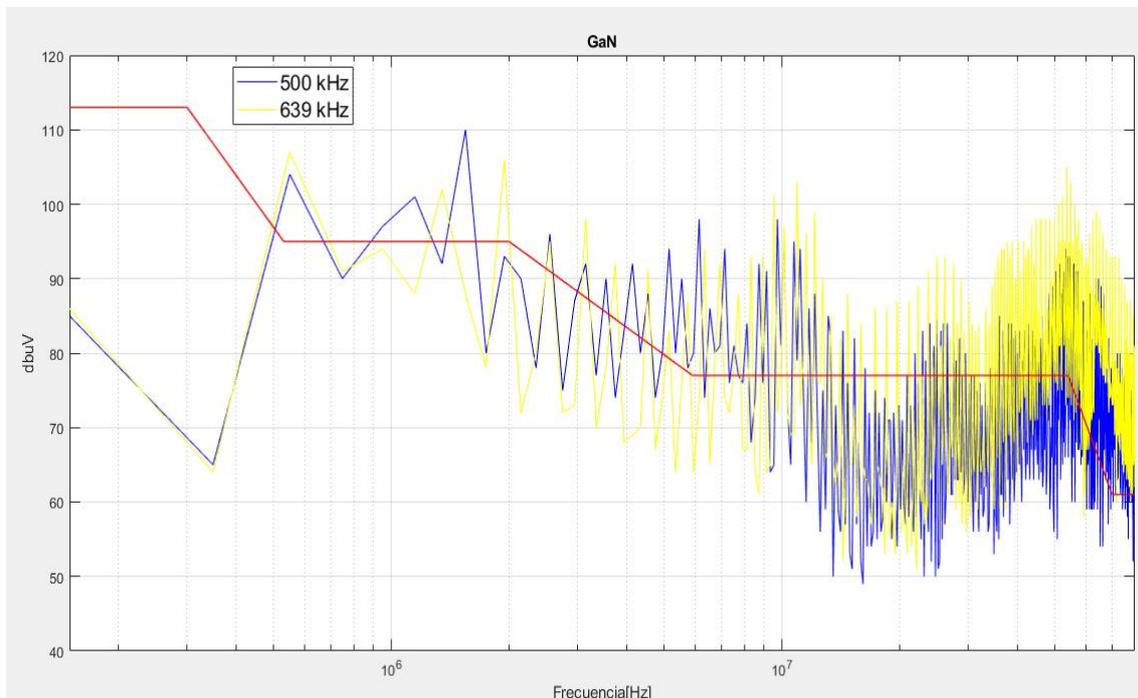
Comparando las Figuras 66 y 68 con las Figuras 76 y 77, se puede observar cómo se ha conseguido reducir notablemente tanto el componente CM como el DM, cumpliendo holgadamente la normativa.

## 11. INLUENCIA DE LOS PARÁMETROS EN LAS EMISIONES CONDUcidas.

Tras realizar todas las pruebas, tanto en el laboratorio con el convertidor de potencia real, como las pruebas simuladas modificando parámetros para ver su influencia, se han observado que hay elementos que tienen mayor influencia que otros en las emisiones conducidas.

En cuanto a las pruebas realizadas en el laboratorio en el convertidor:

- En cuanto a la ubicación de la tierra: los resultados con la tierra conectada al disipador son muy similares a los obtenidos conectada a Vin- y con la tierra flotante.
- La potencia de salida tampoco ha tenido mucha influencia: A 3kW, los resultados son muy parecidos a 1kW, por lo tanto las emisiones conducidas en este convertidor resonante con conmutaciones suaves son prácticamente independientes de la carga conectada a la salida.
- Lo que sí ha afectado es la frecuencia de conmutación: Se ha podido comprobar cómo a 639kHz, el ruido es superior al obtenido a 500kHz, (como se aprecia en la Figura 77) ya que al ser 500kHz la frecuencia de resonancia, las formas de onda de corriente son más cercanas a una señal sinusoidal.



**FIGURA 77: COMPARACIÓN DE EL RUIDO OBTENIDO A 639 kHz Y 500 kHz.**

- Las emisiones conducidas a partir de 30MHz se ha visto que son inferiores en SiC, debido a que su velocidad de conmutación es inferior, tal como se esperaba.

Por otro lado, las pruebas realizadas mediante simulación han dado los siguientes resultados:

- Cuanto mayor es la capacidad entre el drenador de los MOSFETs y el disipador, mayores son las interferencias medidas en la LISN.
- El modo diferencial es superior a frecuencias bajas, mientras que a frecuencias altas es superior el modo común debido a la influencia de las capacidades parásitas a tierra.
- Los elementos parásitos de los componentes del primario influyen fundamentalmente en las frecuencias bajas (<1 MHz), siendo las interferencias más pequeñas cuanto más ideales son los componentes. Se ha visto que los elementos parásitos de los componentes del secundario no tienen apenas repercusión.
- No se ha podido determinar las capacidades parásitas del transformador, pero se ha visto en simulación que añadir unos 5 pF entre devanados aumenta aproximadamente 10 dBs las interferencias medidas.
- Cuanto mayor es la resistencia e inductancia de las pistas de los puentes del primario y secundario, mayor es el ruido a partir de 30MHz. Esto es así debido a que sus valores son pequeños y al espectro debido a los flancos durante las conmutaciones.
- Se ha visto que los valores de R61 y C3 apenas hacen variar el ruido en un par de dBs, fundamentalmente entre las frecuencias de 12 y 24 MHz.

## 12. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Como conclusiones del TFM, cabe destacar que se ha llevado a cabo una metodología mediante modelado y simulación capaz de predecir suficientemente bien las emisiones conducidas en un convertidor de potencia, a falta de realizar pequeños ajustes, que se van a comentar posteriormente.

También se ha conseguido diseñar un filtro que atenúa las interferencias electromagnéticas muy por debajo de las normativas, como se puede apreciar en las Figuras del punto anterior.

Los ajustes por realizar tienen que ver con la modelización del circuito. Dado que el analizador de impedancias ha estado estropeado, no se ha podido medir los elementos parásitos de los elementos pasivos, por lo que la modelización del circuito no es del todo exacta. Eso hace que los resultados medidos y simulados no sean del todo exactos.

Aun así, los resultados obtenidos son suficientemente parecidos como para asumir que la modelización ha sido correcta. Además, los resultados simulados tienen un nivel de emisiones conducidas mayor que el real, por lo tanto, con el filtro diseñado se asegura que no incumplan la normativa.

La medición de los parásitos mediante el analizador de impedancias para poder modelizar correctamente el circuito y la medición de las interferencias radiadas podrían entrar dentro de trabajos futuros. Otro futuro trabajo, es el de añadir el filtro diseñado al circuito real para realizar pruebas y poder validarlo.

## 13. REFERENCIAS

- [1] International Electrotechnical Vocabulary IEV 161-01-07.
- [2] International Electrotechnical Vocabulary IEV 161-01-06.
- [3] J. Y. Yong, V. K. Ramachandaramurthy, K. M. Tan, N. Mithulananthan, <<A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects,>> RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY REVIEWS, vol. 49, pp. 365–385, SEPT 2015.
- [4] H. Wang, A. Hasanzadeh, A. Khaligh, <<Transportation Electrification: Conductive charging of electrified vehicles,>> IEEE ELECTRIFICATION MAGAZINE, vol. 1, no. 2, pp. 46-58, DEC. 2013.
- [5] K. Fahem, D. E. Chariag y L. Sibita, «On-Board Bidirectional Battery Chargers Topologies for Plug-In Electric Vehicles» de INTERNATIONAL CONFERENCE ON GREEN ENERGY CONVERSION SYSTEMS (GECS), OCTOBER 2017.
- [6] D. G. TIDM-02002, <<Bidirectional CLLC Resonant Dual Active Bridge (DAB) Reference Design for HEV/EV Onboard Charger>> TIDUEG2C, March 2019 - Revised March 2020.
- [7] J. H. Jung, M. H. Ryu, J. W. Baek, <<Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High\_Frequency isolation of DC Distribution Systems>> IEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, nº 4, APRIL 2013.
- [8] H. de Groot, E. Janssen, R. Pagano, Kees Schetters <<Design of 1 MHz LLC Resonant Converter Based in a DSP-Driven SOI Half-Bridge Power MOS Module.>> IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 22, NO. 6, NOVEMBER 2007.
- [9] R. Ahmed, R. Todd, A. J. Forsyth, <<Predicting SiC MOSFET behaviour under Hard-Switching, Soft-Switching, and False Turn-On Conditions.>> EEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 11, NOVEMBER 2017.
- [10] C. Liu, «Analysis, Design and Control of DC-DC Resonant Converter for On\_Board Bidirectional Battery Charger in Electric Vehicles» Thesis, The University of Sheffield.
- [11] A. G. Méndez <<Estudio comparativo de un convertidor CC-CC en puente completo con dispositivos semiconductores basados en silicio y nitruro de galio>> TFG, Universidad Politécnica de Madrid, Julio de 2016.
- [12] J. R. H. Ramakrishnan, «Power Topology Considerations fot Electric Vehicle Charging Stations» Texas Instruments application report.
- [13] K. H. Liu, F. C. Lee <<Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC converters>>. 1986 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.

- [14] T. Instruments <<Designing a LLC Resonant Half-Bridge Power Converter>>2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1900, Topic 3 TI Literature Number: SLUP263.
- [15] D. G. TIDM-02002, <<Bidirectional CLLC Resonant Dual Active Bridge (DAB) Reference Design for HEV/EV Onboard Charger>> TIDUEG2C, March 2019.
- [16] K.-H. LIU y F. C. Y. LEE, <<Zero Voltage Switching technique in DC/DC Converters>> IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 5, nº 3, JULY 1990.
- [17] M. Ivankovic, J. M. Hancock <<LLC calculator, FHA análisis base don a vector algorithm>> Infineon, V 1.0, 2017-08-25
- [18] J. R. H. Ramakrishnan, <<Power Topology Considerations fot Electric Vehicle Charging Stations>> Texas Instruments application report.
- [19] D. Fu, Y. Liu, F. I. Fred C. Lee y S. M. I. Ming Xu, <<A Novel Driving Scheme for Synchronous Rectifiers in LLC Resonant Converters>> IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 24, nº 5, MAY 2009.
- [20] Wolfspeed <<Gate Drives and Gate Driving with SiC MOSFETs>>
- [21] X. Huang, Z. Liu, Q. Li y F. C. Lee, «Evaluation and Application of 600V GaN HEMT in Cascode Structure» Twenty-Eight Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013.
- [22] F. Recht, Z. Huang, Y. Wu <<Characteristics of Transphorm GaN Power Switches>> Application Note AN-0002.
- [23] A. D. Brovont, A. N. Lemmon, <<Common-Mode/Differential-Mode Interactions in Asymmetric Converter Structures>>
- [24] B. Sun, R. Burgos, D. Boroyevich <<Common-Mode EMI unterminated behavioral model of Wide-Bandgap-Based power converters operating at high switching frequency>> IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, 2018.
- [25] Murata <<Differential and Common Mode Noise>> nº TEA04EA-1.
- [26] A. N. Lemmon, A. D. Brovont, C. New, B. W. Nelson, B. T. DeBoi <<Modeling and Validation of Common-Mode emissions in Wide-Bandgap-Based converter structures>> IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2019.
- [27] M. Tian, Y. Hao, K. Wang, Y. xuan, L. Huang, J.Sun, X. Yang <<EMI modeling and experiment of a GaN based LLC Hlaf-Bridge converter>> 9th INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTROICS-ECCE ASIA JUNE 2015.
- [28] Y.Yang, F. C. Lee, Q. Li, J. de la Ree, V. Centeno, S. C. Southward <<EMI noise reduction techniques for high frequency Power Converters>> Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, April 2018.
- [29] Agilent Technologies: “AN150 Spectrum Analysis Basics”.

- [30] T. Duerbaum <<First Harmonic Approximation including design constraints>> Telecommunications Energy Conference, INTELEC. Pages 321-328, 1998.
- [31] S. D. Simone, C. S. C. Adragna y G. Gattavari, «Design-Oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA» de International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Agrate Brianza (MI), Italy, SPEEDAM 2006.
- [32] Q. Chen, F. Ye, W. Chen, <<Prediction of Conducted EMI on Switched Mode Power Supply Based on Full-circuit Simulation>> IEEE 2<sup>nd</sup> International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2015.
- [33] J. Sun, W. Chen, X. Yang, <<EMI Prediction and Filter Design for MHz GaN Based LLC Half-Bridge LLC Half-Bridge Converter>> IEEE 8<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE), 2016.
- [34] T. Instruments <<Understanding and optimizing Electromagnetic Compatibility in Switchmode Power Supplies>> TEXAS INSTRUMENTS POWER SUPPLY DESIGN SEMINAR, SEM1500, Topic 1.
- [35] T. Instruments <<Diseño de referencia de puente activo dual (DAB) resonante CLLC bidireccional para cargador de a bordo HEV/EV>>
- [36] R. O. De Alessandro, M. D. Vélez Ibarra <<Design of a Current Measurement System in a Plasma Thruster with Rogowski Coil>> IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, VOL. 11, NO. 1, FEB. 2013
- [37] J. Liu, Y. Wang, D. Jiang, Q. Cao <<Fast Prediction for Conducted EMI in Flyback Converters>> IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE on COMPUTATIONAL ELECTROMAGNETICS, 2015.
- [38] A. D. Brovont, A. N. Lemmon <<Common-Mode/Differential-Mode Interactions in Asymmetric Converter Structures>> IEEE ELECTRONIC SHIP TECHNOLOGIES SYMPOSIUM(ESTS), 2017.
- [39] [Ref] I. Peña, A. Llop, K. Mendibil <<Impacto del uso de semiconductores de banda ancha prohibida en convertidores de potencia aplicados a la movilidad eléctrica>>

## 14. ANEXOS

### ANEXO I: Diseño del convertidor mediante la herramienta Altium Designer.

Se ha utilizado la herramienta de Altium Designer para la comprensión y evaluación de tanto la parte de los esquemáticos como de la PCB del proyecto de convertidor de potencia, así como de las tarjetas de drivers unidas al mismo.

La etapa de control se divide en tres partes: aislamiento de las señales PWM, las fuentes de alimentación y circuitos de medida. Todos estos circuitos sirven como acondicionamiento de la etapa de potencia.

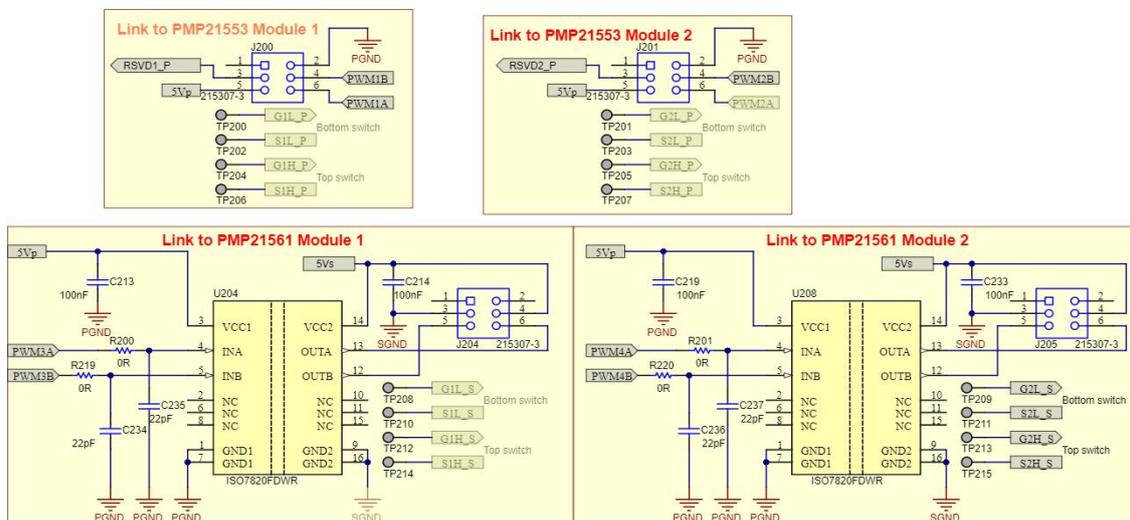


FIGURA 78: CONEXIÓN CON LAS TARJETAS DE DRIVERS AUXILIARES.

Las señales PWM provienen de los drivers exteriores (que se explicarán más tarde) y mediante los circuitos de la Figura 78, se acondicionan para entrar en la etapa de potencia. Cada una de las tarjetas cuenta con aislamiento de tensión de alimentación y de las señales de control del puente de conmutación.

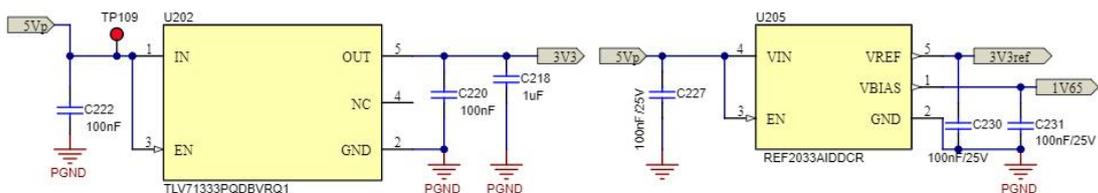


FIGURA 79: FUENTES DE ALIMENTACIÓN.

Como se puede ver en la Figura 79, a partir de una tensión de entrada de 5 V se genera una tensión de 3.3 V mediante el integrador U202. También se utiliza el convertidor push-pull

integrado U205 para conseguir dos tensiones diferentes a partir de la tensión de 5 V: 3.3 V y 1.65 V. Estas tensiones se utilizan tanto en los convertidores ADCs como en los amplificadores operacionales.

Estos son los elementos de medida que dispone el convertidor:

- Tensión de bus ( $V_{BUS}$ ).
- Tensión de batería ( $V_{BAT}$ ).
- Corriente del bus ( $I_{BUS}$ ).
- Corriente de la batería ( $I_{BAT}$ ).
- Corriente del puente de conmutación del bus ( $I_{TANK}$ ).
- Corriente de transformador de circuito resonante del lado primario ( $I_{TR1}$ ).
- Corriente de transformador de circuito resonante del lado secundario ( $I_{TR2}$ ).

Se les realiza una medida específica a estos elementos, ya que son los elementos necesarios para realizar el lazo de control.

### TENSIÓN DE BUS ( $V_{BUS}$ )

Este elemento trabaja como un divisor de tensión. La tensión pasa a través de un divisor resistivo, que tiene la capacidad de realizar un filtrado pasa bajo de la señal de entrada.

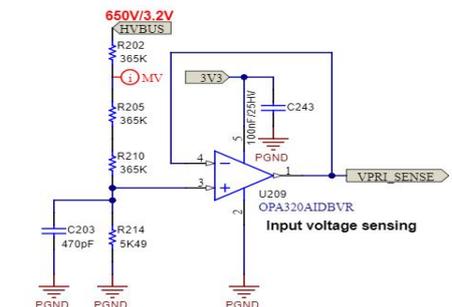


FIGURA 80: MEDIDA DE TENSIÓN DEL BUS.

Como se ve en la Figura 80, el divisor está compuesto por tres resistencias de 365 K $\Omega$ . Por lo tanto, sabiendo que la tensión máxima de entrada del bus es de 600 V, y que por lo tanto en cada una de las resistencias caerá un máximo de 200 V, la potencia que debe disipar cada una de ellas es la siguiente:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{200^2}{365\,000} = 0.1\text{ W} \quad (2)$$

La relación de conversión del divisor es el siguiente:

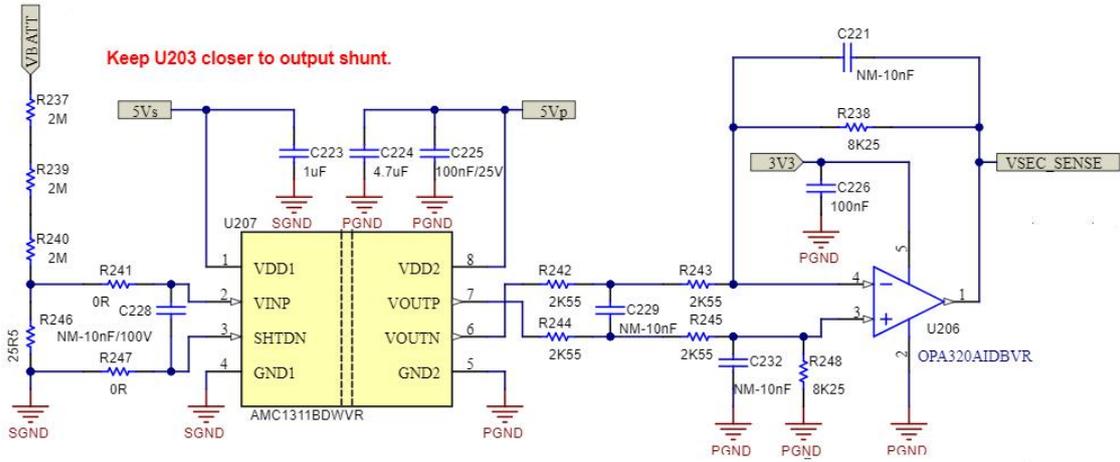
$$\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} = \frac{5490}{365000+365000+365000+5490} = \frac{1}{200,49} \quad (3)$$

A la salida de este divisor de tensión se realiza la medición de la tensión del bus. La alimentación del amplificador diferencial se realiza con una tensión de 3.3 V. Su modo de configuración es la de Buffer, por lo que la ganancia se mantiene.

El filtrado pasa bajo se realiza mediante un condensador de 470 pF, por lo que su frecuencia de corte es la siguiente:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 * \pi * 5490 * 470 * 10^{-12}} = 61000 \text{ Hz} = 61 \text{ kHz} \quad (4)$$

### Tensión de batería (VBAT)



**FIGURA 81: MEDIDA DE LA TENSIÓN DE BATERÍA.**

La medida de la tensión de la batería también se realiza mediante un divisor resistivo, pero en este caso, está aislado del amplificador. Esto se debe a que la tarjeta de control se halla referida al primario y por lo tanto se necesita un aislamiento galvánico entre el lado primario y secundario.

En este caso, las resistencias del divisor son de 2 MΩ. Esto se debe a que es necesario que se disipe una potencia menor a la del lado primario, para evitar pérdidas. Por lo tanto, igual que en el medidor de bus, en cada resistencia caerá como máximo un tercio de la tensión máxima (dado que son 3 resistencias del mismo valor). La potencia máxima que deben disipar cada una de ellas es la siguiente:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{150^2}{2\,000\,000} = 0.011 \text{ W} \quad (5)$$

La relación de conversión del divisor es la siguiente:

$$\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} = \frac{2550}{2\,000\,000 + 2\,000\,000 + 2\,000\,000 + 2550} = \frac{1}{236.2} \quad (6)$$

En este caso, la ganancia del amplificador operacional no es unitario, sino que tiene el siguiente valor:

$$G = \frac{8250}{2550 + 2550} = 1.61 \quad (7)$$

Por lo tanto, la ganancia total del sistema se obtiene de la siguiente manera:

$$\frac{V_{IN}}{V_{SEC\_SENSE}} = \frac{1.61}{236.2} = \frac{1}{146.71} \quad (8)$$

El filtrado se realiza a través de la resistencia de 10 nF y su frecuencia de corte es la siguiente:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 * \pi * 8250 * 10 * 10^{-9}} = 1929.15 \text{ Hz} = 1.93 \text{ kHz} \quad (9)$$

### CORRIENTE DE BUS (IBUS)

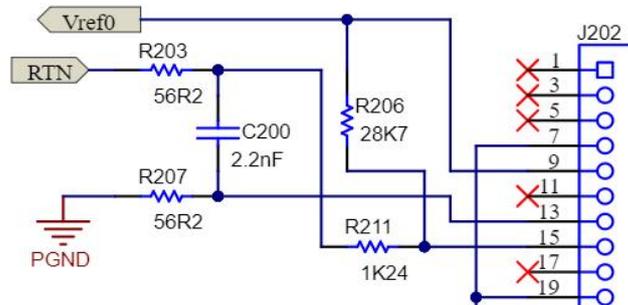
La medida de la corriente del bus se realiza mediante unas resistencias Shunts, como se ha explicado en el apartado de la etapa de potencia. El valor de las 5 resistencias en paralelo es de 10 mΩ cada una, por lo tanto, su valor equivalente será de 2 mΩ. La potencia máxima del lado primario es de 6.6 W, por lo que la resistencia tendrá que disipar una potencia máxima que se corresponde a la potencia de 6.6 W y la tensión de entrada mínima del bus, que son 400 V.

Por lo tanto, la corriente máxima que pasará por la resistencia equivalente es la siguiente:

$$I_{MAX} = \frac{P_{MAX}}{V_{IN}} = \frac{6600}{400} = 16.5 \text{ A} \quad (10)$$

Además, la potencia máxima que tendrá que disipar es la siguiente:

$$P_{SHUNT} = I_{MAX}^2 * R_{SHUNT} = 0.55 \text{ W} \quad (11)$$



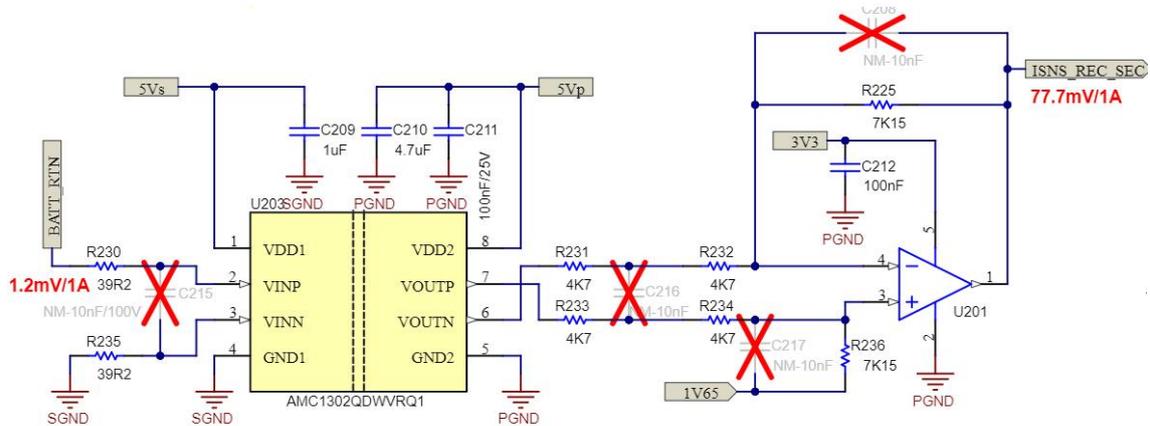
**FIGURA 82: MEDIDA DE CORRIENTE DEL BUS.**

El circuito mostrado en la Figura 82, es la configuración de las entradas necesarias para el rutado de la señal de medida de un amplificador de ganancia programable insertado en la tarjeta de control, al cual se le añade una señal de offset para poder medir corrientes.

### CORRIENTE DE BATERÍA (IBAT)

Como en el caso de la corriente de bus, la corriente de la batería también se realiza a través de 5 resistencias Shunt. En este caso, el valor de las 5 resistencias es de 6 mΩ, por lo que la resistencia equivalente tendrá un valor de 1.2 mΩ. Dado que la potencia de salida depende de otros factores, no se puede calcular la corriente máxima y la potencia disipada por los Shunts.

Sin embargo, sabiendo el valor de la resistencia equivalente, la relación de conversión es de 1.2 mV/A, lo cual servirá para calcular el valor de la ganancia total del sistema.



**FIGURA 83: MEDIDA DE CORRIENTE DE LA BATERÍA.**

Como se puede ver en la Figura 83, la medida de la corriente de batería también se realiza mediante un amplificador, que, como el caso del medidor de la tensión de la batería, requiere de un aislamiento galvánico entre el primario y el secundario. Dado que se trata de un amplificador operacional, este sistema tendrá una ganancia:

$$G = \frac{7150}{4700+4700} = 0.76 \quad (11)$$

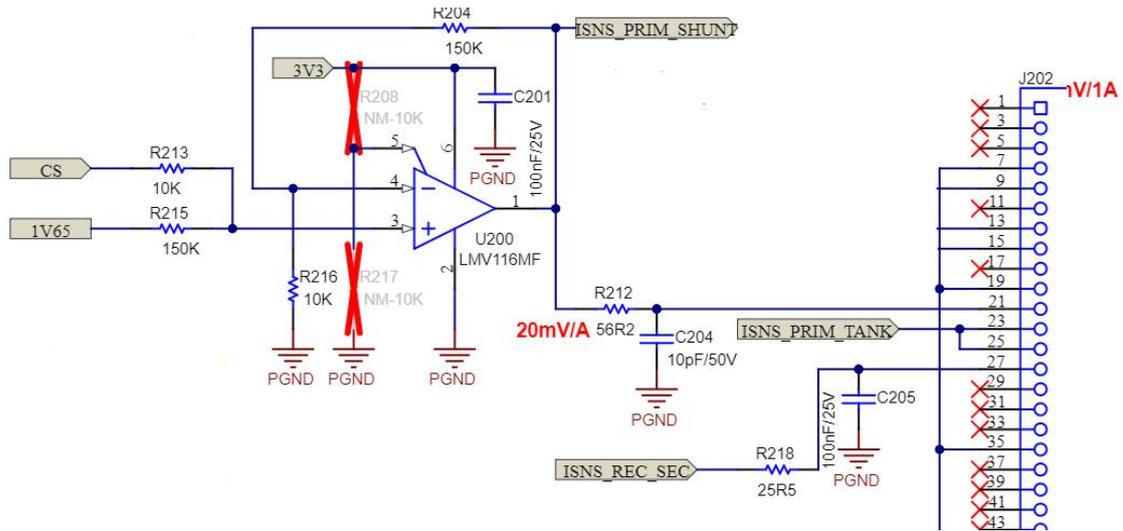
La ganancia total se calcula de la siguiente manera:

$$\frac{I_{IN}}{V_{ISNS\_REC\_SEC}} = 0.0012 * 41^1 * 0.76 = 0.037 \text{ V/A} = 37 \text{ mV/A.} \quad (12)$$

1\* Mirando en el datasheet del amplificador galvánico, se obtiene que su ganancia es de 41.

## CORRIENTE DEL PUENTE DE CONMUTACIÓN DEL BUS PRIMARIO (ITANK)

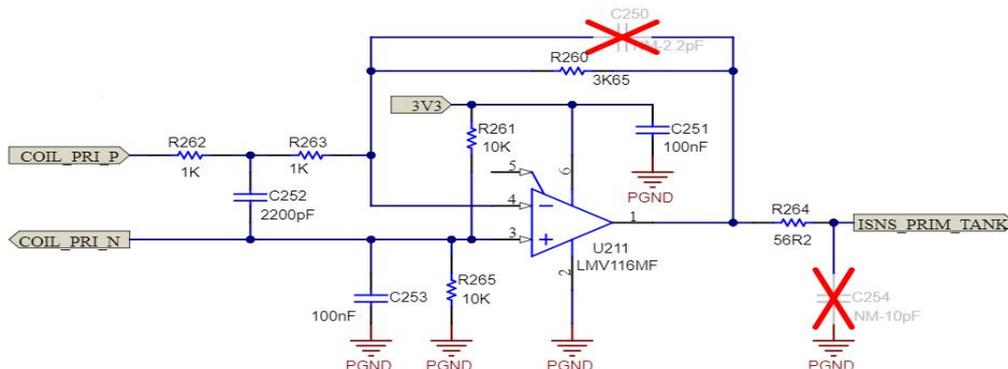
Como en los anteriores casos, la medición de la corriente se realiza a través de resistencias Shunt. En este caso, se utilizan 5 resistencias en paralelo de  $0.01 \Omega = 10 \text{ m}\Omega$ . Por lo tanto, su valor equivalente será de  $0.002 \Omega = 2 \text{ m}\Omega$ . Por lo tanto, su relación de conversión será de  $2 \text{ mV/A}$ .



**FIGURA 84: MEDIDA DE CORRIENTE DEL PUENTE COMPLETO DEL LADO PRIMARIO.**

Como se ve en la Figura 84, la medida de la corriente también se realiza mediante el rutado de la señal de medida de un amplificador insertado en la tarjeta de control. Sin embargo, en este caso, la tensión de medida se conecta a un amplificador operacional diferencial, y se le añade una tensión de offset para poder medir tensiones positivas y negativas.

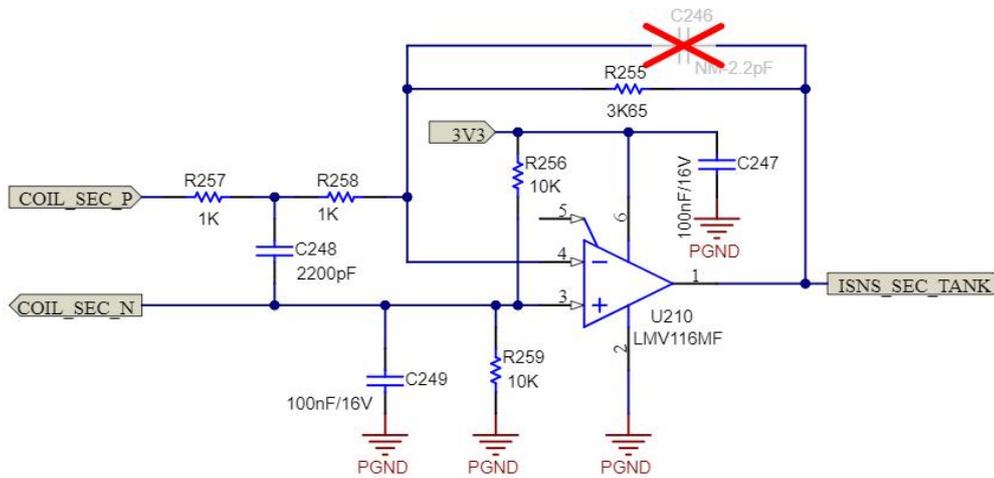
## CORRIENTE DE TRANSFORMADOR DEL TANQUE RESONANTE DEL LADO PRIMARIO (ITR1)



**FIGURA 85: MEDIDA DE LA CORRIENTE DEL TRANSFORMADOR DEL BUS DEL PRIMARIO.**

La medida de corriente del transformador del lado primario se realiza mediante una bobina Rogowski, la cual está conectado al circuito de la Figura 85. El circuito consta de un amplificador operacional y dado que el condensador C250 no se monta, la integración de la señal se realiza a través del condensador de entrada C252 y la resistencia R262, los cuales forman un integrador pasivo.

### CORRIENTE DE TRANSFORMADOR DE CIRCUITO RESONANTE DEL LADO SECUNDARIO (ITR2)



**FIGURA 86: MEDIDA DE LA CORRIENTE DEL TRANSFORMADOR DEL BUS DEL SECUNDARIO.**

En el lado secundario también está conectada una bobina Rogowski, la cual funciona de la misma forma que la del lado primario.

## ANEXO II: Capas de la PCB en Altium Designer y Ansys Electronics.

Para obtener las pistas más importantes de la PCB, se ha diseccionado la PCB en sus 6 capas mediante la herramienta de Altium Designer. Tras esto, para comprobar que la importación de la PCB a Ansys ha sido correcta, también se ha diseccionado en sus 6 capas, y se ha comparado cada una de ellas para ver que eran idénticas.

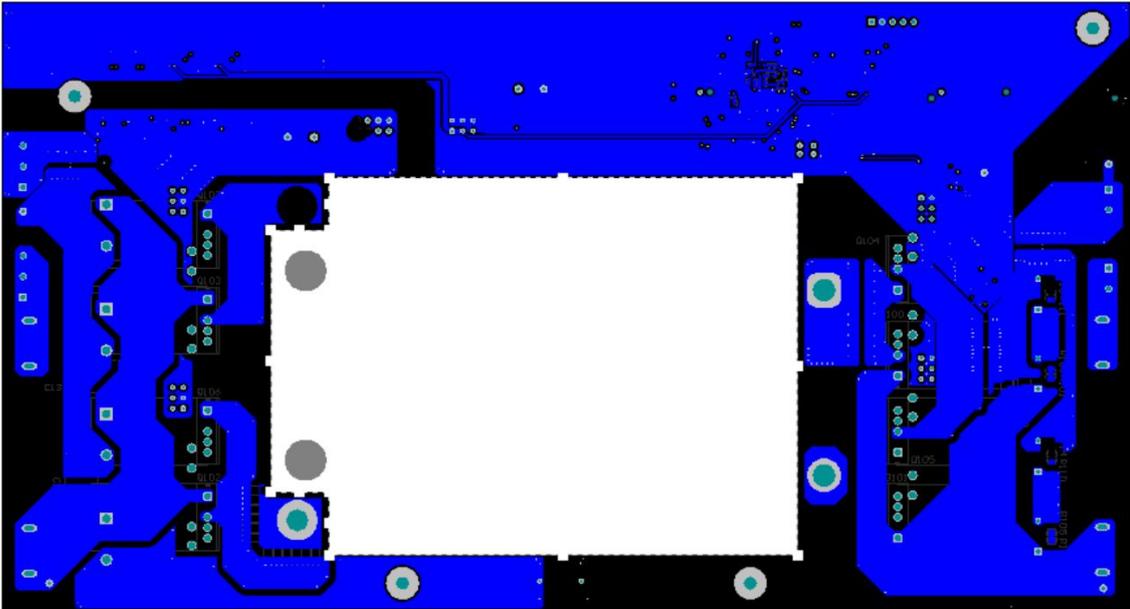


FIGURA 87: CAPA DE ABAJO OBTENIDA EN ALTIIUM.

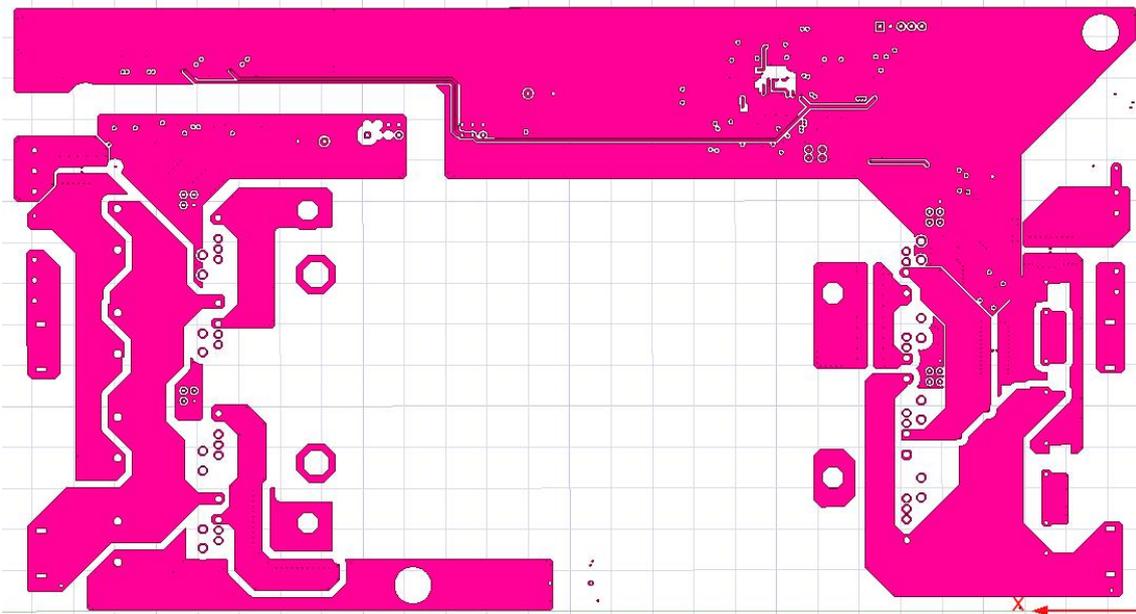


FIGURA 88: CAPA DE ABAJO OBTENIDA EN ANSYS.

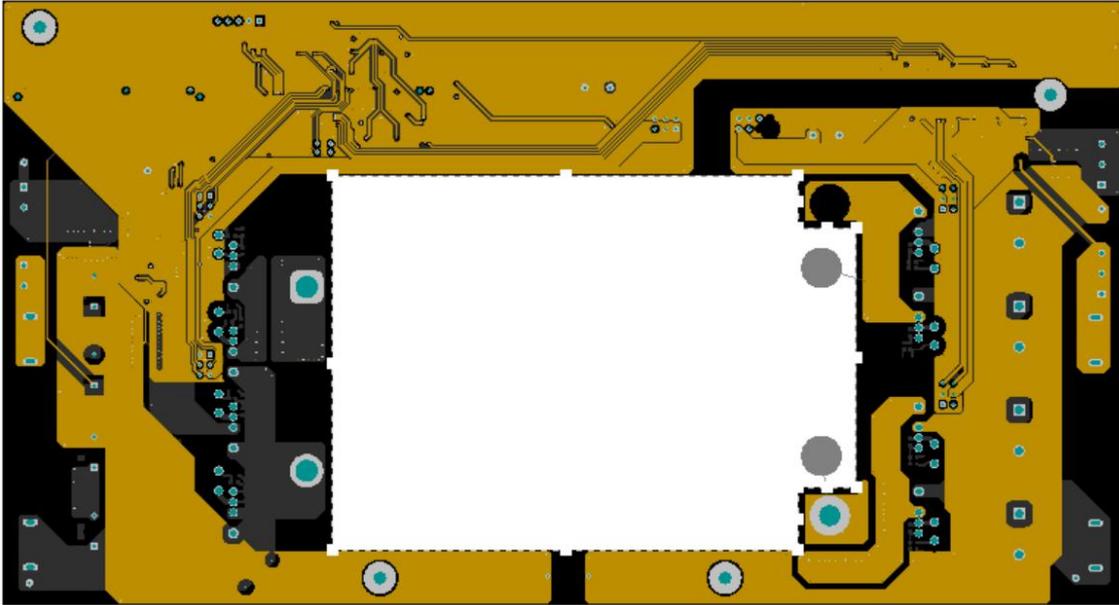


FIGURA 89: CAPA 1 OBTENIDA EN ALTIUM.

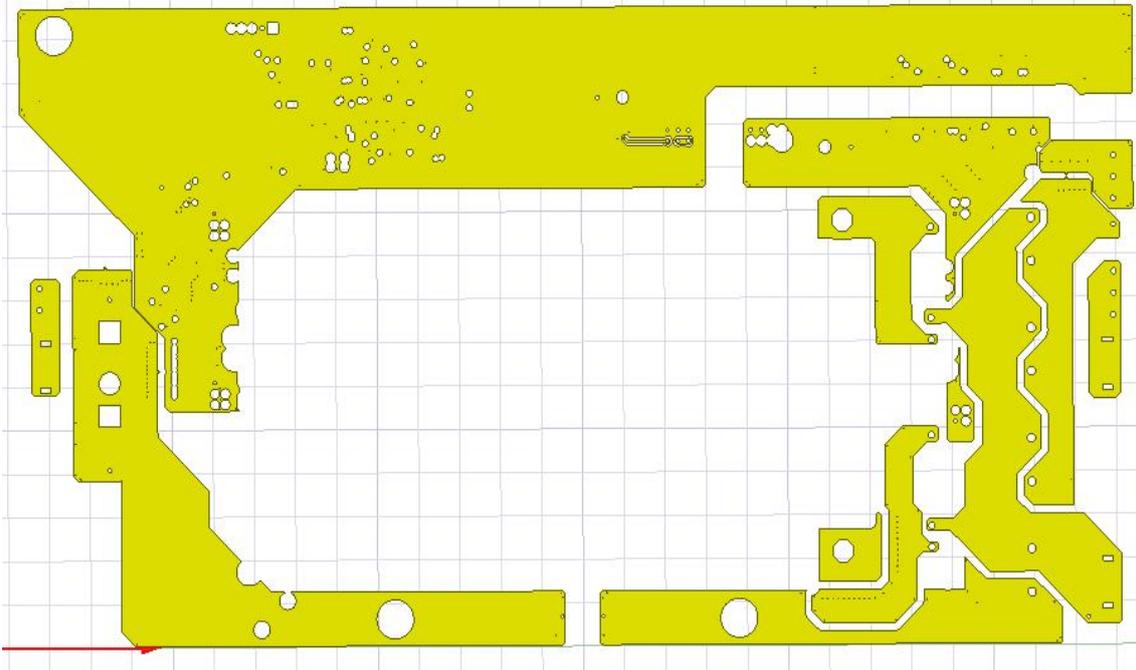


FIGURA 90: CAPA 1 OBTENIDA EN ANSYS.

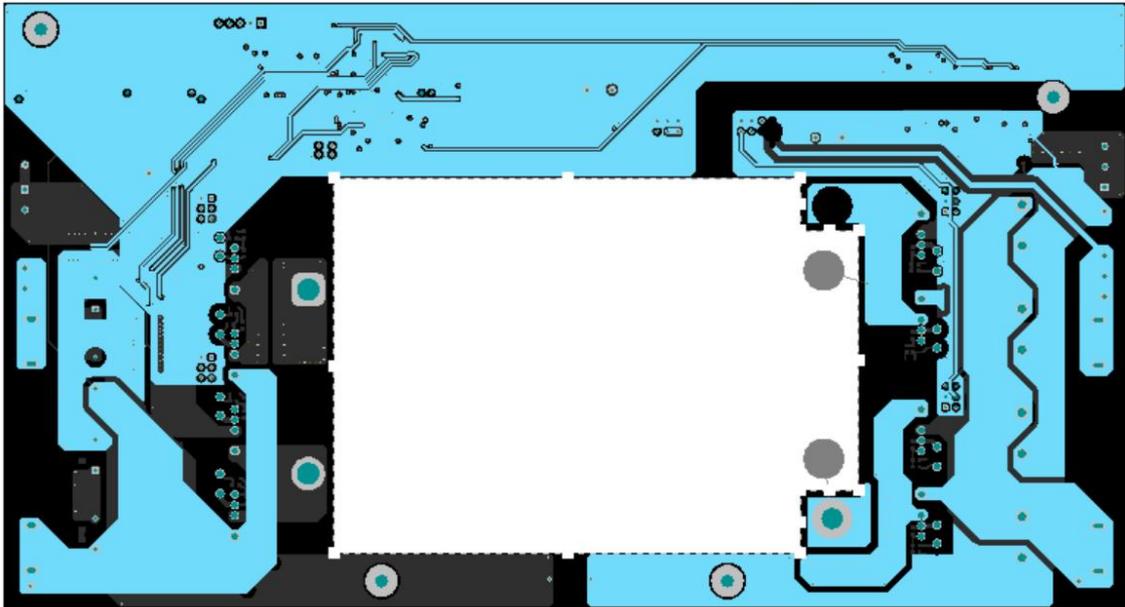


FIGURA 91: CAPA 2 OBTENIDA EN ALTIUM.

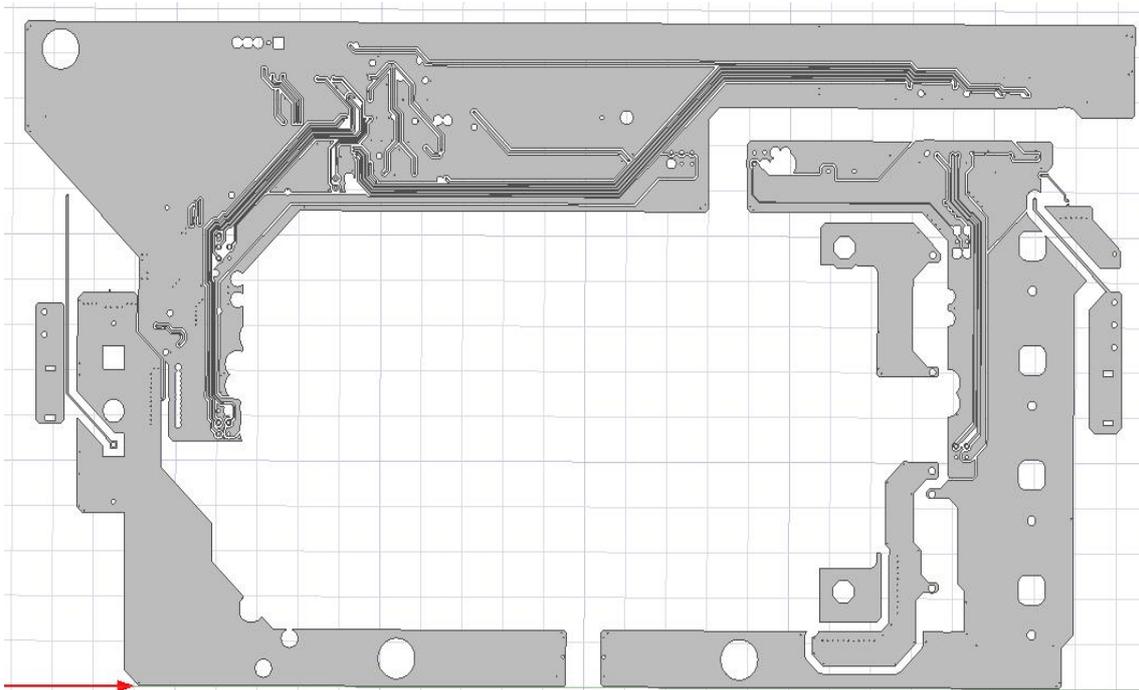


FIGURA 92: CAPA 2 OBTENIDA EN ANSYS.

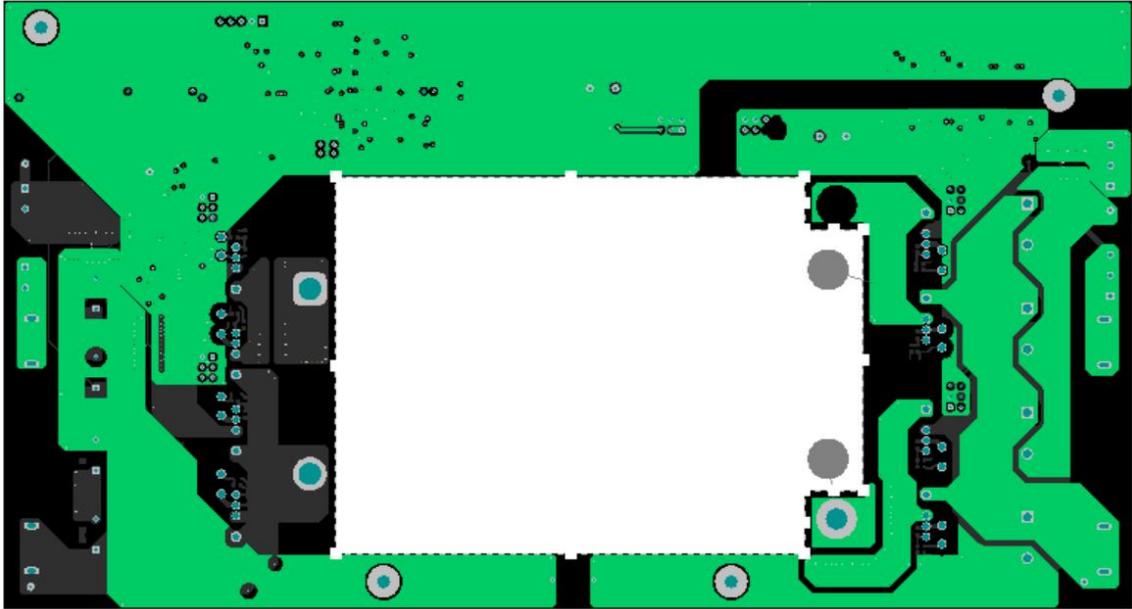


FIGURA 93: CAPA 3 OBTENIDA EN ALTIUM.

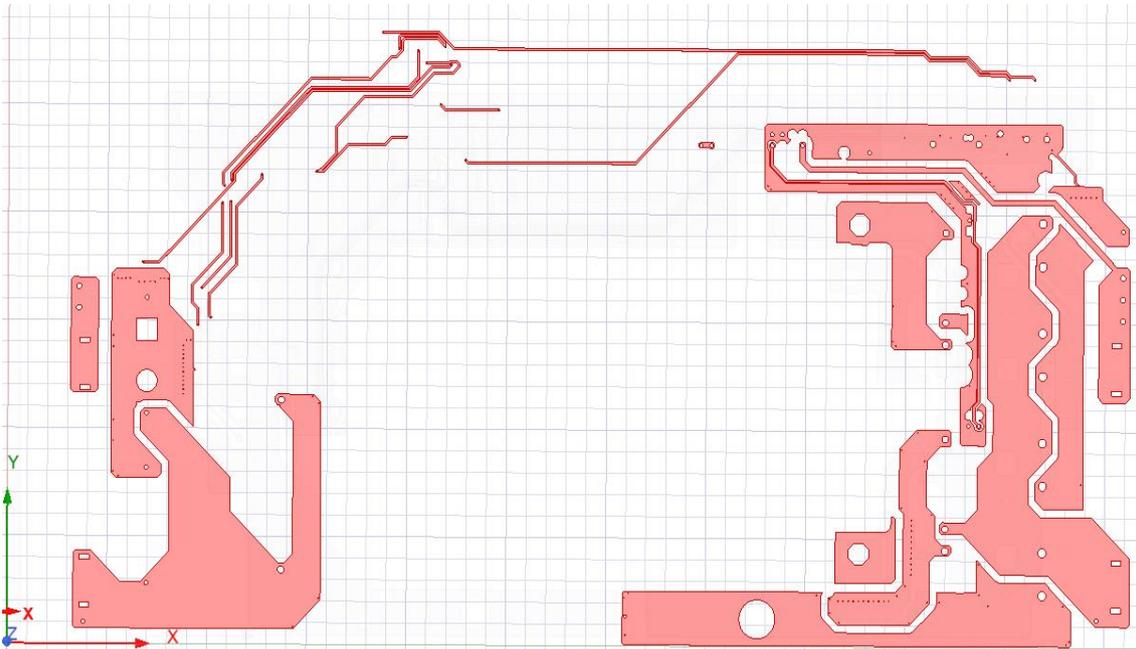


FIGURA 94: CAPA 3 OBTENIDA EN ANSYS.

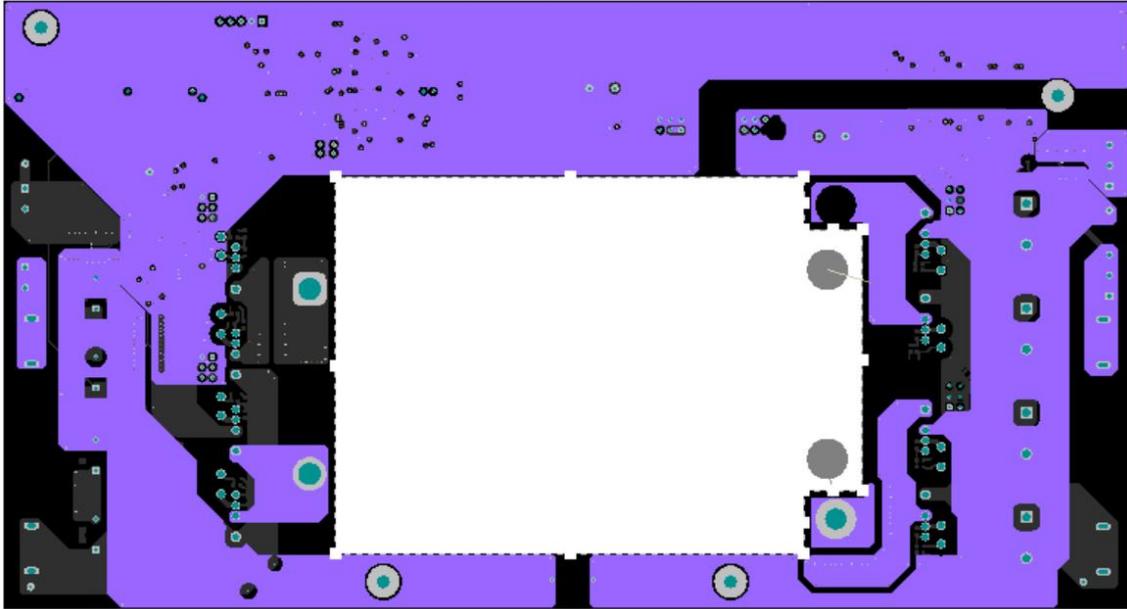


FIGURA 95: CAPA 4 OBTENIDA EN ALTIUM.

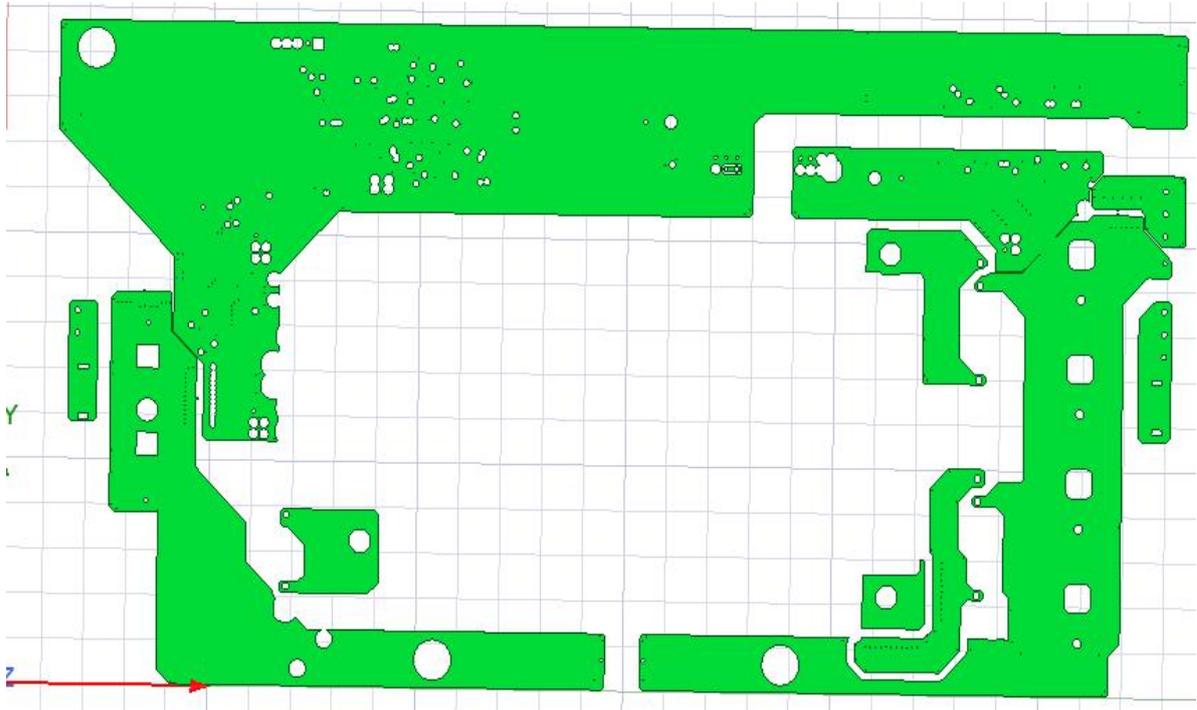


FIGURA 96: CAPA 4 OBTENIDA EN ANSYS.

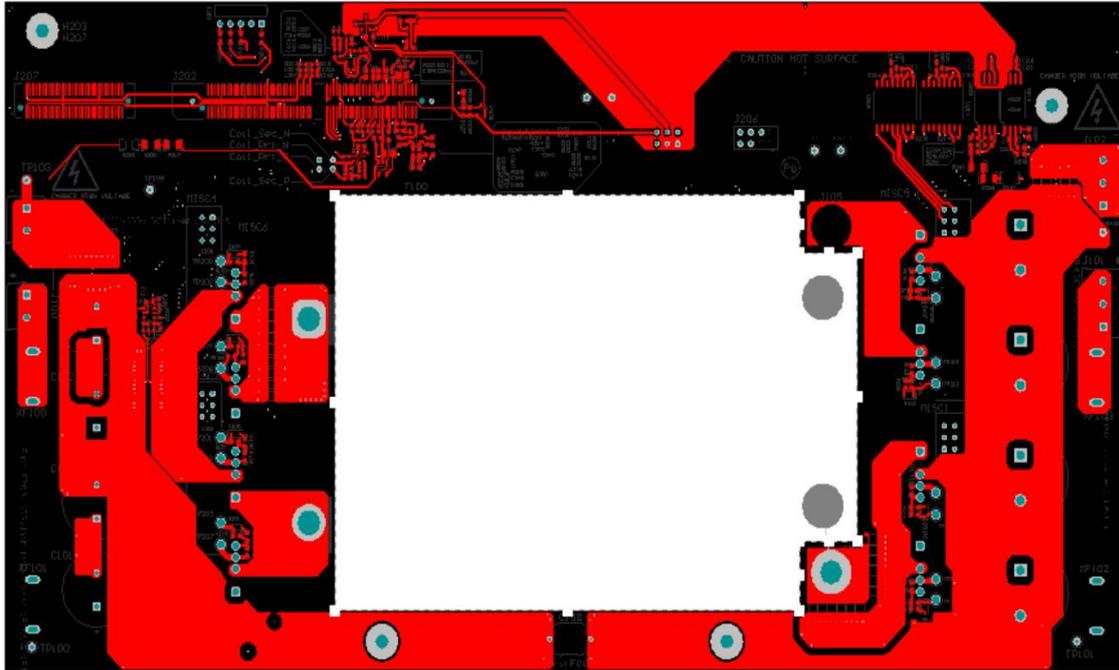


FIGURA 97: CAPA DE ARRIBA OBTENIDA EN ALTIUM.

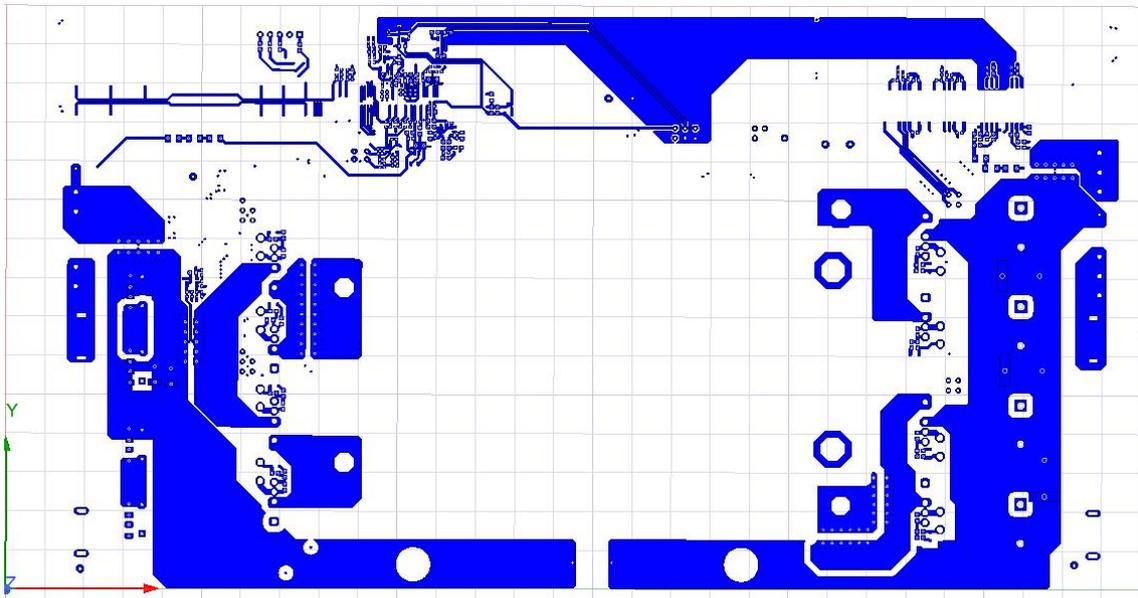


FIGURA 98: CAPA DE ARRIBA OBTENIDA EN ANSYS.

## ANEXO III: Script de Matlab utilizado para realizar las comparaciones de las señales.

```

1 PruebaReal=semilogx(FRECUENCIA,dBuV,'b');
2 hold on
3 PruebaLTSpice=semilogx(Freq,dBuV1,'y');
4 hold on
5 grid on
6 title('SIC')
7 xlabel('Frecuencia[Hz]')
8 ylabel('dbuV')
9 xlim([150000 80000000])
10 ylim([-30 140])
11 line([150000 300000],[113 113],'Color','r','LineWidth',1)
12 line([300000 530000],[113,95],'Color','r','LineWidth',1)
13 line([530000 2000000],[95 95],'Color','r','LineWidth',1)
14 line([2000000 5900000],[95 77],'Color','r','LineWidth',1)
15 line([5900000 54000000],[77,77],'Color','r','LineWidth',1)
16 line([54000000 70000000],[77 61],'Color','r','LineWidth',1)
17 line([70000000 80000000],[61 61],'Color','r','LineWidth',1)
18 legend([PruebaReal,PruebaLTSpice],{'Prueba Real','Prueba LTSpice'},'Location','northwest','Orientation','vertical')
19 lgd=legend;
20 lgd.FontSize=14;
  
```

**FIGURA 99: SCRIPT DE MATLAB.**

Para añadir los datos correctamente, hay que importar el archivo csv en el que están todos los datos en dos columnas diferentes. A estas columnas hay que asignarles el nombre de FRECUENCIA y Freq para los datos que van en el eje x y dBuV y dBuV1 para los datos que van en el eje y. Esto se hace en el propio archivo csv.