

# TRABAJO FIN DE GRADO

## Grado en Ingeniería Electrónica y Automática



Diseño de un rectificador para carga rápida de vehículo eléctrico.

Alumno: Manuel Duplessis Calvo

Dirección: Héctor Sarnago Andía

Codirección: Óscar Lucía Gil

Departamento: Ingeniería Electrónica y Comunicaciones.

Curso: 2023/2024

## Índice:

1. INTRODUCCIÓN:	1
1.1 Motivación:	1
1.2 Metodología:	2
1.3 Objetivos:	2
1.4 Alcance:	3
2. ESTADO DEL ARTE:	4
2.1 Electrónica de Potencia	4
2.2 El coche eléctrico:	5
2.3 El cargador para vehículo eléctrico	11
2.4 Corrector de Factor de Potencia (PFC)	16
3. MODELADO TEÓRICO:	23
3.1 Topología:	23
3.2 Control:	30
4. IMPLEMENTACIÓN DEL HARDWARE:	37
4.1 Potencia:	37
4.2 Control:	40
5.3 PCB:	44
5. SIMULACIÓN, ANÁLISIS DE PÉRDIDAS Y VERIFICACIÓN:	46
5.1 Resultados de la simulación:	46
5.2 Análisis de pérdidas:	49
5.3 Verificaciones experimentales:	54
6. CONCLUSIONES:	55
6.1 Conclusiones:	55
6.2 Líneas Futuras:	56
Bibliografía:	57

## Índice de Figuras:

Figura 1.1 : Diagrama de Gantt.....	2
Figura 2.1: Ejemplos de diferentes valores de “Duty”.....	4
Figura 2.2: Vehículos matriculados por tipo de carburantes.....	7
Figura 2.3: Indicador de infraestructura de recarga en las carreteras españolas y europeas.....	10
Figura 2.4: (a) Conector Tipo 2 Plug. (b): Conector Tipo 2 Socket. (c): Conector tipo CCS Plug. (d): Conector tipo CSS Socket.....	13
Figura 2.5: Esquema de flujo de potencia en el interior del vehículo eléctrico.	14
Figura 2.6: (a) AC-DC PFC boost 3ph. (b) DC-DC LLC resonante. (c) DC-DC bidireccional dual active bridge .....	15
Figura 2.7: Circuito Rectificador onda completa monofásico .....	16
Figura 2.8: Circuito Rectificador onda completa trifásico (Ls es la inductancia de la red).....	17
Figura 2.9: (a): Corriente de entrada al rectificador por fase 1 C=50uF R=1kΩ. (b): Corriente de entrada al rectificador por fase 1 C=5uF R=10 Ω. Ambas a 230V-FN, 50Hz.....	18
Figura 2.10: Rectificador monofásico con PFC “boost” .....	20
Figura 2.11: Forma de la onda de corriente por el inductor en un PFC boost para los diferentes modos de conducción [4].....	20
Figura 2.12: Rectificador Minnesota [3].....	21
Figura 2.13: Rectificador Vienna [3] .....	21
Figura 2.14: Rectificador Suiza [3] .....	21
Figura 3.1: Esquema De la planta de un rectificador trifásico .....	23
Figura 3.2: Onda de tensión a la salida de un rectificador trifásico sin filtro ....	24
Figura 3.3: Corrientes de entrada por cada fase a 50kW (230V F-N 50Hz).....	25
Figura 3.4: Tensión “U <sub>aN</sub> ”(Fase a – GND) .....	26
Figura 3.5: Tensión “U <sub>NN</sub> ”(Neutro – GND).....	27
Figura 3.6: Esquema del rectificador trifásico más el PFC auxiliar.....	28
Figura 3.7: Esquema del lazo de control del rectificador.....	30
Figura 3.8: Código de un regulador PI discreto con “Antiwindup” Integral .....	32
Figura 3.9: Lazo para el control de la corriente de entrada realizado en “Simulink” .....	33
Figura 3.10: Esquema del lazo del control de la tensión en el condensador de almacenamiento realizado en “Simulink”.....	36
Figura 3.11: Esquema de entradas y salidas en la unidad de control (Entradas: Tensiones y corrientes del circuito: Tienen las ganancias de las etapas de adquisición de señal (K)[las de corriente están centradas en la mitad] y luego pasan por un sample-hold digital; Salidas: Valores de 1 o 0 de los 6 pulsos PWM que se aplican a cada par de transistores en el PFC (cuando uno esté en ON el de abajo estará en OFF) Realizado en “Simulink” .....	36
Figura 4.1: Hoja de características de los diodos del rectificador trifásico .....	37
Figura 4.2: Condensador R76QW412050H3J.....	38
Figura 4.3: Hoja de características de los transistores MOSFET del circuito auxiliar.....	39
Figura 4.4: Condensador ALA7DA301CC450 .....	39

Figura 4.5: Esquema del divisor resistivo de las cuatro medidas de tensión adquiridas.....	41
Figura 4.6: Hoja de datos de la gama de sensores de corriente SSA.....	42
Figura 4.7: Hoja de datos de los sensores de corriente CT415-HSN830MR ...	43
Figura 4.8: Imagen de la PCB completa real.....	44
Figura 4.9: Vista Alzado de modelo 3D de la PCB superior .....	44
Figura 4.10: Vista Alzado de modelo 3D de la PCB inferior.....	45
Figura 5.1: Esquema de un rectificador trifásico + PFC realizado en Simulink	46
Figura 5.2: Resultados de la simulación del rectificador + PFC trabajando a 50kW..	47
Figura 5.3: Evolución de los 3 “Dutys” a lo largo de la simulación .....	48
Figura 5.4: Evolución en el tiempo de los parámetros característicos del control para conseguir 800V en el condensador del PFC.....	49
Figura 5.5: Representación de la herramienta “Simout” en “Simulink” .....	50
Figura 5.6: Evolución de $I_{on}$ (Azul) y de $I_{off}$ (Naranja) en el transistor MOSFET superior en un periodo y medio .....	52
Figura 5.7: Tabla procedente de la hoja de características del transistor MOSFET que permite convertir las corrientes $I_{on}$ , $I_{off}$ e $I_{rr}$ en mJ y así poder calcular las pérdidas de conmutación .....	52
Figura 5.8: Evolución del rendimiento de la etapa (%) en función de la potencia de trabajo (kW).....	53
<i>Figura 5.9: Resultados experimentales del osciloscopio de las medidas realizadas en laboratorio.</i> .....	54

# RESUMEN

En este trabajo de fin de grado tiene como analizar y verificar la etapa rectificadora que convierte la corriente alterna en corriente continua para su uso en un cargador de vehículo eléctrico. Adicionalmente, se realizará un novedoso control del factor de potencia activo, logrando niveles de eficiencia muy elevados. Para ello, se hará una introducción en electrónica de potencia, en fuentes conmutadas y en su control. Se analizarán las necesidades y motivos que nos han llevado a adoptar esta solución y se explicará la etapa del propuesto trabajo, evaluando los aspectos más generales y distintivos de esta, repasando el control digital que nos permite alcanzar los objetivos deseados y haciendo una descripción del hardware utilizado para la implementación de la PCB. Finalmente se verificarán las predicciones teóricas mediante medidas experimentales y se enumerarán las principales conclusiones y líneas futuras de este Trabajo Fin de Grado.

# 1. INTRODUCCIÓN:

## 1.1 Motivación:

Como es de costumbre humana, hacer que las empresas que llevamos a cabo tengan la mayor eficiencia, es decir, aprovechar el máximo potencial que se pueda de cada recurso siempre es un objetivo deseado, ya sea en recursos humanos, en recursos materiales o en recursos económicos.

El mundo sobre el que estamos es cambiante y en la época que nos ha tocado vivir, la energía y su desempeño son aspectos que están presentes en prácticamente todos los ámbitos de nuestro día a día. Es por ello, por lo que resulta de gran importancia saber cómo procesarla.

En el sector en el que nos encontramos y llegando casi al cuarto de siglo es imposible negar el incremento en el consumo de los recursos energéticos de nuestro planeta, así como un avance de las tecnologías de computación y comunicación, tanto como la aparición de nuevos enfoques hacia el futuro próximo, más sostenibles y respetuosos con la vida misma.

Cada vez vemos más cerca ideas como el reemplazo de combustibles fósiles como base de la industria, el almacenamiento duradero de energía eléctrica, el vehículo completamente eléctrico como medio de transporte más usado o la autosostenibilidad energética en la totalidad de nuestros hogares. Además, la electricidad está presente en nuestra vida. Un porcentaje muy pequeño de la población puede decir que no usa a lo largo de un día cualquiera, un dispositivo que funcione con electricidad.

Con todo esto, es conveniente que la transmisión de energía eléctrica tenga unos estándares bien definidos, unas formas de operar que nos aseguren que se les da un correcto uso a nuestras fuentes de alimentación, y a los cargadores que pretendemos instalar en nuestras carreteras, gasolineras o parkings a lo largo de esta década. Cargadores que cada vez serán de más y más potencia, y que requerirán tecnologías más sofisticadas y desarrollos más innovadores.

## 1.2 Metodología:

En este apartado se explica la organización del trabajo llevado a cabo. Se empezará realizando el circuito empezando desde los fundamentos más básicos de la electrónica, una vez implementado el circuito se empezarán a analizar las posibles soluciones a implementar mediante lazos de control y reguladores, una vez el circuito esté resuelto y funcione se analizarán las pérdidas y la eficiencia que este nos ofrece y finalmente se redactará esta memoria como es preciso. Durante todo este proceso se realizará un estudio del estado del arte para conseguir ampliar los conocimientos en este campo y así poder explicar mejor su desempeño y aplicaciones.

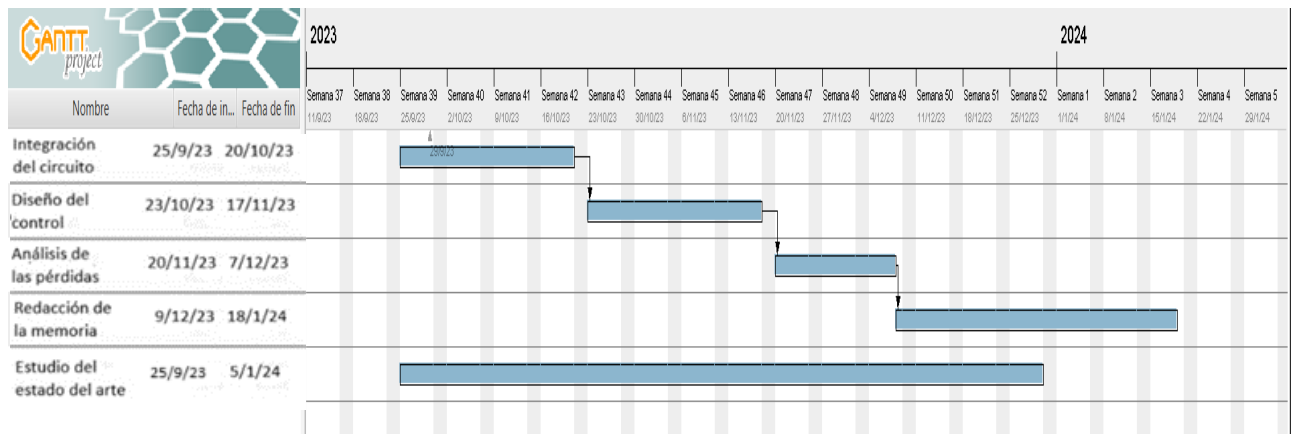


Figura 1.1 : Diagrama de Gantt

## 1.3 Objetivos:

A lo largo de este trabajo se persiguen los objetivos generales de un TFG en ingeniería electrónica y automática, además de unos objetivos específicos de contenido técnico. Se busca el desarrollo de las técnicas y habilidades de la ingeniería electrónica necesarias para la práctica de esta. También el uso de herramientas y contenidos adquiridos durante la titulación, destacando en la naturaleza del siguiente TFG, los conocimientos de la rama de electrónica de potencia, electrotecnia o ingeniería de control.

El objetivo de este proyecto es profundizar en el diseño y optimización de cargadores rápidos para vehículo eléctrico. Dichos cargadores están compuestos por un rectificador y un convertidor continua-continua. En este proyecto, se abordará el problema específico del diseño y optimización del rectificador, estudiando su funcionamiento básico, el diseño de sus lazos de control, el estudio de sus pérdidas y su verificación experimental.

#### 1.4 Alcance:

Para lograr los objetivos propuestos, se propone la siguiente metodología:

-Análisis y simulación. Se llevará a cabo el estudio de las topologías rectificadoras básicas y su simulación utilizando herramientas como LTSpice.

-Análisis de lazos de control y eficiencia. Se optimizará el diseño dinámico y de eficiencia del convertidor utilizando herramientas como Matlab/Simulink.

-Verificación experimental. Se realizarán medidas sobre un prototipo real utilizando equipos e instrumentación propia de la electrónica de potencia.

## 2. ESTADO DEL ARTE:

### 2.1 Electrónica de Potencia

La electrónica de potencia es la rama de la electrónica que se encarga de procesar energía de la manera más eficiente. Su principio de funcionamiento consiste en hacer conmutar dispositivos (principalmente transistores) entre su valor encendido y apagado a una frecuencia elevada. Esto provocará cambios en los niveles y flujos de tensión y corriente en los componentes pasivos del circuito, que nos permitirán obtener cualquier tipo de onda que deseemos.

En cuanto al flujo de potencia, éste vendrá principalmente regulado por los niveles de tensión y corriente máxima (sobre todo corriente) que los componentes del circuito pueden soportar, sin sobrecalentamiento. Por lo que nos encontraremos en todo momento dispositivos de protección a la entrada de cada circuito de potencia con el fin de no sobrepasar estos límites, fijando así la potencia nominal del cargador.

Si a esto le sumamos las numerosas técnicas de control, destacando el uso convencional del PI usados principalmente en los lazos de control de cualquier sistema automático, conseguiremos, aún con más precisión, obtener los valores de tensión y corriente deseados para cada circuito. La acción resultante de este control oscilará entre 0 y 1 y representará el porcentaje de tiempo que está en ON el switch en cada ciclo de conmutación. Como se muestra en la Figura 2.1

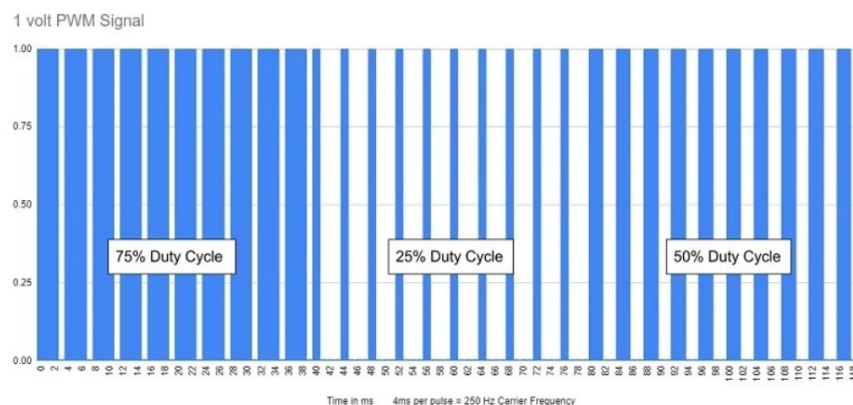


Figura 2.1: Ejemplos de diferentes valores de "Duty"

<https://control.com/technical-articles/understanding-the-basics-of-pulse-width-modulation-pwm/>

## 2.2 El coche eléctrico:

El ser humano empezó a dominar el fuego hace 1,42 millones de años, se podría considerar el primer hallazgo científico complejo de nuestra especie, ya que mediante una reacción química conseguía desprender energía térmica para su uso. Esta energía permitía cambiar la materia de estado, así como desencadenar otras reacciones químicas aparte del propio beneficio humano que supone el calor en nuestros organismos.

A lo largo de los siglos XVIII y XIX se desarrolló un concepto que cambiaría el devenir de la humanidad y del planeta. Esta energía térmica que hasta ahora había sido principalmente usada para modificar las propiedades de los materiales, dio un cambio de rumbo y mediante la física del estado gaseoso de la materia, se halló la manera de transformarla en energía mecánica con la aparición de la máquina de vapor patentada por Watt en 1769, así como el desarrollo científico de las leyes que regían la termodinámica de la mano de Carnot en 1824.

Paralelamente, durante estos mismos siglos, se desarrollaba otro concepto revolucionario, sus padres fueron Coulomb y Volta, precursores de la idea de que en la materia había una fuerza con interacciones más fuertes que la única conocida hasta el momento, la gravedad.

Su posterior desarrollo científico de la mano de Ampère, Faraday y Maxwell sentaron las bases para la creación de una disciplina científica e ingenieril completamente nueva, el electromagnetismo, con su correspondiente uso como fuente de energía y todas sus posteriores usos y aplicaciones, destacando la conversión de energía eléctrica en energía mecánica mediante el motor eléctrico en sus diferentes versiones (motor CC, motor asíncrono y motor síncrono).

Ambos tipos de motores, térmico y eléctrico, han ido de la mano compitiendo por cual era mejor para cada aplicación llegando a la actualidad donde siguen presentes en nuestra sociedad, siendo los principales agentes motrices de nuestra maquinaria, hasta convertirse en un medio imprescindible para innumerables aplicaciones que requieren una gran potencia, como podrían ser la construcción, la fabricación o el transporte.

Pero todo este desarrollo tecnológico y masificación del uso de los recursos energéticos trajo consigo un inconveniente: el impacto medioambiental, ya que los combustibles que usan los motores térmicos (y de los eléctricos indirectamente también, ya que la principal fuente de generación eléctrica es el motor térmico) son los combustibles fósiles, sustancias como el carbón, el gas natural, o el petróleo, que al realizar el proceso químico de la combustión desprenden una gran energía. La composición principal de estos combustibles es carbono e hidrógeno, que al ser quemados se mezclan con el oxígeno de la atmosfera formando agua (H<sub>2</sub>O) y dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>) siendo este último el principal agente del denominado efecto invernadero, que con su constante aumento porcentual en la composición de nuestra atmosfera eleva la temperatura media de nuestro planeta cada año. Además de CO<sub>2</sub>, la quema de estos combustibles también emite a la atmosfera otras sustancias contaminantes como partículas en suspensión, monóxido de carbono, dióxido de nitrógeno o dióxido de azufre. Ya desde la primera revolución industrial se apreció una notable disminución de la calidad del aire en las principales ciudades europeas, pero no fue hasta mediados del siglo XX que se empezó a sentir una preocupación social sobre el impacto medioambiental del desarrollo de la tecnología y el uso de ella.

Actualmente, esta concienciación está en su punto más álgido desde que se inició. Toda empresa que quiera ejercer sobre el territorio europeo debe seguir unas reglas ambientales que cada vez son más estrictas y requieren de más infraestructura y activo para llevarse a cabo.

El objetivo que tienen los políticos europeos es conseguir la neutralización de las emisiones de carbono en 2050. Para lograr este fin se deberán reducir las emisiones generadas por los principales focos, que son la industria, la generación eléctrica y el transporte, siendo este último el que más impacto tiene en el deterioro de la atmosfera hoy en día y en el que centraremos nuestra atención a lo largo del capítulo.

Circulan por España alrededor de 33,4 millones de vehículos, de los cuales 24,6 son turismos, 14,9 usan como combustible el diésel y 9 usan el motor de gasolina. Tan solo 674 mil unidades emplean motorizaciones alternativas como el coche eléctrico puro (BEV), eléctrico de autonomía extendida (EREV), híbrido



y 76 g de CO<sub>2</sub> es decir entre un 47 y un 58% menos. Estas emisiones se reducen drásticamente si el coche eléctrico se recarga exclusivamente con energía limpia procedente de fuentes renovables (solar, eólica, hidráulica principalmente).

Se estima que de ejecutarse las políticas europeas de energías renovables las emisiones del coche eléctrico disminuirían a 40 g en 2030 y a 16 g en 2050. Si bien es cierto que para la fabricación del coche eléctrico es necesario emitir más o menos el doble o el tripe de CO<sub>2</sub>, las emisiones durante el uso de este serían mucho más reducidas. Además, habría que contabilizar las emisiones que se generan en la obtención y refinación de gasolina y diésel, y las resultantes debidas a su transporte.

Por lo que, desde el punto de vista del calentamiento global, los coches eléctricos son los más sostenibles y los que más oportunidad tienen de ser comercializados en los futuros mercados.

Aunque este cambio de enfoque sobre el medio de transporte particular parezca algo novedoso, la sustitución del motor térmico por el eléctrico ya fue experimentada por el sector ferroviario hace más de 100 años, y es que este último además de no tener emisiones directas a la atmosfera de CO<sub>2</sub>, también presenta ventajas frente al térmico, como rendimientos mucho más elevados, menor peso relativo, lo que permite que las locomotoras sean mucho más potentes a igualdad de peso y tamaño, sumándole que los costos de mantenimiento son mucho menores.

La principal diferencia entre estos dos medios de transporte, ferrocarril y coche es que el primero dispone de una red electrificada a lo largo de la vía que sirve como fuente de alimentación y potencia en todo momento. Suministro con el que no cuentan las carreteras. Esto deriva en que toda la potencia realizada por un coche eléctrico durante un trayecto debe estar ya almacenada en el mismo. Este hecho, es el principal obstáculo en el desarrollo de este tipo de vehículos, ya que la poca autonomía y alto coste de las baterías sumado a los altos tiempos de carga de estas, convertían al coche eléctrico en una opción mucho menos seductora que sus análogos con motores térmicos.

Obstáculos que se están consiguiendo superar con el paso de los años gracias principalmente a estas políticas medioambientales que mediante un apoyo

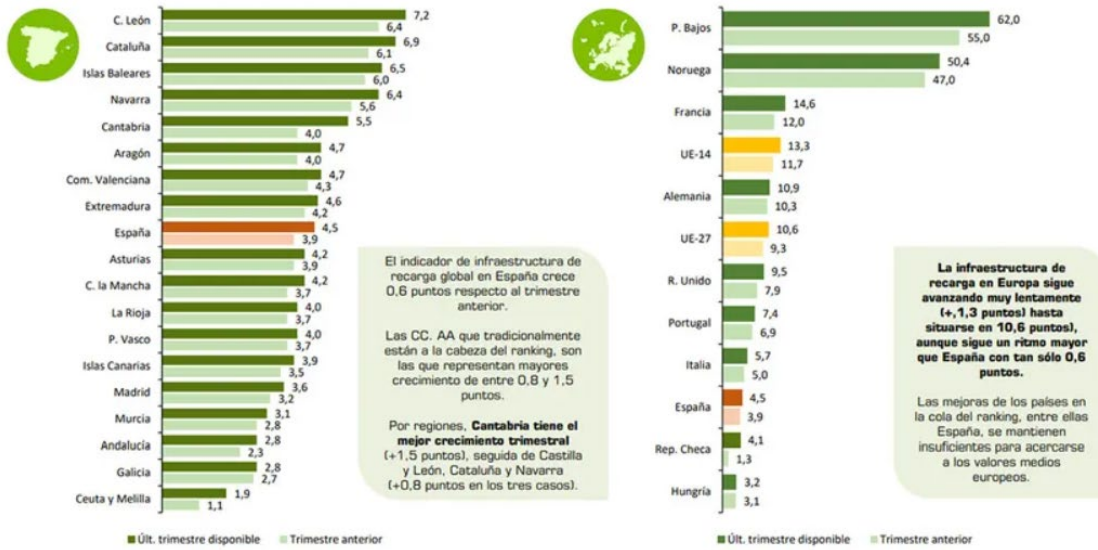
financiero por parte de gobiernos y empresas están logrando grandes avances en el desarrollo de baterías con más capacidad sin alterar el tamaño y por tanto más duraderas y en el desarrollo de cargadores que permitan un suministro de potencia mucho más elevado haciendo que los tiempos de carga sean más y más rápidos.

Según las cuentas de ADIEVE, el 30 de septiembre de 2023, España contaba con 27.420 puntos de recarga de los cuales 9.280 son de 22 kW, 9.040 se sitúan por debajo de ese nivel, 7,044 están en la horquilla entre 22 kW y 50 kW y muy por detrás con 1.556 unidades se encuentran los cargadores rápidos, denominándose así a los que superan los 50 kW. Con potencias mayores de 250 kW encontramos los cargadores ultrarrápidos cuyo número actual es de 492 pero estos principalmente corresponden a proyectos realizados por los propios fabricantes de automóviles.

Un coche eléctrico tiene un consumo de entre 12 y 20 kWh cada 100, esto significa que con un cargador de 20 kW y usando el coche a plena potencia tardaremos una hora de carga para realizar posteriormente esos 100 km, por esta razón se deberán dejar de fabricar e instalar cargadores de menos de 50 kW de aquí en adelante si se quiere hacer del vehículo eléctrico un negocio rentable. Y es que los datos corroboran este planteamiento, siendo los cargadores rápidos los que mayor crecimiento han experimentado en el último año 2023.

Con todo esto podemos ver que en España la transición hacia el vehículo eléctrico avanza, pero a ritmo muy lento y es que un estudio realizado por la Asociación Española de Fabricación de Automóviles y Camiones (ANFAC), nos da una puntuación de 4,5 en el último barómetro de electromovilidad (Figura 2.3), datos bastante lejanos a los 13,3 puntos de la media europea, y ya no digamos de los países Bajos o Noruega, líderes indiscutibles en el ranking, con una puntuación respectiva de 62 y 50,4 [1].

Índice en base 100



Fuente: elaboración ANFAC con datos de Electromaps, EAFO (European Alternative Fuels Observatory), Instituto Nacional de Estadística (INE) y Eurostat.  
Nota: los datos relativos a España y sus CC. AA. son de elaboración propia en base a datos de Electromaps, considerando puntos operativos y que permitan cargar simultáneamente, mientras que para el resto de los países se usan los publicados por EAFO. El dato utilizado para España no necesariamente coincide con el proporcionado por EAFO, pero es el que consideramos más aproximado a la realidad ante la falta de una plataforma de información oficial de puntos a nivel nacional.

Figura 2.3: Indicador de infraestructura de recarga en las carreteras españolas y europeas.  
<https://anfac.com/publicaciones/barometro-electromovilidad-3er-trimestre-2023/>

Y es que estas cifras son bastante preocupantes, ya que estamos aún a una gran distancia de conseguir los objetivos que nos hemos propuesto para hacer del planeta un lugar más limpio y sostenible, el lado positivo es que aún tenemos tiempo y el mercado derivado de la electrificación del coche está todavía emergiendo por lo que se crean numerosas oportunidades para establecerse como posible competidor por ser el principal desarrollador, fabricante o instalador a nivel nacional e internacional.

### 2.3 El cargador para vehículo eléctrico

El cargador será el aparato destinado a suministrar potencia al vehículo, mediante la carga de la batería. Para ello usará la tensión de la red alterna convencional (monofásica o trifásica). Convirtiendo la onda de tensión sinusoidal, en una tensión continua igual a la que tenga la propia batería.

Las tensiones de la batería que alimenta los motores eléctricos actualmente son de entre 100 y 200 V en coches híbridos enchufables y entre 400 y 800 V en coche eléctricos puros, esta tensión oscila entre estos dos valores en función de si la batería está completamente descargada o cargada. Por lo que a la salida del cargador la tensión de continua deberá ir variando a medida que se vaya cargado la batería para que sean iguales.

En función de en qué lugar físico se realice esta etapa de acondicionamiento de la salida podremos decir que el cargador es “on-board” si está en el interior del vehículo, u “off-board” si se sitúa en el exterior.

Actualmente todos los coches enchufables poseen un cargador “on-board” también llamado OBC que permite alcanzar los niveles de tensión y potencia adecuados. Este dispositivo funcionará si la salida del punto de carga externo ofrece corriente alterna, pero será puenteado si la corriente de carga es corriente continua, es decir si el cargador externo ya dispone de etapa rectificadora y de fuente DC/DC que permita obtener la tensión correspondiente de la batería por lo que los terminales de conexión con el coche irán directamente a la batería sin pasar por el OBC.

Y es que un punto de recarga nos puede ofrecer 3 tipos de diferentes de tensión, en primer lugar, estaría el nivel 1 donde a la salida del cargador tendríamos la tensión monofásica de la red, es decir 230 V AC, estos cargadores son los que principalmente se instalan en garajes particulares y en parkings públicos siendo la potencia máxima que ofrecen 7,4 kW, en el nivel 2 encontramos los cargadores que a su salida suministran una tensión trifásica de 400V AC, y en el nivel 3 obtendríamos los cargadores que suministran una tensión continua ya rectificadora y convertida a la tensión de bus del coche, estos dos últimos niveles son los que

encontraremos en gasolineras y en puntos de recarga más alejados de las urbanizaciones.

Las conexiones entre cargador y vehículo están estandarizadas en Europa de acuerdo con la IEC 62196-2/-3 donde encontraremos el cargador Tipo 2 y el cargador CCS.

El conector Tipo 2, Figura 2.4 (a)(b), es el homologado como el standard europeo. Conocido como “*Mennekes*”, ha heredado su nombre por la que fue en su momento la primera marca en comercializarlos, algo así como los Kleenex.

El conector tipo 2 permite desde cargas monofásicas a 16 A hasta trifásicas a 63 A, lo que se traduce en potencias desde 3,7 kW hasta 44 kW respectivamente.

El conector CSS, Figura 2.4 (c)(d), es la versión que se ha adoptado en Europa para carga en continúa. Se trata de un conector combinado compuesto por un conector AC Tipo 2 y un conector DC con dos terminales.

Este es el conector más común en los cargadores de tiempo de carga rápida.

La potencia máxima a la que puede operar en AC es de 43 kW y de hasta 250 kW en DC [2].

En función del tipo de tensión que se esté usando por este conector, el vehículo detectará cual es y decidirá si pasa por el OBC o si directamente alimenta la batería.



Figura 2.4: (a) Conector Tipo 2 Plug. (b): Conector Tipo 2 Socket. (c): Conector tipo CCS Plug. (d): Conector tipo CSS Socket

<https://www.fruugo.es/>

El cargador eléctrico también tiene la propiedad de ser unidireccional o bidireccional. Si la entrega de potencia sólo es posible desde la red hacia el vehículo, diremos que es unidireccional. En cambio, si la potencia aparte de ser entregada también puede ser devuelta a la red desde el vehículo, el cargador adquirirá la propiedad de bidireccional. Esto puede considerarse una propiedad muy interesante si queremos usar la batería de nuestro automóvil como fuente de energía para alimentar otras cargas ajenas a él.

El esquema de conversiones eléctricas dentro de un vehículo eléctrico puede ser representado mediante el esquema de la Figura 2.5 [2].

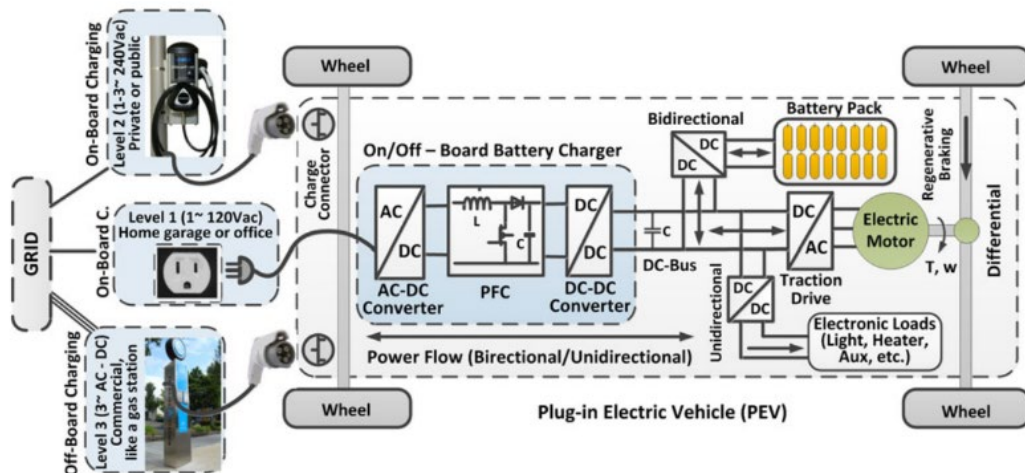


Figura 2.5: Esquema de flujo de potencia en el interior del vehículo eléctrico. [2]

Si nos fijamos en el recuadro azul del cargador de baterías de la Figura 2.5 (On/Off-Board Battery Charger), apreciamos 3 principales etapas, la primera se compone de una conversión de AC-DC, seguido de un PFC y finalmente la etapa DC-DC.

Estas 3 etapas serán las que encontraremos principalmente en todos los dispositivos de carga, ya no sólo en vehículos, sino en cualquier dispositivo que necesitando ser alimentado mediante la red eléctrica convencional, a su salida tenga que ofrecer una tensión en continua, ya sea fija o variable a lo largo de espacios amplios de tiempo.

El circuito más usado actualmente por los fabricantes para realizar la carga consiste en usar un PFC “boost” de 3 fases, Figura 2.6 (a), que englobaría la etapa AC-DC y PFC, seguido de un circuito inversor tipo LLC resonante, Figura 2.6 (b), que actuaría de DC-DC. Esto nos permite un flujo de potencia unidireccional de la red hacia la batería.

En el caso que el convertidor sea bidireccional, la topología AC-DC, PFC, DC-DC será la misma, cambiando el circuito LLC resonante, por un Dual Active Bridge (DAB), Figura 2.6 (c), siendo una de las topologías más empleadas en convertidores bidireccionales en la actualidad.

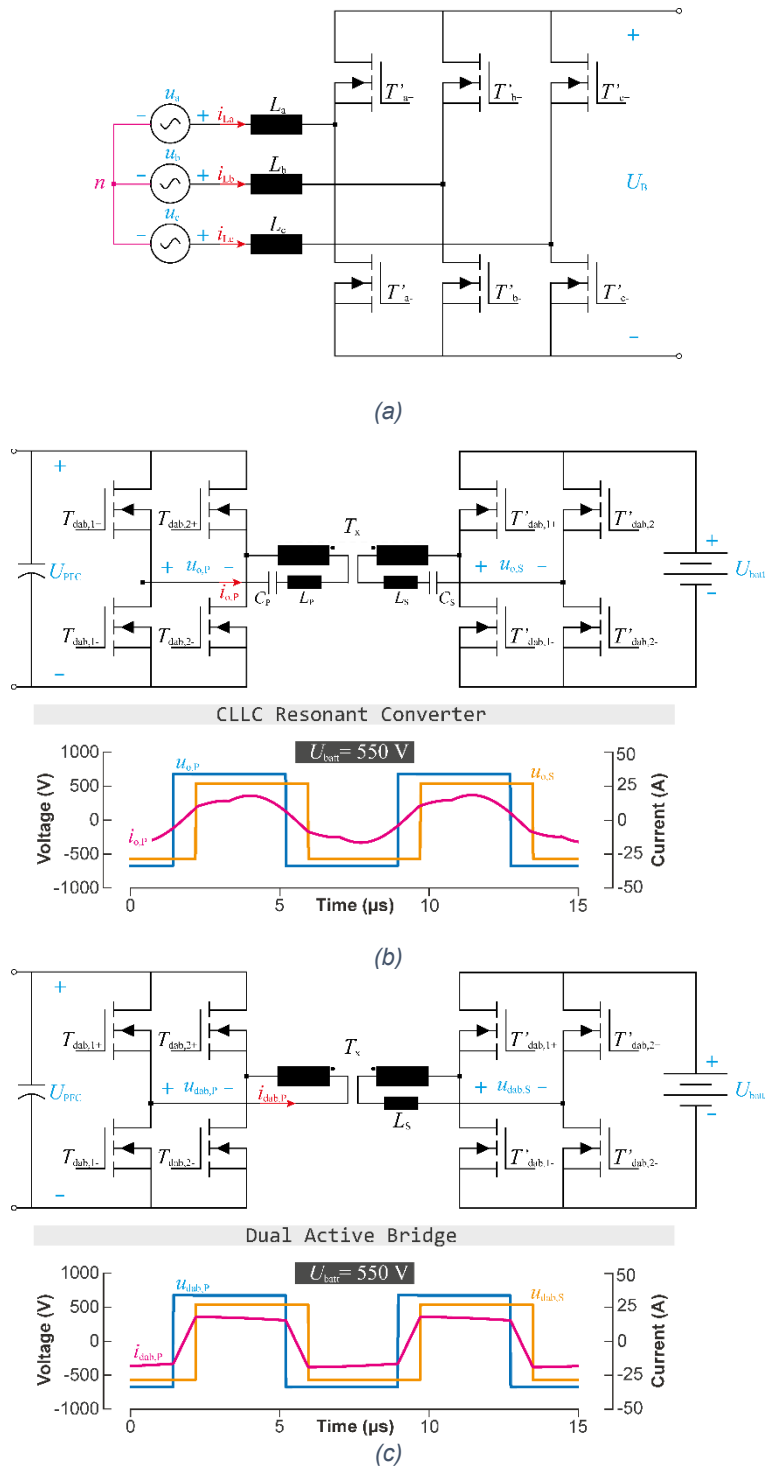


Figura 2.6: (a) AC-DC PFC boost 3ph. (b) DC-DC LLC resonante. (c) DC-DC bidireccional dual active bridge

El presente TFG se centrará en el análisis de la primera etapa de AC-DC + PFC presentando una topología alternativa a la PFC “boost” más usada.

## 2.4 Corrector de Factor de Potencia (PFC)

El circuito por excelencia para convertir una tensión alterna sinusoidal en una tensión continua es el puente rectificador de diodos con condensador de filtrado a la salida, Figura 2.7: Circuito Rectificador onda completa monofásico.

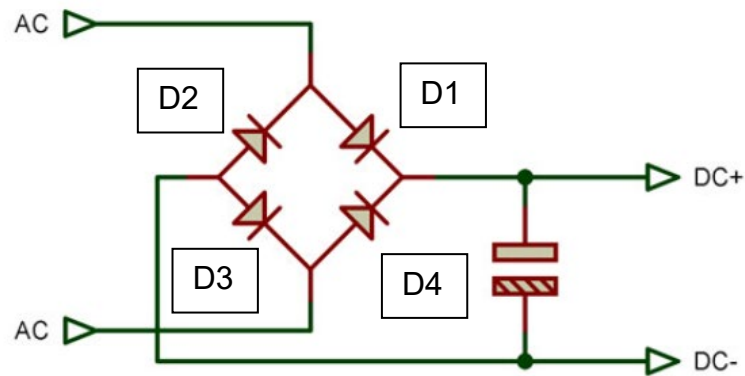


Figura 2.7: Circuito Rectificador onda completa monofásico

Con él se consigue una tensión continua del valor de pico de la tensión sinusoidal entrante, esto sucede porque los diodos D1 y D3 de la Figura 2.7: Circuito Rectificador onda completa monofásico conducen en los periodos positivos de la red de 50Hz y D2 y D4 en los negativos formando una onda con solo semiperiodos positivos, que al encontrarse con un condensador que tarda mucho más en descargarse que la frecuencia de red, consigue fijar la tensión a la salida con más o menos rizado dependiendo del valor del condensador y de la corriente de salida.

Para rectificar una onda en un sistema trifásico el funcionamiento y el modelo serán análogos al monofásico Figura 2.8, dando a la salida en DC el valor de pico entre las fases.

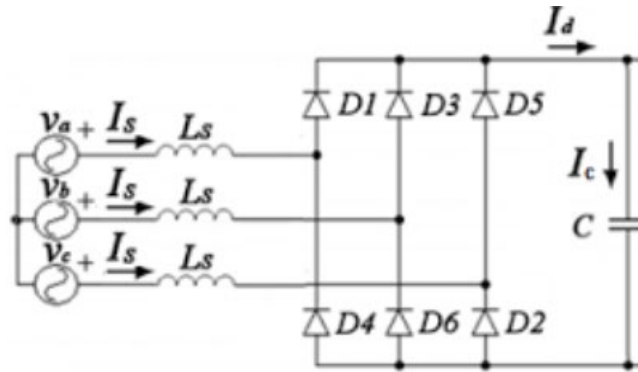
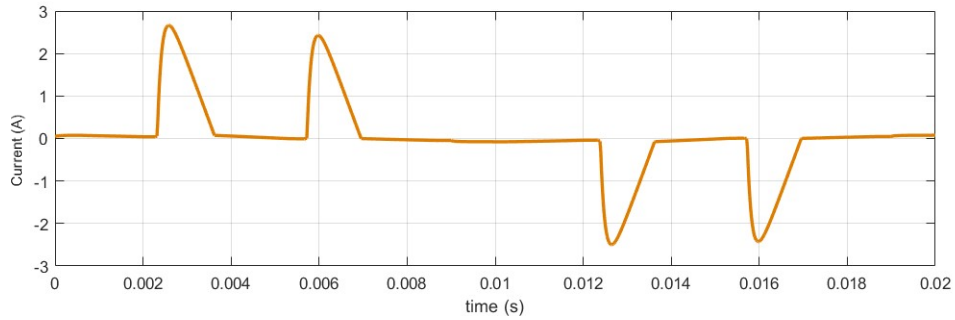
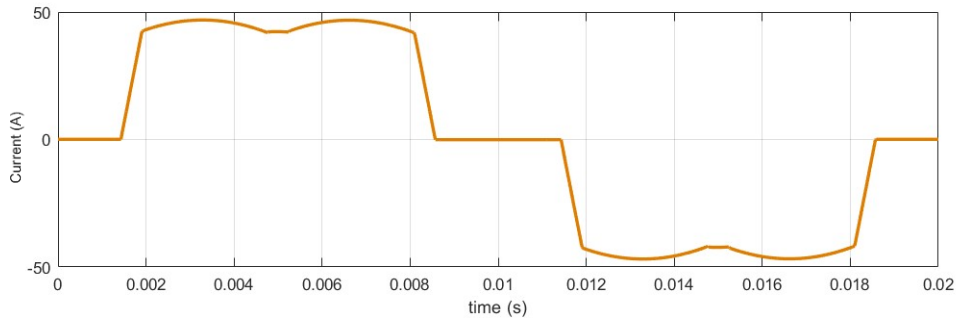


Figura 2.8: Circuito Rectificador onda completa trifásico ( $L_s$  es la inductancia de la red)

Al conectar una carga resistiva, a la salida, la corriente de salida resultante derivará en una corriente continua con su correspondiente nivel de rizado debido al rizado de la tensión. Si analizamos la corriente de entrada la forma de esta dependerá tanto del valor del condensador como del propio valor de corriente que se está demandando en la salida. Si la potencia en la carga es pequeña (o el condensador grande), el condensador será el que vaya entregando la corriente una vez cargado y la red inyectará picos de corriente en fase para la carga de este, Figura 2.9 (a). Si la potencia es mayor (o el condensador pequeño), la corriente entregada a la carga viene desde la red, correspondiendo la primera mitad de la onda al semiciclo positivo y la segunda mitad al semiciclo negativo de la tensión sinusoidal en la Figura 2.9 (b). Estas formas de corriente serán las correspondientes a cada fase si el sistema es trifásico viéndose desfasadas  $120^\circ$  entre ellas.



(a)



(b)

Figura 2.9: (a): Corriente de entrada al rectificador por fase 1  $C=50\mu F$   $R=1k\Omega$ .  
 (b): Corriente de entrada al rectificador por fase 1  $C=5\mu F$   $R=10\Omega$ . Ambas a 230V-FN, 50Hz

Si en vez de una carga resistiva conectamos un convertidor DC-DC, este actuará como fuente de corriente. Esa corriente a la salida del AC-DC se puede obtener, calculando la potencia que está suministrando la fuente DC-DC a su salida y dividiéndola por el valor de pico de la red fase-fase. Obtendremos ondas similares a las de cargas resistivas sin la componente debida al rizado del condensador, ya que la fuente DC-DC solicita una corriente constante.

Si analizamos la eficiencia de este convertidor puramente pasivo, observamos que la onda de tensión de entrada es sinusoidal, y la corriente de entrada tiene una forma similar a una cuadrada bidireccional, con tramos en los que su valor es 0. Se observa que el valor del factor de potencia, que es la medida de la eficiencia con la que la energía eléctrica se convierte en trabajo útil en un circuito eléctrico [3]:

$$\varphi = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cos(\phi) \quad \text{Eq(1)}$$

En un rectificador simplemente con diodos el factor de potencia es ya de por sí alto, ya que la componente fundamental de la corriente está en fase con la tensión ( $\cos \Phi = 1$ ). La pérdida de eficiencia viene dada por el parámetro conocido como THD (%) o Distorsión Armónica total que se expresa como el cociente de la suma de las magnitudes armónicas (componentes no deseadas) en una señal, dividida por la magnitud de la fundamental (componente principal).

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_k)^2}}{U_1} 100(\%) \quad \text{Eq(2)}$$

Ya que, al tener una onda de tensión sinusoidal de tensión, la potencia activa del circuito vendrá dada por la multiplicación del valor rms del armónico fundamental de la onda de corriente por el propio valor rms de la tensión de la red. El valor de THD % que tenemos en este circuito es de 30%.

De acuerdo con la EN 61000-3-2 si la fuente consume más de 16 A y la EN 61000-3-4 si la fuente consume más de 16 A, el valor máximo de THD que puede haber en un rectificador trifásico es del 5%, razón principal para la instalación de un PFC, aparato de la consecuente subida en la eficiencia del dispositivo [3].

El factor de potencia de un rectificador pasivo mediante diodos resultante es de entre 0.93 a 0.85 y aunque presente ya de por sí un valor relativamente alto, buscaremos que este valor no descienda de 0.99. Así pues, la principal finalidad de un PFC consistirá en obtener una onda de corriente sinusoidal que esté en fase con la tensión de red, y que el valor de la potencia a la entrada de la etapa AC-DC sea lo más parecido a la potencia de salida de ésta.

Existen numerosas topologías de PFC, para redes monofásicas y trifásicas, ya que estos pueden ser mediante componentes pasivos, híbridos o activos siendo estos dos últimos los más utilizados en la actualidad, destacando principalmente el denominado PFC *boost*, cuya topología sirve tanto para sistemas monofásicos, Figura 2.10, como para trifásicos, Figura 2.6 (a). Debido a su robustez y su fácil control.

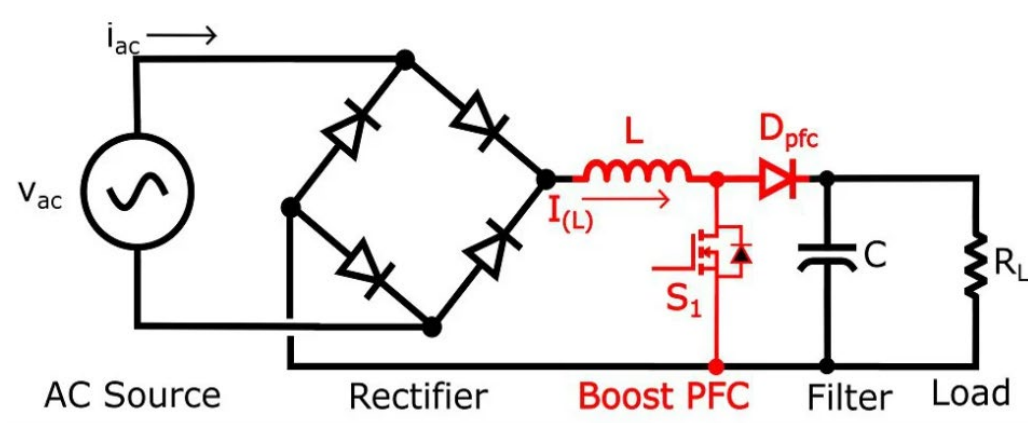


Figura 2.10: Rectificador monofásico con PFC “boost”

Este circuito basará su principio en los cambios de tensión producidos en la “L” de la Figura 2.10 debidos al control del ciclo de trabajo en la conmutación de S<sub>1</sub>, Actuando como la propia etapa elevadora, pero al mismo tiempo ofreciendo por la bobina una forma de corriente idéntica a la forma de tensión en el nodo correspondiente a la salida del rectificador de diodos. Esto se puede conseguir en los 3 modos de conducción: CCM, CrCM y DCM, Figura 2.11 [4].

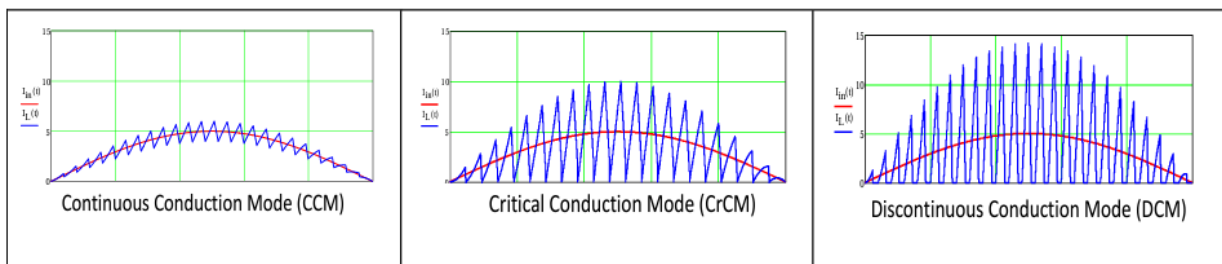


Figura 2.11: Forma de la onda de corriente por el inductor en un PFC boost para los diferentes modos de conducción [4]

En el PFC “boost” trifásico el principio de operación es similar, con la principal diferencia de que tendremos 3 fases y por tanto 3 corrientes que controlar en las bobinas, como la carga equivalente en un rectificador corresponde a un sistema equilibrado las corrientes serán iguales desfasadas entre si 120°. Otras topologías de PFC estandarizadas serían los rectificadores trifásicos basados en la inyección del tercer armónico. Como podrían ser el rectificador Minnesota Figura 2.12, el rectificador Vienna Figura 2.13, o el rectificador Suiza Figura 2.14 [3].

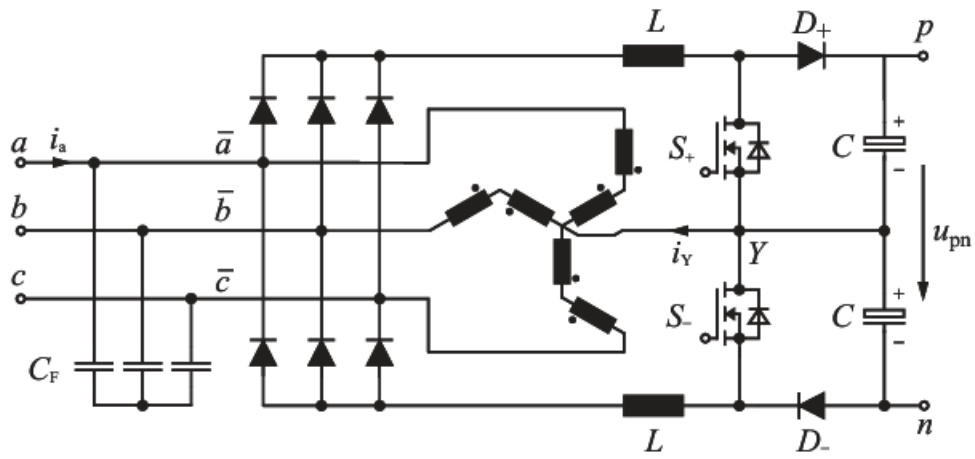


Figura 2.12: Rectificador Minnesota [3]

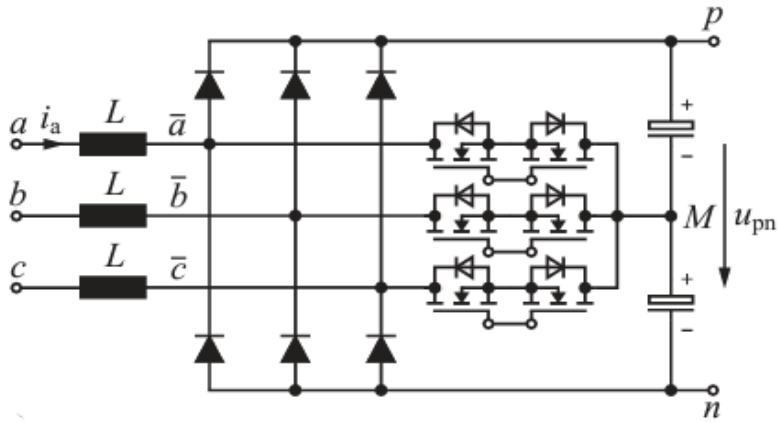


Figura 2.13: Rectificador Vienna [3]

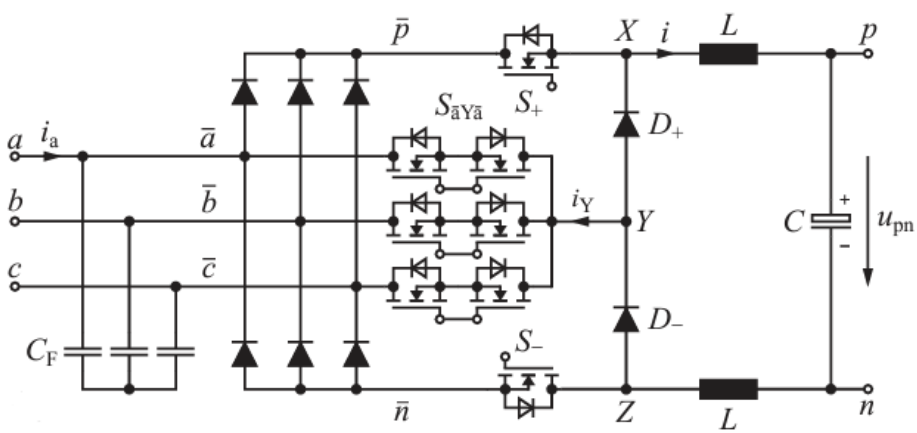


Figura 2.14: Rectificador Suiza [3]

A continuación, se analizará una nueva topología propuesta en el seno del grupo de investigación del departamento de electrónica y telecomunicaciones de la Escuela de ingeniería y arquitectura de la Universidad de Zaragoza.

### 3. MODELADO TEÓRICO:

#### 3.1 Topología:

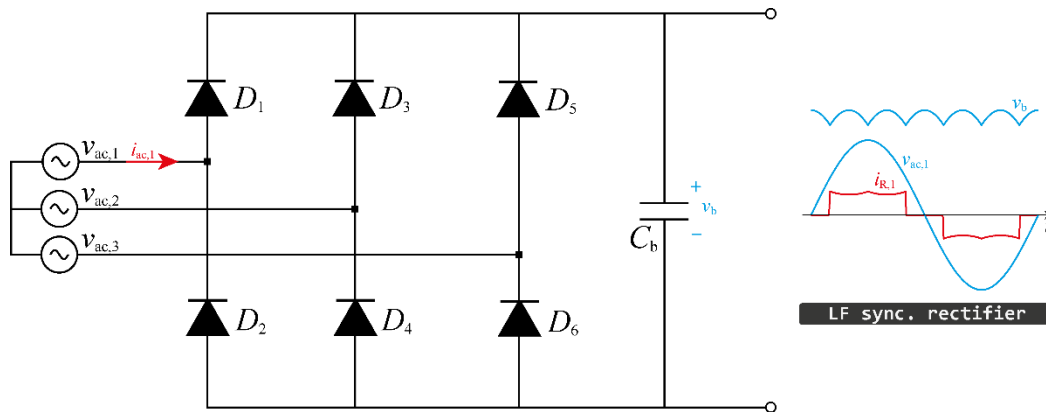


Figura 3.1: Esquema De la planta de un rectificador trifásico

El presente trabajo se centrará en la etapa rectificadora trifásica unidireccional mediante corrector de factor de potencia. Para ello la entrada del circuito se formará por la red trifásica alterna a 50 Hz de la red, de 230 V rms Fase Neutro 400 V rms Fase Fase.

Se conectará al circuito, usando las 3 fases unidas a un puente trifásico de 6 diodos y condensador de filtrado a la salida.

Este condensador será de bajo valor y no tendrá la capacidad de filtrar, el rectificador trifásico ya nos da una onda de tensión con poco rizado y con esto buscaremos siempre estar en el modo de conducción de la Figura 2.9 (b) y no en el (a). Con esto conseguimos que la corriente de salida sea plenamente entregada por la red, en vez de cargar 4 veces el condensador por periodo.

La salida será sustituida por una fuente de corriente constante que se encargará de simular la carga derivada de la correspondiente etapa DC/DC + Batería que habría conectados al final. Esto se debe a que el circuito DAB que tendrá nuestro cargador de vehículos está conformado por un puente completo y un transformador y por lo tanto carga inductiva que filtrará los cambios de corriente debidos tanto al rizado, como a las conmutaciones del susodicho DAB.

Queremos que nuestro dispositivo sea capaz de sacar una potencia de entre 10 kW y 50 kW. Por lo que el valor de la corriente de la fuente de corriente será la potencia que deseemos dividido de la tensión a la salida del convertidor (rms), la ecuación resultante de la onda de tensión de la Figura 3.2 a la salida del rectificador, esta tensión viene dada por [5]:

$$V_{rms} = \left[ \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{\frac{2\pi}{3}} (V_{pico,ff} * \sin(\omega t))^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = 0.9588 V_{pico,ff} \quad \text{Eq(3)}$$

La  $V_{pico-ff}$  será la corriente de pico del valor de línea es decir multiplicar por raíz de 2 los 400V que hay entre las fases. Lo que nos dará un valor de  $0.9588 * (565 - 0,7 * 2)$  V la tensión de salida (rms).

Las corrientes resultantes de salida serán:

10 kW	18.53 A
20 kW	37.06 A
30 kW	55.58 A
40 kW	74.11 A
50 kW	92.64 A

Tabla 1. Relación de corriente de salida con potencia

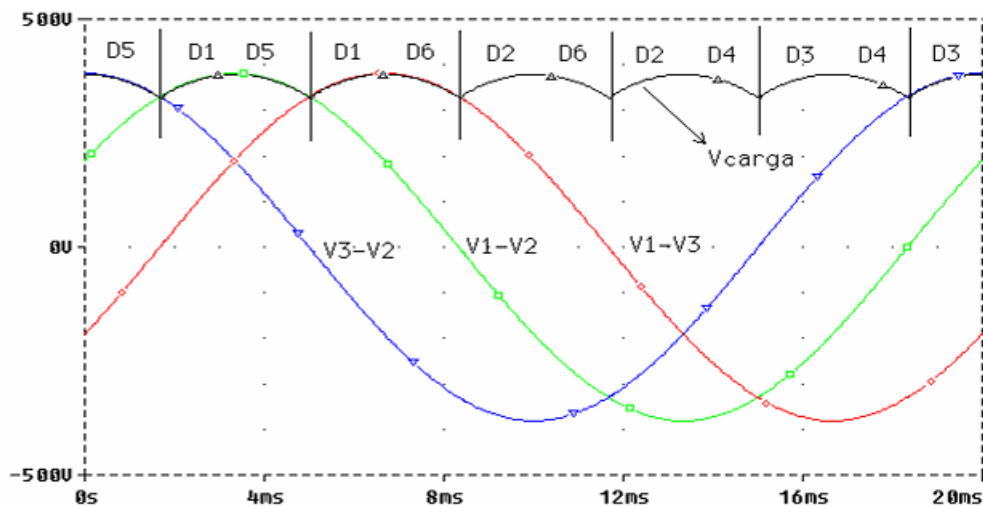


Figura 3.2: Onda de tensión a la salida de un rectificador trifásico sin filtro

Veremos que obtenemos una onda de tensión donde hay 6 picos por cada periodo de red, correspondientes a los valores máximos en la diferencia de potencial entre las fases de sistema. Donde el paso de corriente por los diodos sigue el siguiente ciclo:

$\pi/6 < \omega t < 3\pi/6$	$u_d = V1-V2 = V_m\{\sin\omega t - \sin(\omega t - 2\pi/3)\}$	D1,D5 ON
$3\pi/6 < \omega t < 5\pi/6$	$u_d = V1-V3$	D1,D6 ON
$5\pi/6 < \omega t < 7\pi/6$	$u_d = V2-V3$	D2,D6 ON
$7\pi/6 < \omega t < 9\pi/6$	$u_d = V2-V1$	D2,D4 ON
$9\pi/6 < \omega t < 11\pi/6$	$u_d = V3-V1$	D3,D4 ON

Esto resulta en una onda de corriente, Figura 3.3 (La fuente de corriente filtra el rizado en la tensión de salida) bipolar en las corrientes de fase de la entrada de valor de pico igual al valor de corriente de salida de la etapa DC donde el flanco positivo corresponderá con la conducción de los diodos D1, D3 y D5 y el negativo por los diodos D2, D4 y D6 para las fases 1, 2 y 3 respectivamente de acuerdo con sus tensiones fase a neutro.

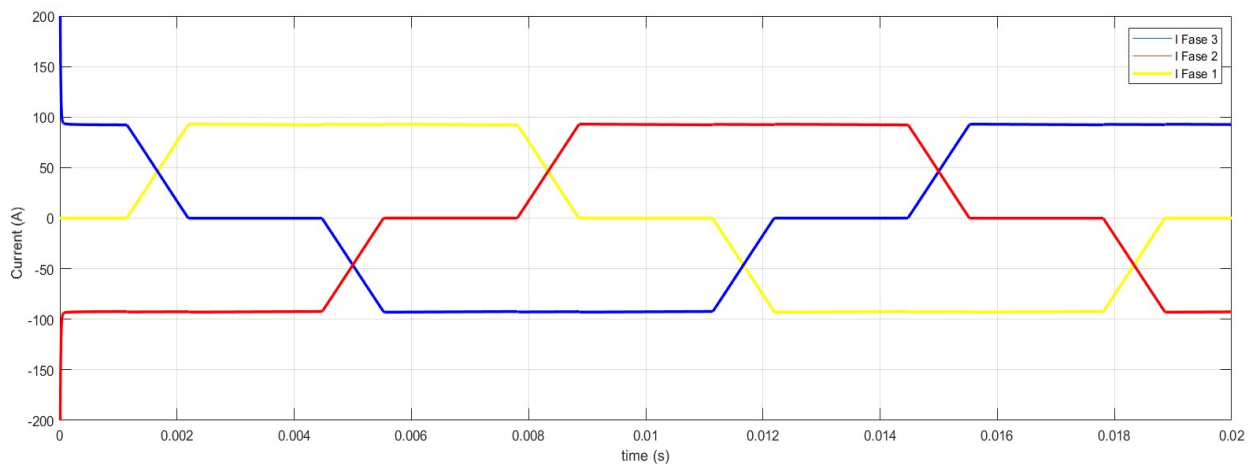


Figura 3.3: Corrientes de entrada por cada fase a 50kW (230V F-N 50Hz)

Como cada diodo conduce el mismo espacio de tiempo durante un periodo de red, podemos decir que la carga trifásica que representa el rectificador trifásico es equilibrada, esto deriva en que la suma de las 3 corrientes instantáneas resultantes por cada fase es igual a 0, y no habrá circulación por el neutro.

Una implicación que esto tendrá en nuestro sistema será la onda de tensión resultante entre el neutro (N) y nuestro GND (N') situado en el nodo común de los ánodos de los diodos D2 D4 y D6 de la Figura 3.1. Y su valor instantáneo vendrá dado por la formula:

$$U_{NN'} = \frac{1}{3} (U_{aN'} + U_{bN'} + U_{cN'}) \quad \text{Eq(4)}$$

Donde  $U_{aN'}$ ,  $U_{bN'}$  y  $U_{cN'}$  son las tensiones que hay entre cada fase y el GND.  $U_{aN'}$  tienen la forma de la Figura 3.4. Y sus respectivas otras dos serán iguales desfasadas  $\pm 120^\circ$  [3].

Esto adquirirá relevancia más adelante cuando queramos medir con sensores estas tensiones 3 fase neutro.

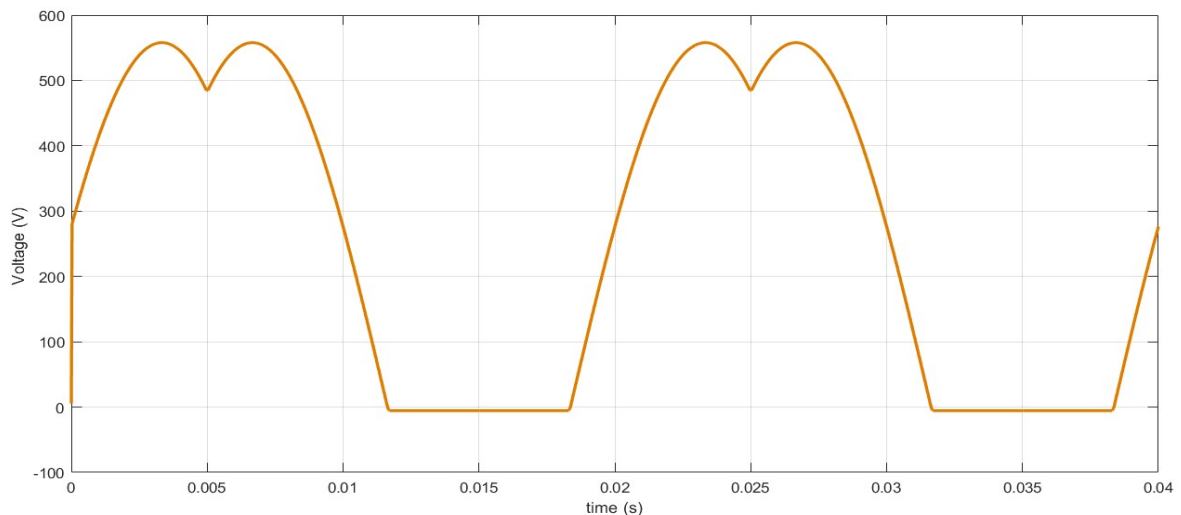


Figura 3.4: Tensión " $U_{aN'}$ " (Fase a – GND)

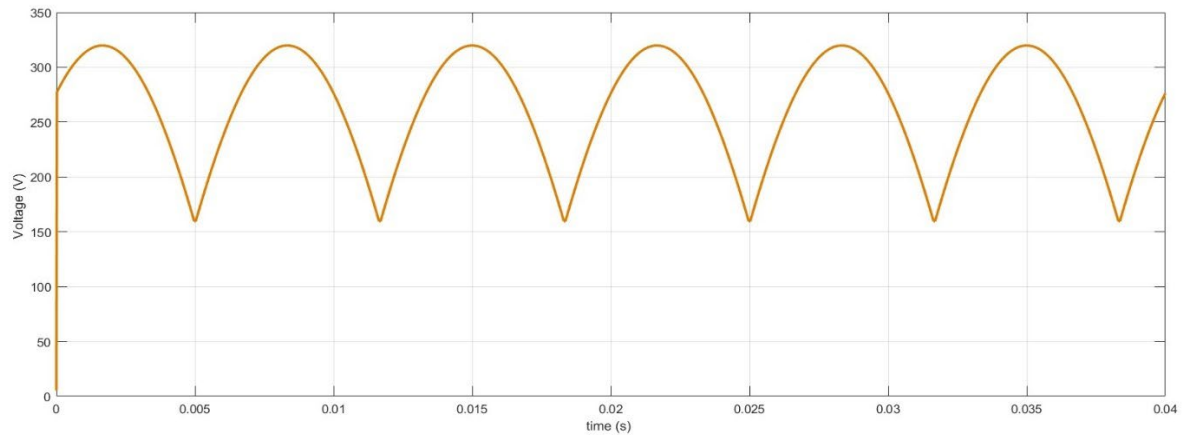


Figura 3.5: Tensión “ $U_{NN}$ ” (Neutro – GND)

Así pues, la tensión resultante entre neutro y GND será una onda continua positiva con un notable rizado, Figura 3.5.

Como hemos indicado con anterioridad, el objetivo del trabajo será convertir estas 3 corriente de entrada que actualmente tienen la forma de la Figura 3.3 en ondas sinusoidales.

Para ello, lo que haremos será añadir una ramificación trifásica entre la fuente y el rectificador de diodos de tal manera que podamos absorber o añadir corriente a nuestra voluntad.

Se presenta a continuación la topología utilizada para ello donde los diodos se han sustituido por transistores para dotar de bidireccionalidad al convertidor:

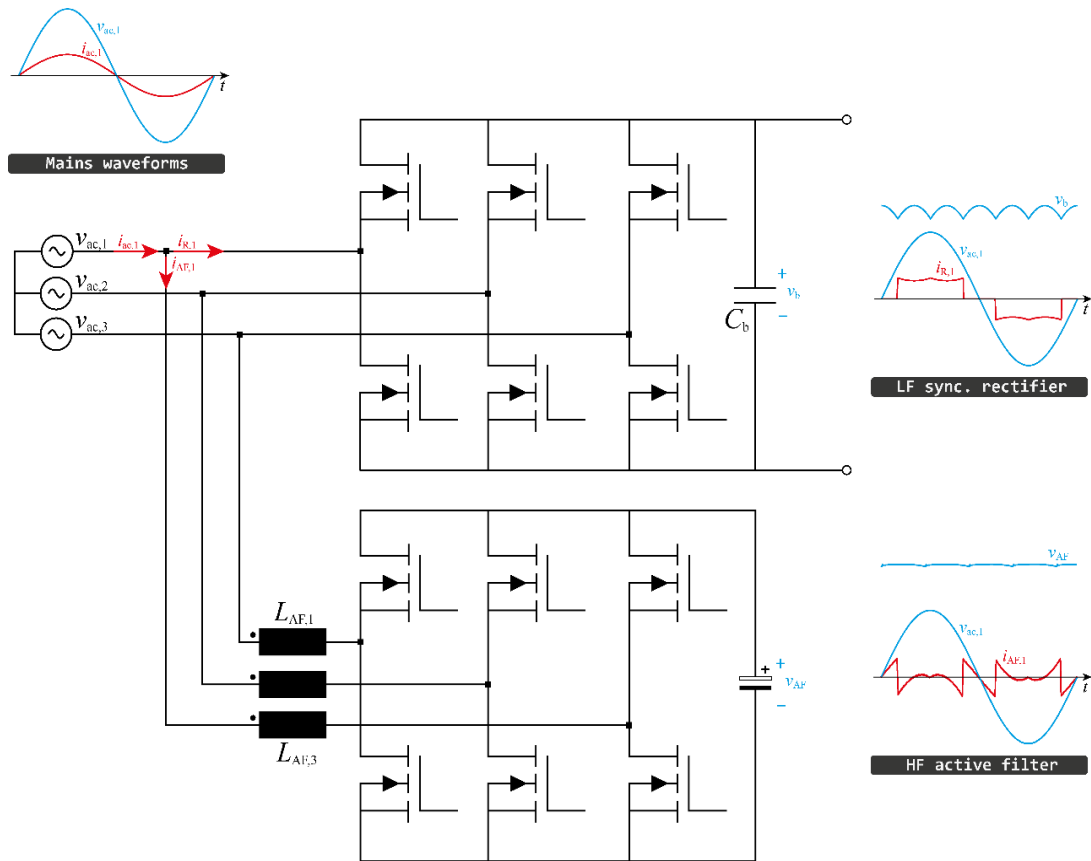


Figura 3.6: Esquema del rectificador trifásico más el PFC auxiliar

El circuito auxiliar que usaremos como PFC estará formado por 6 transistores MOSFET, una fuente de tensión que puede ser emulada por un condensador y una bobina a la entrada.

El principio de funcionamiento consistirá en controlar el ciclo de trabajo o “Duty” (porcentaje del tiempo que está un transistor encendido en un ciclo de conmutación,  $D$ ) mediante pulsos PWM a altas frecuencias (en nuestro caso “ $f_s$ ” = 50kHz) para cada par de transistores, es decir cuando uno esté en estado de ON el otro deberá estar OFF y viceversa. Con esto conseguiremos una tensión media de “ $V_{AF} \cdot D$ ” para un ciclo de conmutación en cada nodo central entre los transistores independiente y por tanto en un extremo de cada bobina, el otro terminal de la bobina estará a la tensión instantánea ofrecida por la fase correspondiente de la red.

Esta diferencia de tensión entre bornes de la bobina hará que se cargue o se descargue en corriente, en función de si la tensión media " $V_{AF} \cdot D$ " es mayor o menor que la que hay en la red en ese instante respectivamente.

La variación de corriente conseguida en un periodo vendrá dada por:

$$\Delta I_L = L \cdot (V_{red} - V_{AF} \cdot D) / f_s \quad \text{Eq(5)}$$

Por lo que modificando el duty " $D$ " de cada una de las 3 ramas conseguiremos que circule la corriente que deseemos por ellas. Haciendo que la onda de entrada sea la corriente de salida (Figura 3.3) menos la que circule por la bobina.

$$I_{entrada} = I_{salida} - I_L \quad \text{Eq(6)}$$

Este principio nos permitirá obtener ondas sinusoidales de corriente muy limpias y por tanto THDs% muy cercanos a 0% a la entrada. El valor escogido para dicha bobina será de 300  $\mu\text{H}$ , considerando una frecuencia de conmutación de 50 kHz.

El valor de tensión " $V_{AF}$ " tendrá que ser mayor que la tensión de pico fase-fase (564 V) y menor que la tensión que sea capaz de soportar nuestro transistor (1200 V) por lo que se seleccionarán 800 V como tensión " $V_{AF}$ ".

### 3.2 Control:

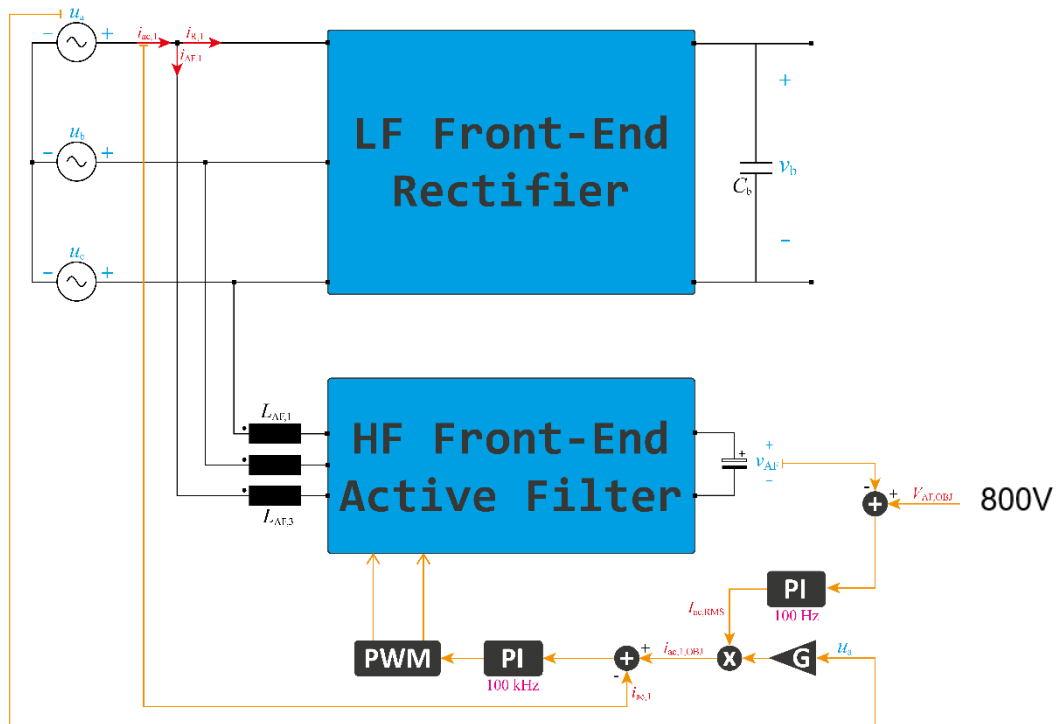


Figura 3.7: Esquema del lazo de control del rectificador

Usaremos una frecuencia de reloj de 50 MHz (*powergui* en Simulink), valor que se asemeja al que podría tener un microprocesador o una FPGA en la realidad y ejecutaremos 3 controladores idénticos (uno por fase), de tipo PI discretos, con una frecuencia de 50 kHz con el fin de obtener un único valor  $D$  en cada ciclo PWM.

Este PI tendrá como consigna un valor de corriente sinusoidal sincronizado con la tensión de la fase que trate de corregir. Lo ideal es que esta corriente consigna tenga el valor pico y por tanto rms adecuado para que la potencia de entrada del sistema sea la misma que la de salida, si "V<sub>AF</sub>" es una fuente de tensión, la diferencia entre la potencia entregada por la red y la suministrada a la salida del rectificador será absorbida o entregada por esta fuente en función de si la primera es mayor o menor respectivamente. Esto no tiene una implicación real en el circuito, pero sí que es importante el equilibrio de potencias si en vez de una fuente DC, usamos un condensador (la opción más realista de implementación) como generador de la tensión "V<sub>AF</sub>" ya que en el caso de tener

mayor potencia a la entrada que a la salida este condensador empezará a cargarse hasta el punto de una posible destrucción del dispositivo, así mismo si la potencia de entrada es menor que la salida el condensador se descargará imposibilitando el funcionamiento de nuestro circuito.

Por lo tanto, en el caso de usar un condensador como gestor del parámetro " $V_{AF}$ ", la corriente de consigna tendrá que ajustarse al valor adecuado para que el equilibrio de potencias entre la entrada y la salida sea posible.

Este valor de consigna será restado al valor real medido en la corriente de entrada cada vez que se ejecute el regulador, proceso conocido como realimentación, con esto obtendremos el error en el lazo y éste será el parámetro de entrada del controlador PI.

El controlador se encargará de obtener el valor " $D$ " a su salida, que más se ajuste al valor de corriente que deseamos tener a la entrada en cada momento.

Como este valor " $D$ " solo tiene sentido entre valores 0 y 1 ya que representa el porcentaje de tiempo en el que uno de los dos transistores esta "ON" y el otro "OFF" habrá que limitar dicho parámetro mediante la técnica "AntiWindup".

Este tipo de control se basa en acotar la acción de salida en dos puntos límites superior e inferior y forzar que no se puedan sobrepasar estos valores, en caso de que se obtuviese una mayor al límite superior o una menor al límite inferior, la acción sería igual al valor establecido como máximo o mínimo respectivamente, en nuestro caso los posibles valores de " $D$ " estarán comprendidos entre [0.1;0.9]. Además, cuando la acción requiera de estos valores se saturará la acción integral, es decir la acumulación de error que obtenemos cada vez que ejecutamos el control se mantendrá variable si nos vemos forzados a dar un " $D$ " igual a una de estas acciones límite, por lo que la acción integral estará forzada a mantener su valor hasta que la acción total esté otra vez dentro del rango permitido. Con esto conseguimos minimizar el tiempo que la acción permanece saturada.

```

function [Eacc, D] = fcn(E, Eacc_FF, D_FF, Kp,Ki,Dmax,Dmin,ND,EN,D0)

Eacc=Eacc_FF;
D=D_FF;

if ND == 1

    D=Kp*E+Eacc*Ki;
    Eacc=Eacc_FF+E;
    if D>Dmax, D=Dmax; Eacc=Eacc_FF; end
    if D<Dmin, D=Dmin; Eacc=Eacc_FF; end
if EN == 0

    D = D0;
end
end

```

*Figura 3.8: Código de un regulador PI discreto con “Antiwindup” Integral*

Los valores “Kp” y “Ki” del regulador han sido calculados experimentalmente a base de prueba y error, puesto que se trata de un sistema relativamente complejo.

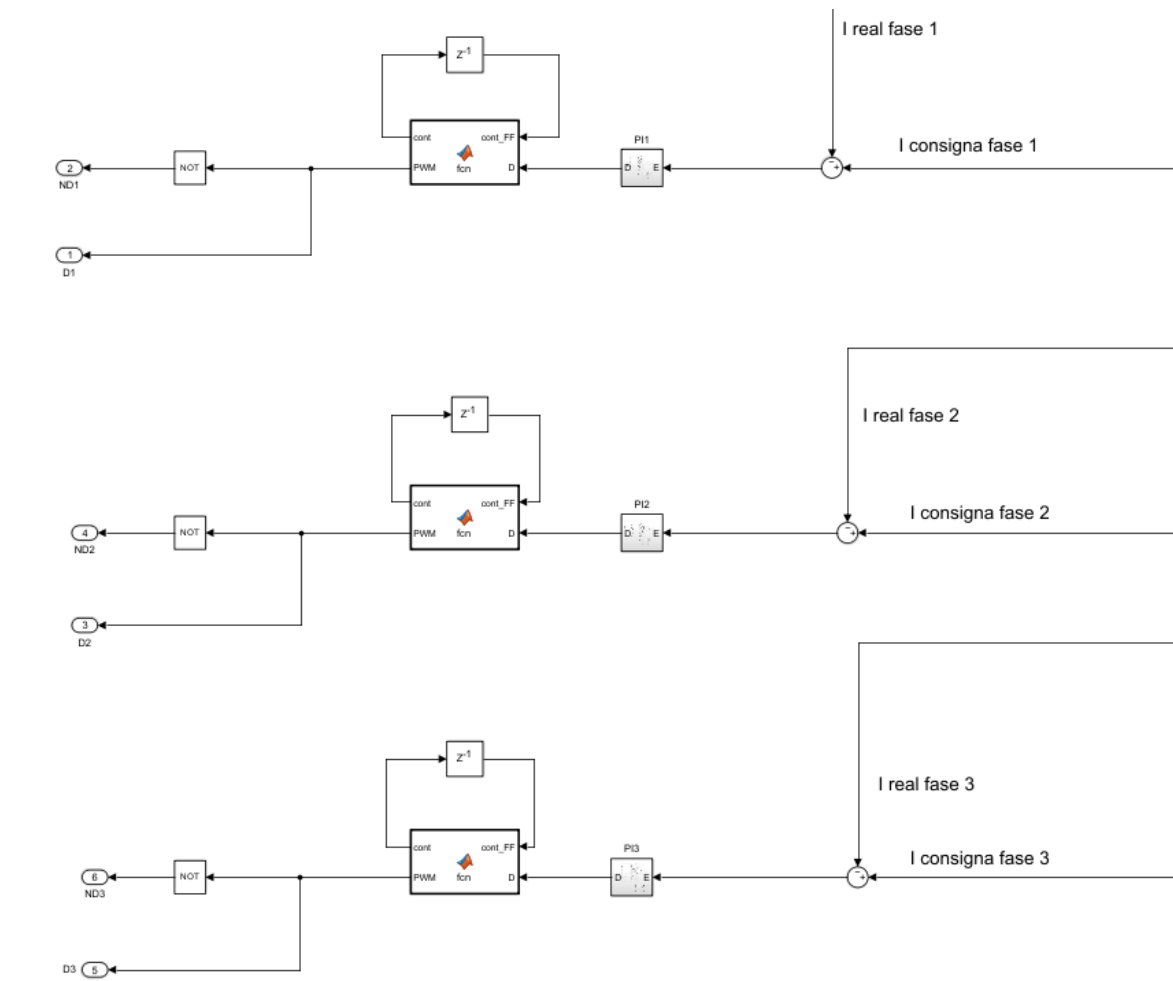


Figura 3.9: Lazo para el control de la corriente de entrada realizado en "Simulink"

Ahora bien, el PFC aquí presente necesitará un control adicional, con el fin de estabilizar la tensión en el condensador,  $V_{AF}$  a 800 V; desde el punto de vista de simulación, se reemplazará la fuente de tensión continua por un condensador de 380  $\mu\text{F}$ , que cargado a 800 V actuará como si de una fuente de tensión se tratase. Este valor se elige para que las fluctuaciones de tensión debidas a la carga y descarga de corriente que experimenta el condensador para lograr la rectificación de la corriente en un ciclo de red sean lo más pequeñas posibles y, por tanto, este valor quede estabilizado en valores muy cercanos a 800 V durante todo el proceso.

El principio, como se ha mencionado anteriormente consistirá en hacer que haya un equilibrio de potencia entre la de entrada, donde las componentes de la

corriente y tensión son alternas trifásicas, y la salida, donde estas son continuas. La diferencia de potencia entre la red y la carga se verá reflejada en la tensión del condensador, de tal manera que, si la potencia consumida en la red es mayor a la entregada en la batería, la tensión en el condensador incrementará y viceversa.

Por lo que si conseguimos mantener la tensión de dicho condensador estable mediante algún tipo de regulación y hacemos que la corriente de consigna dependa de este control, esta adquirirá automáticamente el valor exacto que permite el equilibrio de potencias entre la entrada y la salida.

Este control se consigue análogamente usando un regulador PI, este se ejecutará 6 veces cada 50 Hz es decir a 300 Hz, siendo mucho más lento que el anterior ya que la variable ahora evoluciona mucho más despacio.

El proceso consistirá en fijar la consigna a 800 V y realimentar ya no con el valor medio de la tensión del condensador sino con el valor máximo, así nos aseguramos de que si las fluctuaciones durante el proceso fueran muy elevadas no dañaríamos los transistores que han de soportar dicha tensión. Así pues, ejecutaremos un código que nos permita analizar cuál ha sido el valor máximo de esa tensión de condensador cada  $1/300$  s hasta que este éste cargado a una tensión límite de 800 V, cuando haya alcanzado el permanente y el valor máximo que alcanza dicha tensión sea la consigna significará que el equilibrio de potencia entre entrada y salida se ha logrado.

Esto se ha implementado mediante la función que analiza el valor máximo de tensión. Valor que restado a la consigna de 800 V será entregado al regulador PI, el cual, nos entregará una acción que multiplicada por la onda de tensión de entrada medida en cada fase establecerá las ondas de corriente consigna 1, 2 y 3, sinusoidales y en fase.

Las tensiones de entrada en cada fase serán medidas referenciándolas a nuestro GND y no al neutro de la red trifásica por lo que realmente lo que verá nuestro procesador será una onda como la de la Figura 3.4, esto no resulta en una onda sinusoidal de 230 V rms, pero como el sistema es equilibrado podremos obtenerla si aplicamos la siguiente fórmula:

$$\begin{aligned}
 V_{aN} &= (2 \cdot V_{aN'} - V_{bN'} - V_{cN'})/3 \\
 V_{bN} &= (2 \cdot V_{bN'} - V_{cN'} - V_{aN'})/3 \\
 V_{cN} &= (2 \cdot V_{cN'} - V_{aN'} - V_{bN'})/3
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

Así conseguiremos el valor instantáneo de las tensiones de entrada referenciadas a neutro sin necesidad de usar el neutro como referencia.

Los valores “Kp” y “Ki” de este regulador han sido calculados experimentalmente, tratando de ser ajustados a medida que se realizaban simulaciones mediante el chequeo de la evolución tanto de la acción como de las variables que se han querido controlar.

La adquisición de todas las variables necesarias para realizar este proceso se realiza mediante la implementación de sensores de corriente y tensión llevados a un ADC, por lo que se deberá implantar un sistema de acondicionamiento de la señal para que dentro del procesador podamos trabajar con variables reales.

Cada sensor diferente nos ofrecerá unos valores de conversión diferentes y el ADC discretizará la señal a 12 bits. Esto se simulará aplicando una ganancia, que represente que valor obtendríamos a la salida del ADC de cada medida.

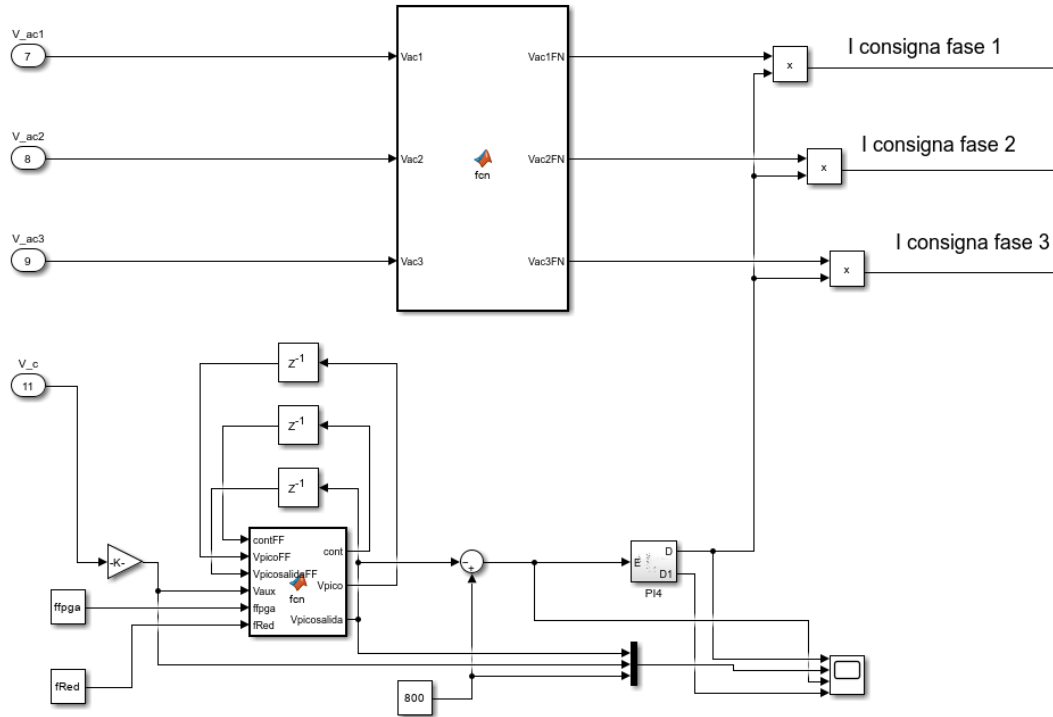


Figura 3.10: Esquema del lazo del control de la tensión en el condensador de almacenamiento ( $V_{AF}$ ) realizado en "Simulink".

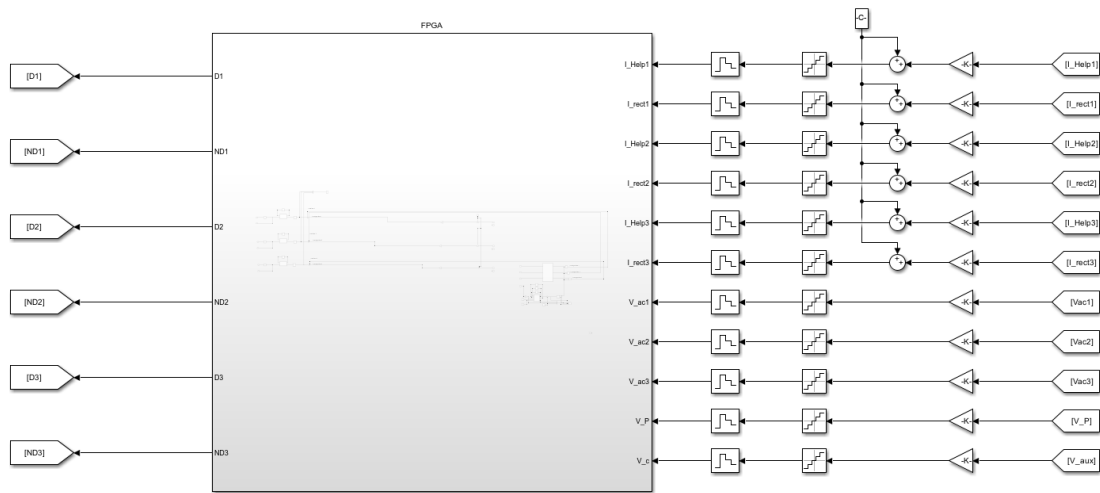


Figura 3.11: Esquema de entradas y salidas en la unidad de control (Entradas: Tensiones y corrientes del circuito: Tienen las ganancias de las etapas de adquisición de señal ( $K$ ). Las de corriente están centradas en la mitad, y luego pasan por un sample-and-hold digital; Salidas: Valores de 1 o 0 de los 6 pulsos PWM que se aplica a cada par de transistores en el PFC (cuando uno esté en ON el de abajo estará en OFF) Realizado en "Simulink"

## 4. IMPLEMENTACIÓN DEL HARDWARE:

### 4.1 Potencia:

Los componentes para la implementación del circuito serán los siguientes:

- Rectificador de diodos:

Para la implementación de los 6 diodos se ha usado un módulo FS150R12KT4BOSA1A del fabricante “Infineon” conformado por 6 transistores IGBT con un diodo en antiparalelo cada uno, la principal razón de esto es que la etapa final habrá de ser bidireccional, usando los diodos cuando se quiera entregar potencia de la red a la batería y los transistores cuando sea en sentido contrario. Las características de la hoja de datos más relevantes que atañen a este trabajo por tanto vendrán en la sección donde ésta presenta los correspondientes a los diodos, Figura 4.1.


Technische Information / Technical Information					
IGBT-Module IGBT-modules		<b>FS150R12KT4</b>			
		<b>Vorläufige Daten Preliminary Data</b>			
<b>Diode, Wechselrichter / Diode, Inverter</b>					
<b>Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values</b>					
Periodische Spitzensperrspannung Repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	$V_{RRM}$	1200	V	
Dauergleichstrom Continuous DC forward current		$I_F$	150	A	
Periodischer Spitzenstrom Repetitive peak forward current	$t_p = 1\text{ ms}$	$I_{FRM}$	300	A	
Grenziastintegral $I^2t$ - value	$V_R = 0\text{ V}, t_p = 10\text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $V_R = 0\text{ V}, t_p = 10\text{ ms}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$I^2t$	3050 2950	$\text{A}^2\text{s}$ $\text{A}^2\text{s}$	
<b>Charakteristische Werte / Characteristic Values</b>		min.    typ.    max.			
Durchlassspannung Forward voltage	$I_F = 150\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$ $I_F = 150\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$ $I_F = 150\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$V_F$	1,70 1,65 1,65	2,15 V V V
Rückstromspitze Peak reverse recovery current	$I_F = 150\text{ A}, -di/dt = 6000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 600\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$I_{RM}$	220 240 250	A A A
Sperrverzögerungsladung Recovered charge	$I_F = 150\text{ A}, -di/dt = 6000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 600\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$Q_r$	14,0 25,0 28,0	$\mu\text{C}$ $\mu\text{C}$ $\mu\text{C}$
Abschaltenergie pro Puls Reverse recovery energy	$I_F = 150\text{ A}, -di/dt = 6000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 600\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$E_{rec}$	7,00 11,5 13,5	mJ mJ mJ
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode	$R_{thJC}$		0,375	K/W
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{paste} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ / $\lambda_{grasse} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$	$R_{thCH}$		0,155	K/W
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions		$T_{vj\text{ op}}$	-40	150	$^{\circ}\text{C}$

Figura 4.1: Hoja de características de los diodos del rectificador trifásico

- Condensador de filtro:

A la salida del rectificador de diodos se han instalado 6 condensadores 2x3 serie paralelo R76QW412050H3J cerámicos de 1,2 uF cada uno.



*Figura 4.2: Condensador R76QW412050H3J*

- Bobina de acoplamiento:

Las bobinas son elementos diseñados específicamente para la aplicación, mediante hilo sólido y un núcleo toroidal con un material compuesto por una aleación de Fe-Ni.

- Módulo de MOSFETS para PFC:

El módulo para la implementación de los transistores será el MD30FSR120L2SF del fabricante Starpower, conformado por 6 MOSFET de SiC.

**MOSFET Characteristics**  $T_C=25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$I_D=20\text{A}, V_{GS}=18\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$		40.0	50.0	m $\Omega$
		$I_D=20\text{A}, V_{GS}=18\text{V}, T_J=125^\circ\text{C}$		60.0		
$V_{GS(th)}$	Gate-Source Threshold Voltage	$I_D=10.0\text{mA}, V_{DS}=10\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$	2.7		5.6	V
$g_{fs}$	Forward Transconductance	$V_{DS}=10\text{V}, I_D=20\text{A}, T_J=25^\circ\text{C}$		8.8		S
$I_{DSS}$	Drain-Source Leakage Current	$V_{DS}=V_{DSS}, V_{GS}=0\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$			20	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate-Source Leakage Current	$V_{GS}=V_{GSS}, V_{DS}=0\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$			200	nA
$R_{Gint}$	Internal Gate Resistance			6.0		$\Omega$
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=800\text{V}, f=1.0\text{MHz}$		1570		pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			150		pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance			70		pF
$Q_g$	Total Gate Charge	$I_D=20\text{A}, V_{DS}=600\text{V}, V_{GS}=18\text{V}$		120		nC
$Q_{gs}$	Gate-Source Charge			30		nC
$Q_{gd}$	Gate-Drain ("Miller") Charge			50		nC
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DS}=400\text{V}, I_D=20\text{A}, R_G=0\Omega, V_{GS}=0/18\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$		15		ns
$t_r$	Rise Time			22		ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time			29		ns
$t_f$	Fall Time			24		ns
$E_{on}$	Turn-On Switching Loss	$V_{DS}=600\text{V}, I_D=20\text{A}, R_G=0\Omega, V_{GS}=0/18\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$		0.26		mJ
$E_{off}$	Turn-Off Switching Loss			0.04		mJ

Figura 4.3: Hoja de características de los transistores MOSFET del circuito auxiliar

- Condensador de almacenamiento:

Para la implementación del condensador que permite la diferencia de tensión de 800V se ha usado 4 condensadores ALA7DA301CC450 2x2 serie paralelo de 390  $\mu\text{F}$ .



Figura 4.4: Condensador ALA7DA301CC450

## 4.2 Control:

- Controlador digital:

Como procesador se usará una FPGA Artix 7 de Xilinx.

- Lectura de medidas de tensión:

Para la lectura de las medidas de tensión se usará un divisor resistivo compuesto por 3 resistencias en serie, esto conseguirá obtener valores más reducidos, que pueden ser procesados por los ADCs que usaremos para digitalizar dichas señales.

Las 4 señales de tensión que buscaremos medir serán las 3 correspondientes a cada fase de la tensión de red, que serán referenciadas al GND de la salida del rectificador y la correspondiente tensión entre bornas del condensador de almacenamiento.

El divisor resistivo estará formado por 4 resistencias, 3 de 2 M $\Omega$  y una de 68 k $\Omega$ ; la media de tensión se llevará al sensor entre las 3 resistencias de 2 M $\Omega$  y la de 69 k $\Omega$ , Figura 4.5, y la etapa de acondicionamiento de la señal ("Rmeas") tendrá una resistencia interna de 68 k $\Omega$ .

La ganancia de este circuito vendrá dada por lo tanto por:

$$G = \frac{R_4 || R_{meas}}{(R_1 + R_2 + R_3) + (R_4 || R_{meas})} \quad \text{Eq(8)}$$

Lo que resulta en una ganancia de 1/177,4, que fijara el rango máximo de medida en 887 V), ya que alimentaremos los ADC a 5 V (177,4·5 V).

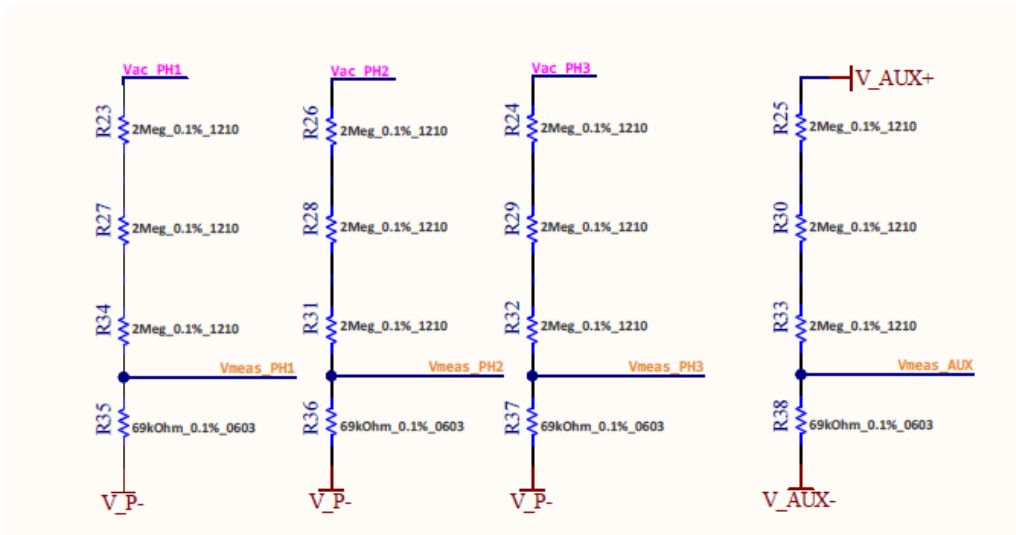


Figura 4.5: Esquema del divisor resistivo de las cuatro medidas de tensión adquiridas

Tras este divisor resistivo, las medidas “Vmeas PH1/PH2/PH3” son llevadas a un Amplificador operacional, TLV 2470, cuya función será tanto ofrecer una impedancia de entrada infinita para que la correspondiente al ADC no perturbe la medida de tensión, así como la posible implementación de un filtro activo paso bajo cuya banda de frecuencia se encontrará a 10 kHz. Para esto se conectará una realimentación de la salida del TLV por el terminal negativo de entrada. Mientras que la tensión a la salida del divisor resistivo más el filtro activo se encontrarán en el terminal de entrada positivo.

La salida del Amplificador operacional será llevada a un ADC que convertirá la señal de tensión que varía entre 0 y 5 V en otra digital de 12 bits y ésta será interpretada por la unidad de control.

La medida de tensión del Condensador de almacenamiento se realizará mediante un procedimiento similar, la diferencia respecto a las medidas de tensión de las fases será la adición de un amplificador operacional aislador previo al TLV 2470 que permitirá referenciar la medida al GND común en vez de ser referenciada al terminal negativo del condensador.

- Lectura de medidas de corriente:

Se leerán tanto las 3 corrientes de entrada por cada fase, como las 3 corrientes que pasan por las bobinas. Para las corrientes de fase los sensores utilizados son SSA 250 del fabricante Reidon, los cuales nos ofrecerán una sensibilidad de  $\pm 5$  mV/A en la salida, siendo capaz de medir hasta  $\pm 250$  A.

SPECIFICATIONS	
Nominal Current ( $\pm$ )	100A, 250A, 500A, 1000A - custom values on request
Maximum Current	2 times nominal
Power Supply (3.0 to 5.5vdc) high impedance load	3.0V, 20mA typical $\longrightarrow$ 5.5V, 40mA typical
Differential Analog Output $\pm 2.62$ volts maximum unclipped	$\pm 100A = \pm 12.5mV/amp$ $\pm 500A = \pm 2.5mV/amp$ $\pm 250A = \pm 5mV/amp$ $\pm 1000A = \pm 1.25mV/amp$
Power Dissipation Rated current including primary terminations	100A: 4.5 watts                              500A: 27 watts 250A: 14 watts                                1000A: 55 watts
DC Offset (maximum @ 25°C)	$\leq \pm 0.4mV$ ( 10Hz LP filter )
Initial Accuracy	$\pm 0.1\%$ (Offset is zeroed prior to calibrating using DC current)
Linearity over Current Range	$\pm 0.1\%$ of range
Bandwidth (electronics)	300kHz
Reaction Time (typical)	1.6 $\mu$ S (input step function, 50% rise on input to 50% rise on output)
Common Mode Rejection Ratio	CMRR: -100dB @ DC, -98dB @ 10kHz
Common Mode Transient Immunity	CMTI: 80kV/ $\mu$ S typical, 55kV/ $\mu$ S minimum
Signal to Noise Ratio (SNR)	VIN = 100 mVPP, fIN = 1 kHz, BW = 10 kHz 80dB min 84dB typical VIN = 100 mVPP, fIN = 10 kHz, BW = 100 kHz 70dB typical
Long term stability	< $\pm 0.2\%$ 1000 hours 45°C terminal temperature < $\pm 0.5\%$ 1000 hours 100°C terminal temperature
Reinforced Isolation	1500V <sub>DC</sub> 1000V <sub>AC</sub> RMS (maximum continuous working voltage)
Operating Temperature	- 40°C to +85°C ambient - 40°C to +125°C primary conductor ( see derating curve on page 4 )
Storage Temperature	- 55°C to +125°C
Materials (RoHS Compliant)	Resistance Element: Manganin Terminal Block: Nickel Plated Copper <b>Suitable for Copper, Copper-Clad Aluminum or Aluminum conductors</b> Electronics Housing: 94-V0 rated Potting Material: 94-V0 rated
Secondary Mating Connector	JST type 04R-JWPF-VSLE-S (housing), SWPR-001T-P025 (contact)
Optional Accessories	SSA-CABLE-length (pre-terminated mating cable, 1 meter standard) SSA-BASE (Insulated panel mounting fixture (94-V0))

Figura 4.6: Hoja de datos de la gama de sensores de corriente SSA

La medida de corriente por las bobinas se realizará mediante sensores CT415-HSN830MR, capaces de medir entre  $\pm 30$  A y cuya sensibilidad será de 66,7 mV/A en la salida.

### CT415-xSN830MR: -30 A to +30 A

Unless otherwise specified:  $V_{CC} = 4.75\text{ V to }5.50\text{ V}$ ,  $T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$ ,  $C_{BYP} = 1.0\ \mu\text{F}$ . Typical values are  $V_{CC} = 5.00\text{ V}$  and  $T_A = +25^\circ\text{C}$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{RANGE}$	Current Range		-30		+30	A
$V_{OQ}$	Voltage Output Quiescent	$T_A = +25^\circ\text{C}$ , $I_P = 0\text{ A}$	2.495	2.500	2.505	V
S	Sensitivity	$I_{RANGE(MIN)} < I_P < I_{RANGE(MAX)}$		66.7		mV/A
$f_{BW}$	Bandwidth <sup>(1)</sup>	Small Signal = -3 dB $C_{FILTER} = 5\ \mu\text{F}$		1.0		MHz
$e_N$	Noise <sup>(1)</sup>	$T_A = +25^\circ\text{C}$ , $f_{BW} = 100\text{ kHz}$		11.5		mARMS
<b>OUT Accuracy Performance</b>						
$E_{OUT}$	Total Output Error @ $T_A = +25^\circ\text{C}$	$I_P = I_{P(MAX)}$ @ $T_A = +25^\circ\text{C}$		$\pm 1.0$		% FS
$E_{OUT\_H}$	Total Output Error @ $T_A = +25^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	$I_P = I_{P(MAX)}$ @ $T_A = +25^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$		$\pm 1.0$	$\pm 2.5$	% FS
$E_{OUT\_C}$	Total Output Error @ $T_A = -40^\circ\text{C to }+25^\circ\text{C}$	$I_P = I_{P(MAX)}$ @ $T_A = -40^\circ\text{C to }+25^\circ\text{C}$		$\pm 1.0$	$\pm 3.0$	% FS
ELIN	Non-Linearity Error <sup>(1)</sup>	$I_P = I_{P(MAX)}$ , $T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$		$\pm 0.1$		% FS
ESENS	Sensitivity Error <sup>(1)</sup>	$I_P = I_{P(MAX)}$ , $T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$		$\pm 0.4$		% FS
$V_{OFFSET}$	Offset Voltage <sup>(1)</sup>	$I_P = 0\text{ A}$ , $T_A = -40^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$		$\pm 13.7$		mV
				$\pm 0.3$		% FS
<b>Lifetime Drift</b>						
$E_{TOT\_DRIFT}$	Total Output Error Lifetime Drift <sup>(1)</sup>	$I_P = I_{P(MAX)}$		$\pm 1.0$		% FS

(1) Guaranteed by design and characterization; not tested in production.

Figura 4.7: Hoja de datos de los sensores de corriente CT415-HSN830MR

Ambos sensores de corriente ofrecerán una señal de salida de tensión entre 0 y 5 V y como pueden leer corrientes en ambas direcciones dicha señal estará centrada en 2,5 V que corresponderá a un valor 0 A de corriente.

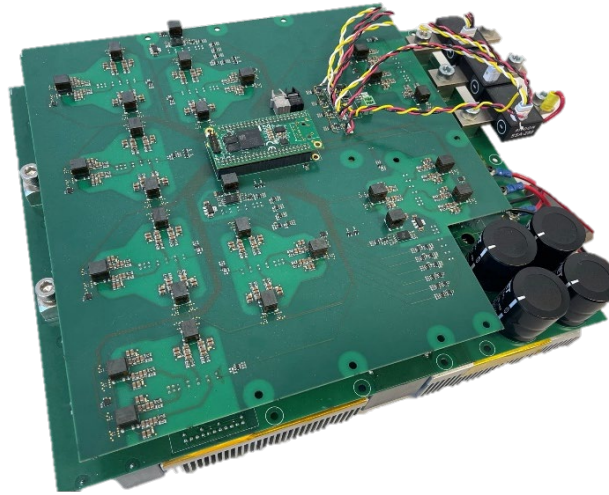
Cada una de estas señales de tensión a la salida de los sensores de corriente también serán llevadas a un Amplificador operacional, TLV 2470 con ganancia 1 y posteriormente a un ADC con un pre-filtrado RC cuya frecuencia de corte es 1.5 Mhz.

#### - Conversor Analógico Digital:

Los ADC elegidos para la conversión de estas señales serán los ADS7883 de Texas Instruments, los cuales son capaces de trabajar a una frecuencia de 3 MSPS y convertirán los niveles de tensión a su entrada en una señal pulsada de 12 bits vía serie.

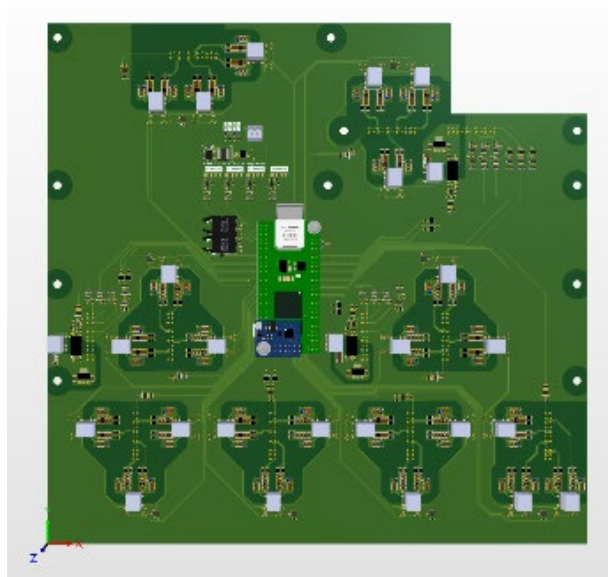
### 5.3 PCB:

El convertidor está formado por dos PCBs, superpuestas una encima de otra, atornilladas con una separación de unos 2 cm, Figura 4.8.



*Figura 4.8: Imagen de la PCB completa real*

La placa superior, Figura 4.9, encontraremos el circuito referente a la parte de control donde se encontrarán tanto la FPGA, las etapas de acondicionamiento y discretización de señal, y los drivers de activación para los transistores MOSFET.



*Figura 4.9: Vista Alzado de modelo 3D de la PCB superior*

En la placa inferior, Figura 4.10, se encontrará todo lo relativo al traspaso de potencia en la etapa: Módulos de transistores IGBT (para nuestra aplicación los Diodos), Módulos de transistores MOSFET, condensadores, bobinas, resistencias y los conexiones tanto a la red trifásica como la salida en continua.

Debajo de la placa inferior añadiremos un módulo de aletas o de refrigeración forzada para conseguir la disipación de calor en los módulos de potencia y así evitar posibles rupturas de los elementos que conforman la PCB



Figura 4.10: Vista Alzado de modelo 3D de la PCB inferior.

Esta PCB contendrá también todos los elementos tanto de control como de potencia para la implementación del circuito “DAB” que será la fuente DC/DC de salida para la carga a tensión de la batería y que no ha sido analizado en este TFG.

## 5. SIMULACIÓN, ANÁLISIS DE PÉRDIDAS Y VERIFICACIÓN:

### 5.1 Resultados de la simulación:

Una vez montado el circuito en la herramienta Simulink del programa informático Matlab, procederemos a verificar los resultados.

Para ello usaremos una fuente de corriente a la salida correspondiente a una etapa cuyo consumo sea de 50 kW, (92.64 A en la salida de la fuente CC).

Las ondas más importantes de esta simulación vienen representadas en la Figura 5.2.

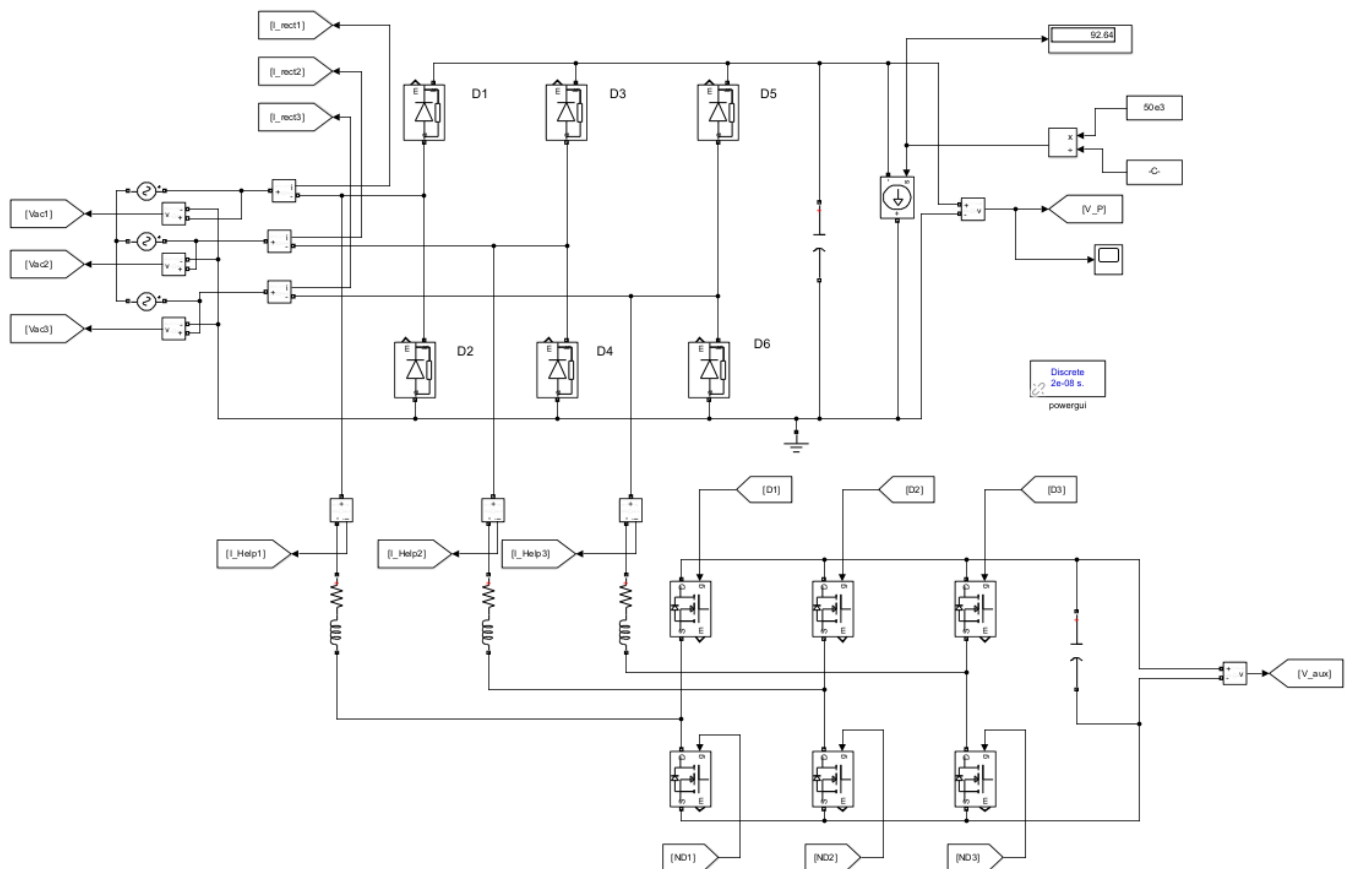


Figura 5.1: Esquema de un rectificador trifásico + PFC realizado en Simulink

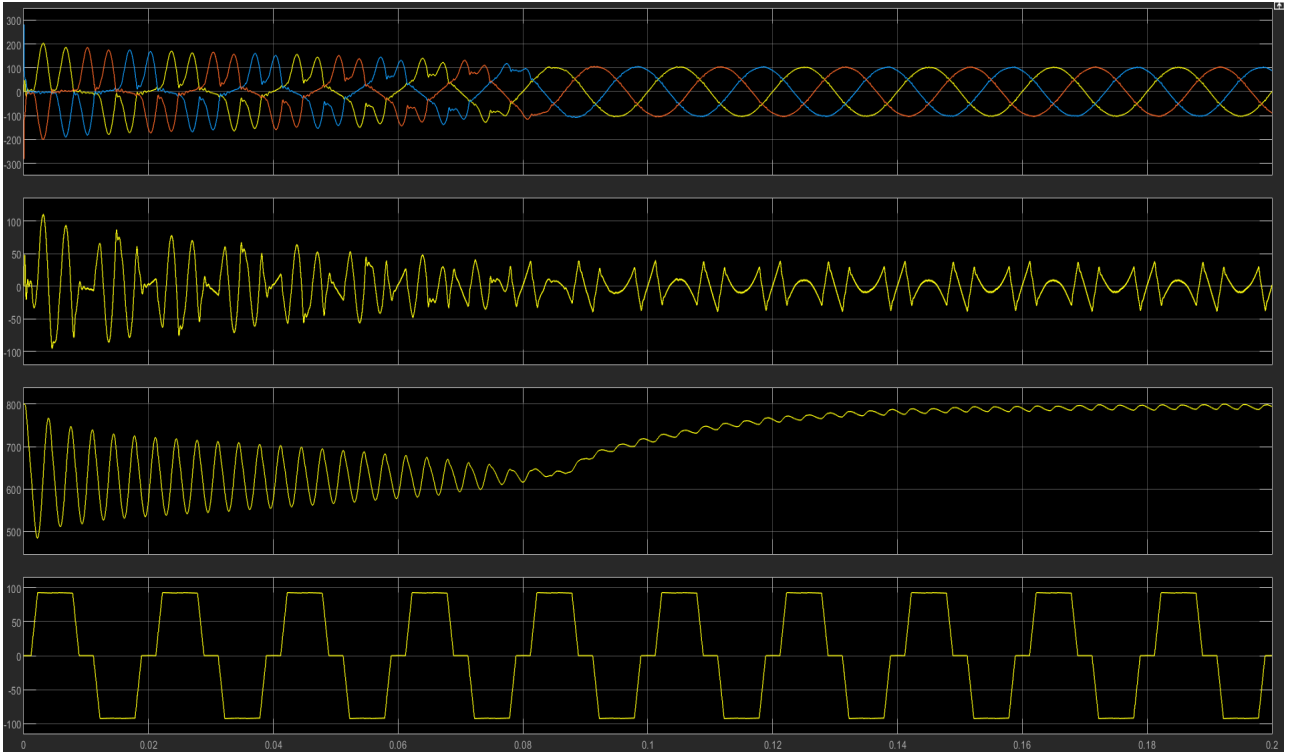


Figura 5.2: Resultados de la simulación del rectificador + PFC trabajando a 50kW. Gráfico 1: Forma de onda de las corrientes resultantes en cada fase a la entrada. Gráfico 2: Forma de onda de la corriente que circula por la bobina en la fase 1. Gráfico 3: Forma de onda de la tensión en el condensador del PFC. Gráfico 4: Forma de onda a la entrada del rectificador de diodos en la fase 1.

Analizando los resultados se observa que se ha conseguido el objetivo planteado: conseguir una onda de corriente sinusoidal en fase con la tensión.

Como la simulación pretende obtener una etapa de 50 kW de potencia esta onda de entrada deberá tener un valor rms que cumpla la siguiente igualdad:

$$V_{S_{rms}} \cdot I_{S_{fuente}} = 3 \cdot V_{e_{fase}} \cdot I_{e_{fase_{rms}}} \quad \text{Eq(9)}$$

En nuestro caso a 50 kW:

$$I_{e_{fase_{rms}}} = \frac{0,9588 \cdot 400 \cdot 92,64 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot 230} = 72,15 A_{rms} \rightarrow 102 A_{peak} \quad \text{Eq(10)}$$

Lógicamente, se aprecia que la onda de corriente en la entrada será la suma de las ondas de corriente que circulan por la bobina y por el rectificador de diodos.

La Figura 5.3 representará la evolución de los 3 “dutys” en el tiempo durante la simulación, se aprecia que las formas de ondas de estos para realizar la corrección de las respectivas corrientes de entrada son muy similares a unas sinusoidales, esto se debe a que la tensión de entrada es sinusoidal y por tanto el respectivo producto entre “ $D \cdot V_{AF}$ ” deberá dar valores similares de tensión a la primera con una ligera variación,  $\Phi(t)$ , que será la que permita la variación del flujo de corriente por la bobina.

$$D(t) = \frac{V_{efase}(t)}{V_{AF}} + \Phi(t) \quad \text{Eq(11)}$$

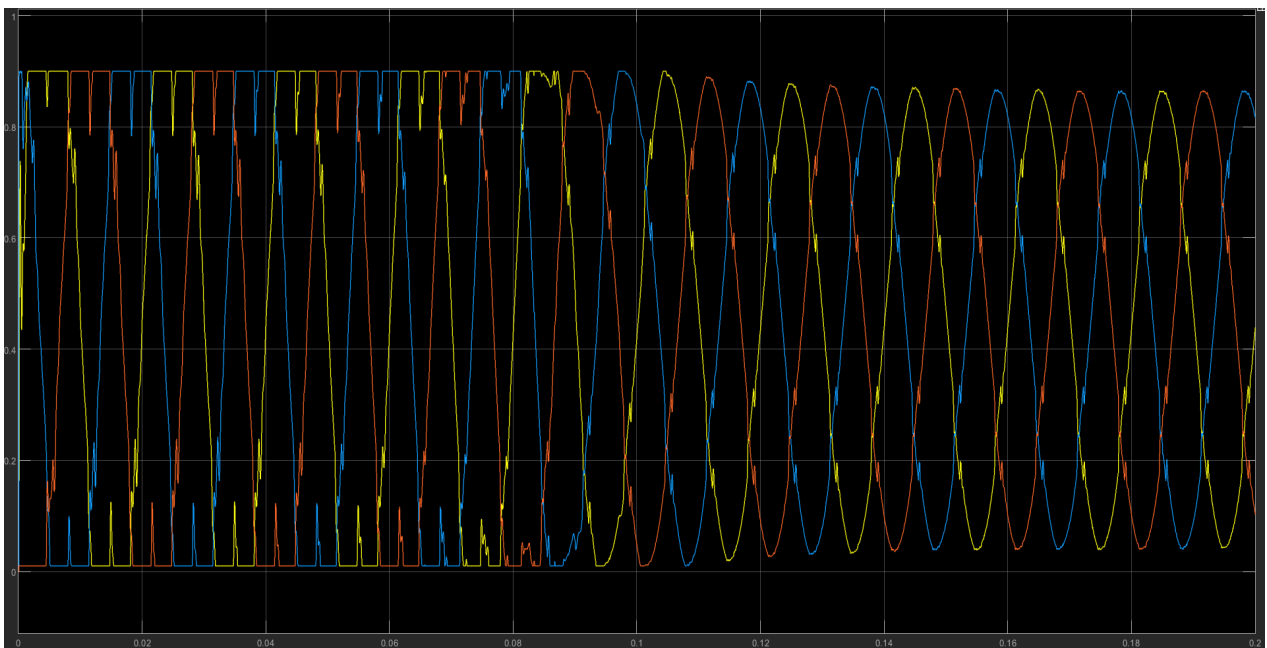
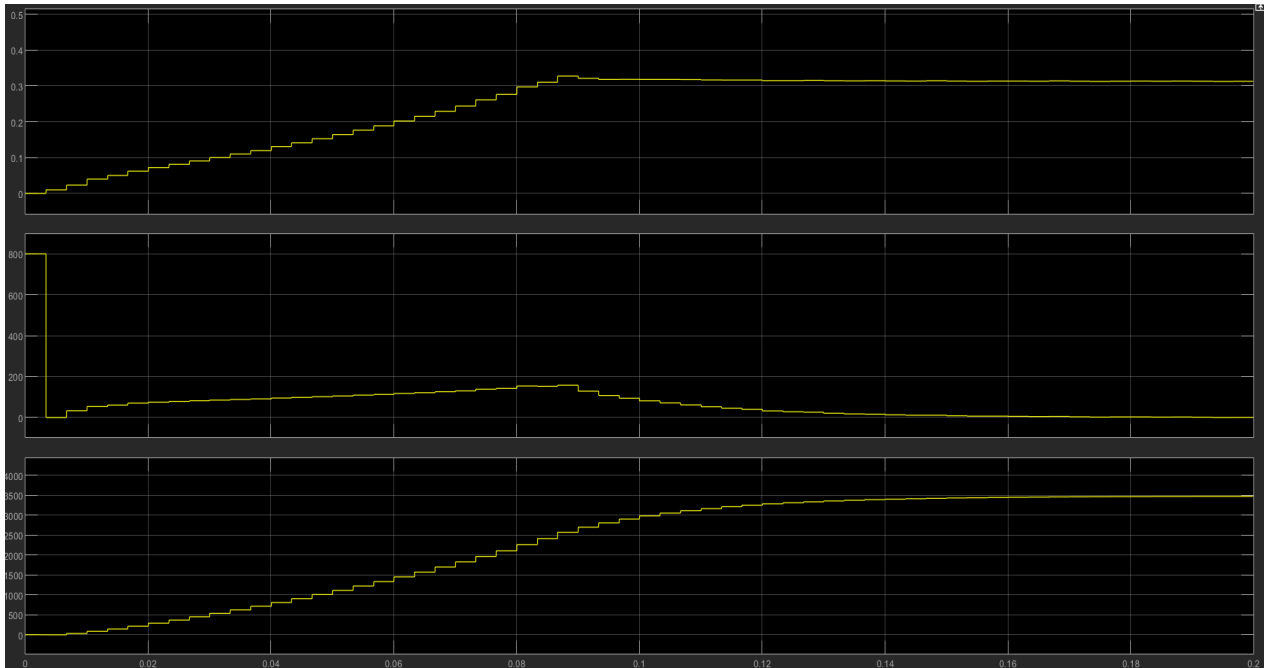


Figura 5.3: Evolución de los 3 “Dutys” a lo largo de la simulación

La Figura 5.4 representará la evolución tanto de la acción del regulador que será multiplicada a la tensión de entrada para obtener la consigna de corriente que nos asegure el equilibrio de potencias en el circuito, así como la evolución del

error y la acumulación del error entre la tensión de pico deseada y la que hay en el condensador (“ $V_{AF}$ ”).



*Figura 5.4: Evolución en el tiempo de los parámetros característicos del control para conseguir 800 V en el condensador del PFC. Gráfico 1: evolución de la acción que regula el control de fijación de la tensión. Gráfico 2: evolución del error del regulador. Gráfico 3: evolución del error integral del regulador.*

## 5.2 Análisis de pérdidas:

El análisis de las pérdidas de un circuito de potencia es una práctica esencial en esta disciplina, ya que esta basa su fundamento en el traspaso de la totalidad de energía de un sistema a otro. Por lo que siempre se buscará que en el circuito que usemos como medio de conversión haya una disipación de potencia lo más cercana a 0 W.

El circuito presentado en este trabajo tendrá tres focos principales de pérdidas, los diodos del rectificador, los transistores del circuito auxiliar y la bobina que une ambos.

Las pérdidas se calcularán usando los valores de corriente y tensión obtenidos en la simulación y haciendo las pertinentes relaciones con las hojas de datos de los respectivos dispositivos implicados. Para obtener dichos valores de corriente y tensión se ha usado la función de Simulink denominada “Simout” la cual

transfiere un vector con todos los valores de la variable que solicitemos durante la realización de la simulación.

A continuación, se analizarán las pérdidas para valores de potencia de la etapa entre 10 kW hasta 50 kW en intervalos de 10 kW.

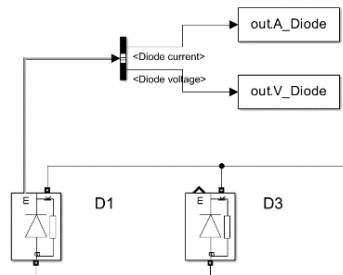


Figura 5.5: Representación de la herramienta "Simout" en "Simulink"

- Pérdidas en los Diodos:

Las pérdidas por los diodos del rectificador vendrán dadas por la conducción por los mismos.

$$P_{condD} = A_{Dmedia} \cdot V_{onD} + R_D \cdot A_{Drms}^2 \quad \text{Eq(12)}$$

Donde "A<sub>D</sub>" será la corriente que circula por el diodo, y lo obtendremos mediante la adquisición de datos de la simulación, "V<sub>onD</sub>" es la caída de tensión propia del diodo cuando este conduce, y "R<sub>D</sub>" es la resistencia interna del dispositivo, estos dos últimos parámetros se obtendrán de la hoja de características propia de los diodos de la Figura 4.1.

Como cada diodo conduce el mismo espacio de tiempo con la misma forma de onda, calculando la pérdida de potencia por un diodo y multiplicando por seis se obtendrá la potencia total disipada por el módulo rectificador.

- Pérdidas en los Transistores MOSFET:

Las pérdidas por los transistores vendrán dadas tanto por la conducción como por la conmutación. Las correspondientes a la conducción vendrán dadas por:

$$P_{condM} = R_{DSon} \cdot A_{Mrms}^2 \quad \text{Eq(13)}$$

Donde “ $R_{DSon}$ ” es la resistencia interna del transistor y “ $A_M$ ” la corriente que circula por él.

Para calcular las pérdidas por conmutación deberemos analizar que corriente circula cada vez que haya una conmutación, así, llenaremos dos vectores, uno con los valores de corriente cada vez que haya un paso de OFF-ON y otro con los valores de corriente cada vez que haya un paso de ON-OFF. Los valores de corriente de conmutación tanto de ON como en OFF a 10 kW de un periodo y medio vendrán dados por la Figura 5.6 si la potencia de la etapa es mayor, la forma de estas dos ondas será similar con un aumento de los valores ya que consumiremos más corriente por los transistores.

Una vez obtenidos estos dos vectores deberemos atender a la gráfica de la Figura 5.7, la cual transformará los valores de corriente de estos en energía de conmutación. Para simplificar el análisis las 3 curvas  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  y  $E_{rr}$  serán convertidas mediante una aproximación lineal en una recta.

Así pues, el vector de obtenido para los pasos OFF-ON se convertirá en otro vector  $E_{onArr}$  donde cada vez que la corriente de encendido sea positiva aplicaremos la conversión a la recta  $E_{on}$  y cada vez que la corriente sea negativa aplicaremos la conversión a la recta  $E_{rr}$ .

El vector de corrientes obtenido en los pasos ON-OFF será convertido en otro  $E_{offArr}$  para todos sus valores mediante la recta  $E_{off}$ .

Una vez conseguidos ambos vectores  $E_{onArr}$  y  $E_{offArr}$  haremos la media de cada uno y aplicaremos la formula:

$$P_{Mconm} = fs \cdot (E_{on_{media}} + E_{off_{media}}) \quad \text{Eq(14)}$$

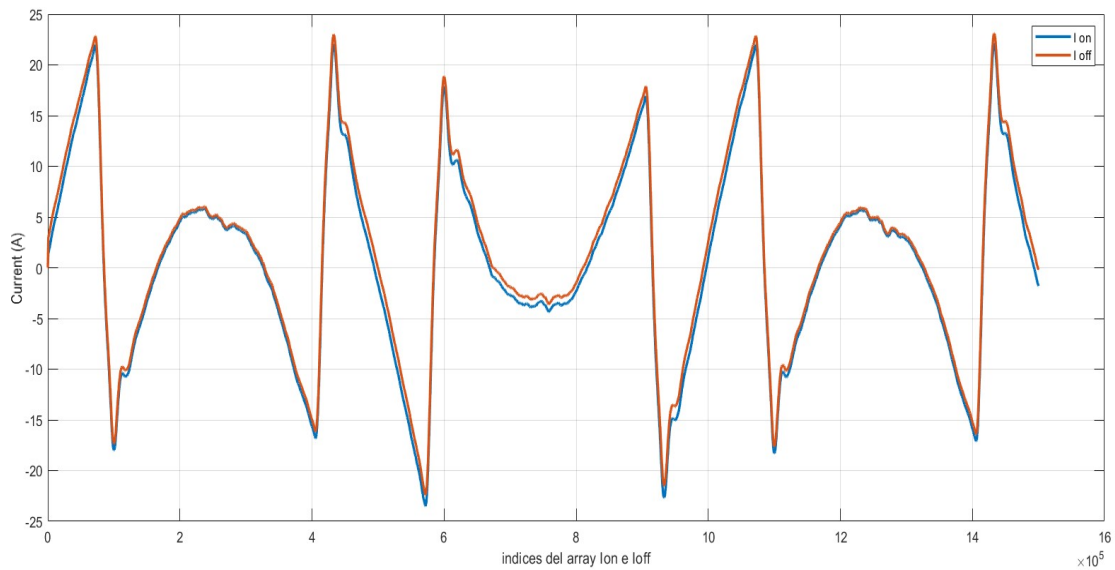


Figura 5.6: Evolución de  $I_{on}$  (Azul) y de  $I_{off}$  (Naranja) en el transistor MOSFET superior en un periodo y medio

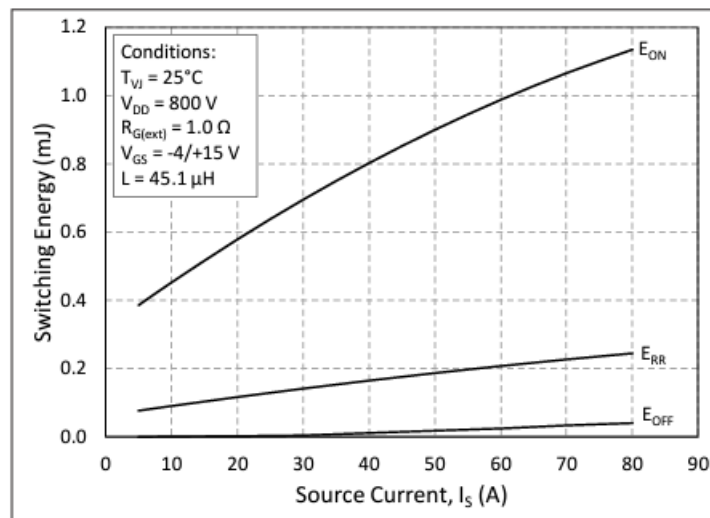


Figura 5.7: Tabla procedente de la hoja de características del transistor MOSFET que permite convertir las corrientes  $I_{on}$ ,  $I_{off}$  e  $I_{rr}$  en mJ a una tensión de drain-source de 800V

[https://assets.wolfspeed.com/uploads/2023/05/Wolfspeed\\_CCB032M12FM3\\_data\\_sheet.pdf](https://assets.wolfspeed.com/uploads/2023/05/Wolfspeed_CCB032M12FM3_data_sheet.pdf)

Tanto las pérdidas por conducción como por conmutación se calcularán independientemente para el transistor superior e inferior de la topología y como en las 3 ramas la corriente que circula es la misma, éstas habrán de multiplicarse por 3.

- Pérdidas Bobina

En la bobina tendremos pérdidas tanto resistivas (devanado) como magnéticas (núcleo), se analizarán solamente las resistivas ya que las magnéticas son muy bajas debido al material seleccionado. Estas vendrán dadas por:

$$P_L = R_L \cdot I_{Lrms}^2 \quad \text{Eq(15)}$$

Donde  $R_L$  es la resistencia interna de la bobina e  $I_L$  es la corriente por ella.

El resultado del análisis de las pérdidas ha resultado:

Potencia de la etapa	Pon Diodo (W)	Pon Mosfet1 (W)	Pon Mosfet2 (W)	Pconm Mosfet1 (W)	Pconm Mosfet2 (W)	Pon Bobina (W)	P totales (W)	$\mu$ (%)
10 kW	4,09	0,6	0,47	20,36	23,6	0,01	159,66	98,40
20kW	9,24	1,81	1,47	23,8	24,98	0,03	211,71	98,94
30kW	15,41	3,45	2,78	25,01	26,01	0,06	264,39	99,12
40kW	22,59	5,21	4,24	26,03	27,03	0,1	323,37	99,19
50kW	30,71	6,94	5,63	26,79	27,77	0,13	386,04	99,23

Tabla 2. Análisis de las pérdidas de potencia en el circuito.

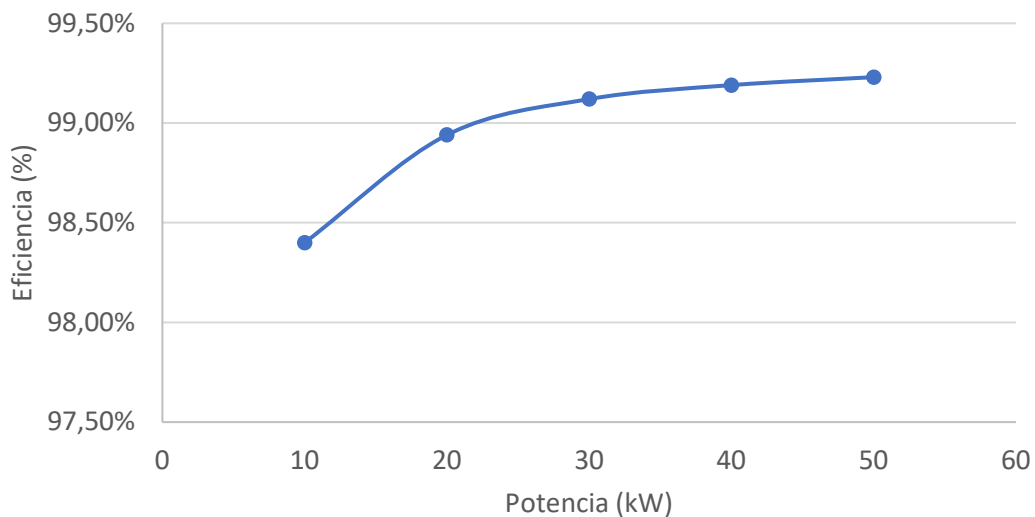


Figura 5.8: Evolución del rendimiento de la etapa (%) en función de la potencia de trabajo (kW)

### 5.3 Verificaciones experimentales:

Analizando los resultados con el osciloscopio se comprobará que los resultados experimentales coinciden con los teóricos, Figura 5.9.

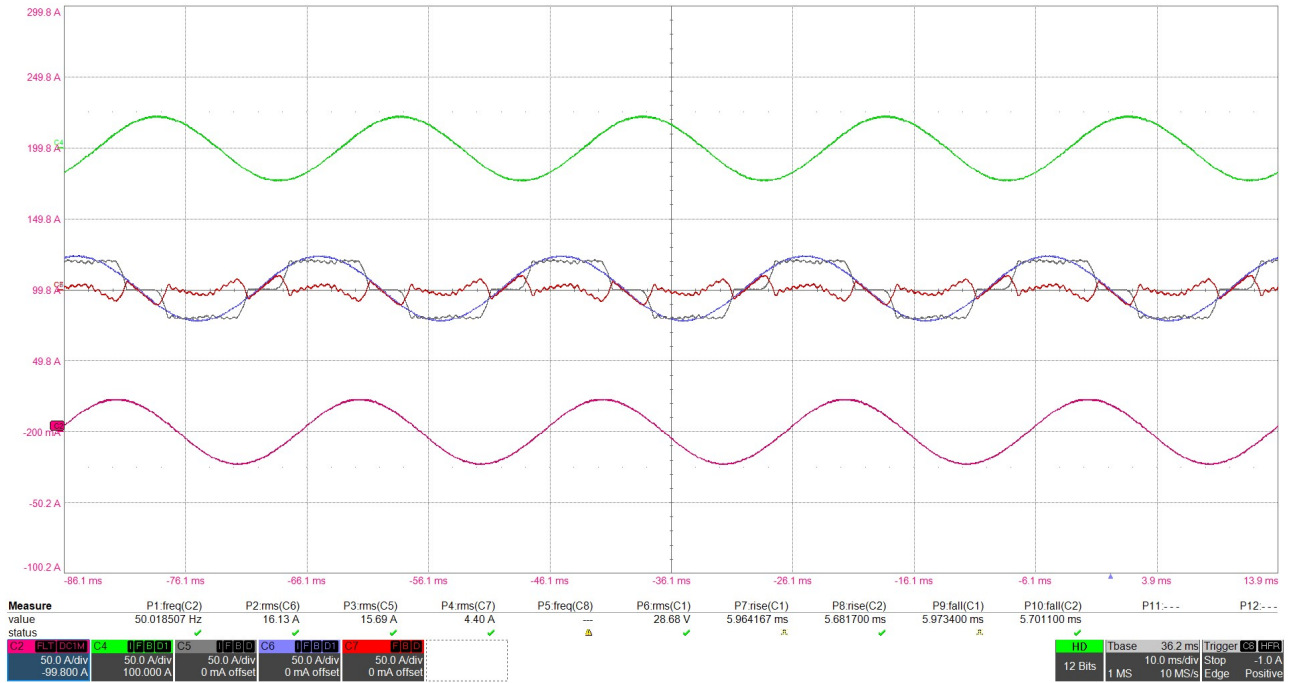


Figura 5.9: Resultados experimentales del osciloscopio de las medidas realizadas en laboratorio.

## 6. CONCLUSIONES:

### 6.1 Conclusiones:

A lo largo de este TFG se ha realizado un estudio de la situación actual del vehículo eléctrico, centrándose en principalmente en el cargador de su batería. De esta explicación se concluye que, si bien aún estamos relativamente lejos de lograr los objetivos medioambientales propuestos para las siguientes décadas, este medio de transporte puede beneficiarnos significativamente en cuanto a emisiones de gases perjudiciales para nuestra atmosfera se refiere.

Se aprecia como la demanda de resolución, rapidez y eficacia en los puntos de recarga de uso público es una directiva más a tener en cuenta para el posible desarrollo de esta tecnología. Si bien ya se nota una normalización y estandarización de las metodologías de carga de dichos vehículos, para que todos los fabricantes y consumidores puedan compartir los recursos y para que poco a poco hagan que nos familiaricemos con este medio de transporte integrándolo gradualmente en nuestro cotidiano.

El documento se ha centrado principalmente en la etapa que convierte la corriente alterna en continua, y se ha visto que aunque un circuito tan sencillo pueda ejercer un labor tan notoria, siempre cabe la posibilidad de mejorar las prestaciones de nuestros dispositivos, además de que en este caso nos hubiésemos encontrado con la imposibilidad de ofrecer un rectificador trifásico al mercado si no hubiésemos implementado un PFC activo, debido a las directivas Europeas de eficiencia en cargadores.

Y aunque el PFC activo trifásico no es un invento desconocido dentro del mundo de la electrónica de potencia y se lleva implementando durante años en los cargadores de alta potencia, este diseño ofrecerá una ventaja frente al resto que se puedan encontrar en las bibliotecas de las diferentes universidades e institutos de investigación, y es que habitualmente en los PFC convencionales toda la corriente entregada por la red circula por los Transistores mientras que en el PFC presentado en este TFG, solo la parte proporcional a la corriente que permite la rectificación sinusoidal de la onda de entrada circulará por estos

dispositivos, reduciendo considerablemente tanto las pérdidas por conducción como por conmutación.

La etapa se ha desarrollado puramente en Matlab/Simulink, usando principalmente herramientas de la librería *Simscape*, lo cual ha permitido ampliar los conocimientos en el desarrollo de técnicas de control en circuitos electrónicos, así como mejorar el uso y solvencia de esta herramienta. Se ha trabajado en el modelado y simulación del convertidor, así como en el ajuste de los controladores pertinentes para el correcto funcionamiento del sistema. Finalmente, mediante estas simulaciones ha sido posible modelar la contribución de pérdidas del sistema y calcular una eficiencia global.

El presente trabajo también se ha centrado simular la etapa de adquisición de datos desde una placa electrónica (analógicos) a una unidad de control (digital), facilitando la transición al setup experimental de medida.

Por último la redacción de la memoria es un punto fundamental en la adquisición de habilidades, para la práctica de la profesión, en la que se adquieren numerosas técnicas de expresión escrita, así como la noción de que se ha de presentar según unas pautas para que el lector se sienta cómodo.

## 6.2 Líneas Futuras:

Como posibles líneas futuras sería de gran interés desarrollar y presentar la etapa DC/DC posterior al rectificador trifásico + PFC, ya sea en su variante unidireccional con un circuito LLC o bidireccional con un “Dual Active Bridge” para así completar la etapa de carga de un vehículo eléctrico. La posible implementación en HDL del control integrándoselo a una FPGA real o el análisis de la necesidad de añadir mecanismos para forzar la disipación del calor en nuestros dispositivos expuestos a pérdidas, planteando la manera de instalar una carcasa para protección de contactos directos y poniendo los cables y conectores correspondientes para una hipotética instalación real en una gasolinera.

## Bibliografía:

- [1] Anfac. (2022). “Informe anual 2022”  
<https://anfac.com/publicaciones/informe-anual-2022/>
- [2] Murat Yilmaz and Philip T. Krein. (2013). “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 28, NO. 5,
- [3] Johann W. Kolar and Thomas Friedli (2012). “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 28, NO. 1,
- [4] Sam Abdel-Raman, Franz Stückler and Ken Siu. (2014) “PFC Boost converter design guide” Infineon Technologies AG.
- [5] Muhammad H. Rashid. (1993). “Electrónica de potencia. Circuitos dispositivos y aplicaciones” p71-Rectificadores trifásicos en puente.
- [6] H. Sarnago, I. Alvarez-Gariburo, and O. Lucia,” High-performance bidirectional fast EV charger featuring full power/voltage range and cost-effective implementation” in 2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPEPOWERENG), Tallin, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227422.