



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

Simulación y caracterización de las pérdidas de un On
Board Charger

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AUTOR/A: Beltrán Domínguez, Leonardo

Tutor/a: Ponce Alcántara, Salvador

Cotutor/a externo: GONZALEZ MONTERO, JORGE

CURSO ACADÉMICO: 2021/2022



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

Simulación y caracterización de las pérdidas de un “On Board Charger”

AUTOR: LEONARDO BELTRÁN DOMÍNGUEZ

TUTOR: SALVADOR PONCE ALCÁNTARA

TUTOR EMPRESA: FERNANDO ESPI CHAVEZ

CURSO ACADÉMICO 2021-2022

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido la culminación de 4 maravillosos años universitarios. En este tiempo he podido entender un poco cómo funciona la electrónica básica. Descubrir cómo funciona la electricidad, los circuitos integrados, transistores y demás componentes. Aprender el mundo de control y de los automatismos y ser capaz de programar cosas que jamás pensé que se pudieran hacer.

He tenido la suerte de compartir esta experiencia con grandes personas que se pueden resumir, en una palabra, Campitrueno. Ellos han sido el motor durante estos años, entre todos juntos hemos pasado esta prueba y nos hemos ayudado unos a otros en este arduo camino.

Mi familia, sin duda mi madre ha sido fundamental, ayudándome a dar el salto de estudiar en Valencia y apoyarme de forma incondicional en cada una de mis decisiones. A mi padre que me mostró su apoyo desde que decidí aventurarme en este camino de la ingeniería electrónica.

Sin duda, agradecer al equipo de MAHLE Electronics Paterna por enseñarme a trabajar en un ambiente de compañerismo y pasión inimaginables. En especial a Jorge y Fernando por proponerme el tema de este trabajo y enseñarme todos los aspectos de un OBC.

Por último, quiero darle las gracias a Salva, mi tutor del TFG, por confiar desde el primer momento mi idea y ayudarme a sacar este trabajo adelante.

RESUMEN

En la actualidad la movilidad eléctrica se está convirtiendo en una realidad. Es por eso por lo que los principales fabricantes de vehículos han empezado a centrar todos sus recursos al diseño de coches eléctricos. En esta nueva forma de moverse, los combustibles derivados del petróleo dejan de ser el combustible principal y pasa a ser la electricidad. Relacionando con ello, uno de los principales componentes es el “On Board Charger” (OBC), siendo el sistema encargado de la carga de las baterías del vehículo. Se trata de un componente imprescindible en todos los vehículos electrificados, ya sea completamente eléctrico o híbrido enchufable. La principal función del OBC es convertir la corriente alterna de la red eléctrica a continua, para la carga de las baterías. Además de eso, se encarga de la supervisión y protección ante sobrecargas de las baterías.

Frente a la innegable alta demanda de este producto, las principales empresas tienen un notable interés en conseguir el OBC más eficiente y económico. Para ello hay que saber caracterizar las distintas partes que componen el cargador, y someterlo a diversas pruebas para comparar el rendimiento de las piezas. Hoy en día hay dos formas realizar la caracterización. El método tradicional, se basa en la medida de los cambios que se producen en los distintos componentes en función de la temperatura y, someter al OBC a ciclos de encendido y apagado, comprobándose de este modo la fiabilidad del factor de corrección de potencia (PFC) de los transistores que integran el OBC, así como del convertidor de alto voltaje (DCHV) necesario para cargar las baterías del vehículo. Otra prueba muy estandarizada es medir las temperaturas de los principales componentes, como son los filtros asociados a las interferencias magnéticas (EMI), el transformador, los condensadores electrolíticos y demás, en distintos puntos de carga de la batería. Este tipo de pruebas dan unos resultados muy fiables y proporcionan una visión real del rendimiento del OBC. Pero a su vez tienen un precio muy elevado por las distintas fuentes que se necesitan para poner en funcionamiento las distintas partes del circuito, romper algún componente y el propio espacio en el que realizas las pruebas.

Por eso también se emplean las simulaciones, que permiten hacer las mismas pruebas con unos resultados similares, obteniendo las pérdidas de una forma mucho más sencilla, así como más barata y rápida, ya que solo es necesario un ordenador capaz de soportar la simulación y construir un modelo igual al OBC diseñado.

Considerando las premisas anteriores, el objetivo de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es crear un modelo del OBC diseñado para la empresa MAHLE Electronics S.L.U., que permita obtener las pérdidas que se producen en sus principales componentes:

- Transistores MOSFET de carburo de silicio (SiC).
- El núcleo del transformador de alta frecuencia.
- El cobre de las bobinas del transformador de alta frecuencia.
- El hilo de Litz.
- Condensadores electrolíticos de la DC Link.

Para las simulaciones se hará uso del programa LTSpice. Se trata de, un software libre y accesible para cualquier persona. Además, posee la suficiente versatilidad como para realizar el trabajo indicado. Los resultados obtenidos se recogerán en distintas hojas de cálculo, desde donde se podrán comparar entre sí, y con ello, sacar conclusiones. Por lo tanto, a partir de este trabajo se podrá elegir los materiales y la composición de distintos componentes electrónicos del OBC, consiguiendo una reducción de su coste y/o una mejora en su eficiencia.

Palabras Clave: On Board Charger (OBC), Vehículo eléctrico, LTSpice, Simulación, Alta frecuencia, Transformador, MOSFET, Eficiencia.

ABSTRACT

Electric mobility is now becoming a reality. That's why major vehicle manufacturers have begun to focus all their resources on designing electric cars. In this new way of moving, petroleum-derived fuels cease to be the main fuel and become electricity. Related to this, one of the main components is the "On Board Charger" (OBC), being the system in charge of charging the batteries of the vehicle. It is an essential component in all electrified vehicles, whether completely electric or plug-in hybrid. The main function of the OBC is to convert the alternating current of the electrical grid to continuous, for charging the batteries. In addition to that, it is responsible for monitoring and protecting against battery overloads.

Faced with the undeniable high demand for this product, major companies have a notable interest in achieving the most efficient and economical OBC. To do this, it is necessary to know how to characterize the different parts that make up the loader and submit it to various tests to compare the performance of the parts. Today there are two forms of characterization. The traditional method is based on the measurement of changes in the different components according to temperature and, subject the OBC to on and off cycles, thus checking the reliability of the power correction factor (PFC) of the transistors that integrate the OBC, as well as the high voltage converter (DCHV) necessary to charge the vehicle's batteries. Another highly standardized test is to measure the temperatures of the main components, such as the filters associated with magnetic interference (EMI), the transformer, the electrolytic capacitors and others, at different battery points. This type of test gives very reliable results and provides a real view of OBC performance. But in turn they have a very high price for the different sources you need to put into operation the part, break some component and the space in which you make the tests.

Therefore, simulations are also used, which allow the same tests to be done with similar results, obtaining losses in a much easier way, as well as cheaper and faster, since you only need a computer capable of supporting the simulation and building a model equal to the OBC designed.

Considering the above premises, the objective of this Final Degree Work (TFG) is to create an OBC model designed for the company MAHLE Electronics SLU, which allows to obtain the losses that occur in its main components:

- Silicon carbide MOSFET transistors (SiC).
- The core of the high frequency transformer.
- High Frequency Transformer Coils Copper.
- Litz Thread.
- DC Electrolytic Capacitors Link.

The LTSpice program will be used for simulations. This is free and accessible software for anyone. In addition, it has enough versatility to perform the indicated work. The results obtained will be collected in different spreadsheets, from where they can be compared with each other, and with this, draw conclusions from the results. Therefore, from this work it will be possible to choose the materials and the composition of different electronic components of the OBC, obtaining with it reduction of the costs and/or an improvement in its efficiency.

Keywords: On Board Charger (OBC), Electric vehicle, LTSpice, Simulation, High frequency, Transformer, MOSFET, Efficiency.

RESUM

En l'actualitat la mobilitat elèctrica s'està convertint en una realitat. És per això que els principals fabricants de vehicles han començat a centrar tots els seus recursos al disseny de cotxes elèctrics. En aquesta nova manera de moure's, els combustibles derivats del petroli deixen de ser el combustible principal i passa a ser l'electricitat. Relacionant amb això, un dels principals components és el "On Board Charger" (OBC), sent el sistema encarregat de la càrrega de les bateries del vehicle. Es tracta d'un component imprescindible en tots els vehicles electrificats, ja sigui completament elèctric o híbrid endollable. La principal funció del OBC és convertir el corrent altern de la xarxa elèctrica a contínua, per a la càrrega de les bateries. A més d'això, s'encarrega de la supervisió i protecció davant sobrecàrregues de les bateries.

Front la innegable alta demanda d'aquest producte, les principals empreses tenen un notable interès a aconseguir el OBC més eficient i econòmic. Per a això cal saber caracteritzar les diferents parts que componen el carregador, i sotmetre'l a diverses proves per a comparar el rendiment de les peces. Avui dia hi ha dues formes de caracterització. El mètode tradicional, es basa en la mesura dels canvis que es produeixen en els diferents components en funció de la temperatura i, sotmetre al OBC a cicles d'encesa i apagat, comprovant-se d'aquesta manera la fiabilitat del factor de correcció de potència (PFC) dels transistors que integren el OBC, així com del convertidor d'alt voltatge (DCHV) necessari per a carregar les bateries del vehicle. Una altra prova molt estandarditzada és mesurar les temperatures dels principals components, com són els filtres associats a les interferències magnètiques (EMI), el transformador, els condensadors electrolítics i altres, en diferents punts de bateria. Aquest tipus de proves dona uns resultats molt fiables i proporcionen una visió real del rendiment del OBC. Però al seu torn tenen un preu molt elevat per les diferents fonts que necessites per a posar en funcionament la peça, trencar algun component i el propi espai en el qual realitza les proves.

Per això també s'empren les simulacions, que permeten fer les mateixes proves amb uns resultats similars, obtenint les pèrdues d'una forma molt més senzilla, així com més barata i ràpida, ja que només és necessari un ordinador capaç de suportar la simulació i construir un model igual al OBC dissenyat.

Considerant les premisses anteriors, l'objectiu d'aquest Treball Fi de Grau (TFG) és crear un model del OBC dissenyat per a l'empresa MAHLE Electronics S.L.U., que permeti obtenir les pèrdues que es produeixen en:

- Transistors MOSFET de carbur de silici (SiC).
- El nucli del transformador d'alta freqüència.
- El coure de les bobines del transformador d'alta freqüència.
- El fil de Litz.
- Condensadors electrolítics de la DC Link.

Per a les simulacions es farà ús del programa LTSpice. A més, té la suficiente versatilitat com per a realitzar el treball indicat. Es tracta de, un programari lliure i accessible per a qualsevol persona. Els resultats obtinguts es recolliran en diferents fulls de càlcul, des d'on es podran comparar entre sí, i amb això, treure conclusions dels resultats. Per tant, a partir d'aquest treball es podrà triar els materials i la composició de diferents components electrònics del OBC, obtenint amb això una reducció en el cost i/o una millora en la seva eficiència.

Paraules Clau: On Board Charger (OBC), Vehicle elèctric, LTSpice, Simulació, Alta freqüència, Transformador, MOSFET, Eficiència.

ÍNDICE

RESUMEN	III
ABSTRACT.....	VI
RESUM	IX
ÍNDICE DE FIGURAS	1
ÍNDICE DE ECUACIONES	4
ÍNDICE DE TABLAS	6
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	8
CAPÍTULO 2. CARACTERIZACIÓN PÉRDIDAS EN UN OBC	14
2.1. PÉRDIDAS EN CONDUCTORES	15
2.2. PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR.....	22
2.3. PÉRDIDAS EN LOS CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS	25
2.4. PÉRDIDAS EN LOS TRANSISTORES MOSFETs.....	31
CAPÍTULO 3. SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS EN UN OBC	42
3.1. EFECTO PIEL	43
3.2. EFECTO DE PROXIMIDAD	45
3.3. HILO DE LITZ.....	49
3.4. NÚCLEO DE FERRITA	55
3.5. CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS.....	61
3.6. TRANSISTORES MOSFETs	64
CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES	72
CAPÍTULO 5. PRESUPUESTOS.....	76
5.1. PRESUPUESTO	77
CAPÍTULO 6. PLIEGO DE CONDICIONES	80
6.1. PLIEGO DE CONDICIONES.....	81
CAPÍTULO 7. PLANOS.....	84
BIBLIOGRAFÍA	87

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Evolución de las emisiones de CO ₂ mundiales desde 1900-2020.....	8
Figura 2. Evolución de emisiones de CO ₂ desde 1990 en la Unión Europea [6].....	9
Figura 3. Diagrama de bloques de un OBC.....	10
Figura 4. Factor de potencia con dos posibles modos de operación. [8].....	10
Figura 5. Simulación de BEV utilizada durante este TFG.....	11
Figura 6. Esquema del efecto piel en un conductor [14]	15
Figura 7. Ejemplo de un cable afectado por el efecto pelicular. Se muestran cómo afectan las corrientes de Foucault a la transmisión de la corriente por el conductor. Por ello, hay secciones del cable donde la densidad de corriente es mayor que en otras zonas [15]	16
Figura 8. Flujo de corriente en un conductor, se aprecia entre la superficie y la profundidad de la piel es donde se concentra la corriente que fluye por el cable. [16].....	16
Figura 9. Ejemplo del efecto de proximidad entre dos cables. [17].....	17
Figura 10. Efecto de proximidad en hilos redondos con la misma amplitud de corriente. En el primer caso, situado en la parte superior de la figura, la corriente tiene la misma fase en ambos conductores. En el segundo caso, situado en la parte inferior de la figura las fases son opuestas. El color rojo representa una densidad de corriente superior a la que debería circular en esa sección del cable mientras que el verde representa una circulación normal, y por último el azul incluso ausencia de corriente en esa sección [15].....	18
Figura 11. Efecto de proximidad a un devanado con tres capas. [15]	18
Figura 12. Familia de curvas de Dowell para cobre a 20 °C. [15].....	19
Figura 13. Construcción de un cable de hilo de Litz.....	20
Figura 14. Diferentes tipos de trenzado del hilo de Litz. En la imagen superior de la figura se realiza un trenzado PT con 5 mazos agrupados en 4 grupos de mazos. En la segunda imagen, se hace un trenzado BW general donde se han agrupado los 42 mazos. En el siguiente ejemplo, se usa un trenzado BT de 7 mazos agrupados a su vez en 7 grupos. Por último, se combinan los dos trenzados (PT y BT) haciendo un trenzado BT en los mazos y un PT en los grupos de mazos. [18].....	21
Figura 15. Distintos núcleos de un transformador. De derecha a izquierda, núcleo E, núcleo ETD, núcleo PM y núcleo U-I.....	22
Figura 16. Funcionamiento de un transformador con dos núcleos U enfrentados.	23
Figura 17. Gráfica que muestra el factor de rendimiento entre distintas ferritas, teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo del proyecto y considerando un flujo magnético no muy elevado. La Ferrita 3C94 es el material más apropiado para esta aplicación. [19]	23
Figura 18. Gráfica muestra las pérdidas del material respecto al máximo valor del flujo magnético en función de la frecuencia. [19]	24
Figura 19. Construcción de un condensador electrolito. [20].....	25
Figura 20. Convertidor elevador para el modulado de corriente. [10]	25
Figura 21. Formas de onda de la línea. (a) v_s e i_s ; (b) $ v_s $ e i_i . [10]	26

Figura 22. Gráfica capacidad respecto a la frecuencia. [20]	28
Figura 23. Relación de los componentes del factor disipación.	28
Figura 24. Diagrama circuito equivalente simplificado de un condensador electrolítico. [20].....	29
Figura 25. Evolución de la impedancia de un electrolítico respecto a la frecuencia. [20]	30
Figura 26. Estructura de un transistor MOSFET canal N	31
Figura 27. Esquema de activación por tensión de un MOSFET [21].....	31
Figura 28. Gráfica de $R_{DS(on)}$ en función del voltaje V_{GS} [22].	32
Figura 29. Gráfica V_{DS} en función de la temperatura de unión [22].....	32
Figura 30. Esquema del módulo del MOSFET SiC con un diodo rectificador.	33
Figura 31. Relación de $R_{DS(ON)}$ del MOSFET C3M0032120K [24].	34
Figura 32. Formas de onda voltaje y corriente modo hard-switching MOSFET	35
Figura 33. Conmutación del MOSFET.....	36
Figura 34. Forma de onda del voltaje y la corriente en modo soft-switching de un MOSFET	37
Figura 35. Esquema del tanque resonante SRC y PRC.	38
Figura 36. Convertidor Full-Bridge LLC con rectificador Full-Bridge [26].	38
Figura 37. Corrientes trabajando a frecuencia resonante	39
Figura 38. Corrientes trabajando sobre frecuencia resonante	39
Figura 39. Corrientes trabajando debajo de frecuencia resonante	39
Figura 40. Entrega de potencia durante el semiciclo positivo.	40
Figura 41. Entrega de potencia durante el semiciclo negativo.	40
Figura 42. Operación freewheeling con sus dos resonancias	40
Figura 43. Calculo efecto proximidad usando la gráfica de Dowell.	46
Figura 44. Resultado efecto de proximidad con calculadora.	47
Figura 45. Método experimental de la medición R_{DC} de un cable de Litz.	48
Figura 46. Tabla de calibres hilo de Litz [28].	50
Figura 47. Tabla de la constante K dependiendo de los filamentos N del cable [28].	51
Figura 48. Tabla de construcción de hilos de Litz para rango de frecuencia de 200 - 350 kHz [28].....	52
Figura 49. Captura de pantalla de la calculadora de construcción Hilo de Litz.....	53
Figura 50. Configuración de 1323 filamentos para construcción de Hilo de Litz.	54
Figura 51. Simulación LTSpice del flujo magnético y la potencia disipada del núcleo del transformador.	55
Figura 52. Ejemplo de cálculo del devanado de un transformador. N_p (vueltas primario), N_s (vueltas secundario) y N_t (vueltas totales).	56
Figura 53. Tabla coeficientes Steimetz dependiendo del material de la ferrita.	56
Figura 54. Simulación de las pérdidas producidas en el hilo de Litz.	57
Figura 55. Simulación de la potencia disipada por el hilo de Litz. Primario (rojo) y Secundario (azul) 58	
Figura 56. Medidas de la simulación de la potencia disipada por los bobinados	58
Figura 57. Simulación del flujo magnético en el núcleo del transformador. Flujo magnético (verde) y máximo flujo (rojo)	59
Figura 58. Medidas de la simulación del flujo magnético	59
Figura 59. Simulación de la potencia disipada del núcleo del convertidor	59
Figura 60. Medidas de la simulación potencia disipada del núcleo	60
Figura 61. Configuración propuesta para la DC Link	61
Figura 62. Datsheet de la familia de condensadores electrolíticos B43649 de TDK [29].....	62
Figura 63. Nueva configuración DC Link 5 ramas en paralelo, formadas por 2 condensadores en serie cada una.....	63

Figura 64. Datasheet elección de la $R_{DS(ON)}$ del transistor MOSFET C3M0032120K.	64
Figura 65. Gráfica de la función I_{DS} en función V_{DS} en el peor caso.	65
Figura 66. Pérdidas de conmutación ON y OFF del transistor MOSFET C3M0032120K.....	65
Figura 67. Modelo del convertidor DC-DCHV realizado en el simulador LTSpice.	66
Figura 68. Simulación conmutación S1 y S4 a "OFF" (V1) / S2 y S3 a "ON" (I1)	68
Figura 69. Simulación conmutación S1 y S4 a "ON" (V1) / S2 y S3 a "OFF" (I1)	69

ÍNDICE DE ECUACIONES

- (1):** Ecuación del efecto piel.
- (2):** Ecuación temporal de la potencia del circuito respecto al voltaje y la corriente que pasan por el diodo.
- (3):** Ecuación temporal de la corriente que pasa por el diodo mediante la I de carga y la intensidad que pasa por el condensador.
- (4):** Ecuación temporal de la corriente del diodo idealizando el convertidor.
- (5):** Ecuación del valor medio de la intensidad del diodo respecto al voltaje y corriente de entrada dividido entre el voltaje de salida.
- (6):** Ecuación temporal de la corriente que pasa por el capacitor.
- (7):** Ecuación temporal de voltaje de salida del circuito respecto a la integral de la corriente del condensador.
- (8):** Ecuación que relaciona el factor de disipación con la ESR y la reactancia capacitiva (X_c).
- (9):** Ecuación ESR respecto al factor de disipación entre la frecuencia y la capacidad del condensador.
- (10):** Ecuación de la potencia disipada por el MOSFET.
- (11):** Ecuación de la potencia disipada por el diodo rectificador.
- (12):** Ecuación de la potencia total disipada por el conjunto MOSFET más diodo.
- (13):** Ecuación de la energía pérdida debido a la conmutación del MOSFET.
- (14):** Ecuación de la potencia disipada en un ciclo completo de conmutación a una frecuencia determinada de un MOSFET.
- (15):** Ecuación de la frecuencia resonante de un tanque resonante.
- (16):** Relación entre la resistencia AC y DC del hilo de Litz para tabla Dowell.
- (17):** Valor de Q para la tabla de Dowell.
- (18):** Relación entre la resistencia AC y DC del hilo de Litz para New England Wire Technologies.
- (19):** Ecuación para el cálculo de las corrientes de Foucault.
- (20):** Ecuación de la resistencia en DC de un cable según New England Wire Technologies.
- (21):** Ecuación del flujo magnético.
- (22):** Ecuación de Steimetz.
- (23):** Ecuación constante k .

(24): Ecuación de Steimetz para la ferrita 3C94.

(25): Ecuación de la potencia disipada por un condensador electrolítico.

(26): Ecuación de pérdidas producida en la conmutación "*hard-switching*" del transistor MOSFET.

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Datos del cable de cobre y la frecuencia de trabajo	43
Tabla 2. Profundidad de piel	43
Tabla 3. Resultado de la simulación de los núcleos de ferrita	60
Tabla 4. Características del MOSFET usado en la simulación.....	67
Tabla 5. Mediciones y resultados de la simulación para distintos niveles de batería.....	67
Tabla 6. Mediciones y resultados de la simulación de conmutación MOSFETs para distintos niveles de batería.....	70
Tabla 7. Resultado de las pérdidas totales de potencia en un transistor MOSFET de nuestro circuito (S1).....	70
Tabla 8. Resumen del presupuesto del proyecto.....	77

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

A lo largo de la historia, los seres humanos han tenido la necesidad de desplazarse para obtener alimentos, viajar o descubrir nuevos territorios. Al principio iban a pie, necesariamente para cubrir distancias más largas se utilizaban animales. Posteriormente, se pasó al carro tirado por caballos. Un hito muy importante en la movilidad se tuvo con los vehículos impulsados con un motor. En este sentido, a mediados del siglo XIX se estuvo trabajando en la realización de un coche eléctrico. Pero no se obtuvo el resultado deseado debido a la complejidad de las baterías [1]. Fue en 1886 cuando Karl Benz [2] empezó con los prototipos de motor de combustión interna, que posteriormente se convirtió en el principal propulsor de los vehículos del siglo XX. En los años 70 del siglo pasado se empezó a investigar el cambio climático, concluyendo que los gases de aerosoles estaban provocando un calentamiento en las zonas polares del planeta [3]. En los años 80 se redujo la emisión de los comentados gases, pero tal y como aparece en la *Figura 1*, los de dióxido de carbono aumentaban [4].

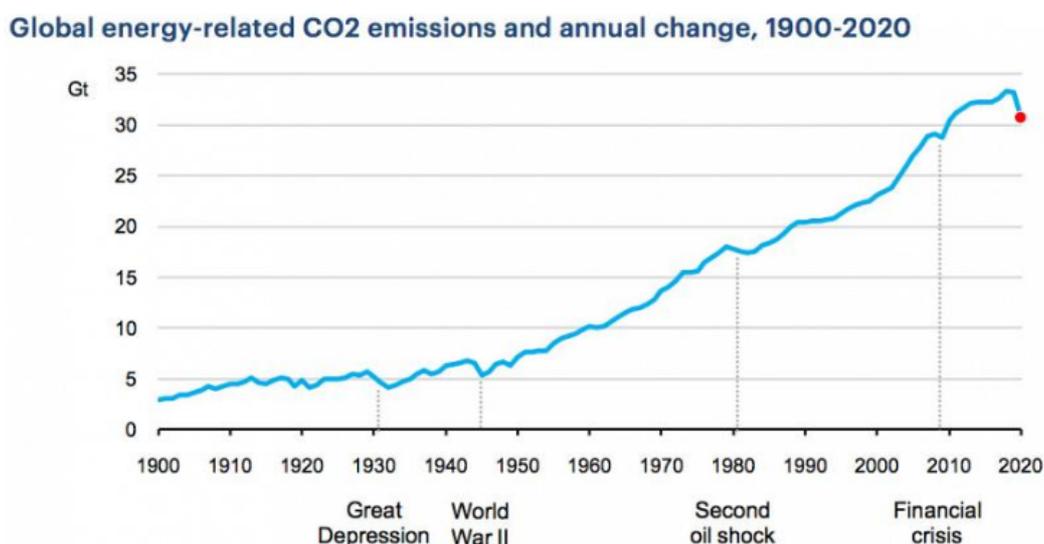


Figura 1. Evolución de las emisiones de CO2 mundiales desde 1900-2020

Por ello, el efecto invernadero empezó a tenerse en cuenta en las principales conferencias mundiales [5]. A principios de los años 2000s se empezó a tomar conciencia de la gravedad del asunto. Se trataba, de un problema que tenía un crecimiento exponencial y con unas consecuencias devastadoras para el planeta Tierra. A través de la *Figura 2*, se puede apreciar un notable descenso en las emisiones de este gas nocivo en la mayoría de los sectores, pero en el único sector donde no se reducen, es en el del transporte. Por ello, desde la industria automóvil se propusieron soluciones alternativas al uso de combustibles fósiles, como son los vehículos híbridos (los cuales combinan un motor de combustión con uno eléctrico), los vehículos con motor eléctrico, con motor de hidrógeno e incluso se ha inventado un sistema de reducción de emisión de gases nitrosos para vehículos con motores diésel usando un compuesto llamado urea AUS32, comercialmente conocido como AdBlue [6].

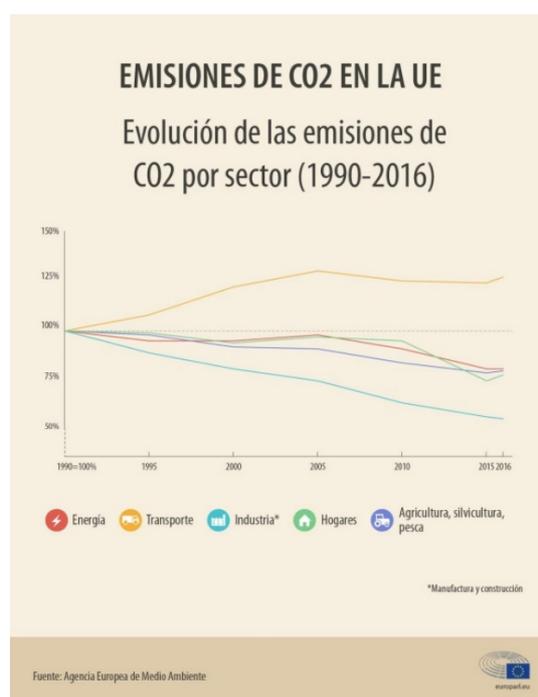


Figura 2. Evolución de emisiones de CO₂ desde 1990 en la Unión Europea [6].

Desde finales del siglo XX y principios del XXI, ha habido mucha investigación tratando de encontrar sustitutos o soluciones alternativas a la gasolina y al diésel, pero ninguno ha tenido el éxito de estos dos, ya sea porque la tecnología del vehículo es muy cara, por la dificultad para encontrar el “combustible”, o por la baja eficiencia del motor en comparación con el de combustión interna. La única de estas soluciones que ha tenido un mejor rendimiento, por la que la mayoría de las marcas han optado, es el uso de motores eléctricos.

Esta nueva tecnología está empezando a coger mucha fuerza. Las empresas del sector de automoción tienen planeado pasar la totalidad de sus vehículos a movilidad eléctrica a partir de 2035 [7]. Para ello se necesita una gran inversión en investigación y en infraestructuras, así como conseguir desarrollar unas baterías y motores con una gran fiabilidad. Dicha fiabilidad ha de ser comparable o superior a la obtenida con el motor de combustión interna. A su vez, al ser una tecnología en vías de desarrollo, hay nuevos componentes que necesitan ser perfeccionados para que se asemejen al comportamiento de los coches convencionales, como poder cargar un vehículo con suficiente rapidez, o recorrer grandes distancias sin necesidad de parar para recargar.

Y en este asunto tiene una gran importancia el sistema de carga de las baterías u On Board Charger (OBC) [8]. Se trata de un cargador que va instalado en el vehículo, y es el encargado de transformar la tensión alterna de la red eléctrica en continua, para poder cargar las baterías del coche. De manera esquemática, la *Figura 3* muestra las distintas partes que componen un OBC.

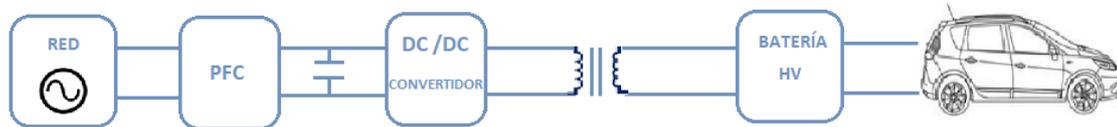


Figura 3. Diagrama de bloques de un OBC.

El objetivo de un OBC es convertir tensión alterna procedente de una fuente de carga externa o de la propia red eléctrica, en tensión continua que se usa para cargar el paquete de baterías del vehículo. A parte de esta tarea, tiene también las funciones de supervisión y protección del porcentaje de carga. En un cargador a bordo, hay dos partes fundamentales. Por un lado, el corrector de factor de potencia o PFC [9], tiene como principal función es controlar la cantidad de energía utilizada para cargar las baterías con el fin de obtener un factor de potencia lo más cercano a 1. Cuanto más próximo a 1 esté ese factor, más eficiente se puede considerar el cargador y más se minimizan las interferencias electromagnéticas (EMI). La otra parte es el convertidor de continua de alto voltaje (DC-DCHV) [10]. Se trata de un circuito de conversión de potencia de alta frecuencia que utiliza transistores, inductores, condensadores y transformadores para suavizar el ruido de conmutación en voltajes de tensión continua regulados. Los bucles de retroalimentación cerrados mantienen la salida de voltaje constante incluso cuando cambian los voltajes de entrada y las corrientes de salida.

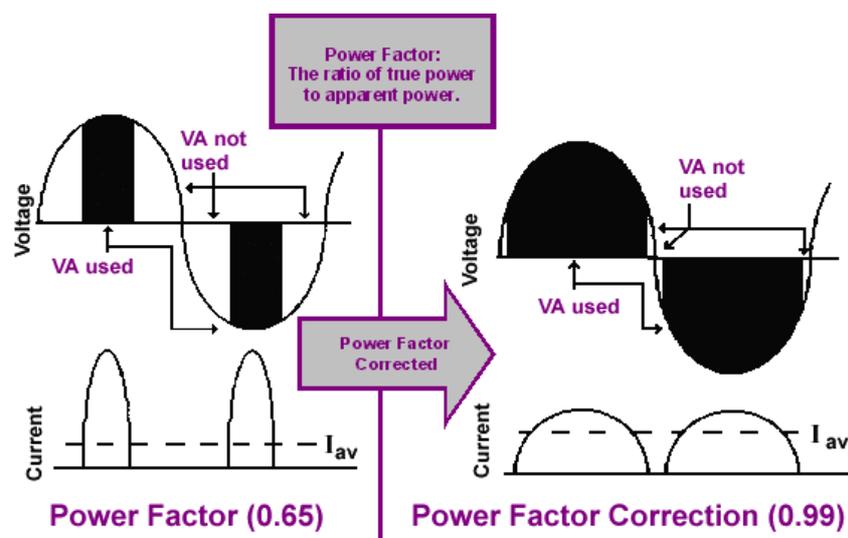


Figura 4. Factor de potencia con dos posibles modos de operación. [8]

En la industria se puede encontrar varios tipos de estos cargadores. Entre ellos cabe destacar los Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) [11]. Son cargadores dirigidos a los vehículos híbridos enchufables con una batería con la suficiente capacidad como para ofrecer una autonomía en modo eléctrico de 70 km. En este tipo de vehículos se suelen usar OBC's con cargas de 16 A y 3.6 kW y de 32 A y 7.4 kW. Para vehículos totalmente eléctricos, se usan las denominadas Battery Electric Vehicle (BEV) [12]. Estos vehículos cuentan con uno o varios motores eléctricos que se alimentan exclusivamente de la energía almacenada en la batería. Esta energía se puede obtener mediante el sistema de frenado regenerativo o mediante un cargador conectado a la red eléctrica. En este tipo de cargadores se pueden encontrar de distintas potencias de carga: el más pequeño es de 32 A y 7.4 kW, el más común y la potencia más estandarizada para la carga de vehículos es 16 A y 11 kW, por último, el más novedoso y complejo, se trata de 32 A y 22 kW bidireccional [13].

Por lo tanto, con esta nueva tecnología es necesario ser muy exacto con los cálculos y los componentes a usar, para saber realmente cuál va a ser el rendimiento del diseño y en qué parte del circuito se producen las principales pérdidas. Para ello es muy importante disponer de un buen modelo de simulación, ya que permitirá aproximarse al máximo a lo que sucederá en condiciones reales de operación. Para ello es necesario caracterizar correctamente los componentes que formarán el OBC, utilizando las ecuaciones de tensión y voltaje más parecidas al comportamiento real y tener un simulador lo suficientemente potente para que sea capaz de soportar la totalidad de datos a tratar.

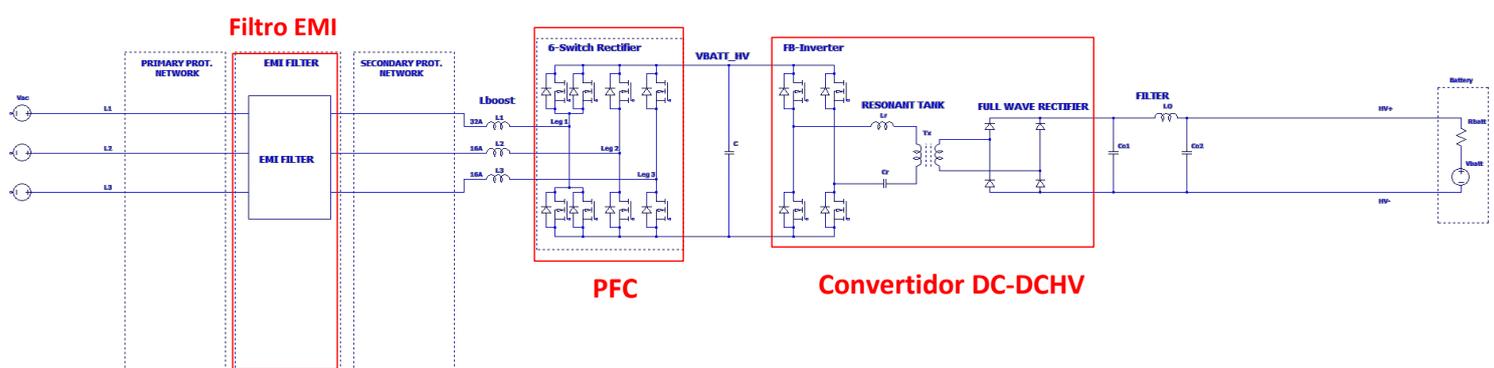


Figura 5. Simulación de BEV utilizada durante este TFG

Durante la realización de este TFG se van a usar simulaciones del modelo BEV de 11kW, reflejado en la Figura 5, desarrollado por MAHLE Electronics S.L.U., ya que es en el proyecto donde estoy realizando las prácticas. Debido a la confidencialidad del proyecto, en este trabajo no se mostrarán los planos ni esquemáticos del circuito que conforma el OBC. Mediante estas simulaciones se verán cuáles son las pérdidas que se producen en distintas partes del OBC. Primeramente, se identificarán las pérdidas más habituales que se producen en las partes más importantes de un cargador, como son las pérdidas de conmutación y conducción de los transistores MOSFET del PFC y del DCHV, ya que es el punto con más estrés de todo el OBC. Por ello se necesitan transistores con alta resistencia térmica, pero a su vez que no tengan una gran capacidad interna, ya que eso aumenta la impedancia y por tanto las pérdidas. El núcleo del transformador del convertidor de DCDC soportará un estrés térmico, hay que utilizar materiales que tengan una buena disipación de calor, porque el núcleo debe soportar la potencia que pasará por él. El hilo de Litz que conforma el bobinado del transformador, es una parte vital en cuanto a la eficiencia del propio convertidor, debido a los campos magnéticos que se forman

al pasar corriente a través del cable. Se necesita conformar un hilo capaz de tener la menor resistencia posible al paso de la corriente, de este modo se consigue una mayor eficiencia y un estrés térmico inferior. Por último, los condensadores electrolíticos de la DC Link, que sirven como enlace entre el PFC y el DCHV, estarán sometidos a grandes voltajes y tendrán que soportar temperaturas elevadas. Por lo que será necesario escoger condensadores con un rango de duración elevado y capaces de soportar temperaturas cercanas a los 105 °C. Además, se estudiará cuáles son los efectos negativos que producen en el circuito y se caracterizarán las principales características de dichos fenómenos. Una vez identificadas, se procederá a realizar las simulaciones para comprobar el comportamiento de los otros componentes con distintas configuraciones. Con los datos que se recojan se analiza cómo reducir o incluso eliminar las pérdidas en los componentes elegidos. Para tratar los datos se usará la hoja de cálculo Excel, y se mostrarán los resultados de una forma intuitiva y ordenada. Por último, se propondrán posibles soluciones y mejoras para conseguir un mayor rendimiento de los componentes seleccionados y, por consiguiente, repercutiendo de forma directa en la eficiencia del OBC.

CAPÍTULO 2

CARACTERIZACIÓN PÉRDIDAS EN UN OBC

En este capítulo se hará una identificación de las pérdidas que ocurren en las partes más importantes de un OBC. Además, mediante diagramas y ecuaciones se explicarán cuáles son sus efectos y se indicará qué hacer para reducirlas.

2.1. PÉRDIDAS EN CONDUCTORES

Las pérdidas producidas en devanados de los componentes inductivos (Convertidor DC-DC) dependen de la resistencia R del hilo utilizado. Esta resistencia provoca pérdidas que se traducen en calor. Para conocer cuál es la potencia disipada se emplea la siguiente fórmula, $P = I^2 \cdot R$. El valor de esta resistencia puede variar debido al **efecto pelicular** (corrientes de Foucault autoinducidas dentro del propio cable), o al **efecto de proximidad** (corrientes de Foucault autoinducidas por un campo magnético formado entre distintos cables). A continuación, se pasa a detallar cada una de ellas.

2.1.1. EFECTO PELICULAR O EFECTO PIEL (“SKIN EFFECT”)

El efecto pelicular o efecto piel, involucra la inducción de las corrientes de Foucault, pero estas corrientes están causadas por la propia corriente del inductor con el campo magnético actuando dentro del cable.

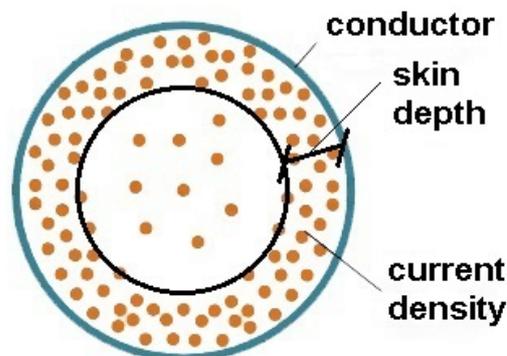


Figura 6. Esquema del efecto piel en un conductor [14]

Este efecto se debe al campo magnético que se produce en el eje del conductor, las corrientes de Foucault (Eddy) se inducen de tal manera que cerca del eje del cable fluyen en la dirección opuesta a la corriente principal, lo que reduce la densidad de corriente en esa sección. Como se puede ver en la *Figura 7* cerca de la superficie, la dirección de las corrientes inducidas coincide con la corriente principal, aumentando la densidad de corriente local.

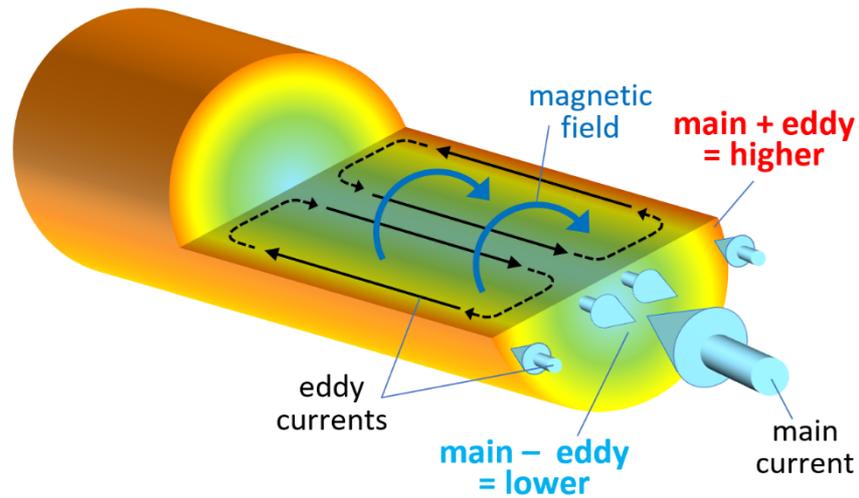


Figura 7. Ejemplo de un cable afectado por el efecto pelicular. Se muestran cómo afectan las corrientes de Foucault a la transmisión de la corriente por el conductor. Por ello, hay secciones del cable donde la densidad de corriente es mayor que en otras zonas [15]

La densidad de corriente disminuye desde el límite exterior hasta el centro del conductor. La distancia desde el límite exterior hasta donde la densidad de corriente cae $1/e$ respecto del máximo se llama profundidad de la piel, δ , conocida en inglés como *skin depth*. La profundidad de la piel indica el área efectiva por la que circula corriente del conductor. Para hallar este valor se necesita saber la frecuencia de la corriente f , la constante de la permeabilidad magnética μ_0 , la permeabilidad magnética del material μ_r y la conductividad del cable σ . En caso de que el conductor sea de cobre, $\mu_r = 1$. En la Figura 8 se puede apreciar el efecto piel en un conductor circular.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \mu_r \sigma f}} \quad (1)$$

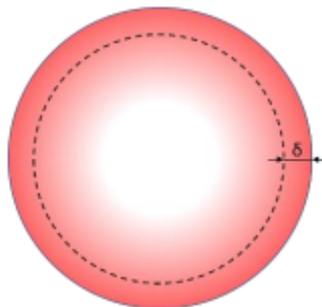


Figura 8. Flujo de corriente en un conductor, se aprecia entre la superficie y la profundidad de la piel es donde se concentra la corriente que fluye por el cable. [16]

2.1.2. EFECTO DE PROXIMIDAD

Es la alteración en la distribución de corriente en un conductor, producida por el flujo magnético generado por la corriente en un conductor adyacente. Estas corrientes que se generan se llaman corrientes de Foucault. Son las encargadas de cambiar la densidad de corriente que circula por el cable, y en las zonas donde tienen el mismo sentido circulará más corriente que por las que el sentido es contrario. Normalmente el efecto proximidad resulta en un aumento de la resistencia en CA mayor que el debido al efecto pelicular.

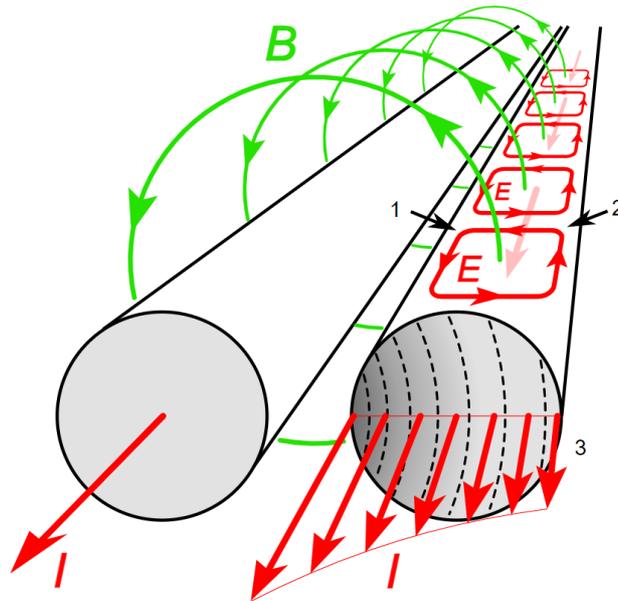


Figura 9. Ejemplo del efecto de proximidad entre dos cables. [17]

Respecto a la *Figura 9*, cada número indica:

1. El incremento de la densidad de corriente a la izquierda del conductor.
2. La reducción de la densidad de corriente en la parte derecha del conductor.
3. La alteración del perfil de la densidad de corriente.

Con las mismas condiciones de operación, el efecto de proximidad produce una falta de uniformidad de forma mucho más notable que el efecto piel. Para un cable independiente, si su radio es menor a la profundidad de la piel δ , el efecto pelicular es insignificante. Pero el efecto de proximidad sube drásticamente dependiendo del número de capas o conductores cercanos, y el hecho de que el campo magnético penetre en todo el ancho del conductor produce un aumento de la resistencia en CA. En la siguiente figura se muestran dos posibles casos del efecto de proximidad comentado anteriormente.

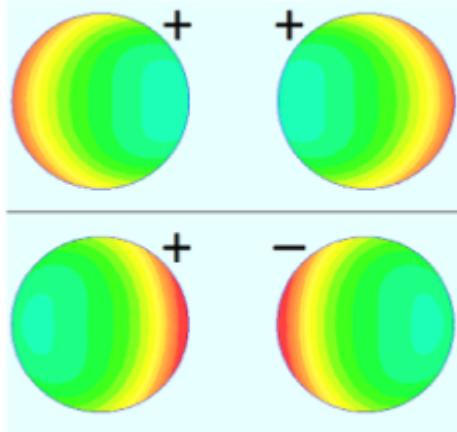


Figura 10. Efecto de proximidad en hilos redondos con la misma amplitud de corriente. En el primer caso, situado en la parte superior de la figura, la corriente tiene la misma fase en ambos conductores. En el segundo caso, situado en la parte inferior de la figura las fases son opuestas. El color rojo representa una densidad de corriente superior a la que debería circular en esa sección del cable mientras que el verde representa una circulación normal, y por último el azul incluso ausencia de corriente en esa sección [15]

Otro aspecto relevante en las pérdidas provocadas por el efecto de proximidad es el número de capas que hay un devanado. En este sentido, las pérdidas se intensifican por las múltiples capas que puede haber en un devanado, debido a la distribución del campo magnético causado por cada capa. La presencia de un núcleo magnético significa que el campo externo está en “cortocircuito”, por lo que el campo magnético en la capa externa es muy bajo. En la Figura 11, se muestra un ejemplo de tres capas, siendo en la capa externa (3) donde fluye la corriente neta. La Fuerza Magnetomotriz (FMM) o fuerza que produce un campo magnético, debe ser balanceada por una corriente superficial en la capa más profunda (2), pero la dirección de esta corriente es opuesta a la principal. Por lo tanto, para que la corriente neta en la capa 2 sea igual que en la 3, la corriente superficial en el lado izquierdo debe ser el doble. La misma situación se repite para la capa más interna (1), donde la superficie exterior sostiene el equilibrio de la FMM. Debido a que la corriente neta sigue siendo la misma, la superficie interna de la capa 1 tendrá el triple de corriente que la parte interna de la capa 3.

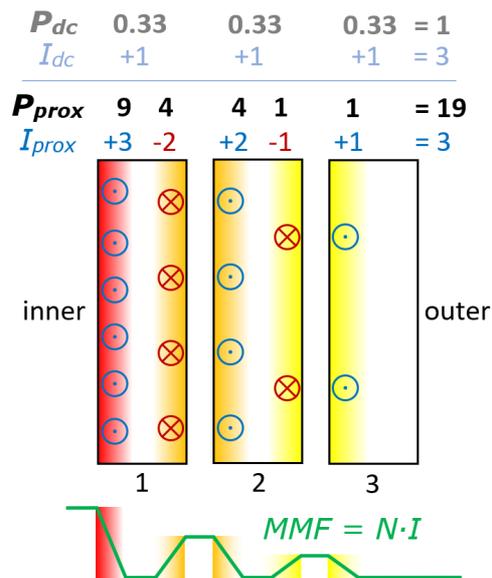


Figura 11. Efecto de proximidad a un devanado con tres capas. [15]

Este efecto tenía que ser cuantificado, y de ello se encargó el científico P.L. Dowell [15], en 1966 encontró el modo de analizarlo analíticamente. Las ecuaciones que propuso derivan sobre la base de números complejos y permiten el cálculo de la resistencia de proximidad y la inductancia relativas. Los valores calculados a partir de la ecuación de Dowell generalmente se trazan como una familia de curvas con ambos ejes normalizados, para que puedan aplicarse a cualquier devanado, grosor de cable y frecuencia.

En la *Figura 12* se representa el eje horizontal en el factor de frecuencia ($Q = d / \delta$) que es la relación entre el diámetro del cable (d) y la profundidad de la piel (δ) en la frecuencia dada f . El eje vertical representa el valor de proximidad $K = R_{AC} / R_{DC}$, una relación entre la resistencia de CA y la resistencia de CC. La resistencia CA nunca puede ser menor que la CC, porque es la propia resistencia en corriente continua más la inducción de un campo magnético que se produce en corriente alterna. Por ello los valores de K nunca serán menores a la unidad.

Se necesitan tres valores de entrada para ordenar la lectura del valor K del gráfico, con algún procesamiento previo. Dichos valores son la frecuencia y la resistividad del metal para calcular la profundidad de la piel δ . También se requiere el diámetro del cable (d) para calcular el factor de frecuencia ($Q = d / \delta$). Teniendo el valor Q solo hay que trazar una línea vertical y ver donde corta con la curva que tiene el número de capas de nuestro devanado. De aquí se obtiene el valor K , que indica la relación entre la resistencia en AC y DC.

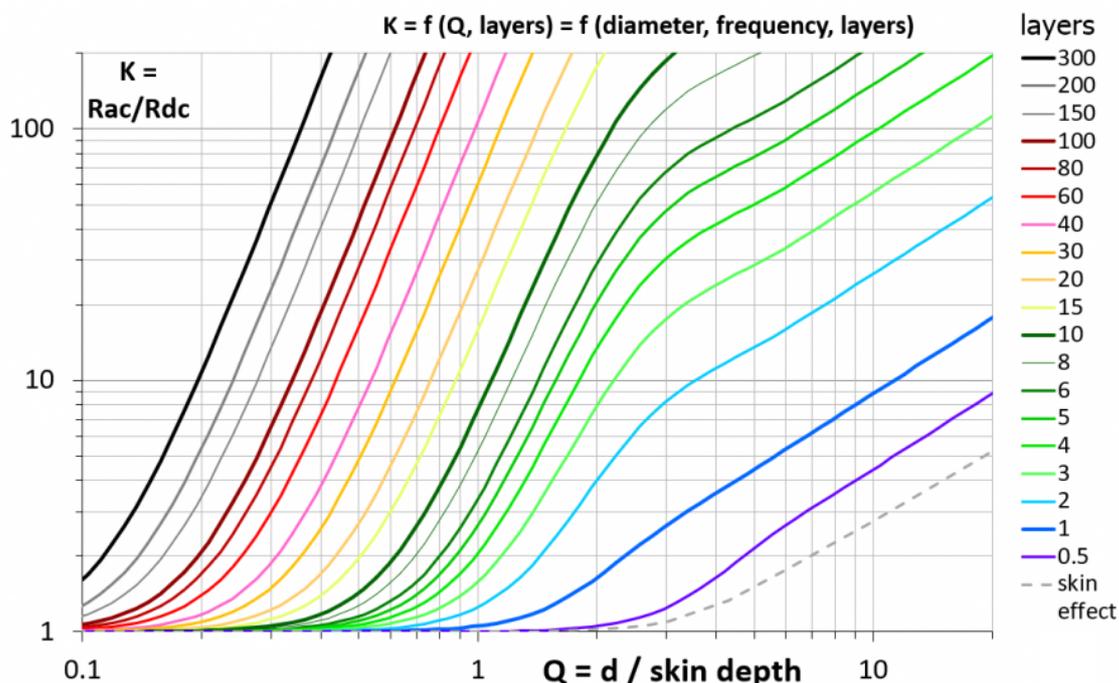


Figura 12. Familia de curvas de Dowell para cobre a 20 °C. [15]

El objetivo en el diseño de transformadores y demás bobinados es conseguir una relación entre R_{AC} y R_{DC} lo más próxima a 1, para evitar numerosas pérdidas cuando se haga pasar corriente alterna por el bobinado diseñado

2.1.3. HILO DE LITZ (TRANSFORMADOR CONVERTIDOR DC-DC)

Es un tipo particular de alambre o de cable con múltiples hilos que se usa en electrónica para transportar corriente alterna a altas frecuencias. El cable está diseñado para reducir el efecto piel y las pérdidas por efecto de proximidad en conductores utilizados para frecuencias de hasta 1 MHz. Tal y como se muestra en la *Figura 13*, consiste en muchos hilos de alambre delgado, aislados individualmente y retorcidos o tejidos juntos, siguiendo patrones que a menudo involucra varios niveles de cableado. El objetivo de estos patrones de bobinado es igualar la proporción de la longitud total sobre la cual cada hilo está en el exterior del conductor. Esto tiene el efecto de distribuir la corriente por igual entre los hilos de alambre, reduciendo la resistencia del hilo a altas frecuencias.

En el diseño de un hilo de Litz es necesario conocer la frecuencia de operación y la corriente de valor cuadrático medio (RMS) requerida para la aplicación. El principal beneficio es la reducción de las pérdidas de CA. La frecuencia no solo influye en la construcción de todo el cable, sino que también se utiliza para determinar el calibre de cada cable individual.

Para entender cómo se construye un hilo de Litz hay saber cómo está formado, en su construcción hay que tener en cuenta cuántos hilos tendrá en total, cuántos hilos tendrá un mazo, cuántos mazos habrá por alambre y cuántas agrupaciones de mazos conformarán el cable.

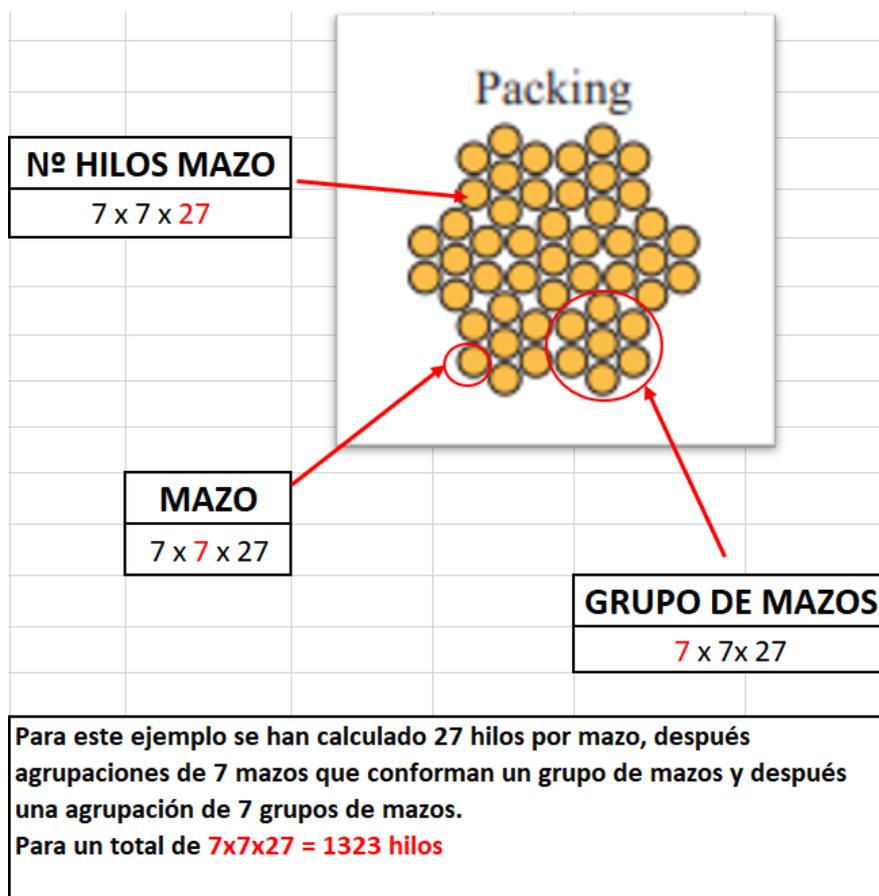


Figura 13. Construcción de un cable de hilo de Litz

Además del número de hilos que conforman el cable, y como están distribuidos, también es muy importante la forma en la que se trenzan. Existen muchos tipos de torsión para los alambres de Litz de alta frecuencia, con diferentes estructuras de mazos, permutaciones radiales y/o acimutales, etc. Sin embargo, la mayoría de los hilos de Litz se construyen con los siguientes esquemas de trenzado (Figura 14):

- **Torsión Perfecta (PT):** los mazos están perfectamente retorcidos (dirección radial y acimutal). Esta construcción ideal es difícil de realizar con un gran número de mazos.
- **Alambres Agrupados (BW):** los mazos solo se tuercen en dirección acimutal. Los mazos que se encuentran en el centro del cable permanecen en el centro y no se tuercen. Esto representa el esquema de trenzado más fácil y barato. Por ello, es el método más común utilizado en los hilos de Litz que se venden comercialmente.

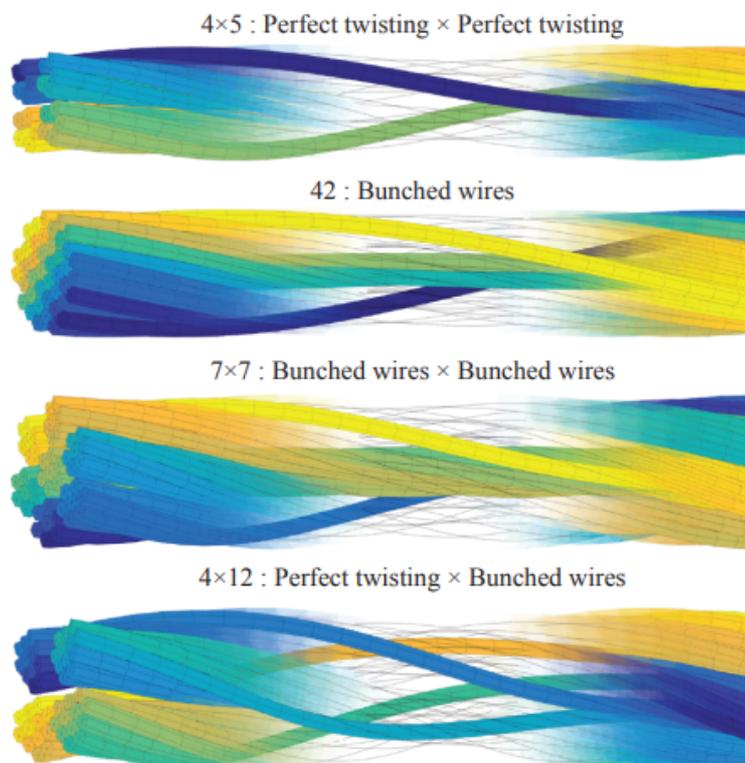


Figura 14. Diferentes tipos de trenzado del hilo de Litz. En la imagen superior de la figura se realiza un trenzado PT con 5 mazos agrupados en 4 grupos de mazos. En la segunda imagen, se hace un trenzado BW general donde se han agrupado los 42 mazos. En el siguiente ejemplo, se usa un trenzado BT de 7 mazos agrupados a su vez en 7 grupos. Por último, se combinan los dos trenzados (PT y BT) haciendo un trenzado BT en los mazos y un PT en los grupos de mazos. [\[18\]](#)

2.2. PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

2.2.1. NÚCLEO DE FERRITA

En un OBC el transformador es una parte vital asociada al convertidor de CC-CC. Por él circulará mucha tensión y su función es la de rebajar el nivel del voltaje en el circuito. Pero en este caso no se analizará el cable, ya visto anteriormente. Ahora, se estudiará las pérdidas que sufre el núcleo de este transformador debido a los flujos magnéticos que circularán a través de él.

En la construcción del núcleo de un transformador se debe considerar la forma que debe tener. Normalmente se compone de dos núcleos del mismo tipo confrontados entre sí. El más común es el de forma de U, donde al juntar dos núcleos de este tipo se forma el típico transformador cuadrado con los devanados a los lados. Pero existen muchas más opciones como el núcleo en forma E, ETD, EQ, P, PM y la combinación U e I, siendo estas las más comunes y utilizadas.

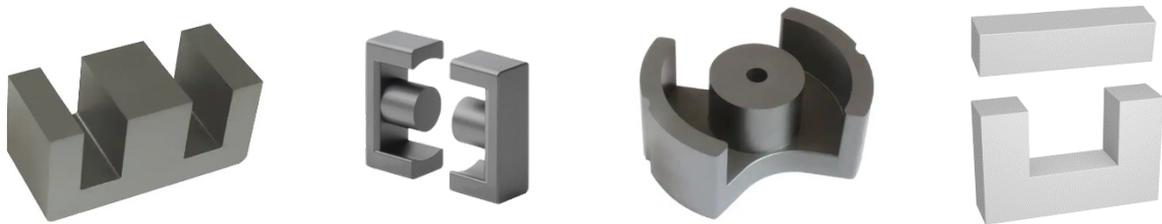


Figura 15. Distintos núcleos de un transformador. De derecha a izquierda, núcleo E, núcleo ETD, núcleo PM y núcleo U-I.

Otra característica importante es el área efectiva de un transformador, se trata del área donde se puede enrollar el devanado, en caso de necesitar pocas vueltas un área efectiva será suficiente, mientras si tenemos muchos giros se necesitará un área mayor. El volumen del transformador también es importante en cuanto a las pérdidas, ya que está relacionado directamente con la potencia activa (VA) con la que va a trabajar por el transformador. Por último, el material del núcleo, influyente en el rendimiento de un transformador. Cada material tiene una permeabilidad magnética, que es la capacidad que tienen los conductores de afectar y ser afectado por campos magnéticos, (es decir capacidad de crear campos magnéticos sin necesidad de corrientes externas). Por lo tanto, la densidad del flujo magnético varía entre distintos materiales. Los principales materiales usados en los núcleos son la Ferrita, Aleaciones Níquel-Cobalto o Hierro.

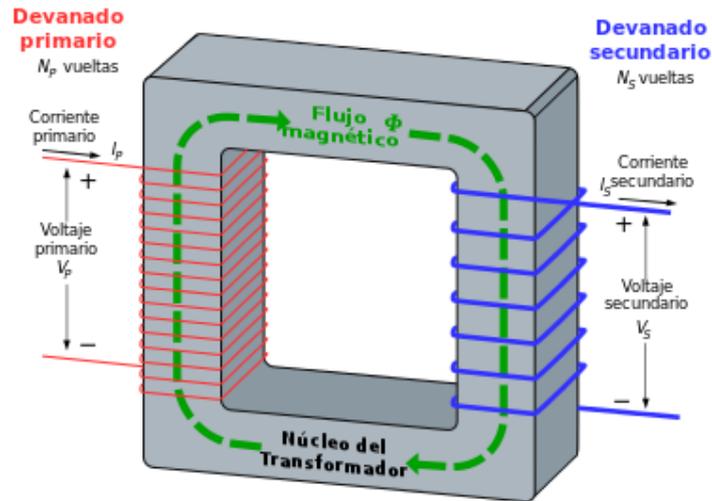


Figura 16. Funcionamiento de un transformador con dos núcleos U enfrentados.

Para la aplicación de este trabajo, se ha optado por usar el material Ferrita 3C94. Este material se suele utilizar para transformadores de alta frecuencia (10 kHz hasta 2 MHz). Posee un alta la permeabilidad magnética, buena resistencia térmica, baja atenuación y pocas pérdidas de corriente de Foucault en un amplio rango de frecuencias.

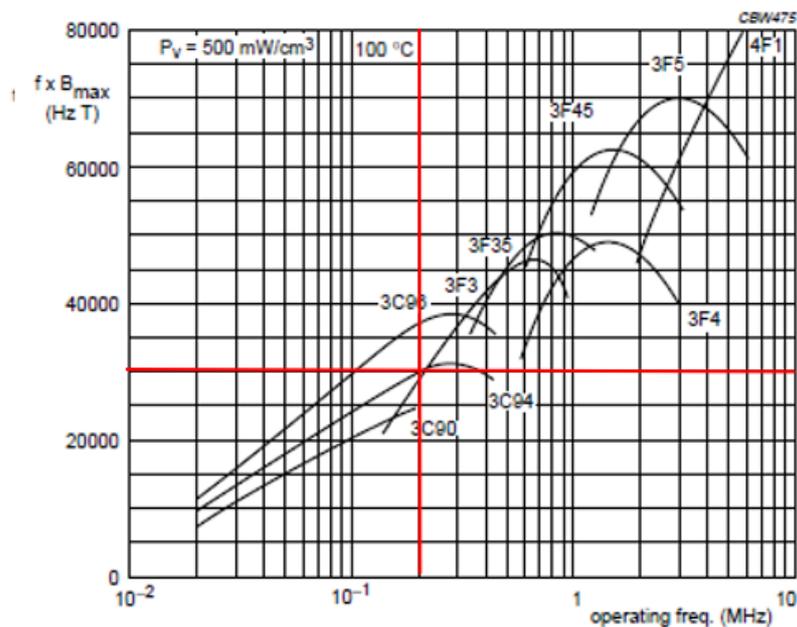


Figura 17. Gráfica que muestra el factor de rendimiento entre distintas ferritas, teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo del proyecto y considerando un flujo magnético no muy elevado. La Ferrita 3C94 es el material más apropiado para esta aplicación. [19]

De acuerdo con la Figura 17, es posible estimar el comportamiento nominal del núcleo que se diseñe empleando Ferrita 3C94.

La aplicación objetivo de este TFG es de 200 kHz, por lo que la densidad del flujo magnético en nuestro núcleo a esa frecuencia es de 150 mT. Cuando se diseñe el núcleo hay que tener en cuenta que no se supera el valor del flujo magnético.

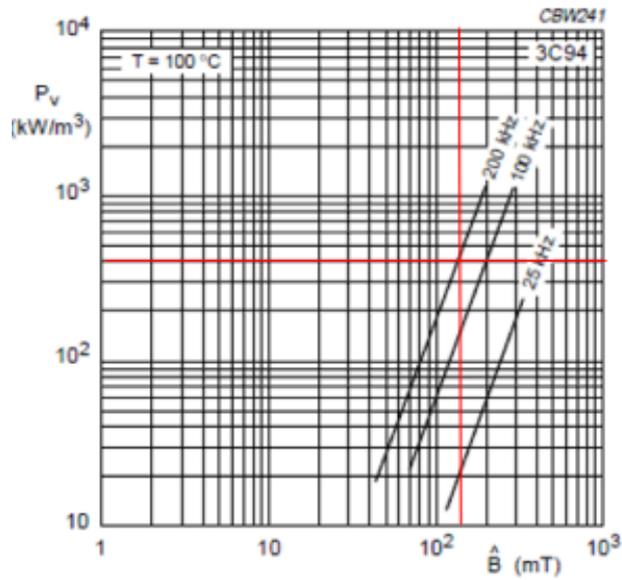


Figura 18. Gráfica muestra las pérdidas del material respecto al máximo valor del flujo magnético en función de la frecuencia. [19]

Las pérdidas de material para los 150 mT indicados con anterioridad son de 350 kW/m^3 . Este dato será tenido en cuenta durante los cálculos posteriores.

2.3. PÉRDIDAS EN LOS CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS

2.3.1. CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS

Este tipo de condensadores usa un líquido iónico conductor como una de sus placas. Suelen tener más capacidad que otro tipo de condensadores, son importantes en circuitos eléctricos con relativa alta corriente y baja frecuencia. Pueden tener mucha capacitancia, permitiendo la construcción de filtros a frecuencias muy bajas, en torno a 100-120 Hz.

Los electrolíticos de aluminio se construyen a partir de dos tiras de aluminio, una de las cuales está cubierta de una capa aislante de óxido, y un papel empapado en electrolito entre ellas. La tira aislada por el óxido es el ánodo, mientras el líquido electrolito y la segunda tira de aluminio actúan como cátodo. Esta pila se enrolla sobre sí misma, ajustada con dos conectores pin y se encaja en un cilindro de aluminio.

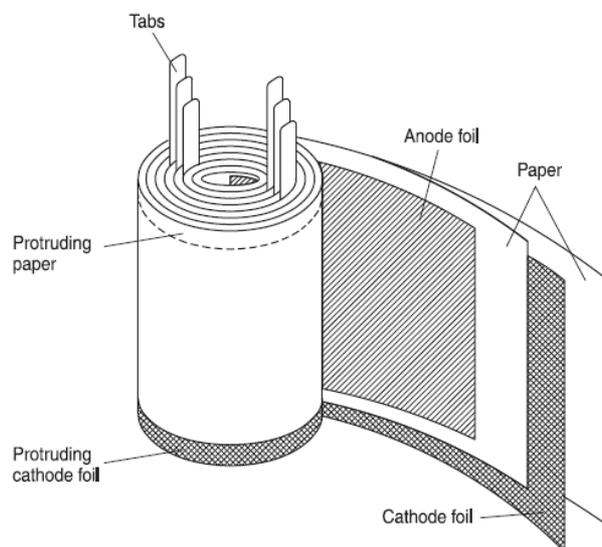


Figura 19. Construcción de un condensador electrolítico. [20]

Una de sus principales aplicaciones dentro de un OBC, es en el convertidor electrónico de potencia, donde es posible modular la corriente de entrada a través del puente rectificador, para que sea sinusoidal y esté en fase con la tensión de entrada.

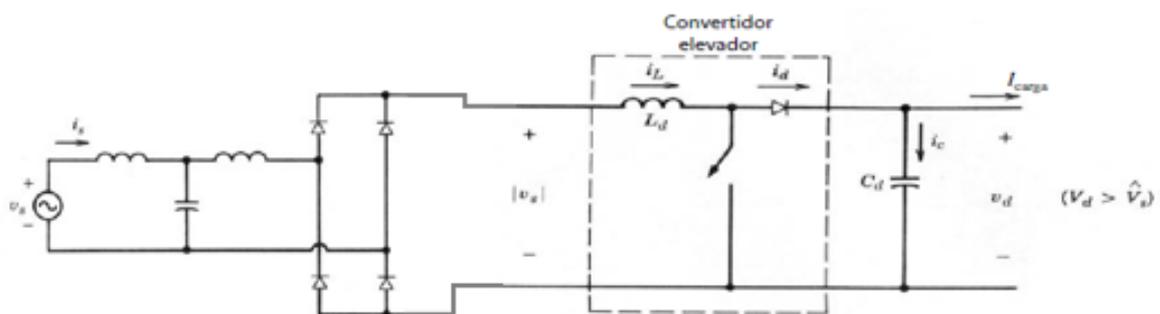


Figura 20. Convertidor elevador para el modulado de corriente. [10]

Siendo:

- v_s : voltaje de entrada / $|v_s|$: señal de entrada rectificadora
- i_s : corriente de entrada / i_L : señal de corriente de la bobina rectificadora

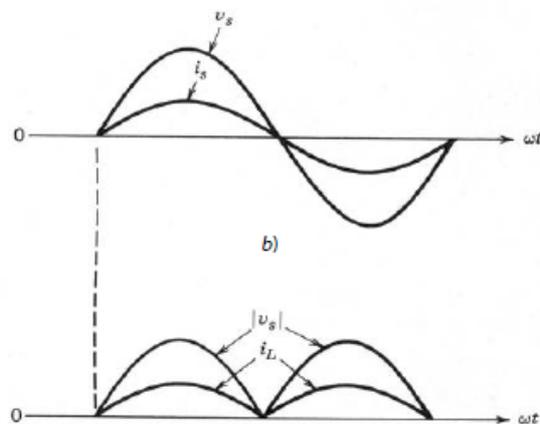


Figura 21. Formas de onda de la línea. (a) v_s e i_s ; (b) $|v_s|$ e i_L . [10]

En el convertidor mostrado en la *Figura 21*, el condensador C_d minimiza el rizado de v_d (voltaje de salida) y así cumple con los requerimientos de almacenamiento de energía del sistema de electrónica de potencia. El principal propósito de la colocación del condensador es suavizar el rizado de la corriente alterna de 50 Hz a 100 Hz. El principio de funcionamiento del circuito es sencillo, en la entrada del sistema se desea que la corriente i_s sea sinusoidal y esté en fase con v_s . Así en la salida del rectificador de puente completo, $|v_s|$ e i_L tienen la misma forma de onda, *Figura 21 (b)*. En la práctica, las pérdidas de potencia en el puente rectificador y el convertidor CC-CC son muy pequeñas [20], así que se ignorarán en el siguiente análisis teórico.

Utilizando un condensador C_d de alta capacidad, admite inicialmente que la tensión v_d es constante. Por lo tanto, la potencia de salida es:

$$p(t) = v_d \cdot i_d(t) \quad (2)$$

Mientras que i_d :

$$i_d(t) = I_{carga} \cdot i_c(t) \quad (3)$$

Si se idealiza el convertidor, la frecuencia de conmutación sería próxima a infinito mientras que L_d sería realmente pequeño. Eso permite la suposición de tener la misma potencia de entrada que a la salida del convertidor.

$$i_d(t) = I_{carga} \cdot i_c(t) = \frac{V_s \cdot I_s}{V_d} - \frac{V_s \cdot I_s}{V_d} \cos 2\omega t \quad (4)$$

donde el valor medio de I_d

$$I_d = I_{carga} = \frac{V_s \cdot I_s}{V_d} \quad (5)$$

La corriente que pasa por el condensador $i_c(t)$

$$i_c(t) = -\frac{V_s \cdot I_s}{V_d} \cos 2\omega t = -I_d \cos 2\omega t \quad (6)$$

Aunque efectuamos este análisis suponiendo que la tensión a través del condensador es continua y sin rizados, el rizado en v_d puede obtenerse como:

$$v_{d,rizado} \approx \frac{1}{C_d} \int i_c dt = -\frac{I_d}{2\omega C_d} \text{sen} 2\omega t \quad (7)$$

El valor de v_d se mantiene bajo al seleccionar un valor adecuadamente grande de C_d . También se puede poner un filtro LC sincronizado en serie y para el doble de frecuencia en CA, o en paralelo con C_d para reducir el rizado en la tensión de CC.

Las anteriores fórmulas permiten obtener los parámetros que le llegan al condensador, pero para caracterizar correctamente las pérdidas que se producen hay que tener en cuenta las diferentes características que tienen los electrolíticos.

- **Tensión Nominal (V_R):** es el valor de voltaje directo para el que se ha diseñado el condensador y que se indica en él. Para los electrolíticos de aluminio, los voltajes de 100 V se denominan “bajo voltaje”, mientras que los mayores de 100 V son los de “alto voltaje”.
- **Capacidad Nominal (C_R):** es el valor de la capacidad de CA para el que se ha diseñado el condensador y que se indica en él. La resistencia del condensador (R_c) se determina mediante métodos de medición específicos.
- **Capacidad en función de la frecuencia:** la capacidad no depende solo de la temperatura, sino también de la frecuencia.

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_j}$$

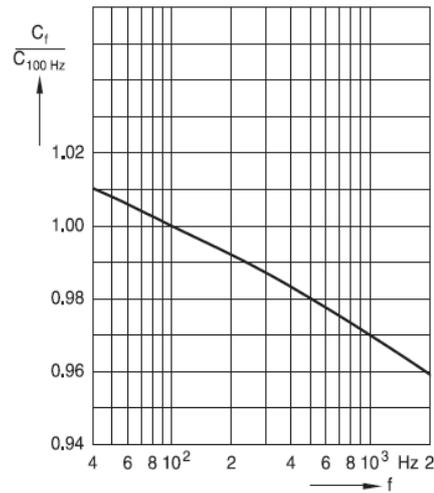


Figura 22. Gráfica capacidad respecto a la frecuencia. [20]

- Factor de disipación ($\tan \delta$):** es la relación de la resistencia serie equivalente, con un componente de reactancia capacitiva (condensador) en el circuito de serie equivalente. También sirve para la relación efectiva (potencia disipada) a la potencia reactiva para voltajes sinusoidales.

$$\tan \delta = \frac{ESR}{X_c} \quad (8)$$

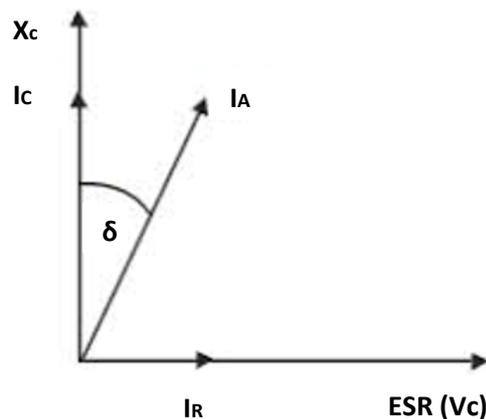


Figura 23. Relación de los componentes del factor disipación.

La Figura 23 establece la relación entre la parte resistiva y capacitiva del condensador electrolítico, siendo la tangente del ángulo, el valor total de la impedancia del condensador.

- **Resistencia en serie equivalente (ESR):** es el componente resistivo del circuito de serie equivalente. El valor ESR depende de la frecuencia y la temperatura, y está relacionado con el factor de disipación por la siguiente ecuación.

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi f C} \quad (9)$$

- **Impedancia (Z):** la impedancia de un condensador electrolítico resulta principalmente del circuito en serie formado por los siguientes componentes individuales de la serie equivalente.



Figura 24. Diagrama circuito equivalente simplificado de un condensador electrolítico. [20]

- 1) Reactancia capacitiva de la capacitancia C_s : $1/\omega C_s$
- 2) Pérdidas dieléctricas y resistencia óhmica del electrolito, las láminas y los terminales (ESR)
- 3) Reactancia inductiva ωESL del bobinado del condensador y de los terminales.

La reactancia inductiva ωESL solo depende de la frecuencia, mientras que $1/\omega C_s$ y ESR dependen de la frecuencia y de la temperatura.

La reactancia capacitiva predomina a bajas frecuencias. Con el incremento de la frecuencia, la reactancia capacitiva (X_c) decrece hasta que llega a la magnitud del valor de la resistencia del condensador electrolítico. Cuando se llega a la frecuencia de resonancia del condensador, las reactancias capacitivas e inductivas (X_c y X_L) se cancelan mutuamente. Por encima de esta frecuencia, la resistencia inductiva del devanado y sus terminales ($X_L = \omega ESL$) se hace efectiva, dando lugar a un aumento de la impedancia.

La resistencia del electrolítico aumenta con el descenso de la temperatura, y dependiendo de la frecuencia en la que opere el condensador, estará en su parte capacitiva o inductiva.

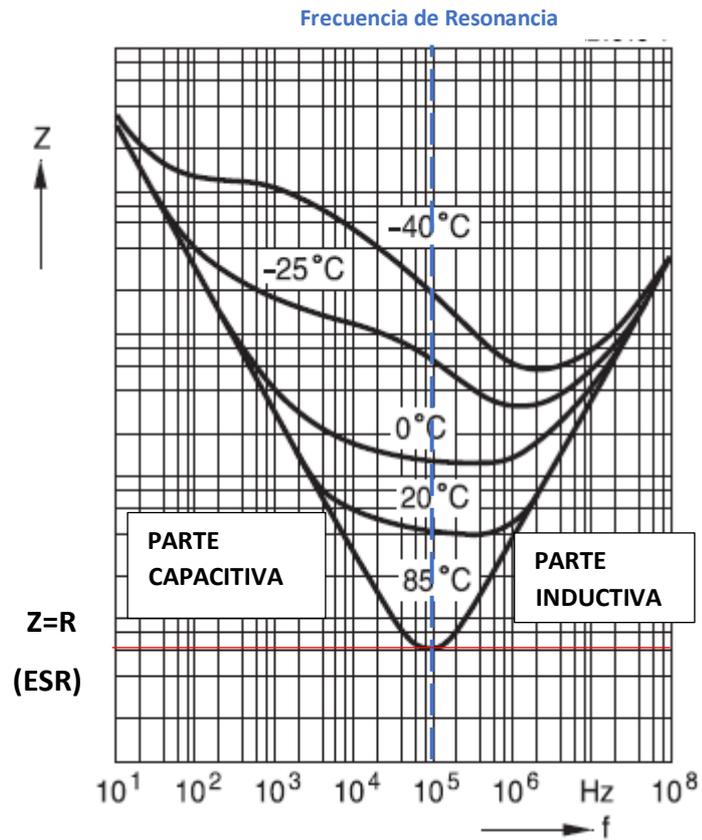


Figura 25. Evolución de la impedancia de un electrolítico respecto a la frecuencia. [20]

- Corriente de Rizado (I_{RIPPLE}):** el término de corriente de rizado se usa para el valor RMS de la corriente alterna que fluye a través de un dispositivo, como resultado de cualquier voltaje pulsante u ondulado. Las pérdidas de energía resultantes de esta corriente de rizado inducen el autocalentamiento del condensador. El valor máximo permisible de la corriente depende de la temperatura ambiente, de la ESR respecto la frecuencia de la señal alterna, la resistencia térmica y de la refrigeración aplicada al condensador.

2.4. PÉRDIDAS EN LOS TRANSISTORES MOSFETS

2.4.1. MOSFET

Un MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor) es un transistor de efecto campo empleado para la conmutación y amplificación de señales.

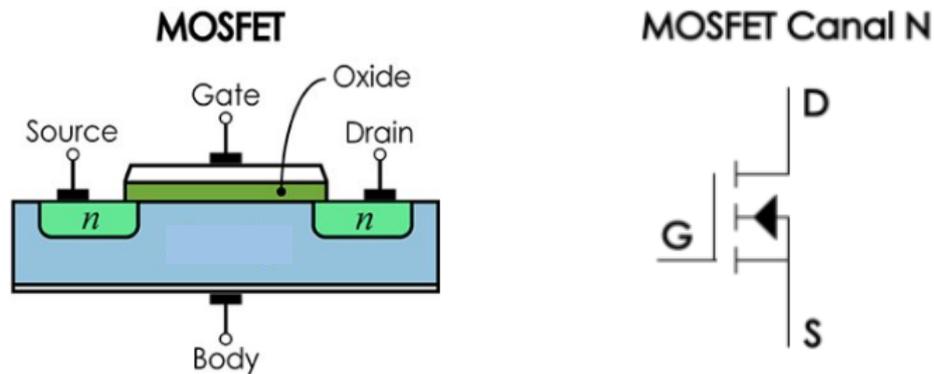


Figura 26. Estructura de un transistor MOSFET canal N

Este dispositivo contiene 3 terminales: Drenador (Drain), Surtidor (Source) y Puerta (Gate), la corriente circula entre el drenador y surtidor tal y como muestra la *Figura 27*. Y este paso de corriente está controlado mediante la tensión del terminal de la puerta. Su rango de aplicación puede ser superior a los 1200 V, y opera correctamente con frecuencias desde 60 kHz hasta 1 MHz.

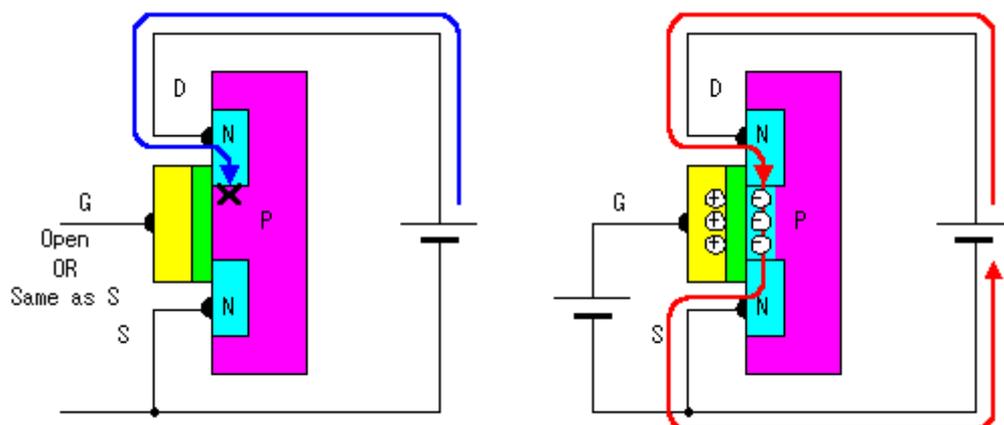


Figura 27. Esquema de activación por tensión de un MOSFET [21].

La principal ventaja de este transistor es que utiliza baja potencia para cumplir su misión. Es decir, la impedancia de entrada (en la puerta) tiende a infinito. Además, una vez formado el canal entre el drenador y surtidor, su impedancia es muy baja. En cuanto a la disipación de energía, en términos de pérdidas, es muy pequeña.

Principales características de un transistor MOSFET:

- **V_{GS} :** es la máxima tensión puerta-surtidor, que corresponde a la tensión de ruptura. Se mide con la puerta cortocircuitada a la fuente y con una pequeña circulación de corriente. Este valor ayuda a clasificar los MOSFETS en distintos rangos:
 - Baja Tensión: 15 V, 45 V, 80 V
 - Media Tensión: 100 V, 200 V, 400 V
 - Alta Tensión: 500 V, 800 V, 1200 V

- **I_D :** es la corriente continua máxima que soporta el drenador. Depende de la temperatura del transistor.
- **$R_{DS(on)}$:** es la resistencia entre el drenador y surtidor cuando el MOSFET está en estado de conducción. Los menores valores de la resistencia se tienen en los mejores dispositivos.

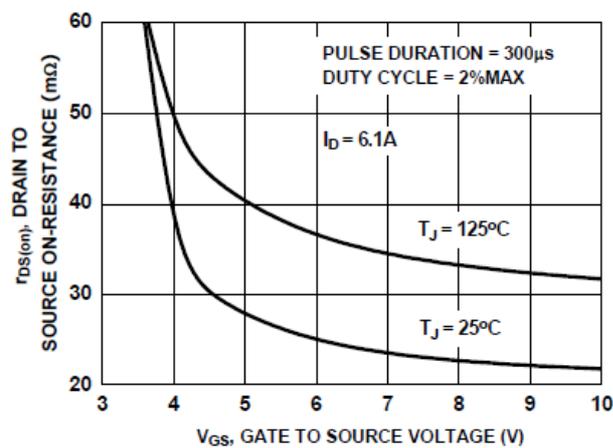


Figura 28. Gráfica de $R_{DS(on)}$ en función del voltaje V_{GS} [22].

- **V_{GS} :** es la tensión de la puerta-surtidor mínima para que se genere un canal entre drenador y surtidor. Este valor llega a variar dependiendo de la temperatura de unión.

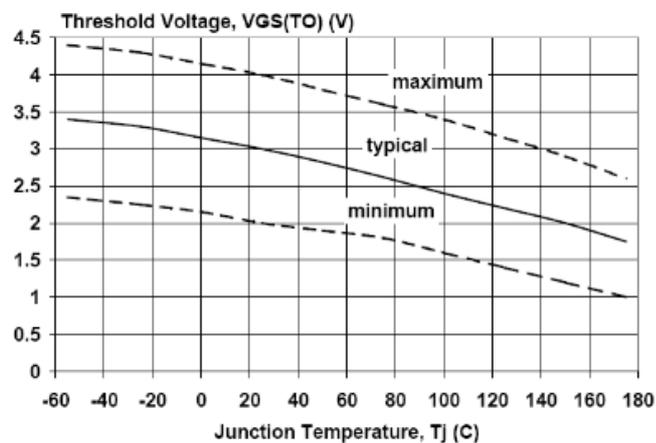


Figura 29. Gráfica V_{GS} en función de la temperatura de unión [22]

- **Velocidad de conmutación:** los MOSFETS de potencia son más rápidos que otros dispositivos usados en electrónica de potencia (tiristores, transistores bipolares, IGBT, etc...). La limitación en la rapidez está asociada a la carga de las capacidades parásitas del dispositivo, siendo estas:
 - Capacidad de lineal, C_{GS}
 - Capacidad de transición, C_{DS}
 - Capacidad Miller, no lineal, C_{DG}

La carga y descarga de estas capacidades parásitas generan pérdidas que condicionan las máximas frecuencias de conmutación de estos transistores.

En este proyecto se va a trabajar con transistores MOSFETS de carburo de silicio (SiC) [23]. Dentro del OBC, estos transistores se encuentran tanto en el PFC como en el DC-DCHV, ya que son los encargados de permitir el paso de la corriente en función de la V_{GS} del transistor.

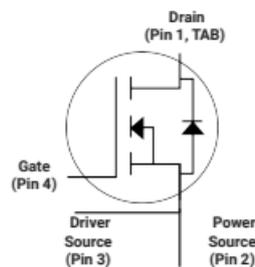


Figura 30. Esquema del módulo del MOSFET SiC con un diodo rectificador.

El transistor escogido es C3M0032120K de la marca CREE diseñado para automoción [24] y cumple con las principales especificaciones necesarias para que un componente electrónico puede ser utilizado en la industria automovil [25]. Este MOSFET cuenta con un diodo rectificador, que proporciona un camino para la corriente de carga inductiva y evitar al MOSFET durante su estado "OFF". La conducción del diodo se produce durante el tiempo muerto (dead-time) entre un transistor apagado y el segundo MOSFET encendido. Aunque los tiempos son pequeños (80-100 ns) las pérdidas asociadas con esta parte del ciclo de conmutación pueden ser significativas.

2.4.2. PÉRDIDAS EN CONDUCCIÓN

Esta activación conlleva unas pérdidas determinadas por las resistencias de los MOSFET y la corriente eficaz que circula por el transistor. Además, es importante tener en cuenta la dependencia con la temperatura de las resistencias δ , y la corriente de ondulación del inductor.

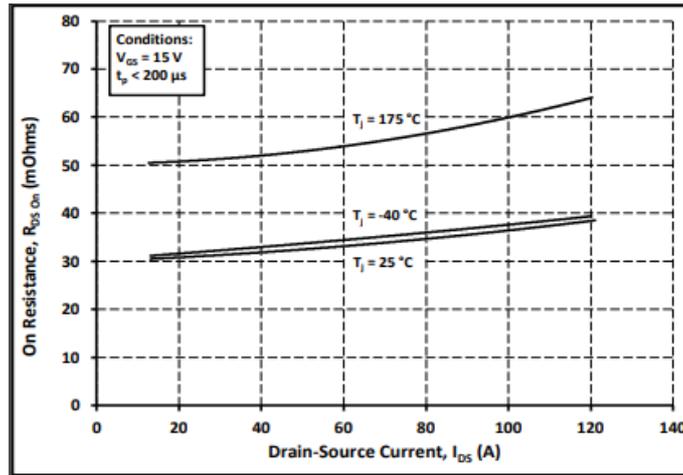


Figura 31. Relación de $R_{DS(ON)}$ del MOSFET C3M0032120K [24].

Las pérdidas totales que se producen en un MOSFET cuando está en conducción, es la suma entre las pérdidas producidas en el transistor y las pérdidas del diodo rectificador. Se definen como:

$$P_{MOSFET} = V_d \cdot I_{AV} + R_{DS(ON)} \cdot I_{DS(RMS)}^2 \quad (10)$$

$$P_{DIODO} = V_d \cdot I_{AV} + R_{D_DIODO} \cdot I_{DS(RMS)}^2 \quad (11)$$

$$P_{TOTAL} = P_{MOSFET} + P_{DIODO} \quad (12)$$

Siendo:

- V_d : la caída de tensión en el diodo. Al estar realizado de Carburo de Silicio tiene un valor despreciable, de en torno a 1 mV.
- I_{AV} : la corriente media que circula por el componente.
- R_{D_DIODO} : se saca de la pendiente entre la corriente y el voltaje que pasa por el diodo.
- $I_{DS(RMS)}$: el valor de la corriente drenador-surtidor en RMS.

2.4.3. PÉRDIDAS EN CONMUTACIÓN

Antes de explicar las pérdidas que se producen debido a la conmutación, hay que introducir conceptos conocidos como *hard-switching* y *soft-switching* [26].

2.4.3.1. HARD-SWITCHING (CONMUTACIÓN DURA)

Es la forma tradicional de conmutar transistores. Obliga al transistor a encenderse y apagarse (conmutar), agregando corriente o voltaje al pin de la puerta para habilitar el cambio de estado. Con una conmutación dura, la corriente del colector y del voltaje colector-emisor cambian bruscamente, lo que provoca ruido y pérdidas de conmutación. Este tipo de conmutación acorta la vida de los MOSFET, aunque se utiliza mayormente en los convertidores de potencia CC-CC.

Las pérdidas por conmutación ocurren en la intersección de las formas de onda del voltaje y corriente, y son la principal fuente de pérdidas de un convertidor. El porcentaje de pérdidas varía según el tipo, fabricante y voltaje operativo, aunque a mayor voltaje de operación, mayores pérdidas de conmutación.

Los principales inconvenientes de este tipo de conmutación son la creación de interferencias electromagnéticas y tener que reducir la frecuencia de conmutación para ganar eficiencia. Esto provoca distorsiones armónicas y ondulaciones a la salida.

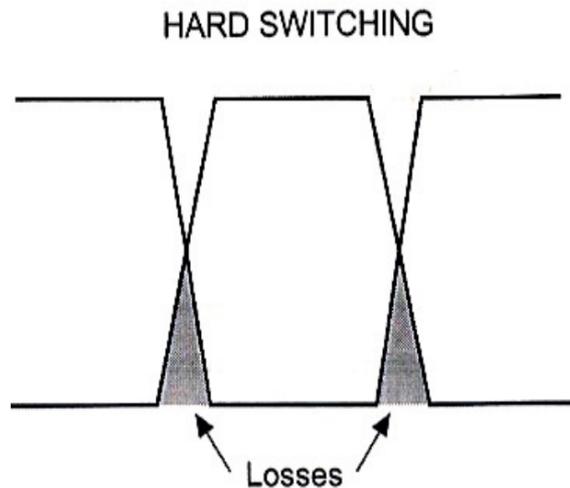


Figura 32. Formas de onda voltaje y corriente modo hard-switching MOSFET

2.4.3.2. SOFT-SWITCHING (CONMUTACIÓN SUAVE)

Es una técnica de conmutación en auge en el campo de los convertidores eléctricos conmutados. Mediante esta técnica, las pérdidas principales ya no se producen en la conmutación de los semiconductores, sino que se distribuyen entre los demás componentes de un convertidor.

El origen de las pérdidas de las pérdidas de conmutación se produce en el cambio de valor del V_{DS} e I_{DS} en régimen estacionario, mientras que v_{DS} e i_{DS} son valores instantáneos.

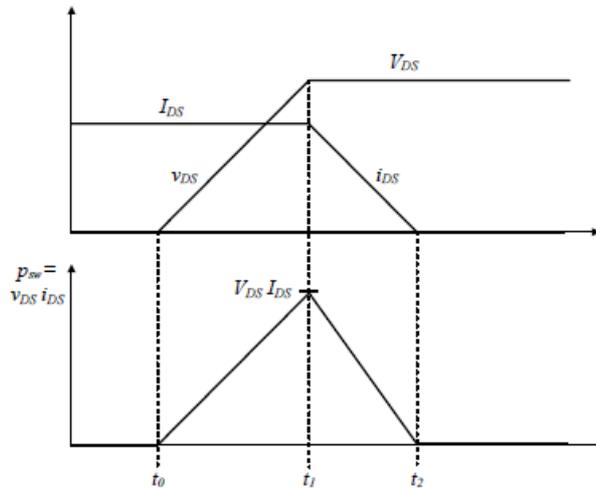


Figura 33. Conmutación del MOSFET

Las pérdidas de conmutación se generan en las transiciones entre estados del semiconductor, las cuáles no son instantáneas. La tensión v_{DS} y la corriente i_{DS} cambian de nivel en un tiempo pequeño, pero que no es nulo. La energía que se pierde E_{sw} en una transición, ya sea en la apertura o el cierre de los semiconductores, se expresa de la siguiente manera.

$$E_{SW} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_2 - t_0) \quad (13)$$

La potencia disipada, se puede entender como la apertura y el cierre del semiconductor a una frecuencia determinada f_{sw} :

$$P_{SW} = F_{SW} \cdot (E_{on} + E_{off}) = 2 \cdot E_{SW} \cdot F_{SW} \quad (14)$$

La técnica del *soft-switching* trata de desfazar las transiciones del voltaje y la corriente (v_{DS} e i_{DS}) para que estas no se solapen, consiguiendo en todo momento que uno de los dos valores sea nulo. Este permite que E_{SW} sea muy pequeña, consiguiendo que la pérdida de conmutación sea prácticamente igual a cero.

Hay dos casos de conmutación suave:

- **Zero-Voltage Switching (ZVS):** este caso, la conmutación se produce cuando la tensión V_{DS} pasa a valer cero, o ser muy pequeña. Esta situación se puede conseguir forzando una corriente inversa a través del diodo en paralelo del semiconductor. En ese momento, la tensión drenador-surtidor, es exactamente la inversa de la tensión ánodo-cátodo asociada a la conducción del diodo.
- **Zero-Current Switching (ZCS):** la conmutación del semiconductor se produce cuando la corriente es cero o casi nula. La forma de la onda de corriente tiene variaciones pequeñas respecto al tiempo, posibilitando la conmutación cuando su valor sea prácticamente cero.

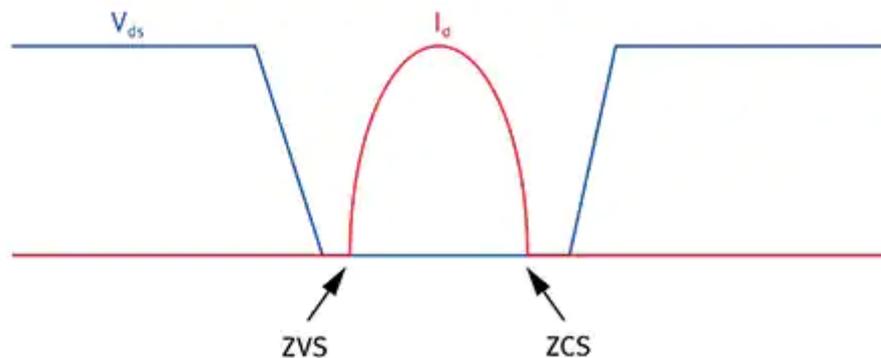


Figura 34. Forma de onda del voltaje y la corriente en modo soft-switching de un MOSFET

2.4.3.3. TOPOLOGÍA RESONANTE DEL CONVERTIDOR

La búsqueda de mejores rendimientos en los convertidores es uno de los objetivos principales de los fabricantes en la actualidad. Hoy en día se han alcanzado eficiencias superiores al 95%.

En el caso del convertidor de DC-DCHV del OBC se utiliza una topología resonante. Recibe este nombre puesto que tiene un tanque resonante, el cual está formado mediante un inductor y un capacitor, en los cuales la energía es almacenada de manera alternativa en el campo magnético de las bobinas y el campo eléctrico en los condensadores. Hay dos posibles combinaciones, dependiendo si el inductor está en serie a la carga y un condensador en serie (SRC) o en paralelo (PRC).

Los convertidores resonantes modifican la frecuencia de conmutación f_{sw} para variar la impedancia del tanque resonante, consiguiendo ganancias variables y el *soft-switching*. La frecuencia de resonancia se calcula con la Ecuación 15:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (15)$$

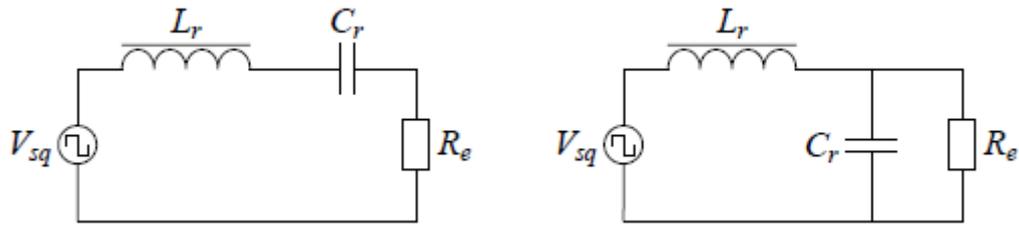


Figura 35. Esquema del tanque resonante SRC y PRC.

La bobina L_r y el condensador C_r forman el tanque resonante, mientras que R_e es la carga equivalente vista desde el primario del transformador. La tensión aplicada V_{sq} es la señal cuadrada saliente del inversor. Ambos modelos regulan la tensión de salida variando la frecuencia de conmutación, es decir, cambiando la impedancia del tanque resonante.

2.4.3.4. MODOS DE OPERACIÓN

Dado que la ganancia de la red de RCL está modulada por frecuencia, el convertidor puede operar en tres modos dependiendo de las condiciones de tensión y corriente de la carga.

Para la explicación que se presenta a continuación se va a usar el siguiente convertidor LLC como tanque resonante [26]:

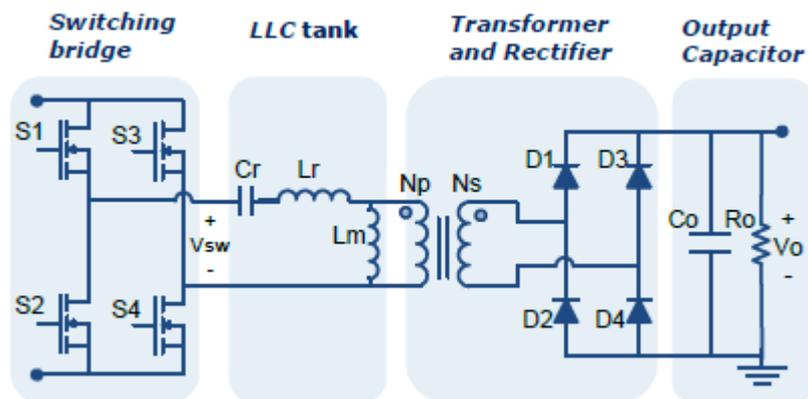


Figura 36. Convertidor Full-Bridge LLC con rectificador Full-Bridge [26].

- $F_s = F_r$ (En frecuencia resonante): Cada mitad de ciclo contiene una entrega completa de potencia donde el medio ciclo resonante se completa durante el medio ciclo de conmutación. Al final del medio ciclo de conmutación, la corriente del inductor resonante I_{Lr} alcanza la corriente de magnetización I_{Lm} , y la corriente del rectificador llega a cero. La ganancia del tanque resonante es igual a 1, por lo que tiene una eficiencia óptima. La relación de las vueltas del transformador hace que el convertidor trabaje en puntos nominales de tensión y corriente.

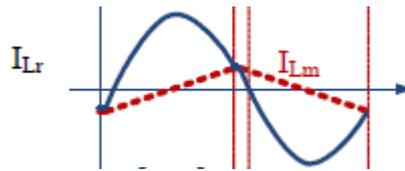


Figura 37. Corrientes trabajando a frecuencia resonante

- $F_s > F_r$ (Sobre frecuencia resonante): Cada mitad de ciclo contiene una entrega parcial de potencia, pero difiere en que el medio ciclo resonante no se completa e interrumpe al comenzar la otra mitad del ciclo de conmutación. Por lo tanto, los MOSFET del primario han aumentado las pérdidas de apagado y los diodos rectificadores secundarios tienen una conmutación dura. El convertidor opera en este modo a un voltaje de entrada más alto, donde se requiere una ganancia de retraso.

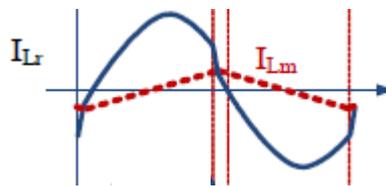


Figura 38. Corrientes trabajando sobre frecuencia resonante

- $F_s < F_r$ (Debajo frecuencia resonante): Mitad de ciclo entrega parcial de potencia. En el momento que se completa el medio ciclo resonante e I_{Lr} alcanza la corriente de magnetización, la operación 'freewheeling' inicia y continua hasta el medio ciclo de conmutación. Por lo tanto, el lado primario tiene mayores pérdidas de conducción. El convertidor opera en este modo a un voltaje de entrada más bajo, donde se requiere de una ganancia 'boost'.

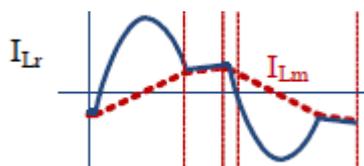


Figura 39. Corrientes trabajando debajo de frecuencia resonante

Una vez explicado los tres modos de operación, el convertidor tiene dos posibles operaciones durante el ciclo de conmutación:

- Entrega de potencia:** se produce dos veces en un ciclo de conmutación. En primer lugar, cuando el tanque resonante se excita con un voltaje positivo la corriente resuena en la dirección positiva en la primera mitad del ciclo de conmutación, representado en la *Figura 40*. La segunda ocurre cuando, el tanque resonante se excita con un voltaje negativo, por lo que la corriente resuena en la dirección negativa en la segunda mitad del ciclo de conmutación, tal y como se muestra en la *Figura 41*.

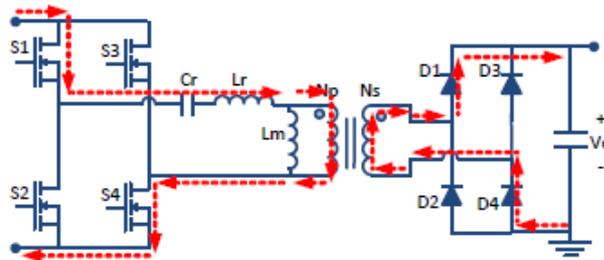


Figura 40. Entrega de potencia durante el semiciclo positivo.

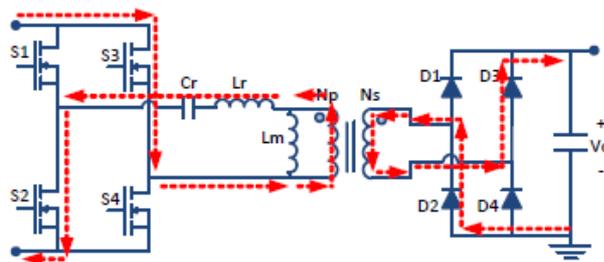


Figura 41. Entrega de potencia durante el semiciclo negativo.

- Freewheeling:** puede ocurrir después de la entrega de potencia, solo si la corriente resonante alcanza la corriente de magnetización del transformador. Esto solo sucede cuando la frecuencia de trabajo es menor que la resonante, causando que la corriente del secundario del transformador llegue a cero y el rectificador lateral secundario se desconecte. Por lo tanto, el inductor de magnetización estará libre para entrar en resonancia con el inductor y el condensador de resonancia. La frecuencia de esta segunda resonancia es más pequeña que la frecuencia de resonancia original. Así que la corriente primaria durante la operación de 'freewheeling' solo cambia ligeramente, y se puede aproximar para que no se modifique por simplicidad.

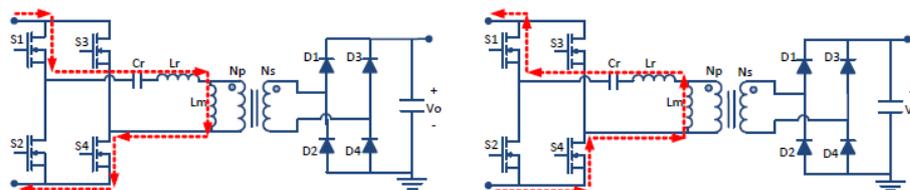


Figura 42. Operación freewheeling con sus dos resonancias

CAPÍTULO 3

SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS EN UN OBC

En el capítulo que se presenta a continuación se realizarán simulaciones de los componentes mencionados en el Capítulo 2. Para ello se utilizará el simulador LTSpice y hojas de cálculo. Una vez recabada la información se procederá a evaluar los resultados obtenidos.

3.1. EFECTO PIEL

El cálculo de este efecto se obtiene teniendo en cuenta las características del cable y la frecuencia en la que trabajará la aplicación.

En la mayoría de las aplicaciones electrónicas, se utiliza el cobre como conductor debido a sus excepcionales características eléctricas. Una conductividad eléctrica del 100% IACS, se define como la conductividad a una resistividad de volumen de 17.241 nΩ·m a 20°C. Cuenta con una baja resistencia eléctrica de $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, favoreciendo el paso de la corriente. Tiene un punto de fusión elevado, 1083°C, permitiendo soportar temperaturas críticas. Por último, en el aspecto físico, tiene una excelente capacidad de ser moldeado y deformado, permitiendo que pueda ser utilizado para cualquier aplicación.

En este proyecto se va a comprobar el efecto piel que tiene un cable de cobre para el transformador del convertidor del DCDC-HV. Con este experimento se averiguará la profundidad de piel del cable, es la sección por la que pasa más corriente de la debida y, por tanto, provoca que se eleve la resistencia del cable a frecuencias altas, y por consiguiente aumenta la temperatura del cable y del núcleo del transformador.

Para realizar los cálculos se utilizará la [Ecuación 1](#), explicada en el [Capítulo 2](#), con la ayuda del software de hojas de cálculo Excel.

Los datos de la siguiente aplicación son los siguientes:

- Permeabilidad magnética del vacío (μ_0) = $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
- Permeabilidad del cobre a 20°C (μ_r) = 1 H/m
- Conductividad del cobre (σ) = $5.81 \cdot 10^7$ S/m
- Frecuencia de trabajo del convertidor DCDC-HV (f) = 200000 Hz

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \mu_r \sigma f}} \quad (1)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot (4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1 \cdot (5.81 \cdot 10^7) \cdot 200000}} = 0.0001476 \text{ m} = 0.1476 \text{ mm}$$

DATOS APLICACIÓN		
μ_0	1.2566 E-06	Constante magnética (Tm/A)
μ_r	1	Permeabilidad del cobre (Tm/A)
σ	5.8109 E+07	Conductividad del cobre (S/m)
f	200000	Frecuencia de trabajo (Hz)

Tabla 1. Datos del cable de cobre y la frecuencia de trabajo

PROFUNDIDAD DE PIEL	
0.1476	mm

Tabla 2. Profundidad de piel

Se ha calculado la profundidad de piel (δ) que habrá en un cable de cobre a la frecuencia de trabajo del convertidor. Ese valor es de 0.1476 mm, significa que en esa capa del cable circulará una densidad de corriente superior a la nominal.

Para seleccionar el cable, se debe tener en cuenta si estará independiente o en contacto con otros cables. Para uno individual, si su radio es inferior a la profundidad de piel, el efecto piel es insignificante. En caso de tener varios cables agrupados en capas, el efecto piel deja de tener una gran relevancia, ya que el efecto proximidad sube drásticamente y el campo magnético que genera penetra en toda la superficie del conductor.

3.2. EFECTO DE PROXIMIDAD

Este efecto tiene una gran importancia, debido a las grandes pérdidas que genera en los bobinados. Por ello a la hora de la construcción de un transformador hay que tener en cuenta las capas de cable que habrá en el primario y secundario del transformador.

Otra característica importante del cable es el diámetro de éste, ya que mayor sección, provoca un campo magnético más grande. Por ende, siempre se ha de priorizar cuando se trabaja en altas frecuencias, el uso de diámetros inferiores a 0.25 mm para la formación del hilo de Litz.

Para el cálculo del efecto de proximidad, se simulará con el transformador actual que se monta en el OBC BEV 11kW. Este transformador tiene un bobinado de 14 vueltas en el primario, lo que se traduce en 3 capas de cable. El secundario cuenta con 11 vueltas y 2 capas de bobinado.

Como se mencionó en el apartado de caracterización de estas pérdidas (2.1.2), el efecto de proximidad se puede calcular mediante las curvas de Dowell. Pero hoy en día han mejorado significativamente las herramientas de cálculo respecto al siglo anterior. En este trabajo también se utilizará una calculadora específicamente creada para calcular este efecto. Al final se evaluarán los resultados, comparándolos y viendo que método te proporciona un resultado más preciso.

3.2.1. CÁLCULO CON CURVAS DOWELL

Este método de cálculo se ha utilizado desde el año 1966, cuando Dowell lo inventó. Consiste en obtener la relación entre resistencia AC y DC del cable, este valor siempre será mayor que 1, ya que la resistencia AC siempre será más grande que la de DC.

$$K = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad (16)$$

Mediante la tabla que elaboró Dowell, se extrae el valor de la K. Antes de esto, se necesita saber la profundidad de piel (δ) y el diámetro del cable.

$$Q = \frac{d}{\delta} \quad (17)$$

Por último, hay que saber la cantidad de capas que va a tener nuestro diseño, entendiendo por capa dos conductores que estén puestos uno encima del otro.

Para este caso, un hilo individual de los que conforma el cable tiene un diámetro de 0.0635 mm. Cuanto, a la profundidad de piel, tenemos el valor que se ha obtenido en el apartado anterior que es de 0.1476 mm. Ahora siguiendo la *fórmula 17* y el número de capas de nuestro transformador, con ayuda de la tabla que se muestra en la *Figura 43*, se obtiene la relación de la *fórmula 16* (K):

$$Q = \frac{d}{\delta} = \frac{0.0635 \text{ mm}}{0.1476 \text{ mm}} = 0.4302$$

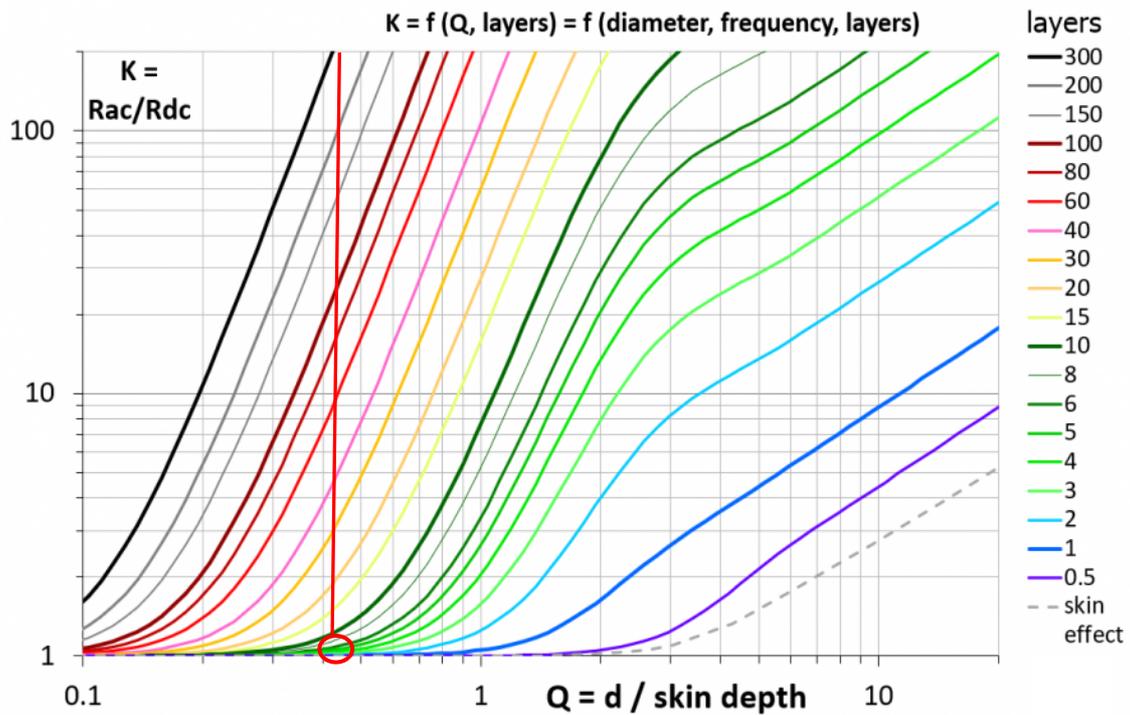


Figura 43. Cálculo efecto proximidad usando la gráfica de Dowell.

De la gráfica de la *Figura 43* se obtiene que la relación entre resistencias es prácticamente 1, así que el efecto de proximidad es bajo. En principio, el diseño del cable sería correcto, porque la resistencia en AC es prácticamente la misma que en DC. Por lo que no se vería afectado por las corrientes inducidas creadas por los campos magnéticos que aparecen el bobinado al pasar corriente alterna por él.

3.2.2. CÁLCULO CON SOFTWARE

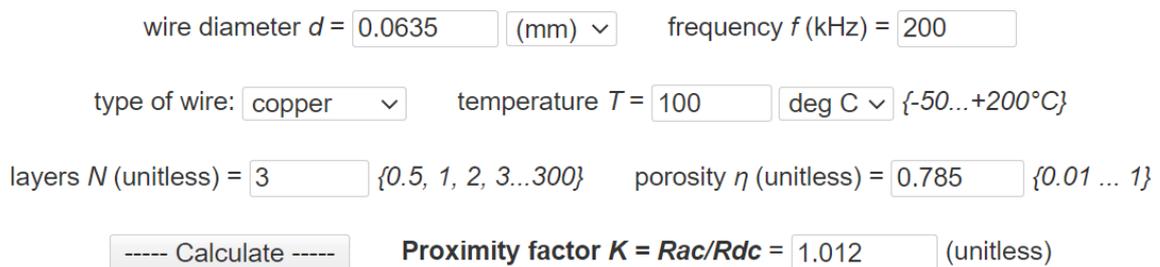
Aun así, este método de las curvas de Dowell no proporciona mucha precisión. Por lo que para asegurar que el diseño es correcto y efectivamente no tendrá un efecto de proximidad elevado, se utilizará una calculadora de efecto de proximidad, desarrollada por una página especializada en electrónica llamada *Encyclopedia Magnetica* [27].

Este programa permite calcular el valor del efecto con distintos materiales, sin necesidad de introducir el efecto piel. Tiene en cuenta la frecuencia de trabajo, la porosidad del cable, esta característica es una constante para los conductores redondos, es igual a $\eta=0.785$. También se debe introducir la temperatura a la que se encontrará el transformador, usando mediciones anteriores, se concluye que trabaja en una temperatura de 100°C.

Los parámetros de la simulación son los siguientes:

- Diámetro del hilo (d) = 0.0635 mm
- Frecuencia de trabajo (f) = 200000 Hz
- Temperatura de trabajo (T) = 80°C
- Porosidad cable redondo (η) = 0.785

A continuación, en la *Figura 44*, se muestra las casillas a rellenar con la información recogida y el resultado que se obtiene usando esta calculadora.



wire diameter d = (mm) frequency f (kHz) =

type of wire: temperature T = deg C

layers N (unitless) = {0.5, 1, 2, 3...300} porosity η (unitless) = {0.01 ... 1}

Proximity factor $K = Rac/Rdc$ = (unitless)

Figura 44. Resultado efecto de proximidad con calculadora.

El resultado obtenido confirma que el diseño inicial es válido, en parte, porque se obtiene el mismo resultado en los dos métodos. En cuanto al valor que se halla, indica que no habrá variación en la resistencia del cable, ya sea CA o CC la corriente que circule por el conductor.

La parte negativa de estos métodos es que no se averigua el valor de la resistencia del cable en DC. Para hacerlo se debe usar el método tradicional, donde se hace pasar una corriente por el cable y se mide la caída de tensión en el conductor (más adelante, apartado 3.3, se verá cómo obtener el valor de las resistencias sin necesidad de tener físicamente el cable). Al hacer esta medida, aplicando la ley de Ohm, se obtiene el valor de la resistencia del cable en DC y con la relación (K) que obtienes con sendos métodos te permite hallar el valor real de la resistencia ante corriente alterna.

En la siguiente figura se ve como realizar la medida, el cable de la fotografía es distinto al que se va a implementar en el transformador. Se utiliza como ejemplo de cómo tomar la medida de la resistencia de un hilo de Litz.

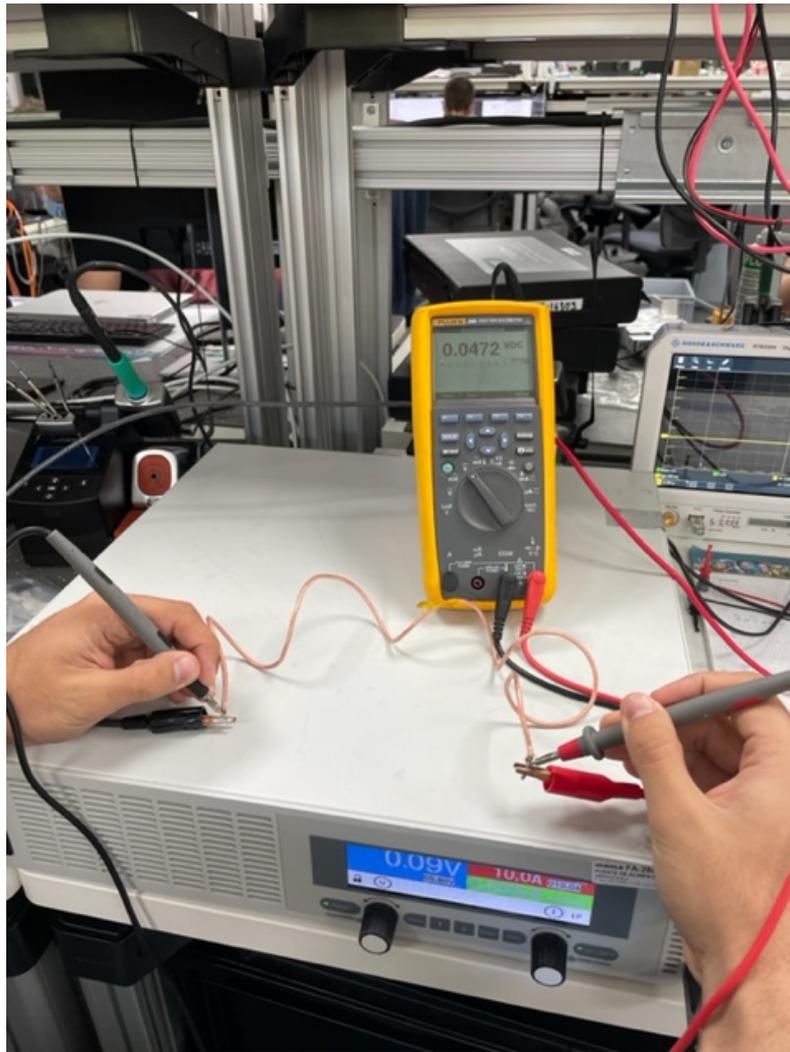


Figura 45. Método experimental de la medición R_{DC} de un cable de Litz.

3.3. HILO DE LITZ

Este componente es muy importante en el rendimiento del transformador. Es el encargado de reducir las pérdidas de los efectos mencionados anteriormente. Por eso es importante saber construir un cable que cumpla con las especificaciones y a su vez tenga la menor resistencia posible al paso de la corriente.

En este TFG, se ha tomado como referencia los alambres de Litz de la marca New England Wire Technologies [28], porque es el proveedor de la empresa donde se realiza este OBC. Por eso, en los cálculos se utiliza unidades del sistema estadounidense, pero en los resultados que se obtienen se hace la conversión al Sistema Internacional (SI).

El diseño del hilo de Litz se ha hecho mediante las características que esta empresa ofrece, se ha intentado ajustar al máximo a las necesidades del convertidor. Pero en un proyecto de este calibre, la eficiencia del transformador es vital, ya que, si el cable se sobrecalienta y el núcleo del transformador también, el convertidor puede colapsar. Por lo que, se calculará la composición ideal de hilo de Litz para la aplicación y la real teniendo en cuenta las opciones que ofrece el proveedor.

La frecuencia nominal en la que va a trabajar el transformador es de 200 kHz. La resistencia del cable se calcula del mismo modo que se muestra en la *Figura 45*, pero para tener una medida más específica el valor de la resistencia total en CC que tiene el hilo, se divide la longitud de este. Para conseguir las vueltas necesarias del bobinado del transformador se necesita un hilo con una longitud de 85 cm.

$$R_{DC} = \frac{0.119 \text{ V}}{29 \text{ A}} = 4.1 \text{ m}\Omega$$

$$\frac{R_{DC}}{\text{mm}} = \frac{0.0041 \text{ }\Omega}{850 \text{ mm}} = 4.8267 \cdot 10^{-6} \text{ }\Omega/\text{mm}$$

Las especificaciones para nuestro diseño son las siguientes:

- Frecuencia de trabajo: 200 kHz
- Resistencia DC/mm del cable: $4.8267 \cdot 10^{-6} \text{ }\Omega/\text{mm}$
- $R_{AC}/R_{DC} \approx 1$

Se empieza eligiendo el calibre del cable dependiendo de la frecuencia de la aplicación, en este caso es $f = 200$ kHz. Para ello, se utiliza la tabla que esta empresa te proporciona para la construcción del hilo de Litz.

FREQUENCY	REQ'D WIRE GAUGE	NOM. DIA. OVER COPPER	DC RES. OHMS/M' (MAX)	SINGLE STRAND R_{AC}/R_{DC} "H"
60 HZ to 1 KHZ	28 AWG	.0126	66.37	1.0000
1 KHZ to 10 KHZ	30 AWG	.0100	105.82	1.0000
10 KHZ to 20 KHZ	33 AWG	.0071	211.70	1.0000
20 KHZ to 50 KHZ	36 AWG	.0050	431.90	1.0000
50 KHZ to 100 KHZ	38 AWG	.0040	681.90	1.0000
100 KHZ to 200 KHZ	40 AWG	.0031	1152.30	1.0000
200 KHZ to 350 KHZ	42 AWG	.0025	1801.0	1.0000
350 KHZ to 850 KHZ	44 AWG	.0020	2873.0	1.0003
850 KHZ to 1.4 MHZ	46 AWG	.0016	4544.0	1.0003
1.4 MHZ to 2.8 MHZ	48 AWG	.0012	7285.0	1.0003

Figura 46. Tabla de calibres hilo de Litz [28].

Para asegurar el correcto funcionamiento, se escoge el calibre del cable del rango de 200 kHz – 350 kHz. Con este calibre, la tabla indica que el diámetro de cada filamento que compone el hilo es de 0.0025 pulgadas. Convirtiendo esta medida en unidades del SI, son 0.0635 mm. Indica la máxima resistencia del cable de 1801 ohm cada 1000 pies, en SI, 0.0059 Ω /mm. Y, por último, la relación R_{AC}/R_{DC} entre filamentos que es igual a 1.

El siguiente paso ya es el cálculo de la relación R_{AC}/R_{DC} del cable, para ello se necesita la siguiente fórmula:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = H + K \left(\frac{N \cdot D_i}{D_o} \right)^2 \cdot G \quad (18)$$

Siendo:

- **H:** relación R_{AC}/R_{DC} entre filamentos
- **K:** constante igual a 2, cuando N es mayor de 27
- **N:** número de filamentos en el cable
- **D_i:** diámetro de los filamentos
- **D_o:** diámetro del cable final
- **G:** corrientes de Foucault, se calculan $G = \left(\frac{D_i \sqrt{f}}{10.44} \right)^4 \quad (19)$

N	3	9	27	Infinity
K	1.55	1.84	1.92	2

Figura 47. Tabla de la constante K dependiendo de los filamentos N del cable [28].

También hay que calcular las corrientes de Foucault, que dependen del diámetro del filamento que se haya elegido. En este caso es de 0.0025 pulgadas.

$$G = \left(\frac{D_i \sqrt{f}}{10.44} \right)^4 = \left(\frac{0.0025 \cdot \sqrt{200000}}{10.44} \right)^4 = 1.315 \cdot 10^{-4}$$

Antes de acudir a la Ecuación 18, se debe calcular el valor de la resistencia DC del cable que se ha supuesto. Para ello, se aplica la siguiente fórmula:

$$R_{DC} = \frac{R_S \cdot (1.015)^{N_B} \cdot (1.025)^{N_C}}{N_S} \quad (20)$$

Donde, R_S es igual a la resistencia del cable en CC cada 100 pies. N_S es el número de hilos que conforma el cable. N_B es el número de “bunching operations” del cable, significa la cantidad de agrupaciones de mazos que hay en el cable y se representa mediante “/” en la construcción de un cable. Por ejemplo, para trabajar a frecuencias muy altas se necesitan varios grupos de mazos para evitar el efecto proximidad. N_C es el número de “cabling operations” en el cable, este número indica como es la construcción del hilo, cada mazo y grupo de mazos queda reflejado en este valor. Se representa mediante “x”.

A continuación, ejemplos de la construcción de un hilo de Litz identificando N_B y N_C :

5x5x28/40 -> en este caso hay dos “cabling operation” (N_C) y una “bunching operation” (N_B).

5x3/44/42 -> en este caso hay una “cabling operation” (N_C) y dos “bunching operation” (N_B).

Para conseguir estas construcciones de los cables y comprobar mediante la Ecuación 20, el valor de la R_{DC} . Hay que acudir a la siguiente tabla que te proporciona el datasheet, para obtener la propia conformación del cable, pero también el diámetro exterior del cable (D_o) que se utiliza en la ecuación para calcular la resistencia CA del cable.

Round Litz											
Equivalent Gauge	Circular Mil Area	Number of Strands	Strand Gauge	Film Coating 1	Construction Type	Outer Insulation 2	Nominal Outside Diameter (Inches)	Nominal LBS./MFT.	Direct Current Resistance OHMS/MFT.	Construction	
Recommended Operating Frequency - 200 KHZ to 350 KHZ											
36	25.0	4	42	S	1	—	.007	.079	457.0	4/42	
34	43.8	7	42	S	1	SN	.012	.157	261.2	7/42	
32	62.5	10	42	S	1	SN	.014	.220	182.8	10/42	
30	100.	16	42	S	1	SN	.016	.345	114.3	16/42	
28	163.	26	42	S	1	SN	.020	.551	70.3	26/42	
26	250.	40	42	S	1	SN	.024	.836	45.7	40/42	
24	413.	66	42	S	2	SN	.031	1.40	28.4	3/22/42	
22	656.	105	42	S	2	SN	.040	2.21	17.8	5/21/42	
20	1,031.	165	42	S	2	SN	.049	3.45	11.4	5/33/42	
18	1,688.	270	42	S	2	SN	.062	5.74	7.11	5x3/18/42	
16	2,625.	420	42	S	2	SN	.073	8.88	4.57	5x3/28/42	
14	4,125.	660	42	S	2	SN	.092	13.9	2.91	5x3/44/42	
12	6,563.	1,050	42	S	2	DN	.119	22.4	1.83	5x5x42/42	
10	10,687.	1,710	42	S	5	DN	.185	40.3	1.15	6(5x3/19/42)	
8	16,875.	2,700	42	S	5	DN	.231	63.0	.729	6(5x3/30/42)	
6	26,250.	4,200	42	S	5	DN	.287	97.1	.468	6(5x5/28/42)	
4	42,188.	6,750	42	S	5	SNB	.434	169.	.291	10(5x3/45/42)	
2	67,500.	10,800	42	S	5	SNB	.561	272.	.182	12(5x5/36/42)	

Figura 48. Tabla de construcción de hilos de Litz para rango de frecuencia de 200 - 350 kHz [28].

El cálculo de la conformación del hilo es mediante iteraciones, se escoge un cable y se comprueba si está próximo al objetivo marcado. En caso contrario, se debe cambiar la construcción y probar con un cable con más o menos filamentos.

Para este caso, ya se ha calculado previamente, se escoge un cable de la Figura 48 con la siguiente construcción 5x5x42/40. Primero se calcula el valor de resistencia del cable en DC:

$$R_{DC} = \frac{R_S \cdot (1.015)^{N_B} \cdot (1.025)^{N_C}}{N_S} = \frac{1801 \cdot (1.015)^1 \cdot (1.025)^2}{1050} = 1.829 \frac{\Omega}{1000 \text{ ft.}} = 6 \cdot 10^{-6} \frac{\Omega}{\text{mm}}$$

Ahora se aplica la Ecuación 18 para obtener la resistencia del cable en AC:

$$\begin{aligned} \frac{R_{AC}}{R_{DC}} &= H + K \left(\frac{N \cdot D_i}{D_o} \right)^2 \cdot G \rightarrow R_{AC} = R_{DC} \cdot H + K \left(\frac{N \cdot D_i}{D_o} \right)^2 \cdot G = \\ &= 1.829 \cdot 1 + 2 \cdot \left(\frac{1050 \cdot 0.0025}{0.119} \right)^2 \cdot 1.315 \cdot 10^{-4} = 1.957 \frac{\Omega}{1000 \text{ ft.}} \\ &= 6.42 \cdot 10^{-6} \frac{\Omega}{\text{mm}} \end{aligned}$$

Y la relación entre la resistencia de AC y DC es:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{1.957}{1.829} = 1.07$$

La relación AC/DC obtenida es bastante buena, pero la resistencia que tiene el cable es demasiado elevada para la aplicación requerida. Así que se necesita un método de cálculo que permita obtener con más exactitud la construcción del cable para el diseño a desarrollar.

Para ello, se ha desarrollado mediante una hoja de cálculo, una calculadora que permite obtener los valores necesarios para llevar a cabo el diseño del hilo de Litz. Este software se ha hecho mediante las ecuaciones presentadas anteriormente y busca agilizar el cálculo.

CALCULADORA AC RESISTANCE (NEW ENGLAND WIRE TECHNOLOGIES)			
Parámetro	Valor	Unidad	Definición
Frecuencia	200000	Hz	Frecuencia de operación en Hz
N	1305	ud.	Número de hilos en el cable
Di	0.0025	inches	Diámetro de las hilos individuales
Di (mm)	0.0635	mm	Diámetro de las hilos individuales en milímetros
Do	0.125	inches	Diámetro cable terminado
Do (mm)	3.175	mm	Diámetro cable terminado en milímetros
H	1	-----	Relación de Rac/Rdc de los filamentos individuales cuando están aislados
K	2	-----	Constante dependiente (Tabla 1)
Nb	1	ud.	Número de agrupaciones del cable
Nc	2	ud.	Número de operaciones (mazos) del cable
Ns	1305	ud.	Número de hilos individuales
Rs	1801	Ohm/1000ft.	Resistencia DC cada 1000 ft. Datasheet (Tabla 2)
Rdc_wire	1.47169215	Ohm/1000ft.	Resistencia DC cable
G	0.00013153	-----	Factor base corriente de Eddy (Corrientes de Foucault)
Rac/Rdc	1.1791963	-----	Relación de A.C. a D.C. resistencia de un conductor Litz aislado
Rdc_wire_mm	4.8284E-06	Ohm/mm	Resistencia DC cable por milímetro
Rdc_cable_primario	0.00241419	Ohm	Resistencia DC cable en el primario
Rdc_cable_secundario	0.00168994	Ohm	Resistencia DC cable en el secundario
Rac_cable_primario	0.00284681	Ohm	Resistencia AC cable en el primario
Rac_cable_secundario	0.00199277	Ohm	Resistencia AC cable en el secundario
Rt_primario	0.005261	Ohm	Resistencia total (AC+DC) en el primario
Rt_secundario	0.0036827	Ohm	Resistencia total (AC+DC) en el secundario

Figura 49. Captura de pantalla de la calculadora de construcción Hilo de Litz.

Mediante este software, se consigue la cantidad exacta de filamentos necesarios para la consecución de la resistencia diseñada. Esta tabla determina que con 1305 filamentos se consigue el objetivo, pero el siguiente paso es averiguar qué construcción debe tener el hilo. En este punto, se puede descubrir que no es posible la conformación del cable. En ese caso, se puede optar por buscar la cantidad de hilos más próxima al valor obtenido, con la que se puede construir un cable.

Para 1305 filamentos no hay construcción posible. Así que se ha analizado que cantidad de hilos es la más próxima que permite conformar el cable, ese valor es 1323.

La construcción del cable mediante el software es: 7x7x27/42

Con este cambio en la cantidad de filamentos que conforma el cable, hay que volver a calcular los valores de las resistencias del cable. Asegurando que se siguen cumpliendo los parámetros establecidos.

CALCULADORA AC RESISTANCE (NEW ENGLAND WIRE TECHNOLOGIES)			
Parámetro	Valor	Unidad	Definición
Frecuencia	200000	Hz	Frecuencia de operación en Hz
N	1323	ud.	Número de hilos en el cable
Di	0.0025	inches	Diámetro de las hilos individuales
Di (mm)	0.0635	mm	Diámetro de las hilos individuales en milímetros
Do	0.125	inches	Diámetro cable terminado
Do (mm)	3.175	mm	Diámetro cable terminado en milímetros
H	1	-----	Relación de Rac/Rdc de los filamentos individuales cuando están aislados
K	2	-----	Constante dependiente (Tabla 1)
Nb	1	ud.	Número de agrupaciones del cable
Nc	2	ud.	Número de operaciones (mazos) del cable
Ns	1323	ud.	Número de hilos individuales
Rs	1801	Ohm/1000ft.	Resistencia DC cada 1000 ft. Datasheet (Tabla 2)
Rdc_wire	1.45166913	Ohm/1000ft.	Resistencia DC cable
G	0.00013153	-----	Factor base corriente de Eddy (Corrientes de Foucault)
Rac/Rdc	1.18417374	-----	Relación de A.C. a D.C. resistencia de un conductor Litz aislado
Rdc_wire_mm	4.7627E-06	Ohm/mm	Resistencia DC cable por milimetro
Rdc_cable_primario	0.00238135	Ohm	Resistencia DC cable en el primario
Rdc_cable_secundario	0.00166694	Ohm	Resistencia DC cable en el secundario
Rac_cable_primario	0.00281993	Ohm	Resistencia AC cable en el primario
Rac_cable_secundario	0.00197395	Ohm	Resistencia AC cable en el secundario
Rt_primario	0.00520128	Ohm	Resistencia total (AC+DC) en el primario
Rt_secundario	0.00364089	Ohm	Resistencia total (AC+DC) en el secundario

Figura 50. Configuración de 1323 filamentos para construcción de Hilo de Litz.

Se confirma que los datos son muy parecidos, y el valor obtenido de la R_{AC} se encuentra cerca del valor de diseño. Por lo que se toma por bueno el diseño y la construcción de este cable.

3.4. NÚCLEO DE FERRITA

En este apartado se va a analizar qué núcleos tienen menores pérdidas. Para ello se usará el software LTSpice, donde se recreará el convertidor DC- DC. Se simulará el flujo magnético que lo atravesará, añadiendo el hilo de Litz diseñado en el anterior apartado, se escoge el diseño hecho mediante software, para tener una mayor similitud de las medidas reales. El resultado de la simulación proporciona el valor de la potencia disipada por el hilo de Litz y por el propio núcleo del transformador.

3.4.1. PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO

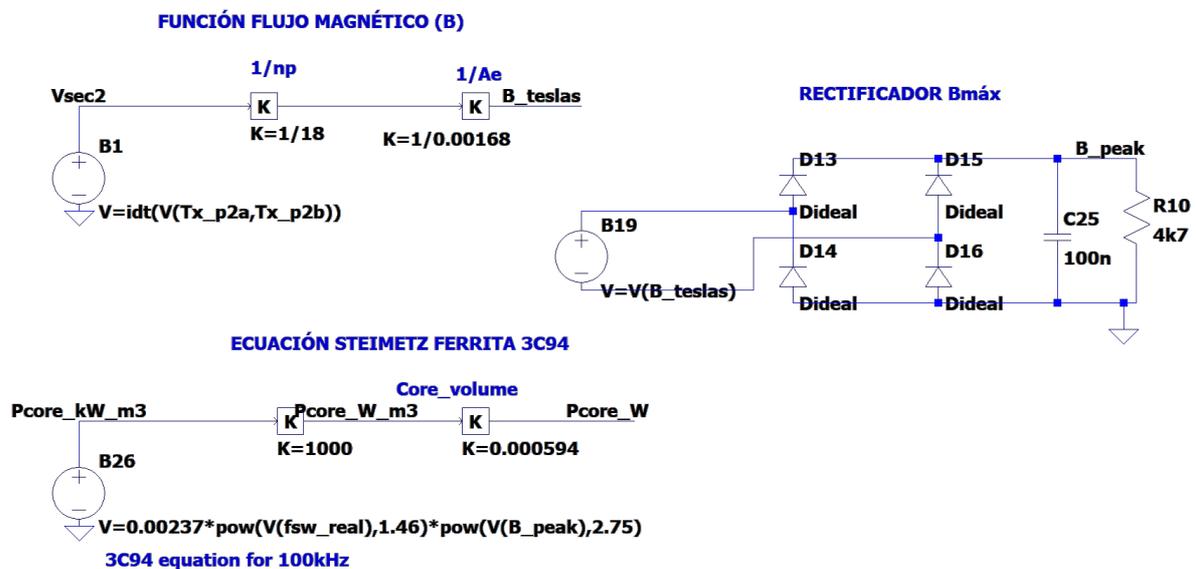


Figura 51. Simulación LTSpice del flujo magnético y la potencia disipada del núcleo del transformador.

En la Figura 51, mediante fuentes de alimentación y ganancias, se simulan las Ecuaciones 21 y 22.

Para calcular el flujo magnético que fluirá por el núcleo del transformador, se utilizará la siguiente ecuación:

$$B = \frac{1}{n_p \cdot A_e} \int V(t) dt \quad (21)$$

Siendo n_p el número de vueltas del primario, A_e hace referencia al área efectiva del transformador y, por último, la integral del voltaje en función del tiempo.

El segundo circuito, contiene un puente de diodos que funciona como un rectificador de señal. De este modo se obtiene el valor máximo del flujo magnético que circulará a través del núcleo de ferrita.

Para esta aplicación, el flujo magnético no debe superar los 200 mT, así que en los cálculos para determinar el bobinado del primario se cogerá este valor como flujo magnético. La realización de estas operaciones se hace mediante el software de cálculo SMath.

$B_m := 0,2$	$\Sigma l/A = 0.27 \text{ mm}^{-1}$
$Ae_{mm2} := 2 \cdot 535 = 1070$	$l_e = 147 \text{ mm}$
$Ae_{m2} := \frac{Ae_{mm2}}{1000000} = 0,00107$	$A_e = 535 \text{ mm}^2$
$N_p := \frac{V_{sec}}{2 \cdot B_m \cdot Ae_{m2}} = 14,0187$	$A_{min} = 529 \text{ mm}^2$
$N_s := \frac{N_p}{n} = 10,648$	$V_e = 78600 \text{ mm}^3$
$N_t := N_p + N_s = 24,6667$	

Figura 52. Ejemplo de cálculo del devanado de un transformador. N_p (vueltas primario), N_s (vueltas secundario) y N_t (vueltas totales).

El siguiente paso es medir la potencia que disipa el núcleo del transformador, para ello se aplicará la ecuación de Steimetz [29]. Esta ecuación permite calcular de forma empírica la pérdida total de potencia por unidad de volumen en materiales magnéticos cuando se somete a un flujo magnético.

$$P_v = k \cdot f^a \cdot B^b \quad (22)$$

Dónde, P_v es la pérdida de potencia media en el tiempo por unidad de volumen en kW por metro cúbico, f es la frecuencia en kilohercios y B es la densidad máxima del flujo magnético. Por último, k , a y b son llamados coeficientes de Steimetz, son parámetros del material del núcleo que se encuentran a partir de la curva de histéresis BH del material mediante el ajuste de la curva. También se debe tener en cuenta, en los materiales magnéticos típicos, los coeficientes de Steimetz varían con la temperatura.

ferrite	f (kHz)	Cm	x	y	ct ₂	ct ₁	ct ₀
3C30	20-100	7.13.10 ⁻³	1.42	3.02	3.65.10 ⁻⁴	6.65.10 ⁻²	4
	100-200	7.13.10 ⁻³	1.42	3.02	4.10 ⁻⁴	6.8.10 ⁻²	3.8
3C90	20-200	3.2.10 ⁻³	1.46	2.75	1.65.10 ⁻⁴	3.1.10 ⁻²	2.45
3C94	20-200	2.37.10 ⁻³	1.46	2.75	1.65.10 ⁻⁴	3.1.10 ⁻²	2.45
	200-400	2.10 ⁻⁹	2.6	2.75	1.65.10 ⁻⁴	3.1.10 ⁻²	2.45
3F3	100-300	0.25.10 ⁻³	1.63	2.45	0.79.10 ⁻⁴	1.05.10 ⁻²	1.26
	300-500	2.10 ⁻⁵	1.8	2.5	0.77.10 ⁻⁴	1.05.10 ⁻²	1.28
	500-1000	3.6.10 ⁻⁹	2.4	2.25	0.67.10 ⁻⁴	0.81.10 ⁻²	1.14
3F4	500-1000	12.10 ⁻⁴	1.75	2.9	0.95.10 ⁻⁴	1.1.10 ⁻²	1.15
	1000-3000	1.1.10 ⁻¹¹	2.8	2.4	0.34.10 ⁻⁴	0.01.10 ⁻²	0.67

Table 1: Fit parameters to calculate the power loss density

Figura 53. Tabla coeficientes Steimetz dependiendo del material de la ferrita.

De la *Figura 53*, los valores x y y , hacen referencia a los coeficientes a y b . Por tanto, para este ejemplo donde la frecuencia media de trabajo va a ser de 100 kHz, a será igual a 1.46 mientras que b tendrá un valor de 2.75. Para hallar el coeficiente k , será necesario utilizar el resto de las constantes que nos proporciona la tabla. Se supone que el transformador se encontrará en una temperatura ambiente de 100 °C.

$$k = Cm \cdot (ct_0 - ct_1 \cdot Tamb + ct_2 \cdot Tamb^2) \quad (23)$$

$$k = 2.37 \cdot 10^{-3} \cdot (2.45 - 3.1 \cdot 10^{-2} \cdot 100 + 1.64 \cdot 10^{-4} \cdot 100^2) = 0.00237$$

Por lo tanto, la ecuación de Steimetz de la ferrita 3C94 es:

$$P_v = 0.00237 \cdot f^{1.46} \cdot B^{2.75} \quad (24)$$

Así que las pérdidas que se producen en el núcleo del transformador dependen de la frecuencia y el flujo magnético.

En el tercer circuito de la *Figura 51*, se tiene como fuente de tensión la fórmula de Steimetz y dos bloques de ganancias, para que el resultado final sea la potencia total disipada.

3.4.2. PÉRDIDAS EN BOBINADOS

Las pérdidas del transformador no son solamente las que se producen en el núcleo, también las que tienen lugar en los devanados del primario y secundario. Por eso, se hace una simulación del hilo de Litz que llevarán los bobinados y se calculan la potencia que disipará el cable.

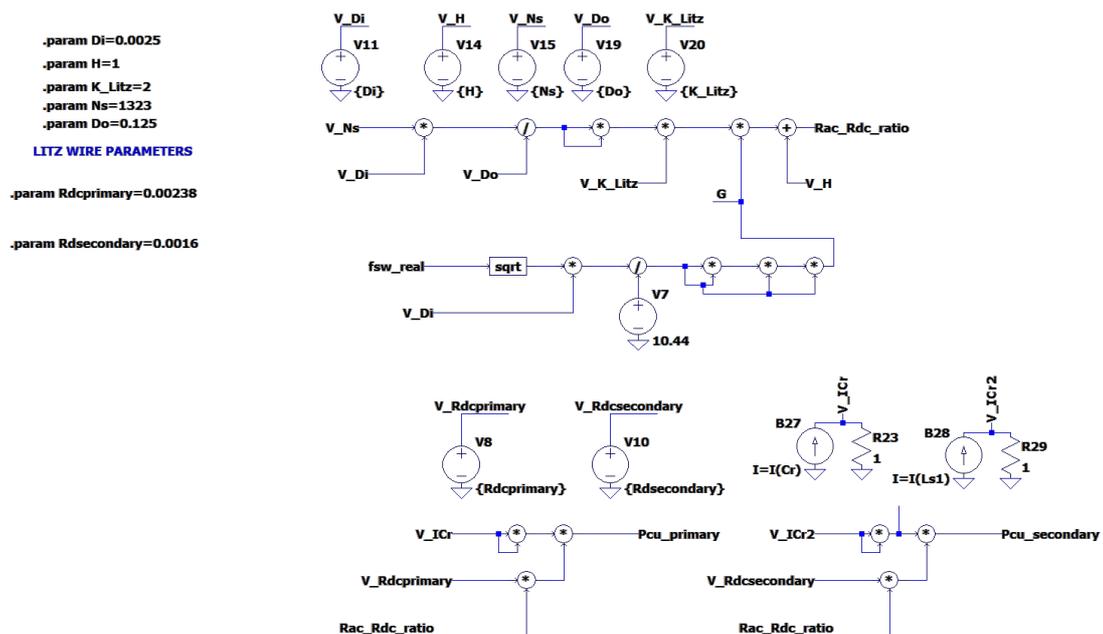


Figura 54. Simulación de las pérdidas producidas en el hilo de Litz.

Mediante esta simulación se obtiene la corriente que circula por el primario y secundario del transformador y la potencia que disipan.

3.4.3. SIMULACIÓN POTENCIA TOTAL DISIPADA

Se dispone de ocho modelos de núcleos de transformador, todos del mismo material, pero con modificaciones en la forma y en el fabricante. Por lo tanto, también se modifica el área efectiva y el volumen del núcleo. Una vez simulados todos los modelos, los resultados se pondrán en una tabla para poder comparar fácilmente las diferencias entre ellos.

A continuación, se va a mostrar cómo se van a tomar las medidas de las simulaciones. El núcleo usado en el ejemplo es el E65/32/27 de Ferroxcube.

3.4.3.1. POTENCIA DISIPADA BOBINADO PRIMARIO Y SECUNDARIO

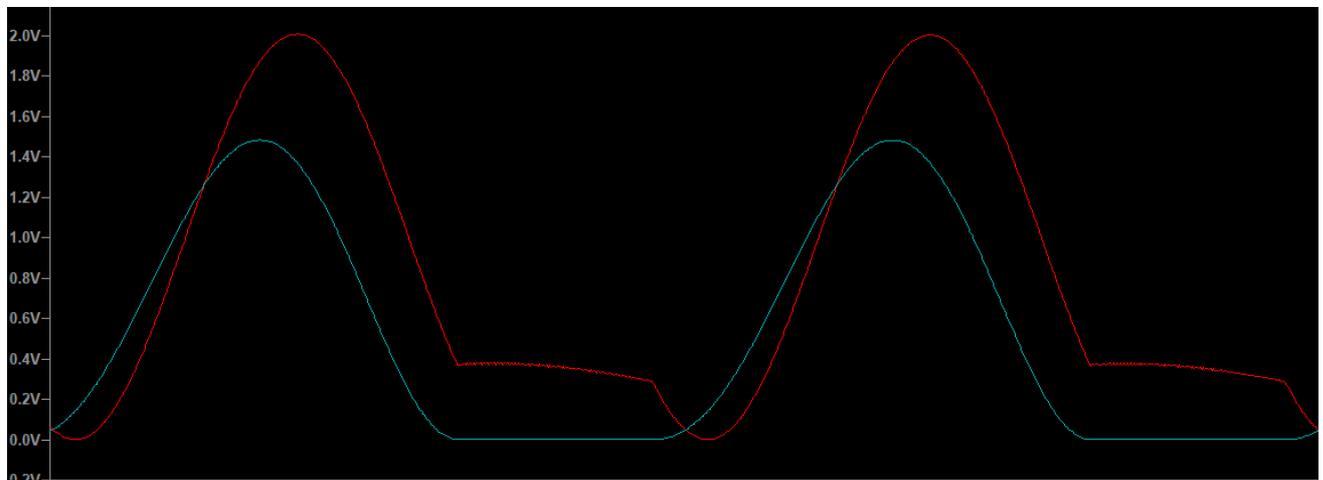


Figura 55. Simulación de la potencia disipada por el hilo de Litz. Primario (rojo) y Secundario (azul)

Cursor 1	
V(pcu_primary)	
Horz: 1.9105421ms	Vert: 2.0055669V
Cursor 2	
V(pcu_secondary)	
Horz: 1.9167311ms	Vert: 1.4813107V

Figura 56. Medidas de la simulación de la potencia disipada por los bobinados

De esta simulación, se obtiene que el devanado del primario se disipan 2 W mientras que en el secundario se disipan 1.48 W.

En la simulación se muestran los resultados como voltios, pero se debe a que se han usado fuentes de tensión para simular las características del hilo de Litz, esto ocurre en la mayoría de las simulaciones de este trabajo.

3.4.3.2. FLUJO MAGNÉTICO DEL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

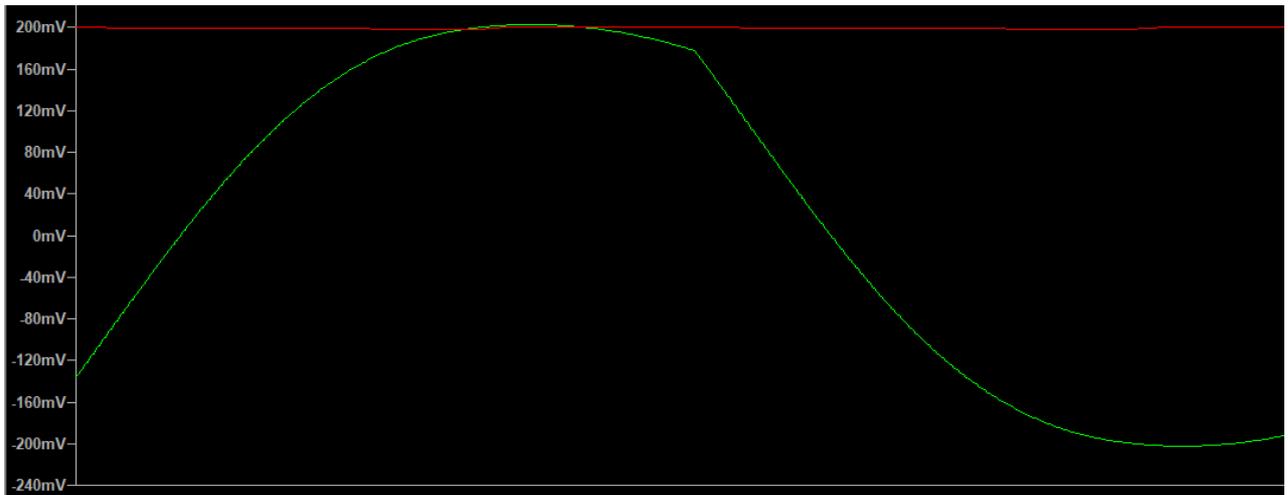


Figura 57. Simulación del flujo magnético en el núcleo del transformador. Flujo magnético (verde) y máximo flujo (rojo)

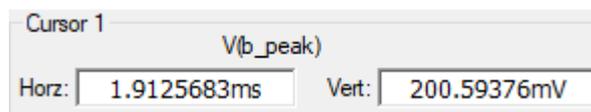


Figura 58. Medidas de la simulación del flujo magnético

La simulación indica que no se superan los 200 mT. Una de las principales premisas del diseño del transformador era que el flujo no fuese mayor de ese límite propuesto.

3.4.3.3. POTENCIA DISIPADA POR EL NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

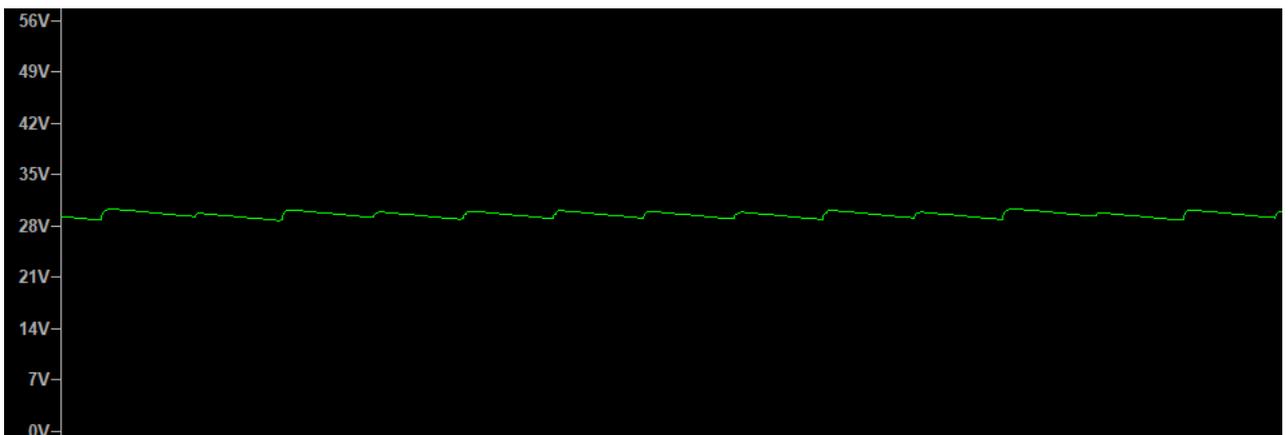


Figura 59. Simulación de la potencia disipada del núcleo del convertidor

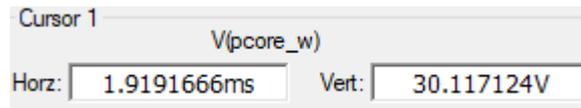


Figura 60. Medidas de la simulación potencia disipada del núcleo

El resultado de esta simulación indica que este núcleo alcanza unas pérdidas aproximadas de 30.12 W.

3.4.4. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

En esta prueba, se han comparado 8 núcleos de ferrita 3C94 de los fabricantes Ferroxcube (azul), TDK (amarillo) y Cosmo Ferrite (naranja).

La tabla recoge las pérdidas que se producen en el núcleo del transformador, en el cable del primario, en el secundario y las totales del transformador. El objetivo es no tener unas pérdidas superiores a 50W y un flujo magnético inferior a 200 mT.

MODELO	B _{máx} (mT)	P _{dis.} (W)	P _{cu1} (W)	P _{cu2} (W)	Pérdidas TOTALES (W)
E65/32/27	200	30.11	2	1.5	33.61
ETD59/31/22	195.63	14.85	2.82	1.91	19.58
E71/33/32	158.34	11.24	2.64	1.98	15.86
E80/38/20	207.56	26.29	2.09	1.54	29.92
ELP102/20/38	114.95	8.67	3.38	2.49	14.54
U93/76/30	112.47	32.15	2.12	1.62	35.89
EE8040	126.45	16.68	2.71	2.06	21.45
EE7032	124.36	11.3	2.59	1.94	15.83

Tabla 3. Resultado de la simulación de los núcleos de ferrita

Todas las opciones son válidas para montar el transformador diseñado. Pero también hay que tener en cuenta otros factores, tales como el precio, la disponibilidad y el espacio, para seleccionar el núcleo de ferrita. En el caso de este proyecto, se ha optado por el modelo E65/32/27 debido a la disponibilidad de espacio en el layout del OBC.

3.5. CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS

Este componente forma la DC Link de un OBC. Esta parte se encuentra entre el PFC y el convertidor de DC-DC. El propósito de los condensadores de la DC Link es proporcionar una tensión de continua más estable, limitando las fluctuaciones a medida que el inversor demanda más corriente. En estas simulaciones se medirá especialmente el valor de la corriente de rizado que circula por la rama de condensadores, ya que este es el principal motivo en su degradación.

En cuanto a la disposición de los condensadores, será de la siguiente manera. Se pondrán dos condensadores en serie por rama, y las ramas entre sí en paralelo. Así se consigue bajar el nivel de corriente que circulará a través de los condensadores y se podrá prolongar su vida útil.

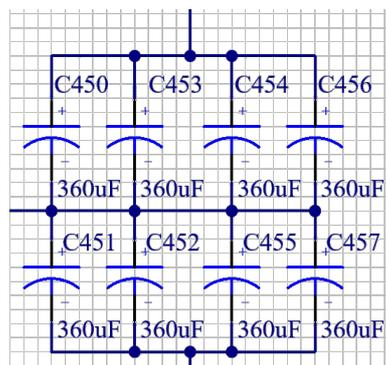


Figura 61. Configuración propuesta para la DC Link

3.5.1. CÁLCULO DE ESPECIFICACIONES DE LA DC LINK

Para seleccionar el condensador se debe tener en cuenta el voltaje máximo que soportará la DC Link, para referirse a este valor se dirá V_{DCL} . En un BEV de 11 kW la VDC será de $525 V_{RMS}$ mientras que para un BEV de 7,4 kW tendrá un valor de $475 V_{RMS}$. En este proyecto se está analizando el OBC de 11 kW, por lo que se coje el valor indicado como V_{DCL} .

El siguiente paso es conocer la corriente que circulará por cada rama de la DC Link. Sabiendo la máxima potencia del OBC y la V_{DCL} , se puede conocer la corriente de rizado máxima que deberá soportar la DC Link y, por consiguiente, cada uno de los condensadores.

$$I_{total} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{V_{DCL} \cdot \sqrt{2}} = \frac{11000}{525 \cdot \sqrt{2}} = 14.81 \text{ A}$$

Se supone en un principio que la configuración de la DC Link constará de 4 ramas, este valor puede variar durante el diseño, para ajustar la corriente de rizado al componente seleccionado.

$$I_{electrol\acute{i}tico} = \frac{I_{total}}{4} = \frac{14.81}{4} = 3.70 \text{ A}$$

3.5.2. ELECCIÓN DE CONDENSADOR

En este proyecto ya hay un componente seleccionado por la empresa. Se trata de un condensador electrolítico del fabricante TDK, pertenece a la familia B43649 con una capacidad de 390 μF , una ESR a 120 Hz de 260 m Ω y una corriente máxima de rizado de 3.49 A a una temperatura de 85°C.

Technical data and ordering codes

C_R 100 Hz 20 °C μF	Case dimensions $d \times l$ mm	ESR_{typ} 120 Hz 20 °C m Ω	ESR_{typ} 360 Hz 60 °C m Ω	Z_{max} 10 kHz 20 °C m Ω	$I_{AC,max}$ 120 Hz 60 °C A	$I_{AC,max}$ 120 Hz 85 °C A	$I_{AC,R}$ 120 Hz 105 °C A	Ordering code (composition see below)
$V_R = 450 \text{ V DC}$								
100	22 x 25	1010	250	1610	1.60	1.20	0.70	B43649A5107M05#
120	22 x 30	840	210	1340	1.85	1.39	0.81	B43649A5127M05#
150	22 x 30	680	170	1080	2.22	1.66	0.96	B43649A5157M05#
150	25 x 25	690	180	1090	2.11	1.58	0.91	B43649B5157M05#
180	22 x 35	570	140	900	2.58	1.93	1.12	B43649A5187M05#
180	25 x 30	570	150	910	2.43	1.82	1.06	B43649B5187M05#
220	22 x 45	460	110	730	3.07	2.30	1.33	B43649A5227M05#
220	25 x 35	470	120	740	2.86	2.15	1.25	B43649B5227M05#
220	30 x 25	480	140	770	2.64	1.98	1.15	B43649C5227M05#
270	22 x 50	380	95	600	3.66	2.74	1.59	B43649A5277M05#
270	25 x 40	380	100	610	3.39	2.54	1.47	B43649B5277M05#
270	30 x 30	390	110	630	3.10	2.32	1.35	B43649C5277M05#
330	25 x 45	310	80	500	4.02	3.00	1.74	B43649A5337M05#
330	30 x 35	320	90	510	3.64	2.73	1.58	B43649B5337M05#
330	35 x 25	340	120	560	3.26	2.44	1.41	B43649C5337M05#
390	25 x 55	260	70	420	4.66	3.49	2.02	B43649A5397M05#
390	30 x 40	270	75	430	4.12	3.07	1.72	B43649B5397M05#
390	35 x 30	290	90	460	3.72	2.77	1.55	B43649C5397M05#

Figura 62. Datsheet de la familia de condensadores electrolíticos B43649 de TDK [29]

Los condensadores se escogen para que soporten voltajes de hasta 450 V en DC, en principio tienen que soportar el voltaje de 525 V_{RMS} en continua, que equivalen a 740 V. Pero al disponer dos condensadores en serie por cada una de las ramas, por lo que el voltaje real al que soportará cada condensador será de 370 V.

La corriente de rizado (I_{RIPPLE}) es una especificación relevante a la hora de seleccionar el condensador, ya que la resistencia de la capacidad a esta corriente varía dependiendo de la temperatura ambiente a la que se encuentre. Habrá que seleccionar un condensador que tenga margen respecto al corriente de rizado que circulará por cada rama, por si en algún momento la temperatura ambiente supera los 80 °C que produce la DC Link en su punto máximo de trabajo.

3.5.3. CONFIGURACIÓN DC LINK

Una vez elegidos el componente y sabiendo a que rangos va a estar sometido, falta comprobar si el diseño propuesto en el [apartado 3.5.1.](#) es correcto o hay que hacer alguna modificación.

Según los cálculos realizados anteriormente, en un diseño de cuatro ramas con dos condensadores, circularía una corriente de 3.70 A. Los condensadores seleccionados por la empresa soportan hasta 3.49 A. Por lo que el diseño propuesto inicialmente no sirve para esta aplicación.

Se propone, añadir una rama al anterior diseño, por lo que se pasan a cinco ramas paralelas con dos condensadores en serie con cada una. Se procede a realizar los cálculos y asegurar que este diseño sí que podría aplicarse.

$$I_{electrolitico} = \frac{I_{total}}{5} = \frac{14.81}{5} = 2.96 \text{ A}$$

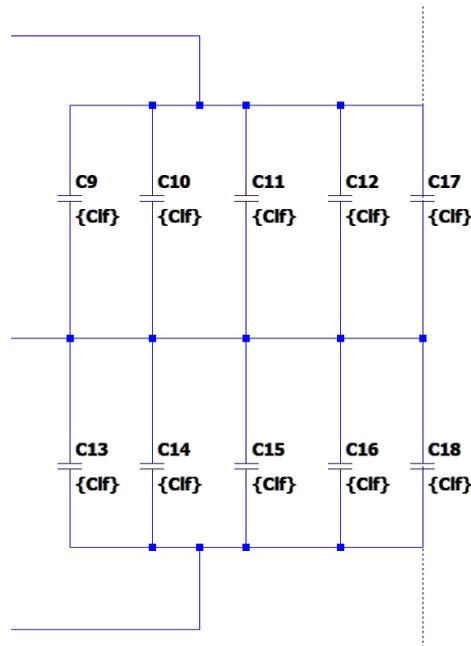


Figura 63. Nueva configuración DC Link 5 ramas en paralelo, formadas por 2 condensadores en serie cada una.

Con esta configuración, la corriente que pasa por los condensadores disminuye más de 0.75 A, con respecto a la anterior, pasando a ser 2.96 A el consumo. Los condensadores seleccionados anteriormente se podrían utilizar ahora, ya que soportan holgadamente la corriente que circulará en la nueva configuración.

El siguiente dato necesario para el cálculo de las pérdidas es la resistencia serie equivalente, ESR. Dependiendo de este valor, puede haber más pérdidas debido a que, teniendo en cuenta que la corriente circulará por los condensadores ya está fijada, la potencia es directamente proporcional a la resistencia.

Acudiendo al *datasheet* del componente, mostrado en la *Figura 62*, se muestra que tiene una ESR de 260 mΩ. Sabiendo la corriente que pasa por cada rama y por cada condensador, se puede obtener la potencia que disipa cada una de las capacidades.

$$P_{\text{electrolítico}} = I_{\text{electrolítico}}^2 \cdot ESR_{120 \text{ Hz}} \quad (25)$$

$$P_{\text{electrolítico}} = 2.96^2 \cdot 0.26 = 2.278 \text{ W}$$

Las pérdidas totales de la configuración son:

$$P_{\text{total}} = P_{\text{electrolítico}} \cdot \text{Cantidad}_{\text{electrolíticos}} = 2.278 \cdot 10 = 22.78 \text{ W}$$

Con la configuración diseñada, 22.78 W serían las pérdidas que se producirían en los condensadores electrolíticos de la DC Link.

3.6. TRANSISTORES MOSFETs

Para obtener las pérdidas que se producen en la conducción y conmutación a “OFF”, se va a utilizar una simulación completa del OBC mediante el simulador LTSpice. Desde la simulación se podrá comprobar la diferencia que hay entre las conmutaciones. Posteriormente, se recogen los resultados de las pérdidas parciales y se llevan a una hoja de Excel. En ella se utilizarán las fórmulas que se presentaron en el [apartado 2.4.](#), obteniendo como resultado las pérdidas totales.

3.6.1. DATOS MOSFET

En esta simulación se van a usar los transistores C3M0032120K de la marca Wolfspeed, utilizados en proyectos anteriores por la empresa, para saber los datos de pérdidas de conducción y conmutación es necesario acudir al *datasheet* [\[23\]](#).

3.6.1.1. CONDUCCIÓN

Las principales pérdidas que se producen cuando el transistor se pone a conducir, se deben a la $R_{DS(ON)}$ y a la puesta en marcha del diodo.

En cuanto al MOSFET, la V_D es la caída de tensión en el diodo, prácticamente despreciable, y se le supone un valor de 1 mV. La $R_{DS(ON)}$ es un valor que se encuentra en el *datasheet*, en este transistor es de 52 mΩ. Se coge el peor caso posible a 175 °C, será hará lo mismo con el resto de los parámetros.

$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance		32	43	mΩ	$V_{GS} = 15 \text{ V}, I_D = 40 \text{ A}$	Fig. 4, 5,6
			52			$V_{GS} = 15 \text{ V}, I_D = 40 \text{ A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	

Figura 64. Datasheet elección de la $R_{DS(ON)}$ del transistor MOSFET C3M0032120K.

En cuanto al diodo rectificador, la V_D es la misma que la indicada anteriormente. En cambio, la R_{D_DIODO} es la pendiente de la recta entre V_{DS} e I_{DS} . Se escoge el peor caso, que será cuando la tensión entre la puerta y el drenador (V_{GS}) del transistor sea - 4 V y a una temperatura de 175 °C.

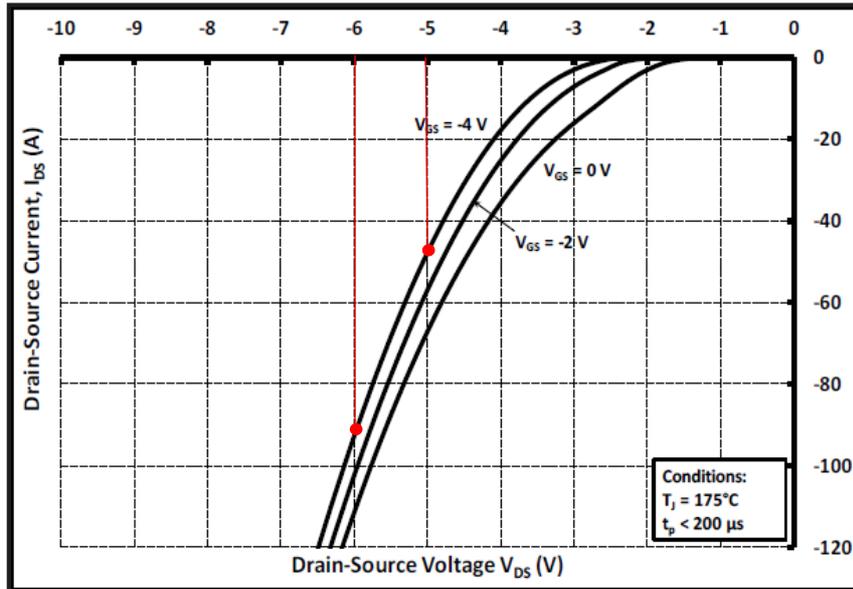


Figura 65. Gráfica de la función I_{DS} en función V_{DS} en el peor caso.

$$m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} = \frac{-5 + 6}{-50 + 91} = 0.0244$$

Una vez se obtiene la pendiente, se define la R_{D_DIODO} , siendo igual a 24.4 mΩ.

3.6.1.2. CONMUTACIÓN

En las pérdidas de conmutación solo se calcularán las de “OFF”, ya que son “hard-switching”. Las de “ON” por el contrario son “soft-switching”, debido a que el convertidor es de topología resonante, por lo que las pérdidas son prácticamente nulas.

El *datasheet* se indica la energía perdida cuando se conmuta a “ON” y “OFF”, se escoge el valor de la de apagado.

E_{ON}	Turn-On Switching Energy (Body Diode)	770	μJ	$V_{DS} = 800\text{ V}, V_{GS} = -4\text{ V}/15\text{ V}, I_D = 40\text{ A},$ $R_{\theta(ext)} = 2.5\ \Omega, L = 59\ \mu\text{H}, T_J = 175^\circ\text{C}$ FWD = Internal Body Diode of MOSFET	Fig. 26
E_{OFF}	Turn Off Switching Energy (Body Diode)	134			

Figura 66. Pérdidas de conmutación ON y OFF del transistor MOSFET C3M0032120K.

En la conmutación a “OFF” de los transistores MOSFET pierden 134 μJ cada uno de ellos.

La simulación está preparada para que devuelva las medidas en estos puntos mencionados, se recogen en una hoja de cálculo Excel y se evalúan los resultados obtenidos.

3.6.2.1. PÉRDIDAS DE CONDUCCIÓN

Para obtener las pérdidas de conducción de un MOSFET, se han de usar las ecuaciones [10](#), [11](#) y [12](#). Mediante la simulación se recoge el valor de la intensidad media y la corriente RMS que atraviesa al transistor. En el transistor de la posición S1 de la topología "Full-Bridge", donde se van a realizar las mediciones durante la simulación:

C3M0032120K			
CONDUCCIÓN 150 °C		CONMUTACIÓN OFF	
Vd_mosfet (V)	0,001	Vds (V)	800
Rd_mosfet (Ω)	0,0052	Id (A)	40
Vd_diodo (V)	2,5	Eon (μ J)	7,70E-04
Rd_diodo (Ω)	0,0244	Eoff (μ J)	1,34E-04

Tabla 4. Características del MOSFET usado en la simulación

BATERÍA (V)	I RMS (S1) (A)	I AVG (S1) (A)	Id RMS (S1) (A)	Id AVG (S1) (A)	Pm MOSFET (S1) (W)	Pm DIODO (S1) (W)	Pm TOTAL (S1) (W)
260	23,084	5,221	9,849	1,627	32,404	6,435	38,857
300	20,652	4,552	8,092	1,368	25,936	5,018	30,954
350	16,129	3,676	6,936	1,165	15,82	4,086	19,906
400	13,704	5,259	5,641	0,935	11,423	3,113	14,536
450	11,683	6,232	4,637	0,756	8,304	2,415	10,719

Tabla 5. Mediciones y resultados de la simulación para distintos niveles de batería

La principal conclusión que se obtiene de esta tabla es que cuanto mayor es la corriente RMS, lo que equivale a más corriente de rizado, las pérdidas aumentan. Y principalmente son los diodos los que se ven sometidos a un estrés superior y disipan más potencia que los transistores.

3.6.2.2. PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN

En el DCHV, los MOSFETs están dispuestos de un modo "Full-Bridge". Esto implica que su conmutación es de la siguiente forma. S1 y S4 conmutan a la vez, mientras que S2 y S3 comparten su conmutación. Eso quiere decir, que si S1 conmuta a "ON", S4 también lo hará. En cambio, durante ese tiempo, S2 y S3 estarán conmutando a "OFF".

En la *Figura 68*, se muestra la conmutación a "ON" de S2 y S3 mientras que S1 y S4 están conmutando a "OFF". En este ejemplo se puede observar el efecto del "soft-switching", donde la conmutación es más suave. El área que se forma debajo de la conmutación representa las pérdidas, y es bastante menor que en el caso de "hard-switching".

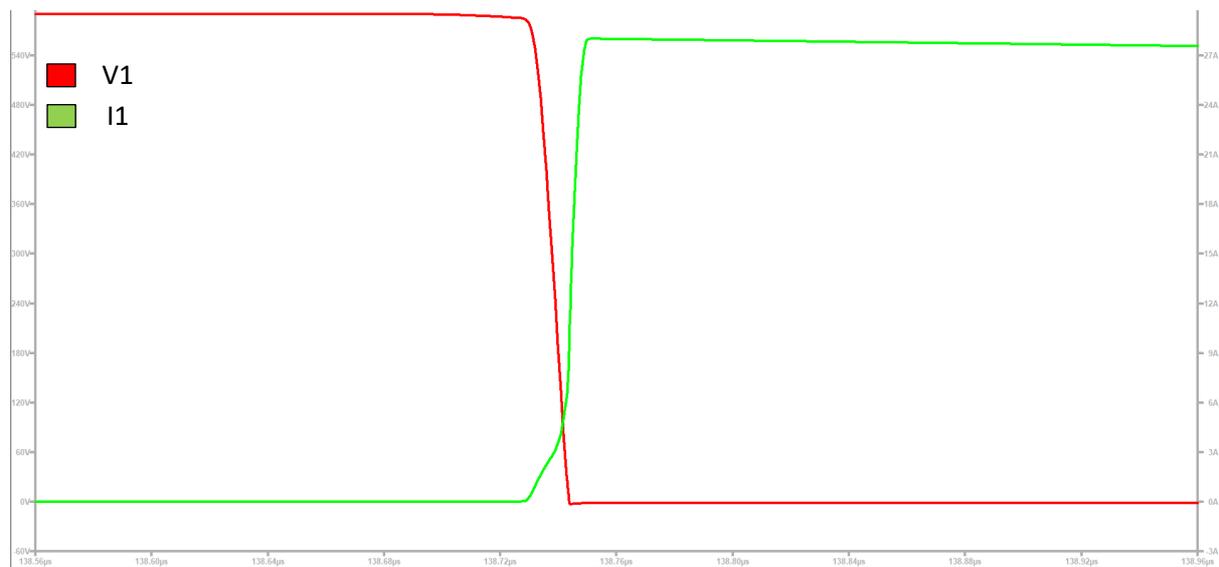


Figura 68. Simulación conmutación S1 y S4 a "OFF" (V1) / S2 y S3 a "ON" (I1)

En este caso, las pérdidas se consideran prácticamente cero y no se tienen en cuenta en el cálculo de las pérdidas de conmutación de los transistores MOSFET.

En el caso de la conmutación a "OFF" por parte de los transistores S2 y S3, es conmutación "hard-switching". En la Figura 69, se puede observar que el área que se forma durante la conmutación es más grande que en el anterior caso. Un área mayor se traduce en unas pérdidas más grandes. Al contrario que en el caso de "soft-switching", las señales conmutan directamente, sin suavizar la bajada.

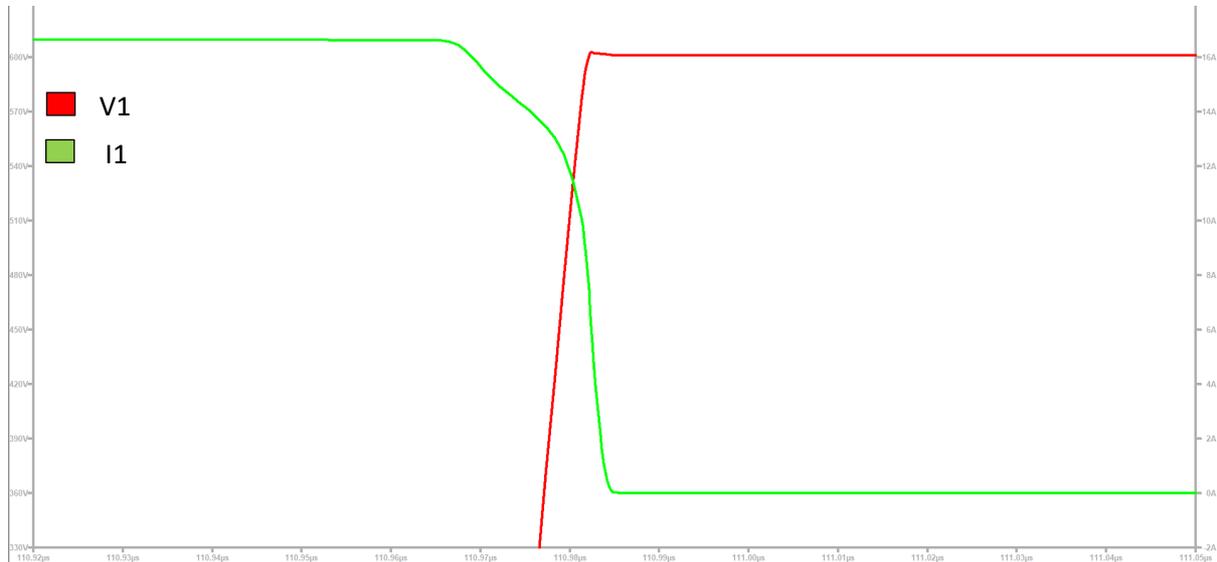


Figura 69. Simulación conmutación S1 y S4 a "ON" (V1) / S2 y S3 a "OFF" (I1)

Las pérdidas que se producen en este caso se calculan mediante la siguiente ecuación. Se trata de una modificación de la Ecuación 13 ajustada al caso de "hard-switching":

$$P_{HW} = E_{off} \cdot f_{AVG} \cdot \frac{V_{mosfet_pk}}{V_{DS}} \cdot \frac{I_{RMS_turnoff}}{I_D} \quad (26)$$

De cara a conocer los valores para resolver esta ecuación, hay magnitudes que se obtienen del datasheet, como es la energía disipada por el MOSFET en la conmutación a "OFF". Otras como la frecuencia de trabajo, el valor de la tensión de pico a la que se enfrenta el transistor o la corriente RMS de la conmutación, se consiguen mediante la simulación.

Los datos de esta simulación se recogen en la Tabla 6, donde se muestran las pérdidas de la conmutación de estos transistores MOSFET.

BATERÍA (V)	Frecuencia (kHz)	Vds MOSFET pk (V)	Id RMS (A)	Pm OFF (W)
260	150	728,483	51,373	23,512
300	150	728,453	44,675	20,446
350	150	728,538	34,278	15,692
400	150	728,449	29,950	13,703
450	150	728,423	24,771	11,331

Tabla 6. Mediciones y resultados de la simulación de conmutación MOSFETs para distintos niveles de batería

Finalmente, para determinar las pérdidas totales que se producen en los MOSFETs, hay que sumar la potencia disipada tanto en conducción como en la conmutación a "OFF". Se utilizará la [Ecuación 12](#) para obtener las pérdidas totales que se producen en los transistores del convertidor resonante de alto voltaje del OBC.

BATERÍA (V)	Pm TOTAL (S1) (W)	Pm OFF (W)	P. LOSSES TOTAL (W)
260	38,857	23,512	62,369
300	30,954	20,446	51,400
350	19,906	15,692	35,598
400	14,536	13,703	28,239
450	10,719	11,331	22,050

Tabla 7. Resultado de las pérdidas totales de potencia en un transistor MOSFET de nuestro circuito (S1)

Se han recogido en la *Tabla 7* las pérdidas totales que se han producido en el MOSFET que se encuentra en la posición S1 dentro de la topología "Full Bridge" del convertidor.

Para conocer las pérdidas totales del puente, habría que realizar las mismas mediciones para los transistores restantes y seguir los mismos pasos expuestos en este apartado.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES

El siguiente capítulo consistirá en una conclusión sobre el trabajo realizado y un breve análisis de las posibles mejoras y continuaciones a este proyecto.

El presente Trabajo de Fin de Grado ha tenido como objetivo mejorar un cargador de abordo, comúnmente llamado On Board Charger (OBC). Resumidamente se trata de un convertidor de corriente alterna a corriente continua para cargar las baterías de un vehículo eléctrico.

Este trabajo se ha hecho en colaboración con la empresa MAHLE Electronics S.L.U. El OBC que se ha considerado de referencia, es el BEV 11kW desarrollado por dicha empresa. La realización de este estudio ha permitido reevaluar los componentes que se usaban en la fabricación del cargador. Los resultados que se obtienen en este proyecto han sido utilizados por la empresa para mejorar las prestaciones y el rendimiento del cargador de abordo.

La creación de la calculadora de hilo de Litz, ha permitido simplificar el diseño y mejorar los resultados de las pérdidas del cobre del cable. Con esto se consigue reducir el calor en el núcleo del transformador y que pueda disipar potencia con más facilidad. En el análisis de los condensadores electrolíticos que forman la DCLink, se determina si son los adecuados y realmente pueden soportar la corriente que circula por ellos. Con el modelo del convertidor DC-DCHV, se han podido corroborar las pérdidas que se producen en la conducción y conmutación de los MOSFETs del inversor. Además, se contrastan dos formas de conmutación, "*hard-switching*" y "*soft-switching*", después del estudio los resultados determinan que la conmutación "*soft-switching*" obtiene unas pérdidas inferiores, más de un 70%, a las recogidas de la otra forma.

Para realizar los diferentes estudios de las pérdidas, se ha utilizado un programa de simulación LTSpice. A través de él, se han recreado las distintas partes del OBC y se han simulado el comportamiento de dichas partes en distintos puntos de trabajo del cargador de abordo. En el ejemplo de los núcleos de ferrita, se comprueba el rendimiento con el equipo trabajando a potencia máxima. En la simulación del convertidor DCHV, se miden las pérdidas que se producen en los transistores en distintos puntos de batería, exigiendo más consumo de corriente al equipo dependiendo del nivel de batería de la prueba.

Los resultados obtenidos se resumen en hojas de cálculo, donde se comparan con las distintas opciones probadas. De este modo, para este documento se pueden mostrar los resultados y de forma más sencilla dar a entender porque se ha escogido cada uno de los componentes.

También aclarar, en algunos de los estudios realizados en este proyecto, no se ha escogido el componente con mejor rendimiento. Eso se debe a factores externos, tales como espacio en el layout, disponibilidad por parte del proveedor o precio del material. Un ejemplo, el núcleo de ferrita, donde se escoge uno que no es el que menores pérdidas tiene, pero en cambio, tiene unas medidas idóneas para acoplarse en el OBC.

Por último, se identifican futuras tareas a realizar en este trabajo. Tal y como se indica a continuación, se basa en profundizar el análisis de las pérdidas presentadas, mientras la otra propone estudiar diferentes pérdidas que no se han analizado en este estudio.

Para profundizar en el análisis, se propone:

- Realizar simulación del factor de corrección de la potencia (PFC) de los transistores MOSFET que forman el OBC, así como medir sus pérdidas.
- Realizar la simulación de la DC Link del convertidor DC-DCHV para medir la corriente de rizado, y contrastar la medida obtenida con la experimental.

En cuanto a las propuestas de diferentes pérdidas a analizar para completar este trabajo, será necesario:

- Caracterizar y calcular las pérdidas en pistas y planos de potencia.
- Caracterizar y calcular las pérdidas de las bobinas diferenciales.
- Caracterizar y calcular las pérdidas de los diodos rectificadores del convertidor DC-DCHV.

CAPÍTULO 5

PRESUPUESTOS

En el siguiente apartado, se presenta información referente al presupuesto del proyecto llevado a cabo.

5.1. PRESUPUESTO

El presente presupuesto refleja los costes del proyecto.

Este presupuesto no es vinculante y tan solo muestra el coste del desarrollo de la investigación, sin integrar el coste de un OBC real.

Para realizar el presupuesto lo más preciso posible, se propone un factor de amortización. Consiste en desglosar el coste del material en función del uso que ha tenido en el desarrollo de este trabajo.

$$\text{Factor de amortización} = \frac{\text{Meses de uso}}{\text{Vida útil (años)} \cdot \text{Meses de un año (12 meses)}}$$

5.1.1. RESUMEN PRESUPUESTO

RESUMEN PRESUPUESTO					
DESCRIPCIÓN	PRECIO (€)	VIDA ÚTIL (AÑO)	USO (MESES)	FACTOR DE AMORTIZACIÓN	TOTAL (€)
Material					
Ordenador	365	4	8	0,167	60,83
Licencia LTSpice	0	-	8	1	0
Licencia Microsoft 365	69	1	8	0,667	46
Fuente de corriente EA-PS 9080-120	3490	10	1	0,01	36,35
Bobina hilo de Litz estándar (10 m)	36,75	1	2	1	36,75
Suscripción IEEE Estudiante 6 meses	12,5	0,5	6	1	12,5
Multímetro (FLUKE 289)	801,8	6	1	0,014	11,14
Mano de Obra					
	SUELDO/AÑO (€)	SUELDO/HORA (€)	USO (HORAS)		
Ingeniero electrónico	28000	15,5	360		5600
Experto en electrónica	56000	31,1	25		777,5
Ingeniero Senior Hardware de Potencia	80000	44,4	45		1998
SUBTOTAL					8579,07
21% IVA					1801,6
TOTAL					10380,67

Tabla 8. Resumen del presupuesto del proyecto

5.1.2. RESULTADO

El presupuesto general del proyecto “Simulación y caracterización de las pérdidas de un OBC” es de DIEZ MIL TRESCIENTOS OCHENTA CON SESENTA Y SIETE CÉNTIMOS, IVA incluido.

CAPÍTULO 6

PLIEGO DE CONDICIONES

En este apartado, se van a mostrar las especificaciones mínimas para poder realizar el mismo estudio realizado en este trabajo.

6.1. PLIEGO DE CONDICIONES

En el siguiente documento se indican las condiciones nominales de los componentes analizados en este proyecto. Todas las simulaciones se han supuesto en una situación normal de los componentes. Por lo que en caso de no cumplir alguna de las indicaciones de funcionamiento, es posible que el comportamiento y los resultados difieran de los mostrados en este trabajo. Un requisito indispensable para los componentes que conforman un OBC, es que dispongan de una certificación de uso para el sector de la automoción AEC [\[30\]](#). Para circuitos integrados es necesario que estén acreditados con la norma AEC-Q100 mientras que los componentes pasivos deben tener la norma AEC-Q200.

6.1.1. TRANSISTOR MOSFET

Las principales características a tener en cuenta son:

- Voltaje máximo Drenador-Surtidor: 1200 V
- Rango de temperatura en funcionamiento: -40°C hasta 175°C
- Voltaje Puerta-Surtidor: -4 V hasta 15 V
- Corriente máxima CC en el Drenador: 63 A
- Corriente máxima pulsada en el Drenador: 120 A

Esta información indica que, si alguno de estos valores es superado, es posible que el dispositivo no funcione de forma correcta.

6.1.2. NÚCLEO DEL TRANSFORMADOR

El núcleo transformador a utilizar en el OBC ha de cumplir con el límite de flujo magnético que debe ser inferior a los 200 mT.

Los valores máximos que marca el núcleo de ferrita elegido, E65/32/27, se asocian a la potencia teórica que puede disipar, la temperatura de trabajo y el flujo magnético. No se deben superar los 50 W y el núcleo no debe calentarse a más de 125°C. El núcleo diseñado en este estudio tiene unas características que superan las mínimas necesarias. Para el comentado modelo de transformador son 47 W, 130°C y 320 mT respectivamente, estos valores son superiores a los máximos asociados al OBC, por lo que cumple con todas las expectativas deseadas.

Si se supera cualquiera de estas cifras es posible que el núcleo colapse y se rompa. Haciendo el transformador inservible.

6.1.3. CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS

Las limitaciones de este componente vienen dadas principalmente por la corriente de rizado que circula a través de él, y por la temperatura a la que trabaja.

Los siguientes valores son los máximos para su correcto funcionamiento en el OBC presentado en este proyecto:

- Rango de frecuencia: 10 Hz hasta 2 kHz
- Voltaje continuo: 450 V
- $I_{AC, RIPPLE}$ (105°C): 2.2 A
- Temperatura máxima de trabajo: 105°C

6.1.4. ORDENADOR

Las principales especificaciones del ordenador con el que se han llevado a cabo todas las simulaciones de LTSpice, son las mínimas necesarias para poder ejecutar el programa sin problemas:

- Procesador: Intel(R) Core (TM) i5-10310U CPU @ 1.70GHz 2.21 GHz
- Memoria RAM: 8,00 GB
- Sistema operativo de 64 bits: Windows 10 Enterprise
- Capacidad disco duro: 250 GB

6.1.5. EQUIPOS DE CARACTERIZACIÓN

Los equipos electrónicos utilizados para estudiar el comportamiento de los distintos componentes del OBC estudiados en este trabajo han de cumplir:

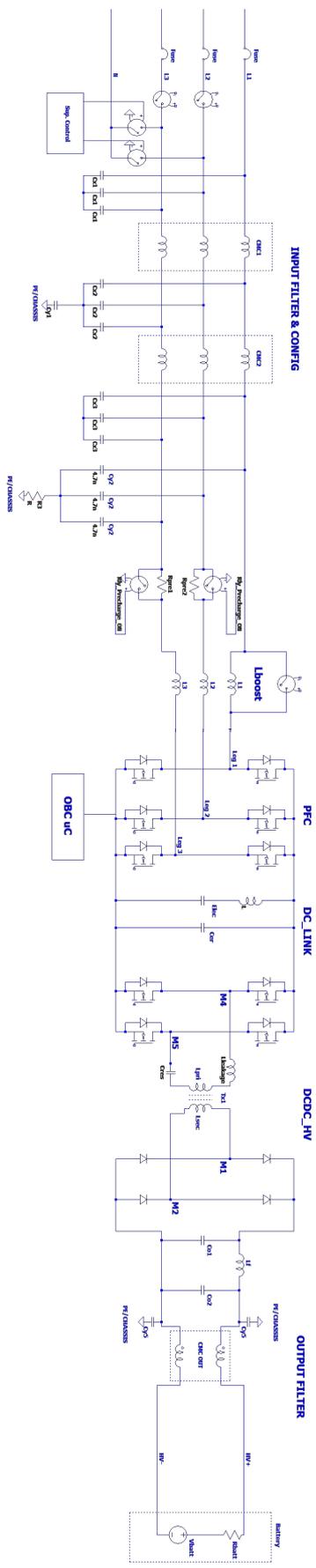
El multímetro debe tener una precisión de 0.001 mV y aguantar caídas de tensión de hasta 1200 V.

La fuente de alimentación debe ser regulable, con un rango de tensión de 0 a 80 V, un rango de corriente de 0 a 120 A, para medir la variación térmica del cable al ser atravesado por una corriente.

CAPÍTULO 7

PLANOS

Debido a la confidencialidad del proyecto, no se pueden mostrar los planos reales del proyecto OBC. Pero se va a mostrar un diagrama básico de un cargador de abordó, estos planos ayudan a entender las topologías utilizadas en las distintas áreas y el orden de las etapas del OBC.



PROYECTO: "Simulación y caracterización de las pérdidas de un OBC" TITULAR: Leonardo Beltrán Domínguez Emplezamiento: Referencia:		Fecha:	
Autor: Leonardo Beltrán Domínguez L.T.I. coligado nº	Plano:	MAHLE Plano Nº 01	
ESQUEMA ELÉCTRICO OBC			

BIBLIOGRAFÍA

- [1] **Prof. Francisco Martín Moreno**, “*Vehículos Eléctricos. Historia, Estado Actual y Retos Futuros*”, Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Málaga, págs. 118-122, mayo 2016. ISSN 1857-7431.
- [2] **Hugo Agüero Alva**, “*Historia del Automóvil*”, Universidad Tecnológica del Perú, págs. 152-171, 2014.
- [3] **BBC News Mundo**, “*Cambio climático: cómo la humanidad salvó la capa de ozono (y qué lecciones nos deja para la lucha contra el calentamiento global)*”. Consulta: 13 de mayo 2022. <https://www.bbc.com/mundo/noticias-58982415>
- [4] **Alejandra de Vengochea**, “*Las cumbres de las Naciones Unidas sobre el cambio climático*”. Proyecto Energía y Clima de la Fundación Fiedrich Ebert – FES. Colombia, 2012.
- [5] **Fertiberia Industriales**, “*Medio Ambiente|AdBlue*”, Consulta: 26 de abril 2022. <https://www.fertiberia.com/media/605461/folleto-adblue.pdf>
- [6] **Parlamento Europeo**, “*Emisiones de CO₂ de los coches: hechos y cifras*”, 22 de mayo de 2019. Referencia: 20190313STO31218.
- [7] **Parlamento Europeo**, “*Lex - 52021PC0556 - EN - EUR-Lex*”, 11 de mayo 2022. Consulta: 17 mayo 2022 <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/ES/TXT/?uri=CELEX%3A52021PC0556>
- [8] **Simon Heckford**, “*Design of an Onboard Battery Charger for an Electric Vehicle*”, Department of Industrial Electrical Engineering and Automation Lund University.
- [9] **Brian Johnson**, “*Power Factor Correction design for On-Board Chargers in Electric Vehicles*”. Texas Instruments, Application Report, SLUA896 junio 2018. <https://www.ti.com/lit/an/sl原因896/sl原因896.pdf?ts=1651126957695>
- [10] **Ned Mohan, Tore M.Undeland, William P.Robbins**, “*Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*”. McGraw Hill, 3ª Edición, 2009. ISBN: 9781456201296 1456201298.

- [11] **Yinye Yang, Weisheng Jiang and Piranavan Suntharalingam**, “*Advanced Electric Drive Vehicles*”, Capítulo 14: “*Plug-In Hybrid Electric Vehicles*”, McMaster University, págs. 465-490, octubre 2014. DOI: 10.1201/b17506-15.
- [12] **Mauro Valente, Francisco D. Freijedo, Paolo Pescetto and Thiwanka Wijekoon**, “*Integrated On-Board EV Battery Chargers: New Perspectives and Challenges for Safety Improvements*”, *IEEE Conference*, abril 2021. DOI: 10.1109/WEMDCD51469.2021.9425666
- [13] **Jiaqui Yuan, Lea Dorn-Gomba, Alan Dorneles Callegaro, John Reimers, Ali Emadi**, “*A Review of Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles*”, McMaster University, marzo de 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3069448.
- [14] **Lukasz Topolski, Jurij Warecki, Zbigniew Hanzelka**, “*Methods for determining power losses in cable lines with non-linear load*”, AGH University of Science and Technology, pág. 85, septiembre 2018. ISSN 0033-2097, DOI: 10.15199/48.2018.09.21.
- [15] **S. Zurek**, “*Encyclopedia Magnetica*”, apartados: *skin effect* y *proximity effect*. [https://www.e-magnetica.pl/proximity_effect?s\[\]=%2Askin%2A&s\[\]=%2Aeffect%2A](https://www.e-magnetica.pl/proximity_effect?s[]=%2Askin%2A&s[]=%2Aeffect%2A)
- [16] **Wikimedia Foundation**. Skin effect, Wikipedia, abril 2022. Consultado: 3 mayo 2022. https://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect#/media/File:Skin_depth.svg
- [17] **Frederick E. Terman**, “*Radio Engineers' Handbook*”. McGraw-Hill, págs. 36- 37, Año 1943. ISBN 9780070636309.
- [18] **T.Guillod, J.Huber, F.Krismer, J.W.Kolar**, “*Litz Wire Losses: Effects of Twisting Imperfections*”, Power Electronic System Laboratory (PES), Proceedings of the 18th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL 2017), Stanford, California, USA, 9-12 julio 2017.
- [19] **FERROXCUBE**, “*Soft Ferrites and Accessories Data Handbook 2013*”.
- [20] **TDK**, “*Aluminium Electrolytic Capacitors* “. <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/185386/6ad5ed9e1ff4f727c328cb92da2adf2b/pdf-generaltechnicalinformation.pdf>
- [21] “*MOSFET*”, Consultado: 7 de mayo 2022. <https://www.areatecnologia.com/electronica/mosfet.html>
- [22] **Guillermo Lorenzo Fernandez-Shaw**, “*Uso de la tecnología de carburo de silicio en convertidores CC/CC para aplicaciones de aeronáutica: Análisis y modelado de pérdidas*”, Universidad Politécnica de Madrid, pág. 26, febrero 2019.
- [23] **Datasheet MOSFET C3M0032120K**
<https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C3M0032120K.pdf>

- [24] **Automotive Electronics Council**, "AEC-Q200 REV D, STRESS TEST QUALIFICATION FOR PASSIVE COMPONENTS", junio 2010.
http://www.aecouncil.com/Documents/AEC_Q200_Rev_D_Base_Document.pdf
- [25] **Alex Segura Monar**, "Diseño de un convertidor de alta frecuencia", Julio 2014.
- [26] **Sam Abdel-Raham**, "Resonant LLC Converter: Operation and Design", Infineon Technologies North America Group, Septiembre 2012.
- [27] **S. Zurek**, "Encyclopedia Magnetica", apartado *calculadora efecto de proximidad*. Consultado: 12 de abril 2022. https://e-magnetica.pl/calculator/proximity_effect_from_dowell_curves
- [28] **New England Wire Technologies**, "Litz Wire Technical Information". Año 2003
- [29] **Datasheet Condensador Electrolítico**
<https://www.tdkelectronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43649.pdf>
- [30] **AEC Documentatiton** <http://www.aecouncil.com/AECDocuments.html>