



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES

CENTRO DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

Trabajo Fin de Grado

# **DISEÑO DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO ACTIVO PARA APLICACIONES AERONÁUTICAS: RECTIFICADOR TIPO BOOST**

Trabajo realizado por:  
Arturo Rodríguez Martínez

---

Supervisado por:  
Pedro Alou  
Uros Borovic

Madrid, Julio 2015



**POLITÉCNICA**



*Science is a differential equation. Religion is a boundary condition.*

Alan Turing



*A Káiser.*



# Agradecimientos

A todas las personas que forman el Centro de Electrónica Industrial,  
en especial a Uros, Pedro y Noemí.

También a mi familia, por haberme acompañado  
a lo largo de estos cuatro duros años.





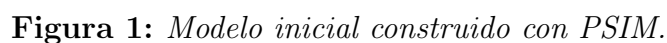
# RESUMEN

El proyecto que aquí se presenta se enmarca dentro de la tesis doctoral ” *Advanced Design for Active Rectifiers in Avionic Applications*”, con la colaboración del CEI UPM, Indra y Airbus, que aboga por el impulso del avión más eléctrico al tratar de incorporar rectificadores activos en los aviones actuales, que al servirse de elementos de conmutación y control son más ligeros que los pesados rectificadores pasivos que surcan nuestros cielos hoy en día.

Un rectificador es un dispositivo capaz de convertir una corriente alterna de entrada en una corriente continua de salida. Existe un gran número de formas y topologías de rectificadores, pero de todas ellas, en este TFG se hará un breve estudio de los tres rectificadores trifásicos activos más importantes hasta la fecha; estos son: *Boost*, *Buck* y *Vienna*.

El objetivo principal de este proyecto es diseñar un rectificador trifásico activo tipo *Boost* de 3.3 kW. Las metas intermedias para llegar a este objetivo final serán:

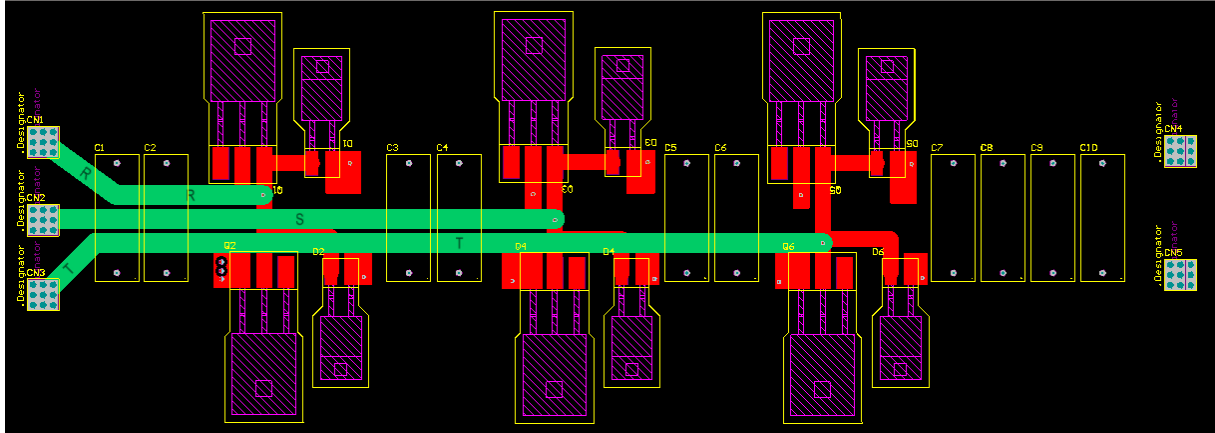
- Definir los criterios y las especificaciones adecuadas que marcarán las bases del rectificador, así como crear un modelo en el software de simulación *PSIM* (ver Figura 1).
- Diseñar el rectificador y seleccionar todos los componentes electrónicos que serán necesarios, en base a criterios de pérdidas, eliminación de ruidos, etc...
- Utilizando el software *Altium Designer*, diseñar la PCB de la etapa de potencia así como modificar y adaptar a nuestras condiciones las demás PCB ya disponibles.



Para la búsqueda y selección de transistores se realiza un breve estudio de las opciones disponibles, llegándose a la conclusión de que la mejor opción es utilizar un transistor MOSFET, y en concreto uno construido con Carburo de Silicio. Se realizan las comparaciones y simulaciones de pérdidas pertinentes en el *Thermal Module* (también en el programa *PSIM*), y se elige el MOSFET SCT2080KE.

De la misma forma se elegirán el resto de los componentes que formarán el rectificador, entre ellos condensadores, transductores de tensión y de corriente y conectores.

Por último, con el programa *Altium Designer* se diseña la PCB de la etapa de potencia (ver Figura 2), con las huellas de los semiconductores inclinadas 90° para optimizar aún más la refrigeración y evacuación del calor. También se modifica y se adapta a nuestras condiciones las PCB de otras etapas recicladas de otros proyectos; en concreto las etapas de drivers, sensor de tensión y sensor de intensidad.



**Figura 2:** *PCB de la etapa de potencia.*

En un futuro, y para que este proyecto pueda ser implementado, se espera que se profundice más en la fiabilidad y seguridad de los rectificadores activos, pues ahora mismo es la única barrera que impide su utilización en la aviación.

**Palabras clave:** rectificador activo trifásico Boost, especificaciones aviónicas, factor de potencia, eficiencia, pérdidas de potencia.

**Códigos UNESCO:** 220203 Electricidad, 330700 Tecnología electrónica, 331105 Equipos eléctricos de control, 220709 Conversión de energía.



# Índice general

<b>Cita</b>	<b>I</b>
<b>Dedicatoria</b>	<b>III</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>V</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>VII</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1. Marco de desarrollo del proyecto . . . . .	1
1.2. Motivación . . . . .	1
1.3. Conceptos previos . . . . .	2
1.4. Rectificadores . . . . .	3
1.4.1. Relevancia industrial. Aplicaciones . . . . .	4
1.5. Objetivos del proyecto . . . . .	6
1.6. Organización del documento . . . . .	7
<b>2. PLANTEAMIENTO</b>	<b>9</b>
2.1. Posibles topologías de rectificadores trifásicos . . . . .	9
2.1.1. Rectificadores pasivos . . . . .	9
2.1.2. Rectificadores activos . . . . .	11
2.1.3. Comparación de los rectificadores analizados . . . . .	14
2.2. Transformación DQ . . . . .	16
2.2.1. Definiciones básicas . . . . .	16
2.3. Rectificador Trifásico Boost . . . . .	21
2.3.1. Funcionamiento y modulación . . . . .	21
2.3.2. Especificaciones . . . . .	28
2.4. Pérdidas y temperaturas . . . . .	32
2.4.1. Pérdidas por conducción. . . . .	33
2.4.2. Pérdidas por conmutación . . . . .	34
2.4.3. Cálculo de temperatura del encapsulado . . . . .	36
2.4.4. Refrigeración y radiador . . . . .	38
<b>3. DISEÑO DEL RECTIFICADOR</b>	<b>41</b>
3.1. Diseño del MOSFET . . . . .	41

3.1.1. Comparación y selección . . . . .	45
3.2. Diseño del diodo . . . . .	47
3.2.1. Comparación y selección . . . . .	47
3.3. Selección de condensadores . . . . .	49
3.4. Transductores de tensión y de corriente . . . . .	49
3.5. Diseño físico del rectificador. PCB . . . . .	50
<b>4. CONCLUSIONES</b>	<b>57</b>
4.1. Evaluación del proyecto . . . . .	57
4.2. Líneas futuras . . . . .	58
<b>5. PLANIFICACIÓN TEMPORAL Y PRESUPUESTO</b>	<b>59</b>
5.1. Estructura de Descomposición del Proyecto (EDP) . . . . .	59
5.2. Presupuesto . . . . .	62
5.3. Impacto ambiental . . . . .	64
<b>Bibliografía</b>	<b>67</b>
<b>Anexo I. Esquemáticos</b>	<b>69</b>
<b>Lista de figuras</b>	<b>76</b>
<b>Lista de tablas</b>	<b>77</b>
<b>Abreviaturas, unidades y acrónimos</b>	<b>79</b>
<b>Glosario</b>	<b>81</b>

# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1. Marco de desarrollo del proyecto

Este Trabajo de Fin de Grado (TFG) está enmarcado en el ámbito de trabajo del Centro de Electrónica Industrial (CEI) de la Universidad Politécnica de Madrid (UPM). El proyecto está dirigido por Pedro Alou, profesor titular de la UPM, y codirigido por Uros Borovic, doctorando de la UPM.

El TFG se integra dentro de la Tesis Doctoral titulada: "*Advanced Design for Active Rectifiers in Avionic Applications*", con la colaboración del CEI UPM, Indra y Airbus, que aboga por el impulso del avión más eléctrico al estar integrada en el programa europeo Clean Sky". La tesis doctoral está siendo llevada a cabo por el doctorando Uros Borovic, bajo la supervisión de Pedro Alou y Jesús A. Oliver, ambos profesores titulares de la UPM.

Además, una parte del desarrollo teórico de este proyecto es compartido por la Tesis de Fin de Máster "*Analysis and Comparison of Different Active Rectifier Topologies for Avionic Specifications*" [1], también de Uros Borovic, pues este TFG usa criterios muy similares para la elección del rectificador a construir en el Capítulo 2.

### 1.2. Motivación

La motivación principal de este proyecto se apoya en la oportunidad de sustituir una parte de la electrónica de potencia integrada en los aviones, tanto comerciales como militares, que actualmente surcan nuestros cielos.

En concreto, los aviones actuales utilizan rectificadores pasivos, que aunque robustos, son pesados, y la opción de sustituirlos por rectificadores activos, que se sirven de elementos de conmutación y control para ser más ligeros, sería una clara ventaja para la aeronáutica actual. Más adelante se explicará en detalle la diferencia entre rectificadores pasivos y activos, en concreto en la Sección 2.1

Con el uso de estos rectificadores activos, en resumen, se consigue aumentar la potencia sin aumentar el peso, lo que les hace más ligeros. [2].

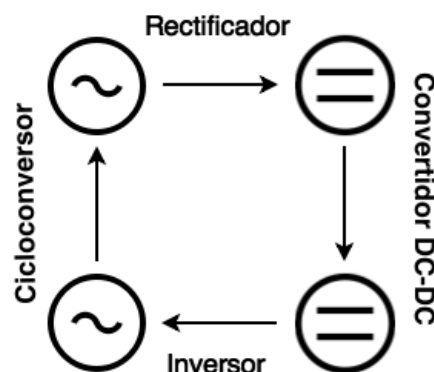
### 1.3. Conceptos previos

La electrónica de potencia se define como la aplicación que se le da a dispositivos semiconductores para convertir una forma de energía eléctrica en otra forma de energía eléctrica diferente, es decir, transformar y controlar voltajes y corrientes de niveles significativos.

Los primeros dispositivos de electrónica de potencia eran arcos de mercurio, inventados en 1902, los cuales han ido evolucionando a lo largo del siglo XX hasta llegar a los dispositivos que conocemos hoy en día, tales como los diodos, tiristores, transistores etc...

En la Figura 1.1 se muestran las diferentes formas de conversión.

- **Rectificadores:** convierten corriente alterna en corriente continua
- **Inversores:** convierten corriente continua en corriente alterna.
- **Cicloconvertidores:** convierten corriente alterna en corriente alterna de otra frecuencia menor.
- **Convertidores DC-DC:** convierten corriente continua en corriente continua de mayor o menor tensión.



**Figura 1.1:** *Diferentes formas de conversión posibles.*



## 1.4. Rectificadores

Un rectificador es un dispositivo capaz de convertir una corriente alterna de entrada en una corriente continua de salida, mediante dispositivos semiconductores capaces de manejar grandes potencias como diodos, transistores MOSFET, entre otros.

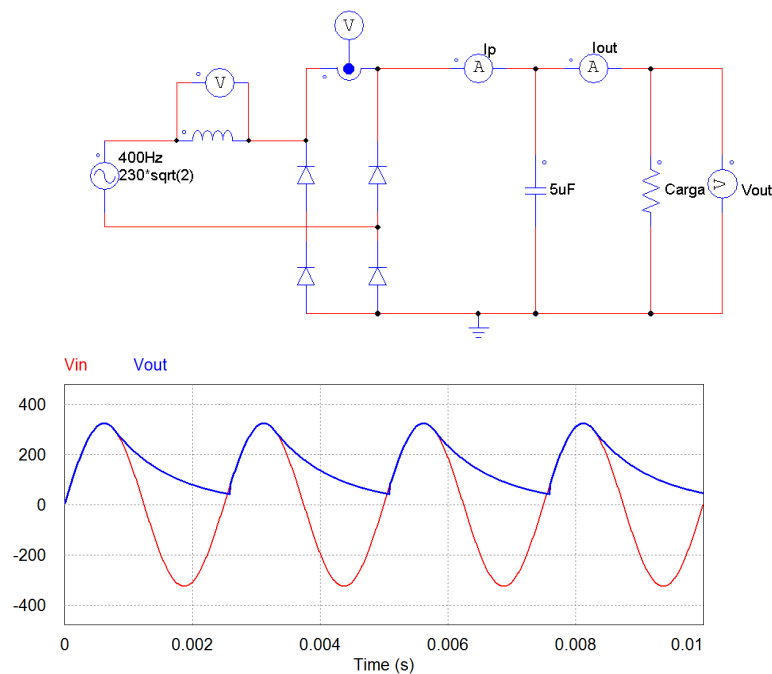
Los rectificadores se pueden clasificar de varias maneras [3] según:

1. El tipo de alimentación de entrada que reciban:
  - a) Monofásicos.
  - b) Trifásicos.
  - c) Polifásicos.
2. El tipo de rectificación que realicen:
  - a) Media onda: solo se utiliza uno de los semiciclos de la corriente.
  - b) Doble onda: se utilizan ambos semiciclos.
3. El tipo de semiconductor empleado:
  - a) No controlados: se emplean diodos, dispositivos que no se pueden controlar de manera externa su entrada en conductividad.
  - b) Controlados: se emplean tiristores, MOSFETs u otro tipo de semiconductor capaz de controlar su conducción mediante una señal externa.

Una de las aplicaciones más básicas que se pueden encontrar en el mercado es el rectificador monofásico de media onda, en el que apenas se necesitan cuatro diodos para ver los primeros resultados. En la Figura 1.2 se observa la topología de dicho rectificador y la tensión de salida teniendo un condensador de  $5\ \mu\text{F}$  en paralelo.

La diferencia principal entre un rectificador trifásico y uno monofásico, es que el trifásico es alimentado por fuentes trifásicas, valga la redundancia, siendo así mas eficientes y pudiendo manejar mayores potencias, pues presentan un menor rizado en la señal de salida.

Además de las posibles clasificaciones anteriormente expuestas, existen dos grandes grupos en los que podemos clasificar los rectificadores: los **pasivos**, en los que la tensión de salida es fija y no se puede controlar la corriente, y los **activos**, que incorporan dispositivos de electrónica totalmente controlados y así poder variar el ángulo de disparo, con lo que



**Figura 1.2:** Rectificador de media onda y voltaje de salida en la carga  $V_{out}$

se puede regular la tensión de salida. Esto además puede ayudar a proteger el sistema de una excesiva carga o corriente de salida, pues al detectar la corriente de salida (a través de un sistema de control en bucle cerrado), es posible retrasar automáticamente el ángulo de disparo, disminuyendo la tensión cuando la corriente sobrepasa su valor nominal. Así mismo, la posibilidad de controlar totalmente el rectificador ofrece la ventaja de poder operar con factores de potencia cercanos a la unidad y por ello más eficientes.

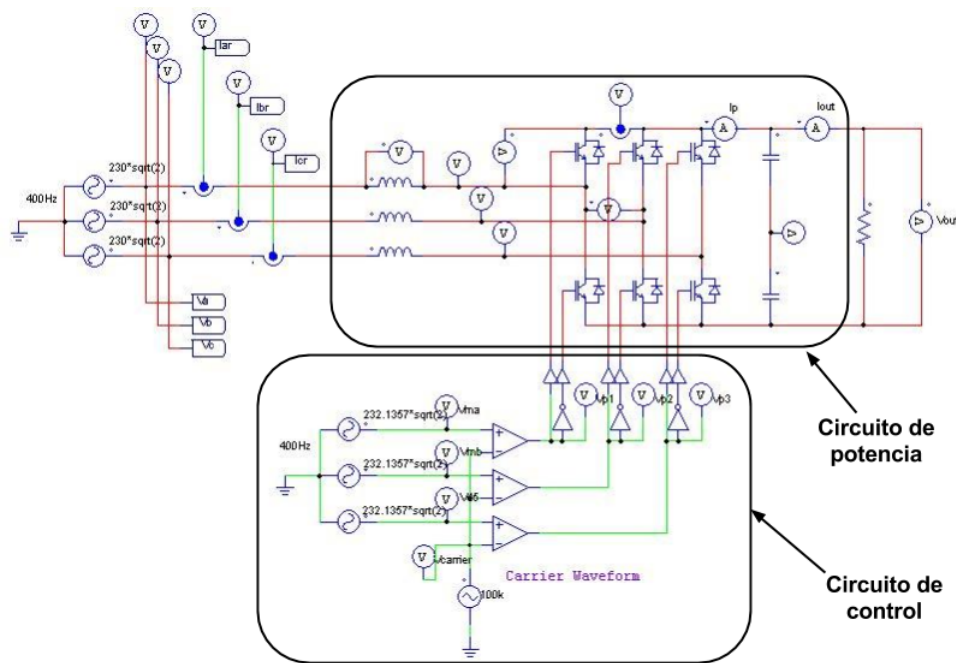
Los rectificadores controlados están formados por dos partes:

- **Un circuito de potencia:** una fuente de alimentación y carga, y está formado por semiconductores de potencia y elementos no disipativos, como transformadores, bobinas o condensadores.
- **Un circuito de control:** genera las señales que controlan la conmutación de los semiconductores para lograr el funcionamiento requerido.

En la Figura 1.3 podemos observar ambos circuitos en un rectificador trifásico.

### 1.4.1. Relevancia industrial. Aplicaciones

En los últimos años la capacidad de los semiconductores para soportar tensiones y corrientes ha ido aumentando significativamente, llegando actualmente a miles de voltios



**Figura 1.3:** *Circuito de potencia y circuito de control.*

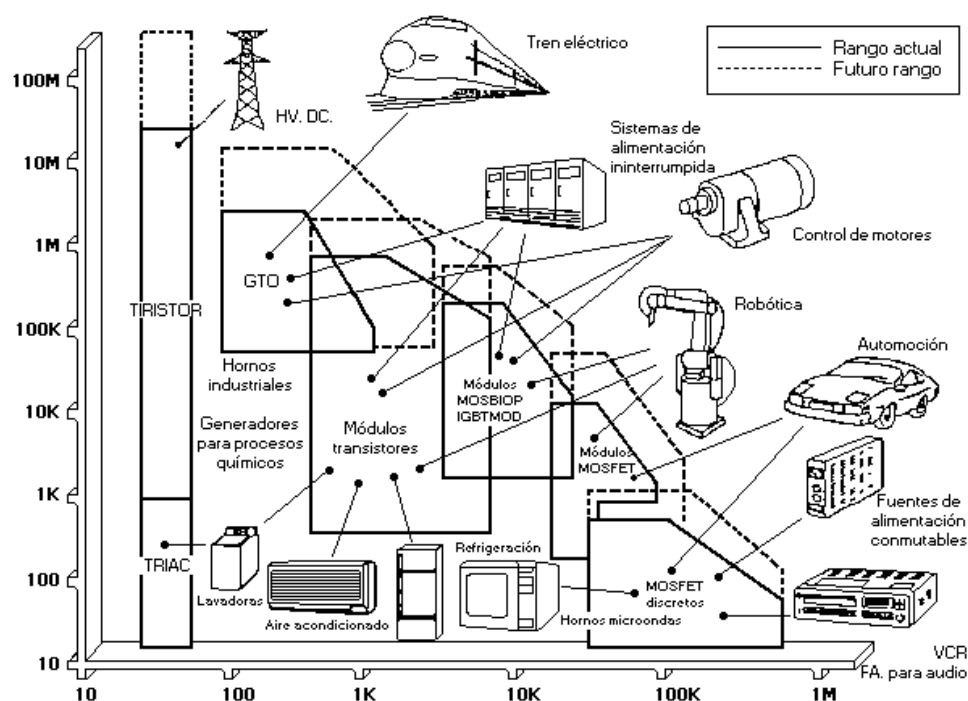
y amperios, es decir, potencias de megavatios utilizando solo semiconductores. En consecuencia, la utilización de la electrónica de potencia está presente cada vez con más frecuencia en nuestras vidas.

Hoy en día, el objetivo principal es construir convertidores cada vez más pequeños y ligeros, pero que consigan procesar altas potencias con alto rendimiento. Esto es debido a que al ser las potencias procesadas cada vez más altas, un bajo rendimiento implicaría una disipación de calor excesiva, con lo que el circuito debería ser de mayor tamaño y el coste aumentaría, además de incumplir la tendencia actual hacia el máximo ahorro de energía posible.

Es obligatorio resaltar, que los grandes avances logrados en los últimos años son debidos a los nuevos materiales cada vez más utilizados debido a propiedades tales como: elevado campo eléctrico de ruptura, pequeña constante dieléctrica y una elevada conductividad térmica. En concreto, el Carburo de Silicio (SiC) y el Nitruro de Galio (GaN) permiten el uso de dispositivos semiconductores operando a grandes temperaturas, potencias y frecuencias con reducidas pérdidas de potencia y tamaño mínimo.

La aplicación de este proyecto es pues, la transformación de la energía AC que proporcionan los alternadores montados en los motores del avión en una energía DC que pueda ser aprovechada por los distintos sistemas eléctricos del avión. En la Figura 1.4 se muestran las principales aplicaciones de la Electrónica de Potencia en la industria.

Los rectificadores son utilizados principalmente en la industria para producir voltajes y corrientes continuos que suelen impulsar cargas de gran potencia, como motores DC. A



**Figura 1.4:** Principales aplicaciones de la Electrónica de Potencia [4].

pesar que estos rectificadores presentan menos rizado que un rectificador convencional, en muchas aplicaciones el factor de potencia y la distorsión armónica total de la línea se ven afectados, es por ello que se requiere el uso de filtros de armónicos.

Una de las aplicaciones en donde se presenta este fenómeno, es en los enlaces de transmisión de alto voltaje (HVDC) (ver Figura 1.4), en donde las estaciones de conversión cuentan con filtros de armónicos que reducen la distorsión en la señal que producen los convertidores, para que sea transmitida con calidad y no se introduzcan perturbaciones a la red eléctrica.

## 1.5. Objetivos del proyecto

El objetivo de este proyecto es diseñar un rectificador trifásico de potencia 3.3 kW para uso futuro en un avión más eléctrico. Los rectificadores convencionales empleados en los aviones de hoy en día se sustentan en soluciones pasivas extremadamente robustas, pero pesadas, que además requieren una fuerte regulación de la red eléctrica par poder operar adecuadamente.

Los rectificadores activos emplean semiconductores que pueden conmutar a altas frecuencias para así poder proporcionar un control sobre las distintas variables del rectificador, reducir el tamaño de los componentes magnéticos e incrementar la eficiencia. La fiabili-

dad de los dispositivos que conmutan a altas frecuencias puede ser discutida, pero con los últimos avances en tecnología, se espera la llegada en el mercado de elementos de conmutación más fiables y robustos.

Para completar este ambicioso proyecto se proponen las siguientes metas intermedias:

1. Definir los criterios y las especificaciones adecuadas que marcarán las bases del diseño del rectificador, así como crear un modelo en el software de simulación *PowerSim* (PSIM) para realizar los primeros análisis.
2. Diseñar los componentes electrónicos que serán necesarios, en base a criterios de pérdidas, eliminación de ruidos, etc...
3. Utilizando el software *Altium Designer*, diseñar las distintas PCB correspondientes a las distintas partes del rectificador: etapa de potencia y drivers, así como las necesarias para las futuras pruebas y tests: sensor de tensión de entrada, sensor de corriente.

## 1.6. Organización del documento

Tras este capítulo, se organiza la descripción del proyecto en 5 capítulos.

- **Capítulo 2:** se explicará en detalle el marco teórico en el que se basa el proyecto. Esto es, el funcionamiento del rectificador trifásico, un resumen de distintas topologías posibles, así como la Transformación DQ.
- **Capítulo 3:** se dedica al diseño y construcción del rectificador, los principales obstáculos encontrados y las soluciones encontradas para dichas barreras, así como la selección de cada uno de los componentes y la creación de la *Printed Circuit Board* (PCB).
- **Capítulo 4:** se comentarán las conclusiones recogidas a lo largo de todo el proyecto, realizándose una breve síntesis de las más importantes, junto con una evaluación del proyecto y una breve explicación de las líneas futuras a realizar en el proyecto.
- **Capítulo 5:** se recoge la planificación del proyecto, teniendo en cuenta el tiempo y el presupuesto necesarios para su realización, además de mostrarse un Diagrama de Gantt.



# Capítulo 2

## PLANTEAMIENTO

### 2.1. Posibles topologías de rectificadores trifásicos

La conversión de la energía para las distintas necesidades del avión puede realizarse de varias maneras. Puesto que el sistema trifásico de corriente alterna se genera en el propio avión, se discutirán brevemente en este capítulo los distintos métodos de conversión trifásica. En general existen dos tipos de conversión: AC/AC y AC/DC.

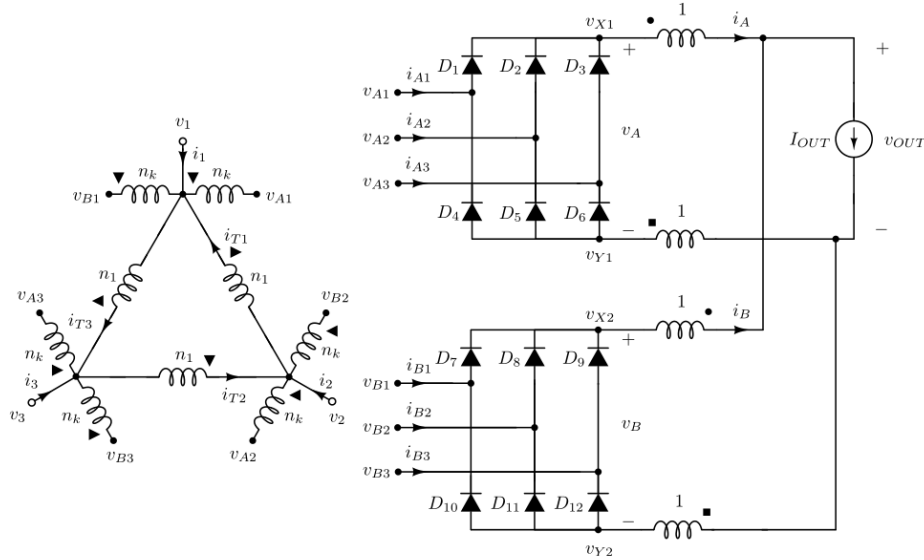
La conversión AC/AC puede realizarse con una conversión AC/DC seguida de una conversión DC/AC con un elemento de almacenamiento en el "DC bus", lo que se llama una conversión "back to back", o usando una matriz de convertidores que poseen elementos de almacenamiento en la entrada. La conversión AC/DC sólo puede ser realizada usando elementos pasivos que no pueden ser controlados, como una hilera de diodos conmutados, o usando una mezcla de diodos y transistores con el objetivo de controlar la calidad de la corriente de entrada y el valor de la tensión DC. Los primeros son los llamados rectificadores pasivos, mientras que los segundos son los activos. Es más, existen sistemas híbridos que se muestran parcialmente controlables en lo que a corriente de entrada o tensión DC de salida se refiere. En referencia a esto, este capítulo se centrará en explicar las distintas soluciones posibles candidatas a ocupar un puesto en el avión, tanto pasivas como activas.

#### 2.1.1. Rectificadores pasivos

En esta sección se discutirán brevemente los dos posibles candidatos de la familia de doce pulsos, puesto que son más adecuados que las soluciones de seis pulsos para cumplir los requisitos que establece el estándar DO-160F [5]. Las corrientes de los rectificadores pasivos de doce pulsos sólo sufren armónicos de orden  $12k \pm 1$ . Ambos casos analizados se sirven de auto-transformadores para proporcionar el apropiado desfase de  $30^\circ$  entre los

dos puentes de seis pulsos. La razón para que se use el auto-transformador es que se reduce el tamaño, y con ello el peso, comparado con el clásico transformador triángulo-estrella-triángulo. El único inconveniente es necesario un aislamiento en el siguiente convertidor DC/DC para aislar la carga de la red eléctrica.

El rectificador de doce pulsos con carga de corriente [6] se muestra en la Figura 2.1.



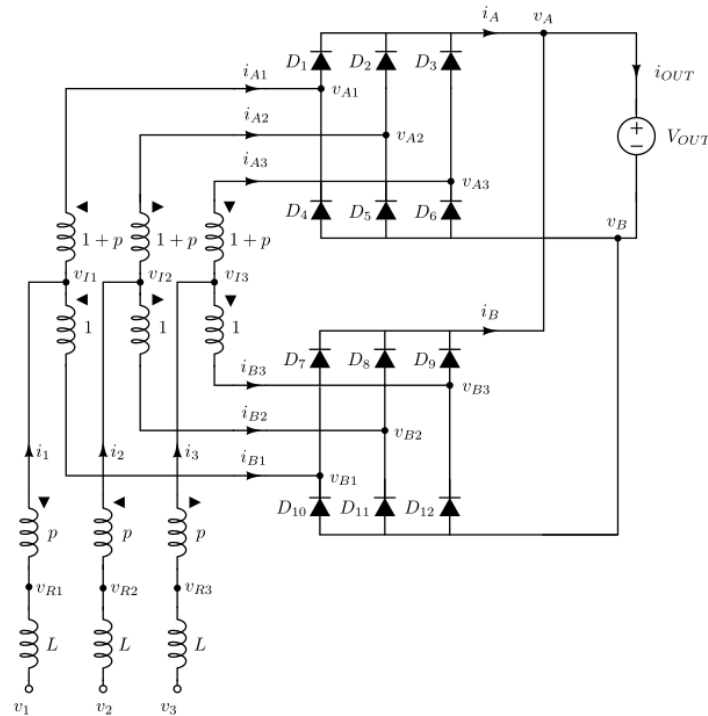
**Figura 2.1:** Rectificador de doce pulsos con carga de corriente

Además de que el auto-transformador de entrada ha de ser ajustado al 18 % de la potencia nominal de salida, los dos reactores de interfase en el lado DC son necesarios para separar las salidas de ambos puentes rectificadores. La mínima distorsión armónica total (THD) alcanzable de la corriente de entrada es 15.22 %, mientras que el factor de potencia (FDP) puede llegar hasta un 98.86 % a plena carga.

El rectificador de doce pulsos con carga de tensión se muestra en la Figura 2.2

Los autotransformadores de entrada pueden ser diseñados en un solo núcleo de tres ramas para ahorrar peso, pero en general son componentes voluminosos puesto que es necesario que carguen con las corrientes de fase. Como se muestra en [7], los transformadores de fase en el lado AC deben ser diseñados en tres núcleos diferentes para no distorsionar las corrientes de entrada. Cada transformador se ajusta a un 5 % de la potencia nominal. El máximo factor de potencia alcanzable depende de la carga y de las inductancias en la entrada. Para valores más elevados de las inductancias de entrada el THD mejora pero el factor de potencia empeora. En general mantener el factor de potencia en un 98 % sobre el 20 % de la carga es fácilmente alcanzable con un THD de la corriente de entrada por debajo del 15 %.





**Figura 2.2:** Rectificador de doce pulsos con carga de tension

### 2.1.2. Rectificadores activos

Ambas soluciones pasivas expuestas en la sección anterior son muy robustas y fiables, pero también presentan inconvenientes: el gran tamaño de los componentes magnéticos de baja frecuencia, la baja calidad de la corriente de entrada, la imposibilidad de controlar corriente de entrada o voltaje de salida y la baja tolerancia a perturbaciones en la red eléctrica. Dado que la fiabilidad es la máxima prioridad en los sistemas aeronáuticos, los rectificadores activos nunca han sido considerados como una solución. Las ventajas que presentan los rectificadores activos se pueden ver mermadas a las redundancias de seguridad y adicionales detecciones de fallo que presentan respecto a los pasivos.

Sin embargo, está emergiendo una nueva tendencia en reducir tamaño y peso en los aviones y, por ello, los rectificadores activos son cada vez más atractivos debido a que pueden eliminar todos los inconvenientes que los rectificadores pasivos tienen aunque con una menor fiabilidad.

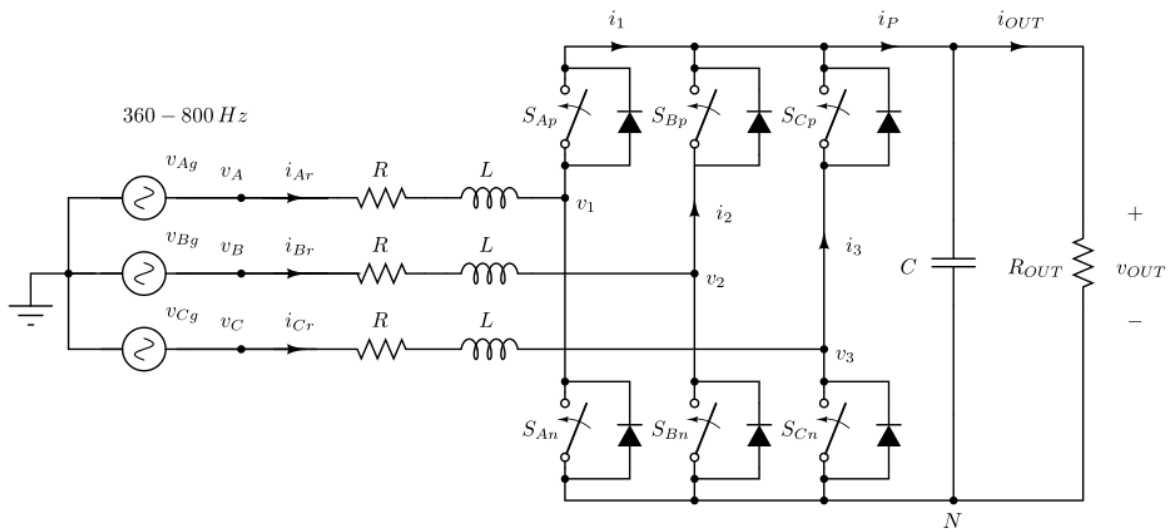
A continuación se explicarán de forma resumida los tres tipos de rectificadores activos <sup>1</sup>, que poseen un total control sobre las corrientes de entrada y la tensión DC de salida:

<sup>1</sup>En [1] se muestra un análisis más detallado sobre estas tres topologías.

1. Rectificador trifásico Boost
2. Rectificador trifásico Buck
3. Rectificador trifásico Vienna

### Rectificador trifásico Boost

Se trata sin duda de la topología más popular. El rectificador Boost (o Elevador) se muestra en la Figura 2.3. La tensión DC del bus de salida debe ser mayor que el máximo valor (valor de pico) de la tensión de línea. Se caracteriza por tener tres inductancias de línea de aproximadamente el mismo peso que las inductancias usadas en el rectificador de doce pulsos con carga de tensión. Así mismo, se requiere un filtro EMI de pequeño tamaño para cumplir con los requisitos de armónicos en la corriente. El mayor inconveniente de este rectificador es la poca tolerancia para efectuar el disparo de los transistores, pues si este paso no es preciso se produciría un cortocircuito en el bus DC y un completo fallo del sistema. Además, es necesario un circuito de arranque adicional debido a las altas corrientes de entrada que se producen al arrancar el sistema.

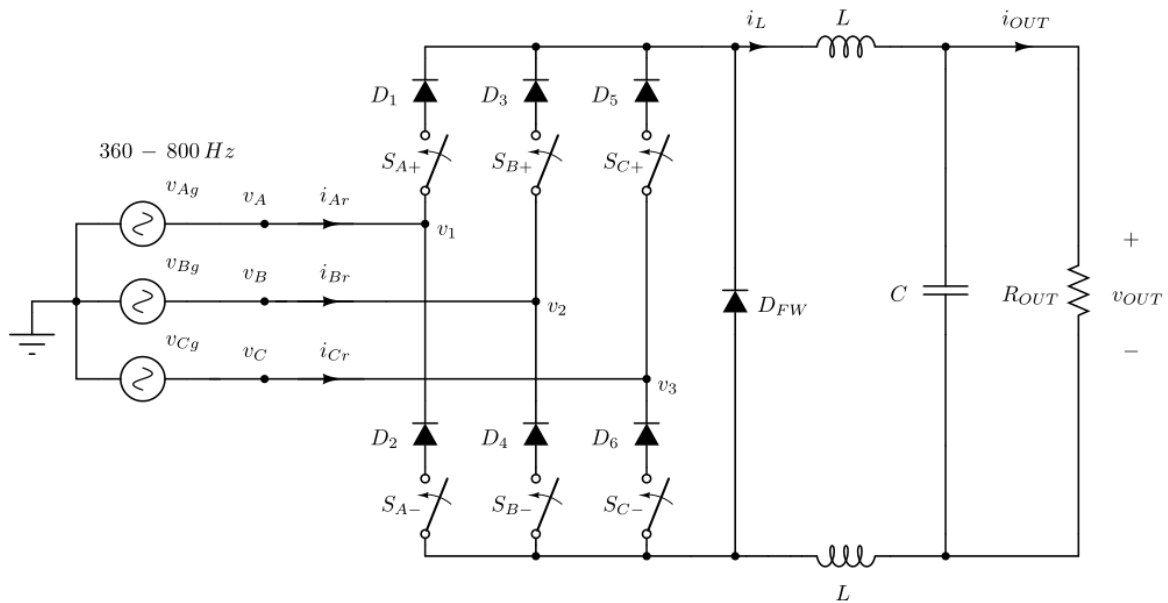


**Figura 2.3:** Rectificador trifásico Boost (o Elevador)

### Rectificador trifásico Buck

En esta topología, la cual se muestra en la Figura 2.4, todas las operaciones de filtrado necesarias se sitúan en el lado DC del rectificador. La tensión de salida debe ser menor que el mínimo valor de la tensión de línea para asegurar el control de las corrientes de entrada. Debido a la ausencia de componentes reactivos en el lado AC, se necesitará un fuerte filtro

EMI para cumplir con los requisitos. Las ventajas del rectificador Buck radican en una más alta fiabilidad respecto al rectificador Boost debido a la imposibilidad de cortocircuitar el bus DC y la no necesidad de añadir un circuito adicional para el arranque.

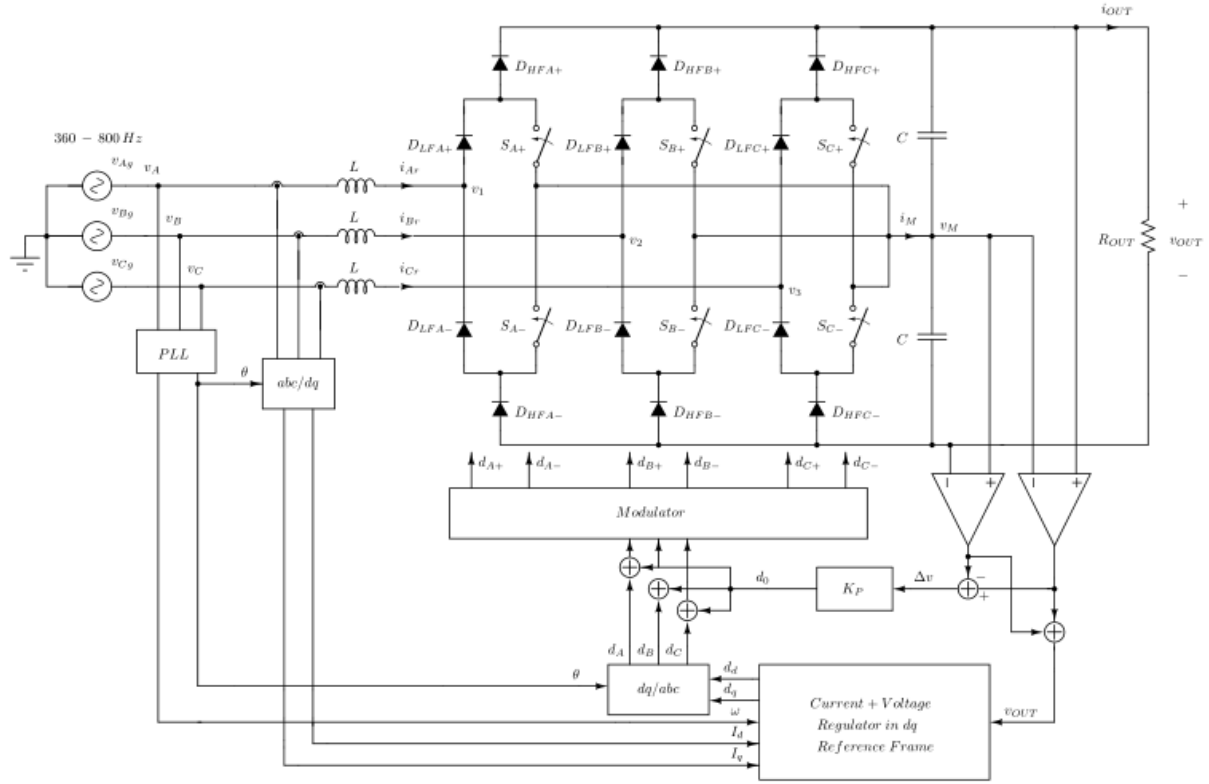


**Figura 2.4:** Rectificador trifásico Buck (o Reductor)

## Rectificador trifásico Vienna

Esta topología, con peores resultados que el rectificador Boost, cobra importancia en el hecho de que este último es bidireccional, lo que se presenta como una clara desventaja al tener que añadir un control adicional que asegure que la corriente circula en el sentido correcto, impidiendo que lo haga en el sentido incorrecto.

Dicho esto, se presenta como otra posible solución el rectificador Vienna, que sigue una topología derivada de la del rectificador Boost, la cual se muestra en la Figura 2.5. El rectificador Vienna es intrínsecamente unidireccional a la vez que conserva la mayoría de ventajas del rectificador Boost. Además, esta topología no corre peligro de cortocircuito en los disparos de los transistores debido a la presencia de los diodos. El circuito de arranque es igualmente necesario.



**Figura 2.5:** Rectificador trifásico Vienna con circuito de control implementado

### 2.1.3. Comparación de los rectificadores analizados

La recopilación de los resultados obtenidos para las tres topologías<sup>2</sup> se muestran en la Tabla 2.1 y en la Tabla 2.2.

De la comparación de parámetros principales se puede apreciar que el rectificador Buck es el menos pesado, y el peso es el parámetro más importante en el avión. Sin embargo, el rectificador Vienna es menos voluminoso y más eficiente. En cuanto a fiabilidad, los rectificadores Buck y Vienna tienen aproximadamente la misma fiabilidad, mientras que el rectificador Boost es muy vulnerable a los disparos de los transistores. El filtro EMI juega a favor de los rectificadores Boost y Vienna debido a los pequeños requisitos de filtrado EMI que requiere.

Los rectificadores Boost y Vienna requieren un circuito adicional para llevar a cabo un arranque seguro, mientras que el rectificador Buck puede arrancar de forma segura por sí solo. La complejidad del circuito de control es mínima en el rectificador Boost, seguido por el Buck y en último lugar por el Vienna, el cual necesita un bucle de control adicional para compensar las tensiones de los condensadores de salida. Así mismo, el rectificador Buck requiere cinco toma de medidas, el Boost siete y el Vienna ocho. El rectificador

<sup>2</sup>Para un examen más exhaustivo, consultar el Capítulo 8 de [1].

Topología	$V$ [dm <sup>3</sup> ]	$m$ [kg]	$\eta$ [%]
Boost	0.65	1.5	96.9
Buck	1.04	0.93	97.5
Vienna	0.60	1.0	97.3

**Tabla 2.1:** Comparación de parámetros principales

Topología	Filtro EMI	$P_{min}$ [kW]	Circuito de arranque	Control
Boost	Pequeño	0	Necesario	Simple
Buck	Grande	3	No necesario	Moderado
Vienna	Pequeño	2.5	Necesario	Complejo

**Tabla 2.2:** Comparación de parámetros secundarios

Boost posee el mejor control sobre la parte reactiva, pudiendo así proporcionar un factor de potencia unidad sin carga, mientras que el Vienna necesita al menos 2 kW y el Buck 3 kW, el cual además no cumple los requisitos del test THDV<sup>3</sup>.

## Selección del rectificador a construir

Teniendo en cuenta el análisis anterior, se podría decir que el mejor candidato, en términos generales es el rectificador Vienna. Si lo comparamos con el rectificador Buck, el Vienna ofrece más fiabilidad, eficiencia y calidad de la corriente, aunque con mayor peso, un circuito de control más complejo y la necesidad de un circuito de arranque.

Es por estas últimas desventajas, en especial la gran complejidad del circuito de control necesario, que se decide, finalmente, construir el **rectificador Boost**, sin duda uno de los rectificadores más populares y sencillos que existen, y que será explicado en detalle en la Sección 2.3.

<sup>3</sup>El test es superado si se consigue un THD menor del 12% en las tensiones entre líneas. Consultar Sección 2.2 de [1].

## 2.2. Transformación DQ

El control y análisis más simple es aquel circuito cuyas variables estáticas son constantes en régimen permanente. Éste no es el caso del rectificador trifásico puesto que las variables en el lado AC tienen un comportamiento periódico. Por lo tanto, el objetivo principal de esta sección es aplicar ciertas transformaciones para eliminar esta dependencia del tiempo de las variables estáticas en régimen permanente.

### 2.2.1. Definiciones básicas

A no ser que se diga lo contrario, las siguientes variables estarán equilibradas:

$$v_A(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$v_B(t) = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2)$$

$$v_C(t) = V_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

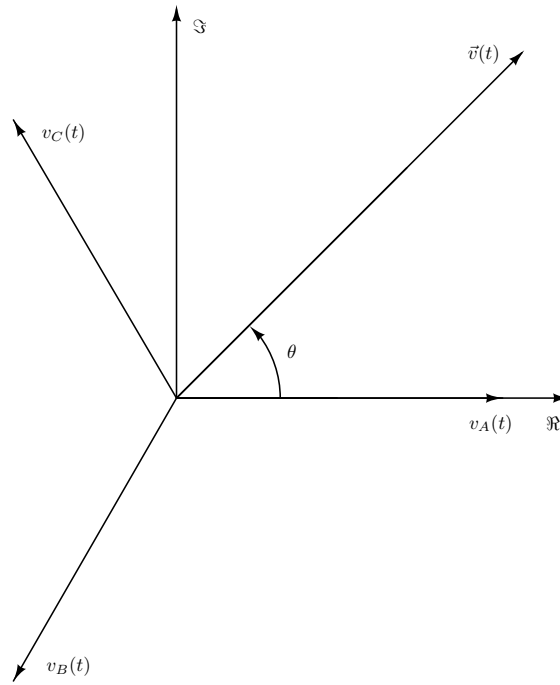
Los vectores en el espacio 2D se definen como:

$$\vec{i} = (1, 0)$$

$$\vec{j} = \left(-\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$$

$$\vec{k} = \left(-\frac{1}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$$

y asignando el vector  $\vec{i}$  a la variable  $v_A(t)$ ,  $\vec{j}$  a  $v_B(t)$  y  $\vec{k}$  a  $v_C(t)$ , se obtiene el diagrama vectorial de la Figura 2.6.



**Figura 2.6:** Resultado del vector  $\vec{v}(t)$  usando  $v_A(t)$ ,  $v_B(t)$  y  $v_C(t)$  para  $\theta = \omega t = \pi/4$

Usando notación compleja, la parte real de la variable resultante es:

$$\text{Re}\{\vec{v}(t)\} = v_A(t) \cos(0) + v_B(t) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + v_C(t) \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

mientras que la parte imaginaria es:

$$\text{Im}\{\vec{v}(t)\} = v_A(t) \sin(0) + v_B(t) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + v_C(t) \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right). \quad (2.5)$$

Sustituyendo 2.1-2.3 en 2.4-2.5 y aplicando identidades trigonométricas se llega a que:

$$\text{Re}\{\vec{v}(t)\} = \frac{3}{2} V_m \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

$$\text{Im}\{\vec{v}(t)\} = \frac{3}{2} V_m \sin(\omega t). \quad (2.7)$$

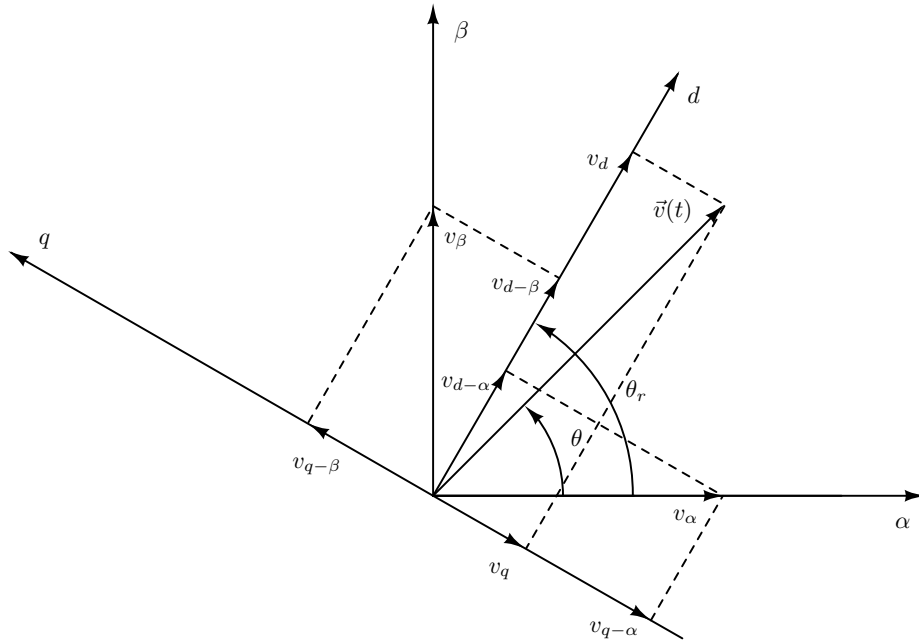
Las ecuaciones 2.6-2.7 describen un círculo de magnitud  $3/2V_m$  que rota en la dirección positiva con la velocidad angular  $\omega$ . Usando el resultado anterior se define una amplitud invariante  $abc - \alpha\beta$  en forma matricial:

$$T_{abc-\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

que transforma cualquier vector columna de las variables trifásicas equilibradas en las dos componentes ortogonales del vector resultante. La parte real es generalmente llamada *alpha* y la imaginaria *beta*. La amplitud del vector en el dominio  $\alpha\beta$  es la misma que la amplitud de otro vector en el dominio  $abc$ .

Ahora que la variable trifásica es representada por un vector rotativo en el plano 2D, se puede introducir una nueva estructura de referencia que gire con la misma velocidad angular del vector. Las proyecciones resultantes del vector en los nuevos ejes son siempre constantes y por ello se elimina la dependencia del tiempo en las variables del lado AC. Esta transformación se llama  $\alpha\beta - dq$ .

La transformación necesaria aplicada en el vector definido en el dominio  $\alpha\beta$  para eliminar la dependencia temporal se muestra en la Figura 2.7.



**Figura 2.7:** Proyecciones del vector  $\vec{v}(t)$  en los ejes estacionarios  $\alpha\beta$  y en los ejes rotativos  $dq$ .

Las proyecciones del vector  $\vec{v}(t)$  en los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  son:

$$v_\alpha = V_m \cos \theta$$

$$v_\beta = V_m \sin \theta.$$



Así, las proyecciones de las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  en los ejes rotativos d y q son:

$$v_{d-\alpha} = v_{\alpha} \cos \theta_r$$

$$v_{q-\alpha} = -v_{\alpha} \sin \theta_r$$

$$v_{d-\beta} = v_{\beta} \sin \theta_r$$

$$v_{q-\beta} = v_{\beta} \cos \theta_r$$

Por lo tanto, las componentes absolutas d y q del vector  $\vec{v}(t)$  son:

$$v_d = v_{d-\alpha} + v_{d-\beta} = v_{\alpha} \cos \theta_r + v_{\beta} \sin \theta_r \quad (2.9)$$

$$v_q = v_{q-\alpha} + v_{q-\beta} = -v_{\alpha} \sin \theta_r + v_{\beta} \cos \theta_r. \quad (2.10)$$

La transformación  $\alpha\beta - dq$  escrita en notación matricial resulta:

$$T_{\alpha\beta-dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

que transforma el vector columna  $[v_{\alpha} \ v_{\beta}]^T$  en otro vector columna invariante en el tiempo  $[v_d \ v_q]^T$ . La transformación directa  $abc - dq$  puede ser calculada con la multiplicación matricial de 2.11 and 2.8:

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T. \quad (2.12)$$

Dado que la matriz de transformación 2.12 no es una matriz cuadrada, no puede ser invertida. Sin embargo, multiplicando 2.12 y  $T^T$  se llega a la matriz identidad de dimensión 2:

$$\frac{2}{3} T T^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

mientras que la multiplicación de las matrices en el orden inverso lleva a:

$$\frac{2}{3}T^T T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Para el caso que nos preocupa dado por 2.1-2.3 se mantiene la siguiente transformación.

$$x_{dq} = \frac{2}{3}T x_{abc} \quad (2.15)$$

$$x_{abc} = T^T x_{dq} \quad (2.16)$$

$$\frac{dx_{abc}}{dt} = \frac{d(T^T x_{dq})}{dt} = \frac{dT^T}{dt} x_{dq} + T^T \frac{dx_{dq}}{dt} \quad (2.17)$$

$$\frac{dx_{abc}}{dt} = \frac{d(T^T x_{dq})}{dt} = \frac{dT^T}{dt} x_{dq} + T^T \frac{dx_{dq}}{dt} \quad (2.18)$$

$$\frac{dT^T}{dt} = -\omega \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

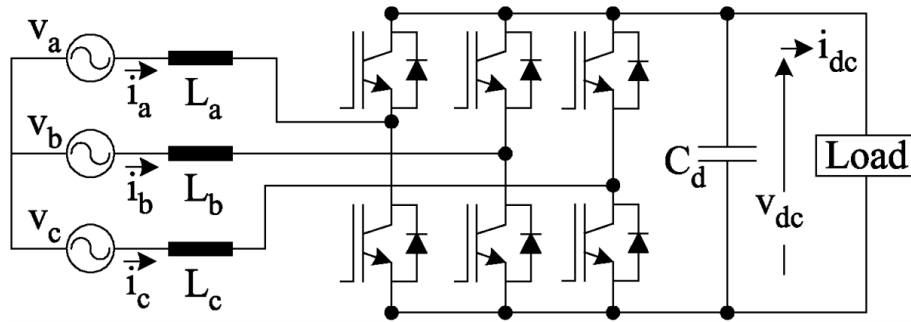
$$\frac{2}{3}T \frac{dT^T}{dt} = -\omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

donde

$$x_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad x_{dq} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}.$$

## 2.3. Rectificador Trifásico Boost

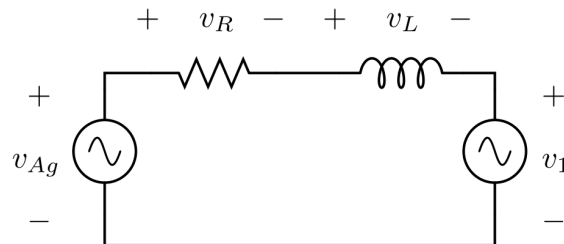
Existen un gran número de variaciones del rectificador trifásico *Boost*, en la Figura 2.8 se observa la versión elegida, que es una de las más sencillas. Como ya se explicó, la restricción más importante de esta topología es que la tensión del bus DC debe ser mayor que el valor de pico de la tensión de línea en la entrada del generador. Esto es necesario para poder gobernar con un control total los interruptores del rectificador. A no ser que se diga lo contrario, se asumirán que las tensiones de entrada están equilibradas durante el análisis de esta topología.



**Figura 2.8:** Rectificador trifásico *Boost* [8]

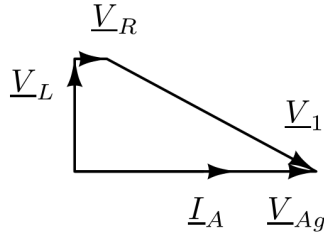
### 2.3.1. Funcionamiento y modulación

En la Figura 2.9 se muestra el circuito equivalente monofásico de la primera fase del rectificador trifásico. Cada fase tendría su circuito equivalente, pero las conclusiones obtenidas para la primera fase son válidas para las otras dos. La fuente de tensión  $v_1$  representa la tensión entre el punto medio de la primera pierna y el punto neutro de la fuente. La idea es manejar los interruptores  $S_{Ap}$  y  $S_{An}$  de manera que, después de aplicar una frecuencia de conmutación de media móvil, se obtenga una tensión  $v_1$  puramente senoidal.



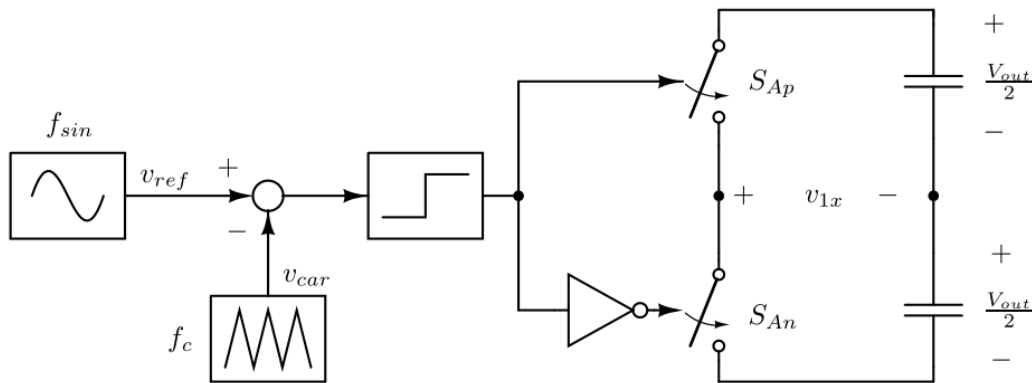
**Figura 2.9:** Circuito equivalente monofásico

Dado que el circuito necesita funcionar como un rectificador, se desea que el factor de potencia se desplace hasta la unidad, lo que significa que el armónico fundamental de la corriente  $i_{Ar}$  debe estar en fase con la tensión de la fuente  $v_{Ag}$ . Siguiendo la segunda ley de Kirchoff, se obtiene el diagrama de fasores mostrado en la Figura 2.10, del cual es posible obtener el módulo y el argumento de la tensión  $v_1$  para conseguir un factor de potencia unidad.



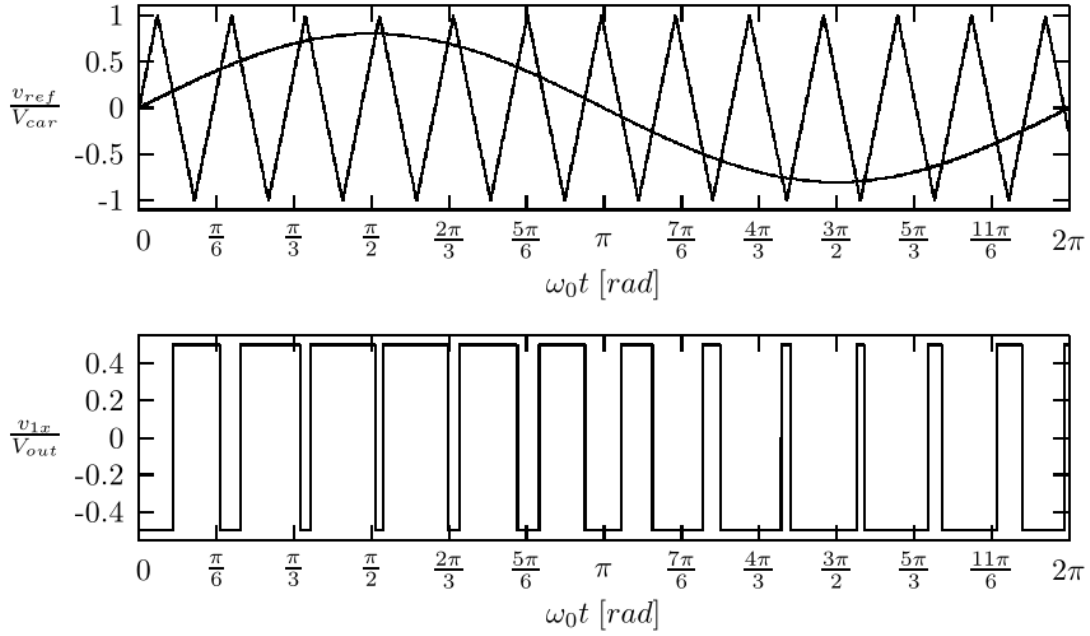
**Figura 2.10:** Diagrama fasorial del circuito equivalente monofásico

El método de modulación escogido para el rectificador es: Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal (del inglés, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*, SPWM) con señal portadora triangular simétrica. La razón de esta elección es su gran facilidad de implementación en el DSP (*Digital Signal Processor*). El principio de funcionamiento es entendido intuitivamente.



**Figura 2.11:** Diagrama de bloques SPWM

En este tipo de modulación, mostrado en la Figura 2.11, se compara una señal de referencia sinusoidal de baja frecuencia con una señal portadora triangular de alta frecuencia. Si la señal de referencia es mayor que la portadora, se cierra el interruptor superior de la pierna a la vez que se cierra el inferior y viceversa. El resultado es un pulso de tensión  $v_{1x}$  que varía entre  $\frac{V_{out}}{2}$  y  $-\frac{V_{out}}{2}$ , tal como se muestra en la Figura 2.12



**Figura 2.12:** Señal de referencia, portadora y señal PWM de tensión generada con SPWM [9]

La función de transferencia del modulador puede ser obtenida como:

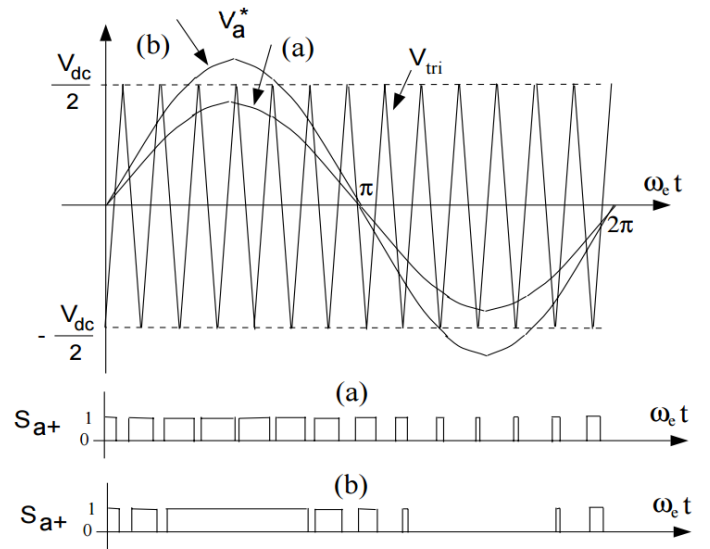
$$\frac{V_{ref}}{V_{car}} = \frac{V_{1x}^{(1)}}{\frac{V_{out}}{2}}$$

despejando:

$$V_{1x}^{(1)} = \frac{V_{ref}}{V_{car}} \cdot \frac{V_{out}}{2} \quad (2.21)$$

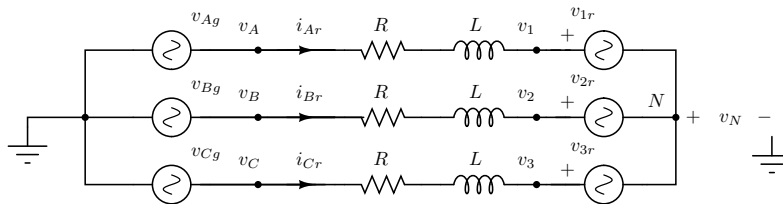
donde  $V_{ref}$  es la amplitud de la señal de referencia,  $V_{car}$  es la amplitud de la señal portadora, y  $V_{1x}^{(1)}$  es la amplitud del armónico fundamental de la tensión PWM  $V_{1x}$ .

Ahora bien, la modulación se deberá realizar siempre con  $m \leq 1$ , donde  $m = V_{ref}/V_{car}$ . En caso contrario, si  $m \geq 1$ , se produciría una sobremodulación, lo que conduciría a una tensión PWM  $V_{1x}$  errónea. Se puede observar esta posibilidad en la Figura 2.13, donde la señal (a) se encuentra en un rango de modulación correcto, y la señal (b) se encuentra en sobremodulación.



**Figura 2.13:** Señal (a) modulada correctamente y señal (b) sobremodulada [10]

En la Figura 2.14 se muestra el circuito equivalente de la entrada del rectificador. Se observa que solo las tensiones diferenciales generadas por el rectificador PWM contribuyen a la transferencia de potencia, mientras que las tensiones de modo común solo afectan al rizado y son efectos secundarios no deseados.



**Figura 2.14:** Circuito equivalente de la entrada del rectificador Boost

Las ecuaciones en la entrada del rectificador en el dominio del tiempo son:

$$v_{Ag} = R i_{Ar} + L \frac{di_{Ar}}{dt} + v_{1r} + v_N$$

$$v_{Bg} = R i_{Br} + L \frac{di_{Br}}{dt} + v_{2r} + v_N$$

$$v_{Cg} = R i_{Cr} + L \frac{di_{Cr}}{dt} + v_{3r} + v_N$$

y de ellas se pueden obtener la tensión de modo común como:

$$v_N = \frac{v_{Ag} + v_{Bg} + v_{Cg}}{3} - \frac{v_{1r} + v_{2r} + v_{3r}}{3}$$

$$v_N = -\frac{v_{1r} + v_{2r} + v_{3r}}{3}. \quad (2.22)$$

Debido a la naturaleza de las tensiones PWM  $v_{1r}$ ,  $v_{2r}$  y  $v_{3r}$ , la tensión de modo común  $v_N$  tendrá siempre un comportamiento conmutativo que requerirá filtros de modo común adicionales en la entrada.

Puesto que el manejo de los interruptores en una misma pierna es complementario, la función de conmutación se define como:

$$S_i = \begin{cases} 1, & S_{ip} \text{ ON}, S_{in} \text{ OFF} \\ 0, & S_{ip} \text{ OFF}, S_{in} \text{ ON} \end{cases}$$

donde  $i \in A, B, C$ . Usando este modo de conmutación, las tensiones de modo diferencial con respecto al punto N que se muestran en la Figura 2.14 son:

$$v_{1r} = S_A v_{OUT}$$

$$v_{2r} = S_B v_{OUT}$$

$$v_{3r} = S_C v_{OUT}$$

mientras que las corrientes por cada pierna son:

$$i_1 = S_A i_{Ar}$$

$$i_2 = S_B i_{Br}$$

$$i_3 = S_C i_{Cr}.$$

Las ecuaciones diferenciales para la entrada del rectificador son ahora:

$$L \frac{di_{Ar}}{dt} = v_{Ag} - R i_{Ar} - S_A v_{OUT} - \frac{S_A + S_B + S_C}{3} v_{OUT}$$

$$L \frac{di_{Br}}{dt} = v_{Bg} - R i_{Br} - S_B v_{OUT} - \frac{S_A + S_B + S_C}{3} v_{OUT}$$

$$L \frac{di_{Cr}}{dt} = v_{Cg} - R i_{Cr} - S_C v_{OUT} - \frac{S_A + S_B + S_C}{3} v_{OUT}.$$

## CAPÍTULO 2. PLANTEAMIENTO

La ecuación diferencial para el condensador de salida es:

$$C \frac{dv_{OUT}}{dt} = S_A i_{Ar} + S_B i_{Br} + S_C i_{Cr} - \frac{v_{OUT}}{R_{OUT}}.$$

En este punto es útil definir los vectores columna como:

$$\vec{v}_g = \begin{bmatrix} v_{Ag} \\ v_{Bg} \\ v_{Cg} \end{bmatrix} \quad \vec{i}_r = \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} \quad \vec{s} = \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad \vec{i}_p = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

y las ecuaciones de estado se escriben en forma matricial como:

$$L \frac{d\vec{i}_r}{dt} = \vec{v}_g - R\vec{i}_r - \vec{s}v_{OUT} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \vec{s}v_{OUT} \quad (2.23)$$

$$C \frac{dv_{OUT}}{dt} = \vec{s}^T \cdot \vec{i}_p - i_{OUT} \quad (2.24)$$

Promediando las ecuaciones 2.23 y 2.24 a la frecuencia de conmutación:

$$L \frac{d\vec{i}_r}{dt} = \vec{v}_g - R\vec{i}_r - \vec{d}\vec{v}_{OUT} \quad (2.25)$$

$$C \frac{d\vec{v}_{OUT}}{dt} = \vec{d}^T \cdot \vec{i}_r - \bar{i}_{OUT} \quad (2.26)$$

donde

$$\vec{d} = \vec{s} = \begin{bmatrix} d_A \\ d_B \\ d_C \end{bmatrix}.$$

Aplicando la matriz de rotación a cada vector en 2.25 y 2.26 se obtiene:

$$L \frac{d(T^T \vec{i}_{dq})}{dt} = T^T \vec{v}_{dq} - R T^T \vec{i}_{dq} - T^T \vec{d}_{dq} \vec{v}_{OUT}$$

$$C \frac{d\vec{v}_{OUT}}{dt} = (T^T \vec{d}_{dq})^T T^T \vec{i}_{dq} - \bar{i}_{OUT}.$$



Aplicando las identidades explicadas en la sección 2.2

$$L \frac{dT^T}{dt} \vec{i}_{dq} + LT^T \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} = T^T \vec{v}_{dq} - RT^T \vec{i}_{dq} - T^T \vec{d}_{dq} \bar{v}_{OUT} \quad \Big| \quad \frac{2}{3} T \times$$

$$\frac{2}{3} LT \frac{dT^T}{dt} \vec{i}_{dq} + L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} = \vec{v}_{dq} - R \vec{i}_{dq} - \vec{d}_{dq} \bar{v}_{OUT}$$

$$L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} = \vec{v}_{dq} - R \vec{i}_{dq} + L \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_{dq} - \vec{d}_{dq} \bar{v}_{OUT}$$

$$C \frac{d\bar{v}_{OUT}}{dt} = \frac{3}{2} \vec{d}_{dq}^T \vec{i}_{dq} - \bar{i}_{OUT}.$$

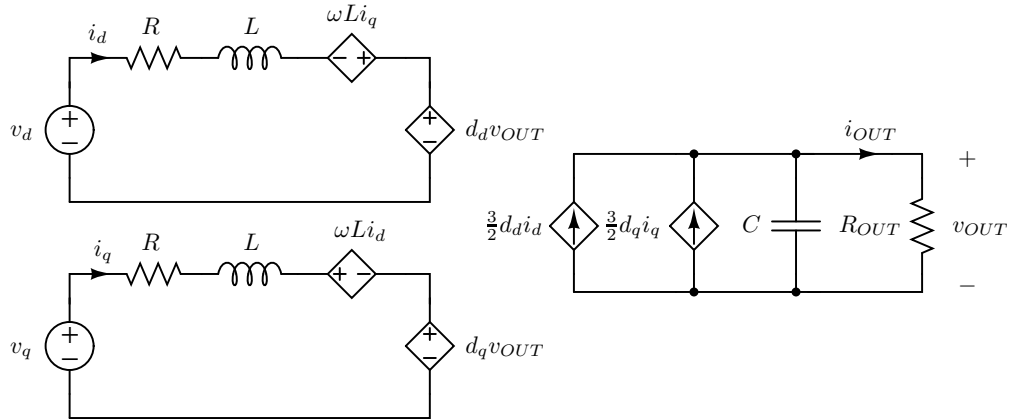
Finalmente se obtiene el modelo dq [9] para el rectificador Boost:

$$L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + \omega Li_q - d_d \bar{v}_{OUT} \quad (2.27)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q - \omega Li_d - d_q \bar{v}_{OUT} \quad (2.28)$$

$$C \frac{d\bar{v}_{OUT}}{dt} = \frac{3}{2} (d_d i_d + d_q i_q) - \frac{\bar{v}_{OUT}}{R_{OUT}}. \quad (2.29)$$

De las ecuaciones 2.27-2.29 se obtiene el circuito equivalente en el sistema dq en la Figura 2.15.



**Figura 2.15:** Modelo dq para el rectificador Boost.

El modelo dq obtenido se comporta como un circuito DC y por ello normalmente simplifica el análisis y el diseño del regulador. También proporciona un control independiente de la potencia activa y reactiva con el canal d controlando la activa y el q la reactiva. Si se requiriese un factor de potencia unidad, se puede obtener simplemente forzando  $i_q$  a cero

a través del ciclo de trabajo  $d_q$ . La cantidad de potencia activa transferida es entonces determinada por  $i_d$  a través del ciclo de trabajo  $d_d$ .

Sin embargo, se observa que cualquier cambio en el canal  $d$  afecta al  $q$  y viceversa debido a la presencia de corrientes de acoplamiento controladas por las fuentes de tensión  $\omega L i_q$  and  $\omega L i_d$ , lo que incrementa la respuesta en régimen transitorio del sistema, que es un efecto indeseado.

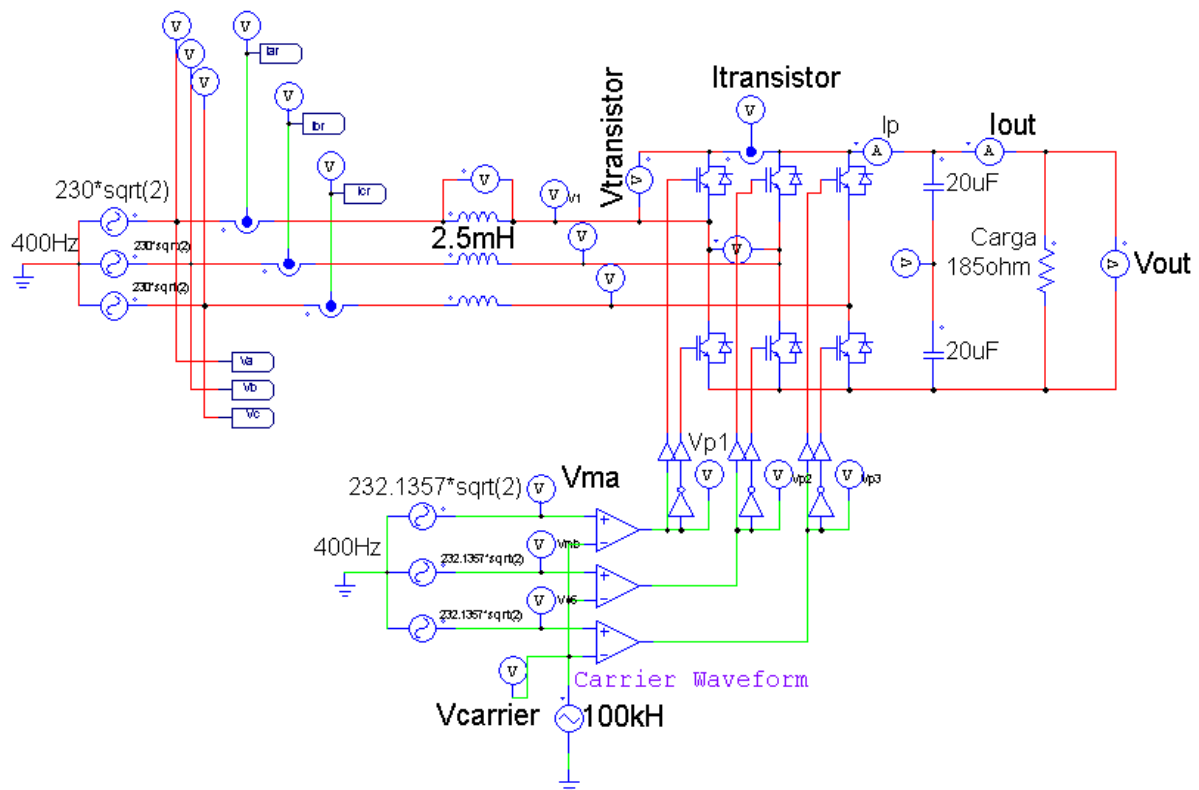
### 2.3.2. Especificaciones

El rectificador a construir se enmarca dentro de la Tesis Doctoral: " *Advanced Design for Active Rectifiers in Avionic Applications*" de Uros Borovic, proyecto en el que el rectificador Boost de 3.3 kW de potencia debe seguir las siguientes especificaciones:

1. En la entrada:
  - a) Tensiones de fase  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$  senoidales de valor eficaz 230 V.
  - b) Frecuencia de tensiones de fase: 400 Hz.
  - c) Bobinas de modo común de 2.5 mH.
2. En la carga:
  - a) Tensión continua de salida  $v_{out}$  de valor constante 800 V.
3. En el circuito de control, realizar una modulación con el método SPWM con:
  - a) Señal portadora  $v_{carrier}$  triangular simétrica comprendida entre 400 V y -400 V de frecuencia  $f_s$  100 kHz.
  - b) Señales de comparación  $v_{ma}$ ,  $v_{mb}$  y  $v_{mc}$  similares en módulo y frecuencia a las tensiones de entrada  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ .

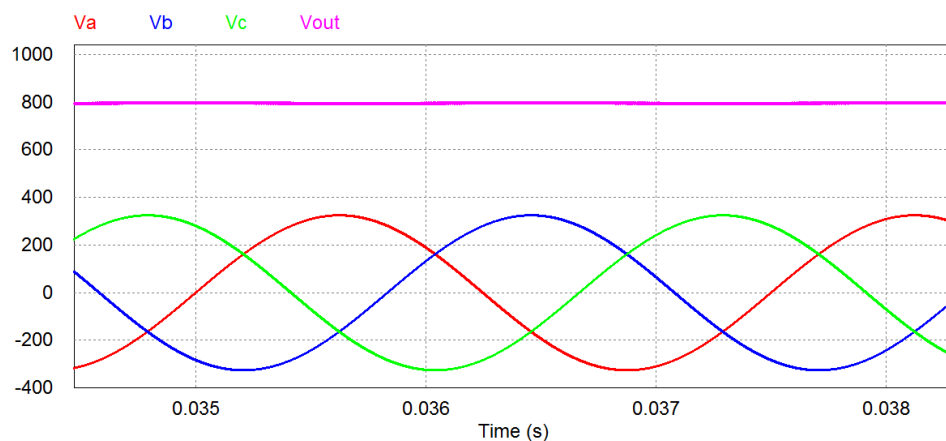
Siguiendo estas especificaciones, se construye un modelo **inicial** en el programa *PSIM*, ver figura 2.16, que posteriormente podrá sufrir, y sufrirá, modificaciones y mejoras.

En la Figura 2.17 se observan las tensiones de entrada  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ , y en la misma gráfica, la tensión resultante de salida  $v_{out}$ , en Voltios, y en la Figura 2.18 se muestran (arriba) la señal de referencia de la primera fase  $v_{ma}$ , junto con la señal portadora  $v_{carrier}$  y (abajo) el resultado de esta modulación en forma de señal lógica de control para la primera pierna del rectificador,  $v_{p1}$ , también en Voltios.

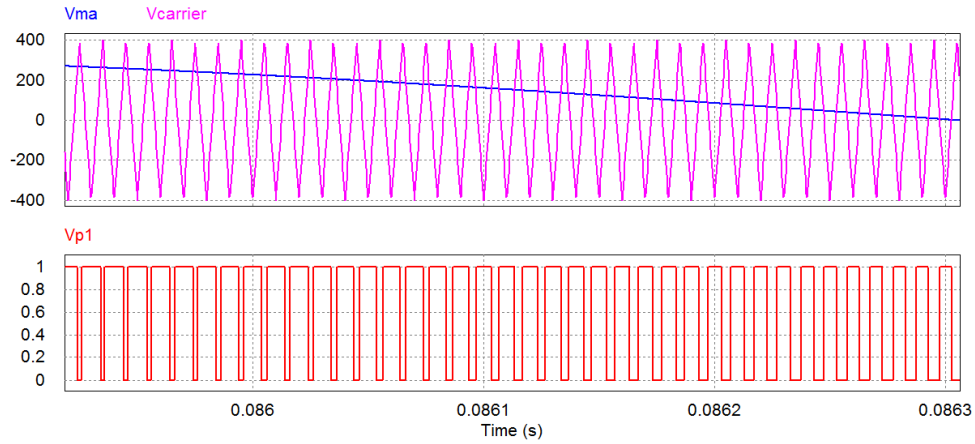


**Figura 2.16:** Modelo inicial construido con PSIM

La señal lógica  $v_{p1}$  funciona de forma que, si está en estado 1, permite la conducción del transistor superior de la pierna, no permitiendo así el del transistor inferior, y viceversa si está en estado 0.



**Figura 2.17:** Tensiones de entrada  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$  y tensión de salida  $v_{out}$

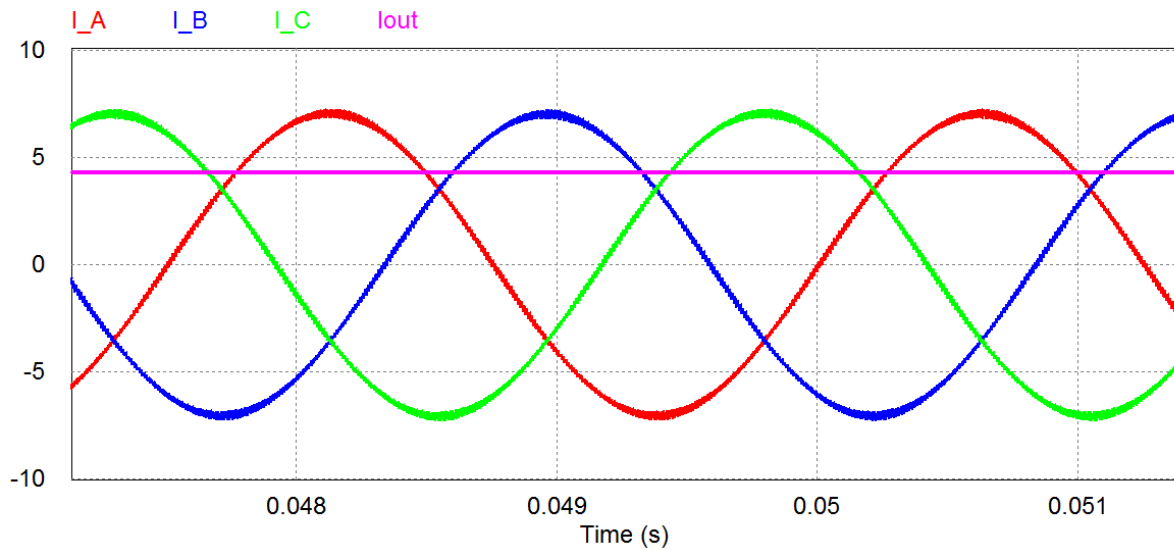


**Figura 2.18:** Señales de referencia  $v_{ma}$  y portadora  $v_{carrier}$ , señal de control  $v_{p1}$

Imponiendo una carga puramente resistiva de valor  $185 \Omega$ , y una capacidad en paralelo de  $10 \mu F$  se obtienen los siguientes resultados:

- Intensidades de entrada  $i_a$ ,  $i_b$  y  $i_c$  senoidales de valor eficaz 5.1 A.
- Intensidad de salida  $i_{out}$  constante y de valor 4.3 A.

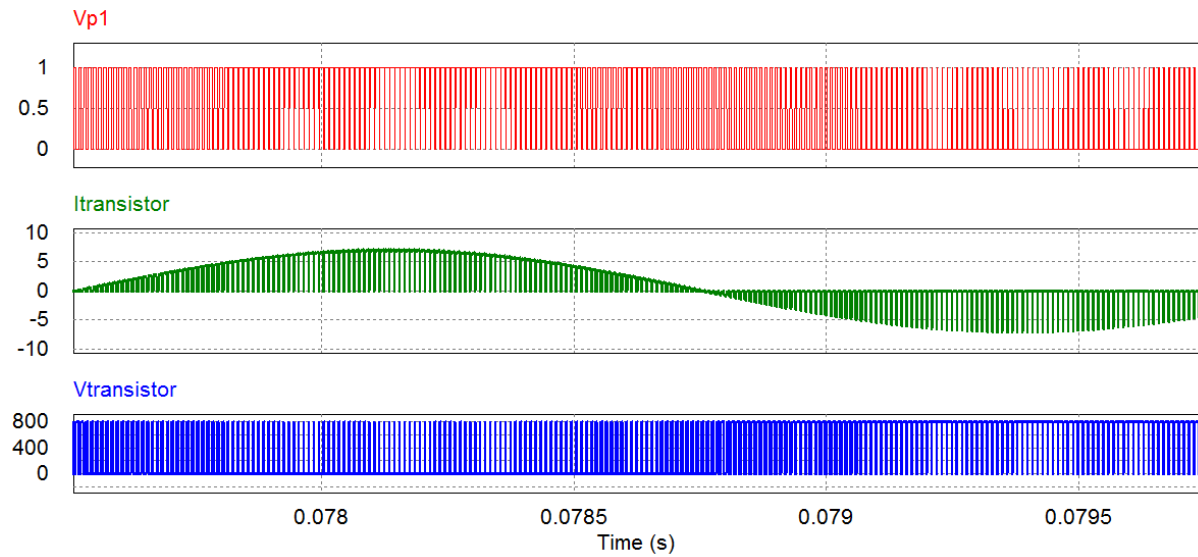
En la Figura 2.19 se observan estas últimas corrientes mencionadas, en Amperios.



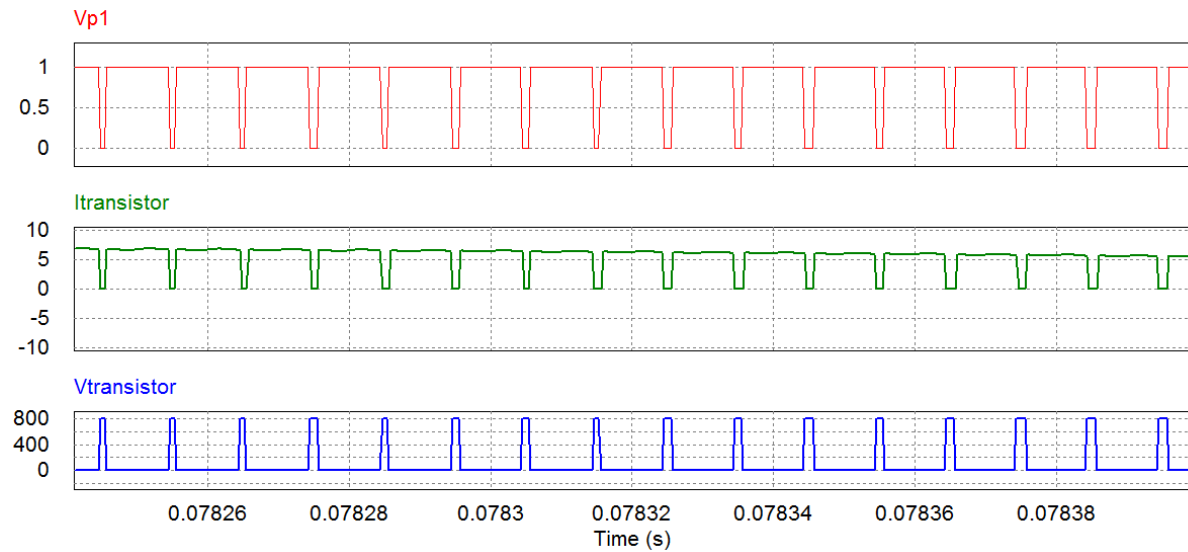
**Figura 2.19:** Intensidades de entrada  $i_a$ ,  $i_b$  y  $i_c$  e intensidad de salida  $i_{out}$

Por último, se observa que es lo que ocurre en los transistores (en concreto en el transistor superior de la primera pierna), lo que es muy importante de cara al proyecto pues determinará los semiconductores a elegir, en la Sección 3.1.

En la Figura 2.20 se muestra la señal lógica de control (en Voltios) que gobierna el transistor a estudiar, y la corriente y tensión que soporta dicho transistor (en Amperios y Voltios, respectivamente), y en la Figura 2.21 se detalla la imagen anterior para poder observar que cuando la señal lógica de control  $v_{p1}$  está en estado 1, se permite el paso de corriente por el transistor, y cuando está a 0 se bloquea la conducción, haciendo que se soporte una determinada tensión.



**Figura 2.20:** Señal de control  $v_{p1}$ , intensidad  $i_{transistor}$  y tensión  $v_{transistor}$



**Figura 2.21:** Señal de control  $v_{p1}$ , intensidad  $i_{transistor}$  y tensión  $v_{transistor}$

## CAPÍTULO 2. PLANTEAMIENTO

Los resultados de la Figura 2.20 y la Figura 2.21 permiten observar que el transistor debe soportar:

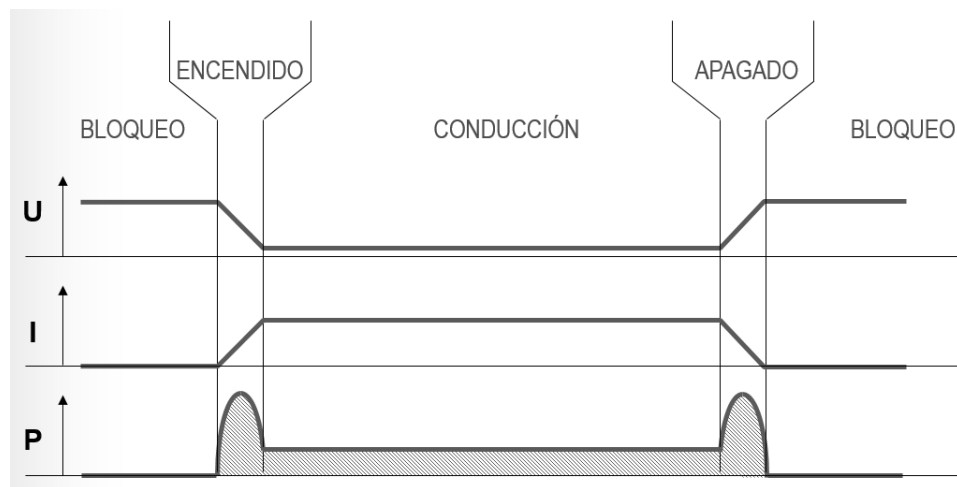
- Intensidades de hasta un valor de pico de 7.2 A.
- Tensiones de 800 V.

Con estos resultados se determinará el tipo de transistor necesario en el Capítulo 3.

### 2.4. Pérdidas y temperaturas

Siempre que existe convivencia entre tensión y corriente en el componente, se disipa energía en forma de calor, que si además, van a ser elevadas como es nuestro caso, merecen un estudio aparte con el fin de evitar la mayor cantidad de pérdidas posibles y saber tratar y desalojar el calor que nuestros componentes sufrirán, con el objetivo de que no lleguen a la temperatura máxima de funcionamiento.

En la Figura 2.22 se muestran las formas posibles de pérdidas en los semiconductores.



**Figura 2.22:** *Pérdidas en los semiconductores [15].*

Así, las pérdidas totales son un conjunto de pérdidas de distinta naturaleza tal que:

$$P_{\text{totales}} = P_{\text{conduccion}} + P_{\text{encendido}} + P_{\text{apagado}} = P_{\text{conduccion}} + P_{\text{conmutacion}} \quad (2.30)$$

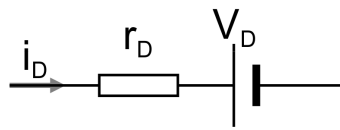
En las siguientes secciones se profundizará mas sobre cada tipo de pérdida posible [16] [17].

### 2.4.1. Pérdidas por conducción.

Las pérdidas por conducción son las pérdidas de potencia que sufre el dispositivo por el simple hecho de estar en funcionamiento.

#### Diodo

Se puede modelar el funcionamiento del diodo con una resistencia y una fuente de tensión continua en serio, tal como se muestra en la Figura 2.23.



**Figura 2.23:** *Modelo de funcionamiento del diodo.*

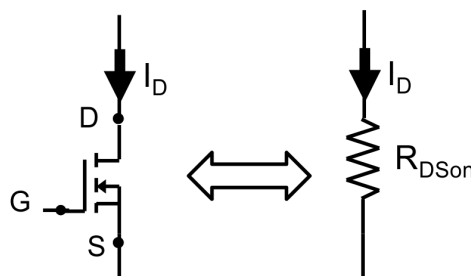
siendo la ecuación que rige las pérdidas en conducción:

$$P_{cond,diodo} = V_D \cdot \overline{i_D} + r_D \cdot i_{D(RMS)}^2 \quad (2.31)$$

donde  $V_D$ , es el valor de la fuente continua de tensión,  $\overline{i_D}$  es el valor medio de la intensidad que pasa por el diodo,  $r_D$  es el valor de la resistencia del diodo, e  $i_{D(RMS)}$  es el valor eficaz de la intensidad que pasa por el diodo.

#### MOSFET

El modelo del transistor MOSFET se puede equiparar con una pequeña resistencia  $R_{DSon}$ , que solo se tiene en cuenta en estado de conducción, ver Figura 2.24.



**Figura 2.24:** *Modelo de funcionamiento del transistor MOSFET.*

Así pues, la ecuación que rige las pérdidas en conducción es:

$$P_{cond,MOSFET} = R_{DSon} \cdot I_{D(RMS)}^2 \quad (2.32)$$

donde  $R_{DSon}$  es la resistencia del MOSFET en conducción e  $I_{D(RMS)}$  es el valor eficaz de la corriente que circula por el MOSFET.

### 2.4.2. Pérdidas por conmutación

La imagen que se tiene del proceso de encendido y apagado de los semiconductores es una imagen ideal, en el que existe un tiempo cero en la transición entre ambos estados, pero en la realidad esto no es así, puesto que en los procesos de encendido y de apagado de los semiconductores necesitan tiempos del orden de nanosegundos para poder ocurrir. Esto no debería ser un problema, pues intuitivamente tiempos tan pequeños son insignificantes, pero a frecuencias tan altas, en nuestro caso 100 kHz, son un verdadero problema que puede ocasionar la subida de temperatura del semiconductor por encima de su temperatura máxima de funcionamiento (por lo general 150 °C).

$$E = \int_0^T u \cdot i \cdot dt \quad (2.33)$$

$$P_{sw} = f_s \cdot \sum E \quad (2.34)$$

Las pérdidas por conmutación son pues, la suma de las pérdidas que se producen en el encendido del dispositivo más las producidas en el apagado del mismo [18]. En la Figura 2.22 se observa un esquema de este proceso.

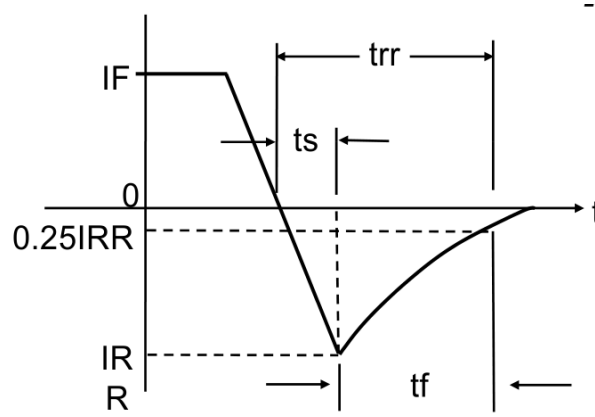
#### Diodo

Las pérdidas de conmutación en el diodo sólo tienen en cuenta las pérdidas de apagado; las de encendido son consideradas despreciables.

En la Figura 2.25 se muestra la conmutación con recuperación suave de un diodo, es decir, con un factor de suavizado  $S < 1$ , donde

$$S = t_f/t_s \quad (2.35)$$





**Figura 2.25:** Apagado con recuperación suave de un diodo.

Además, se define el *Reverse Recovery Time* (tiempo de recuperación inversa)  $t_{rr}$  como:

$$t_{rr} = t_f + t_s \quad (2.36)$$

y la *Reverse Recovery Charge* (carga eléctrica almacenada o desplazada)  $Q_{rr}$ :

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} \cdot t_{rr} \cdot I_{rr} \quad (2.37)$$

donde  $I_{rr}$  es *Peak Reverse Recovery Current* (Corriente de recuperación inversa).

Así, de la Ecuación 2.37, obtenemos  $P_{sw\_off}$ , *Turn-Off Switching Losses* (Pérdidas de conmutación de apagado) del diodo:

$$P_{sw\_off} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_R \cdot f_s \quad (2.38)$$

donde  $f_s$  es *Switching Frequency* (Frecuencia de conmutación), en nuestro caso 100 kHz.

## MOSFET

Las pérdidas de encendido y apagado del MOSFET son calculadas como:

$$P_{sw\_on} = E_{on} \cdot f_s \quad (2.39)$$

$$P_{sw\_off} = E_{off} \cdot f_s \quad (2.40)$$

Las energías  $E_{on}$  y  $E_{off}$  son calculadas usando los tiempos de subida y de bajada de las formas de onda de tensión e intensidad basadas en la información de la corriente de la puerta del MOSFET, capacidades de transferencia de entrada, de salida e inversas, y cargas de la puerta.

Las pérdidas de carga de la puerta no están en las pérdidas de conmutación que se acaban de explicar. Estas pérdidas son generalmente pequeñas comparadas con las pérdidas de conmutación y pueden ser despreciadas en condiciones de carga máxima. Sin embargo pueden llegar a ser considerables en condiciones de carga ligera. Para calcularlas:

$$P_{Qg} = Q_g \cdot f_s \cdot V_{GG} \quad (2.41)$$

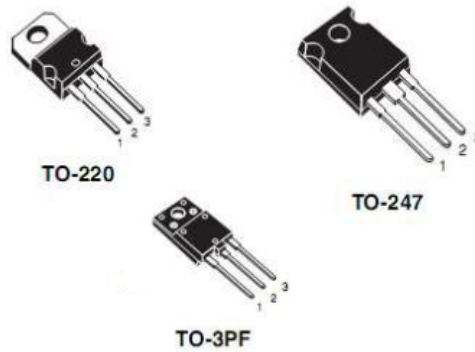
donde  $Q_g$  es la carga total de la puerta (*Total Gate Charge*),  $V_{GG}$  es la tensión puerta-fuente.

El método de cálculo de pérdidas para el diodo en anti-paralelo o el diodo *free-wheeling* (de libre circulación) es el mismo que el descrito para un diodo normal.

### 2.4.3. Cálculo de temperatura del encapsulado

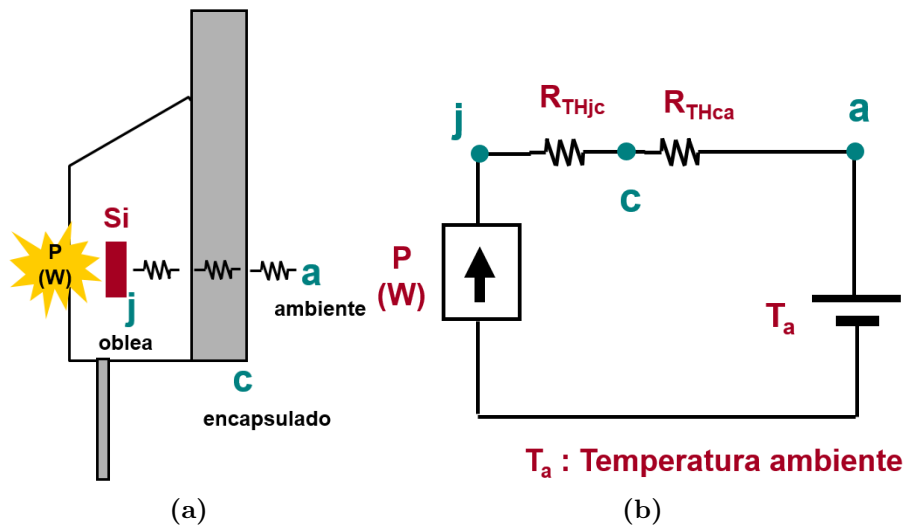
La evacuación del calor desde el interior del dispositivo hasta el ambiente depende principalmente del encapsulado utilizado, cada modelo tiene unas características geométricas diferentes que definen su capacidad de evacuar calor. En general, cuanto más grandes son y cuanto más superficie metálica tienen, más grande es la capacidad de evacuación de calor. En la Figura 2.26 se muestran los tres encapsulados de semiconductores más utilizados: TO-220, TO-247 y TO-3PF.

En caso de que el propio encapsulado no sea suficiente para evacuar todo el calor, es necesario utilizar un sistema para mejorar la transferencia: los radiadores, que serán tratados en la Sección 2.4.4.



**Figura 2.26:** Encapsulados TO-220, TO-247 y TO-3PF.

Para hallar la temperatura de funcionamiento, que por lo general, no debe superar los 150 °C (temperatura a partir de la cual el silicio pierde sus propiedades) existen dos opciones: calcularlo según la definición creando un equivalente eléctrico, o simularlo con el programa *PSIM*, en concreto usando un módulo dedicado para ello llamado *Thermal Module*



**Figura 2.27:** Encapsulado y circuito térmico equivalente [14].

En la Figura 2.27 se muestra el encapsulado y el circuito térmico equivalente de éste, donde 'j' significa *junction* (unión, oblea), 'c' significa *case* (encapsulado) y 'a' ambiente.  $R_{THjc}$  representa la resistencia térmica entre unión y encapsulado (*Thermal Resistance, junction to case*), y  $R_{THca}$  es la resistencia térmica entre encapsulado y ambiente (*Thermal Resistance, case to ambient*). Como se aprecia en el circuito, las temperaturas, en °C, son representadas como fuentes de tensión continua; las potencias (pérdidas de calor), en vattios, por fuentes de intensidad; y las resistencias térmicas entre las distintas partes del componentes, en °C/W, por resistencias eléctricas. Las resistencias térmicas  $R_{THjc}$  suelen ser bajas, del orden de 0.5-1 °C/W (lo que significa que la temperatura de la unión y del encapsulado es prácticamente la misma) y las  $R_{THca}$  son altas, del orden de 50 °C/W.

Del circuito equivalente es posible obtener los siguientes incrementos de temperatura:

$$\Delta T_{jc} = R_{THjc} \cdot P \quad (2.42)$$

$$\Delta T_{ca} = R_{THca} \cdot P \quad (2.43)$$

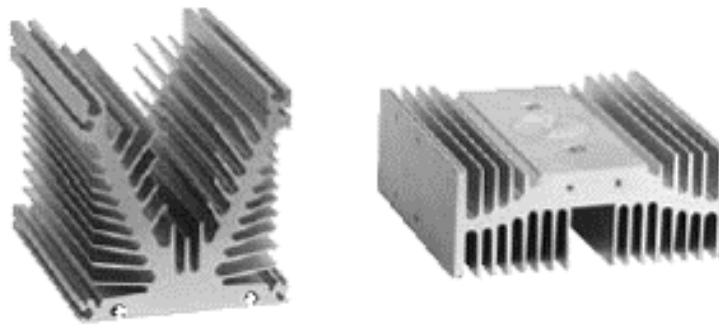
Donde  $\Delta T_{jc}$  es el incremento de temperatura entre unión y encapsulado y  $\Delta T_{ca}$  es el incremento de temperatura entre encapsulado y ambiente.

Y, finalmente, usando las Ecuaciones 2.42 y 2.43 es posible obtener la temperatura en la unión  $T_j$ , que es la responsable de que el dispositivo se sobrecaliente o no.

$$T_j = T_a + \Delta T_{ca} + \Delta T_{jc} \quad (2.44)$$

#### 2.4.4. Refrigeración y radiador

En la mayoría de ocasiones, la disipación de calor del encapsulado al ambiente no es suficiente lo que conlleva superar el límite de temperatura en la unión. La solución a este problema es colocar un radiador, proporcionando así un camino de salida alternativo al calor. En la Figura 2.28 se muestran dos modelos de radiador.



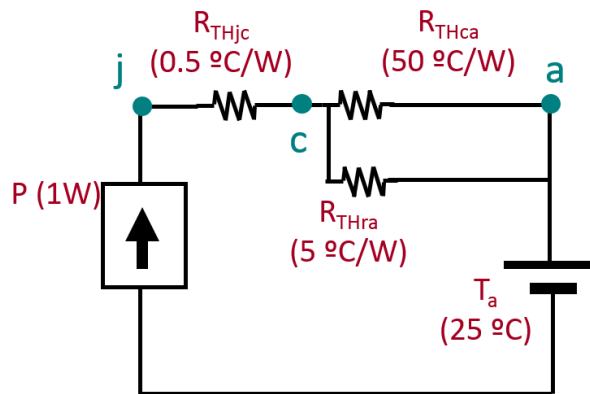
**Figura 2.28:** *Diferentes modelos de radiador.*

Equivale a conectar una resistencia en paralelo con la  $R_{THca}$ . La  $R_{THrad}$  del radiador debe ser baja en comparación con  $R_{THca}$  para que la mejora sea efectiva, de hecho esta última a veces puede despreciarse. El valor típico de la resistencia térmica del radiador  $R_{THrad}$  suele rondar los 5 °C/W.

En la Figura 2.29 se muestra el circuito eléctrico equivalente con radiador y con valores típicos reales en cada componente, siendo ahora la resistencia entre encapsulado y ambiente:

$$R_{THeq, ca} = \frac{R_{THca} \cdot R_{THrad}}{R_{THca} + R_{THrad}} \quad (2.45)$$

El resto de parámetros y ecuaciones permanece igual que en el modelo sin radiador.



**Figura 2.29:** Circuito eléctrico equivalente con radiador.

Los radiadores se venden en largas barras y se debe cortar la longitud que el circuito necesite. Al ajustarlo es necesario aplicar una capa aislante entre semiconductor y radiador para evitar que haya tensión en el radiador. Además, al fijar el elemento con un tornillo metálico, es necesario colocar una arandela de plástico, si no se rompería el aislamiento. Además, la lámina aislante interpone también una resistencia térmica adicional, que dependiendo del material varía entre 1 y 2 °C/W, que pueden llegar a reducir alrededor de un 30 % la resistencia térmica total.

Si aun así la temperatura excede la temperatura de funcionamiento máximo, es posible utilizar ventilación forzada para reducir la resistencia térmica y evacuar más calor.



## Capítulo 3

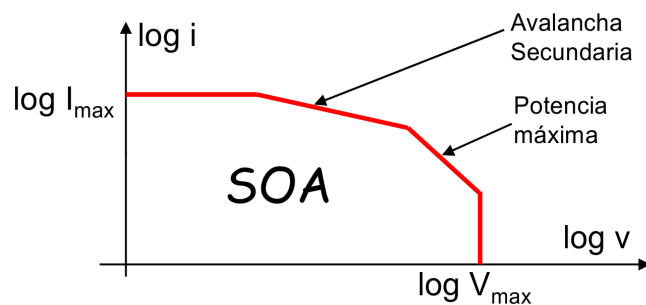
# DISEÑO DEL RECTIFICADOR

Una vez se tiene el modelo inicial en el programa *PSIM*, se procederá a diseñar, dimensionar y seleccionar el resto de los componentes que forman el rectificador.

### 3.1. Diseño del MOSFET

Se empezará con los dispositivos semiconductores, que juegan un papel fundamental en cualquier circuito de electrónica de potencia, especialmente en circuitos como el que este proyecto alberga, un rectificador trifásico activo que basa su funcionamiento en el control de dichos semiconductores, que como se ha visto en la Subsección 2.3.2 deben aguantar corrientes y tensiones elevadas.

El parámetro principal que define un semiconductor es su *Safe Operating Area*, SOA (Área de funcionamiento seguro). Como se muestra en la Figura 3.1, este área está definido por los cuatro límites de un componente: corriente máxima, tensión máxima, potencia máxima, y avalancha secundaria.



**Figura 3.1:** *Safe Operating Area de un componente.*

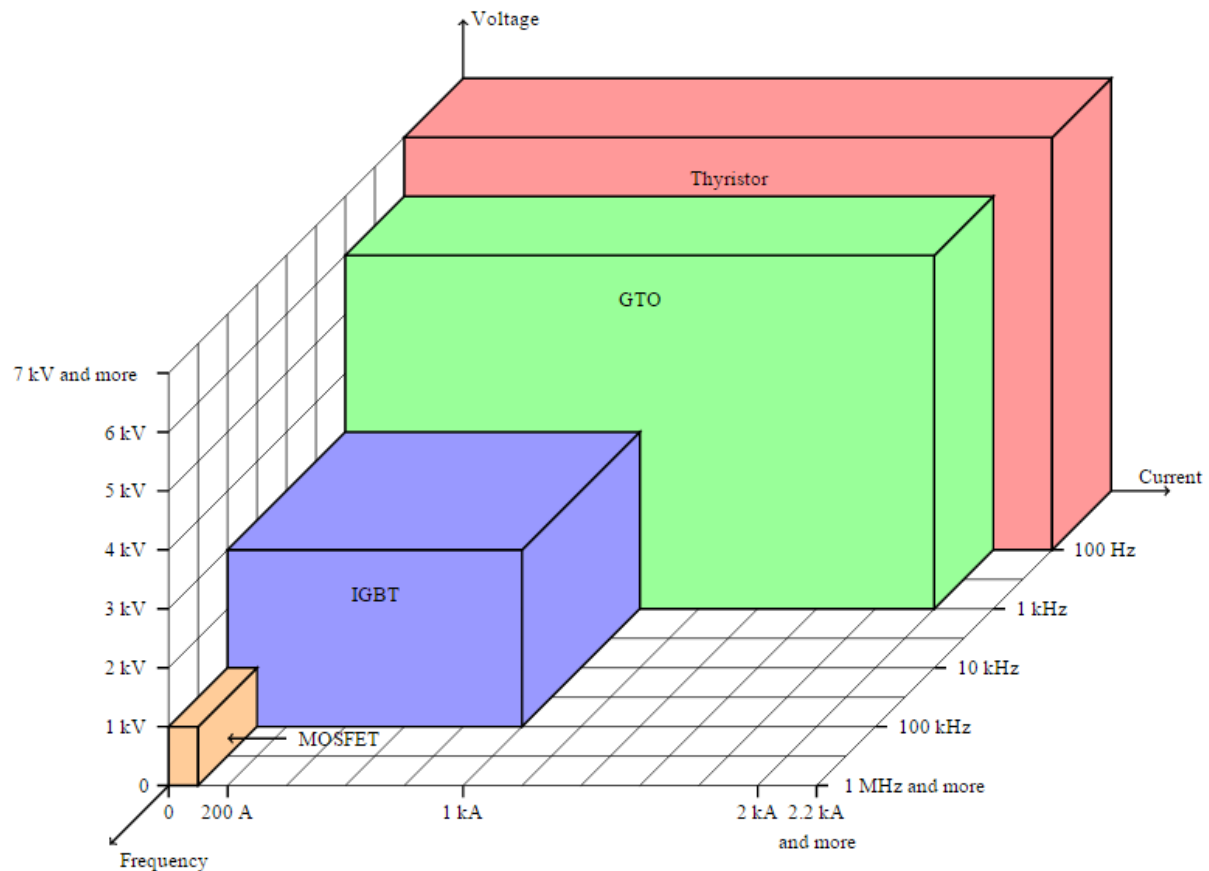
## CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL RECTIFICADOR

Para la selección de los transistores es necesario saber la tensión, corriente y frecuencia a la que estarán sometidos. En la Tabla 3.1 se muestran dichos valores, y además los valores con un margen de seguridad para situarnos en la peor situación para evitar su ruptura en caso de que ocurra algún incidente.

Valor	Tensión [V]	Intensidad [A]	Frecuencia [kHz]
Máximo esperado	800	7.2	100
Con margen de seguridad	1000	10	100

**Tabla 3.1:** *Tensión, intensidad y frecuencia en los transistores*

Observando estos valores, y teniendo en cuenta la Figura 3.2, que muestra los límites actuales en los que cada tipo de semiconductor puede operar, es lógico delimitar la búsqueda inicial a transistores MOSFET e IGBT, dejando de lado tiristores y tiristores GTO.

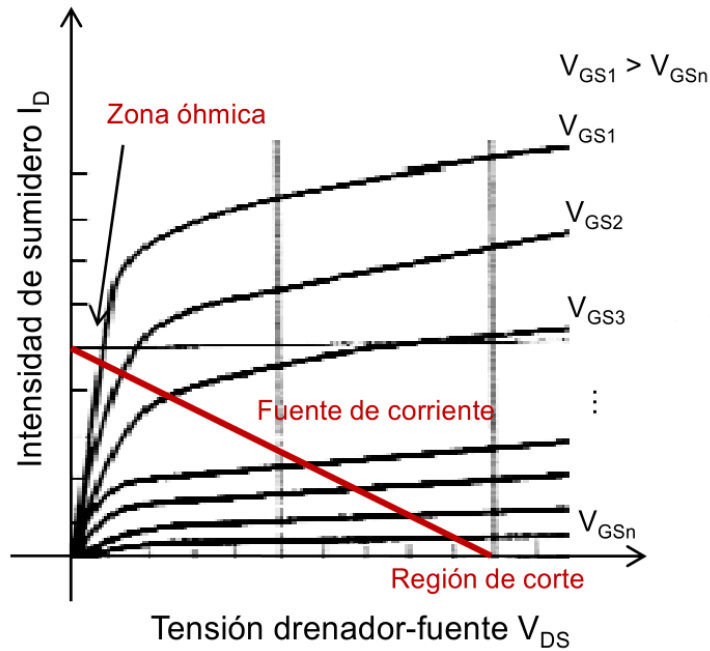


**Figura 3.2:** *Capacidad de los dispositivos semiconductores de potencia [11].*

Se observa que la barrera entre IGBT y MOSFET se sitúa en los 100 kHz de frecuencia, que es justo en la que se sitúa nuestro rectificador, y nuestra decisión será utilizar un transistor MOSFET, pero esto no quiere decir que un IGBT no sea válido para hacer el trabajo, y de hecho, sería una futura línea de investigación interesante.

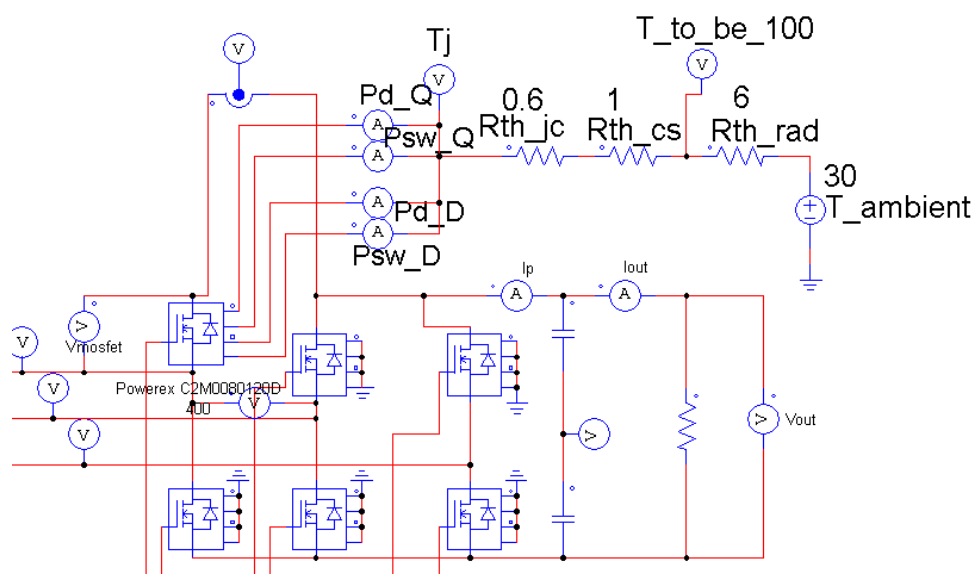


La curva característica de un MOSFET se muestra en la Figura 3.3.



**Figura 3.3:** Curva característica del transistor MOSFET.

El método que se seguirá para encontrar un MOSFET que cumpla el único requisito: no superar una temperatura en la unión de 150 °C, será construir el circuito equivalente (para un único transistor es suficiente, pues todos están en las mismas condiciones) en el programa *PSIM* (ver Figura 3.4), e imponiendo los parámetros del dispositivo siguiendo su *datasheet*, y una temperatura ambiente de 30 °C, observar para qué valor de  $R_{THrad}$  la temperatura en el punto "T\_to\_be\_100" sea de 100 °C [12] [13].



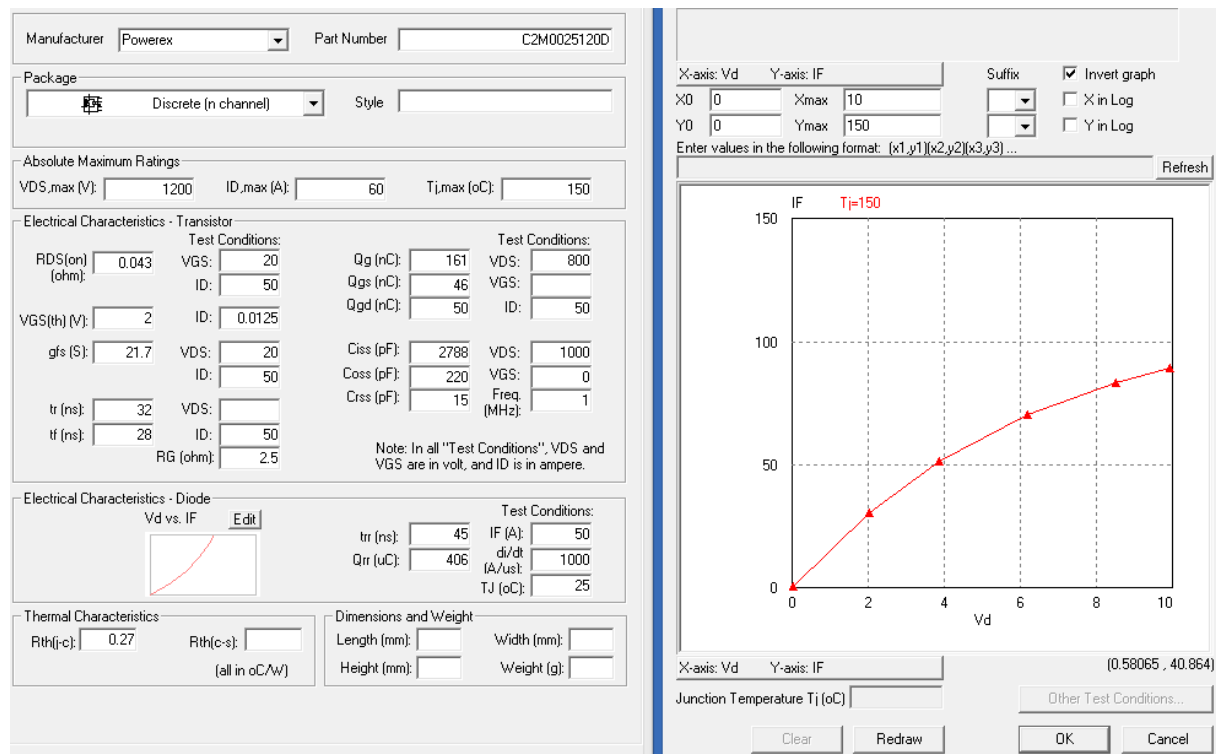
**Figura 3.4:** Circuito eléctrico equivalente construido con *PSIM*.

## CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL RECTIFICADOR

Donde  $P_{d,Q}$ , son las pérdidas en conducción del transistor,  $P_{sw,Q}$  son las pérdidas por conmutación del transistor,  $P_{d,D}$  son las pérdidas en conducción del diodo en anti-paralelo y  $P_{sw,D}$  son las pérdidas por conmutación del diodo.

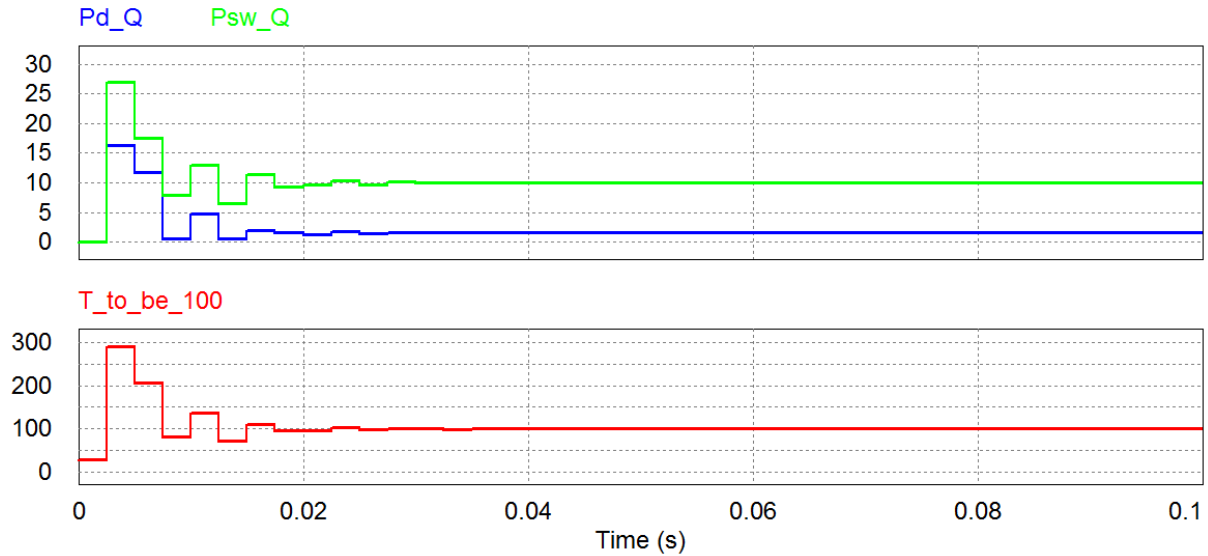
Así mismo, el único valor que se variará en cada simulación será el de  $R_{THrad}$ , y por lo tanto, el MOSFET elegido será aquel que requiera una mayor resistencia térmica del radiador (es decir, de menor calidad) y que aun así opere a temperaturas adecuadas.

Estas simulaciones son posibles gracias al módulo *Thermal Module*, que permite crear un dispositivo virtual a semejanza del MOSFET real introduciendo los valores de la *datasheet* (ver Figura 3.5) para poder realizar la simulación.



**Figura 3.5:** *Parámetros disponibles para modificar en el Thermal Module*

En la Figura 3.6 se observa la simulación de un MOSFET cualquiera, para el que se alcanza una temperatura de 100 °C con una resistencia térmica del radiador  $R_{THrad}$  de 6 °C/W. Además se observan las potencias de conducción y de conmutación referentes al transistor, en vatios.



**Figura 3.6:** Potencias  $P_{d\_Q}$  y  $P_{sw\_Q}$  (en vatios) y  $T_{to\_be\_100}$  (en  $^{\circ}C$ )

### 3.1.1. Comparación y selección

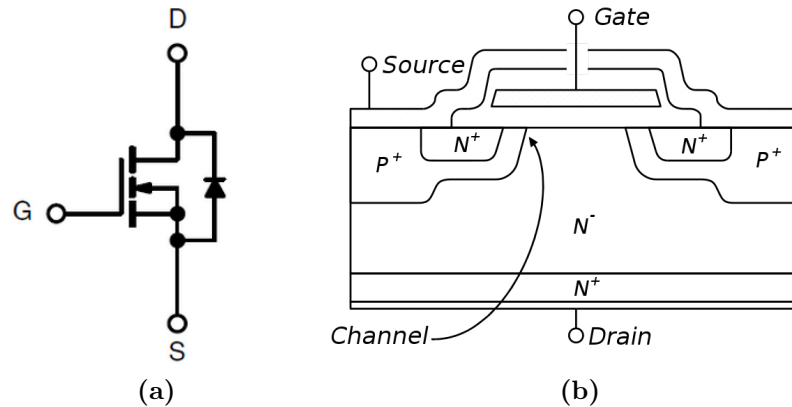
Siguiendo el mecanismo que ha sido descrito en la sección anterior de ensayo y error, se prueba con hasta siete MOSFETS diferentes, todos con tensiones drenador-fuente  $V_{DS}$  de 1000 ó 1200 V y con intensidades drenador continua  $I_D$  de mínimo 19 A. Los resultados de la comparación se muestran en la Tabla 3.2.

MOSFET	$V_{DSS}$ [V]	$I_D$ [A]	$P_D$ [W]	$T_{j,max}$ [ $^{\circ}C$ ]	$R_{DSon}$ [m $\Omega$ ]	$R_{rad}$ [ $^{\circ}C/W$ ]
C2M0025120D	1200	60	463	150	25	1.8
2SK1489(Q)	1000	12	200	150	800	1.35
CMF10120D	1200	13	134	135	160	0.9
C2M0040120D	1200	40	330	150	40	3.5
C2M0080120D	1200	24	192	150	80	6
C2M0160120D	1200	12.5	125	150	160	0.2
SCT2080KE	1200	28	262	175	80	11.3

**Tabla 3.2:** Comparación de transistores MOSFET

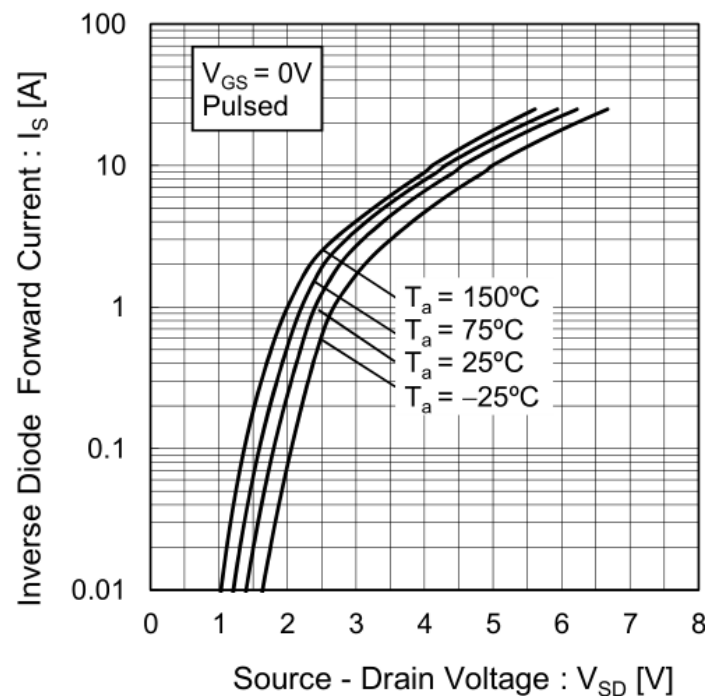
De los resultados se observa que el mejor transistor MOSFET encontrado (ajustado a las necesidades, sin sobredimensionar) es el MOSFET SCT2080KE<sup>1</sup>, pues es el que necesita una  $R_{rad}$  menos exigente (esto es, de mayor valor). Estas grandes propiedades se deben sin duda al estar construido con Carburo de Silicio (SiC). Al ser de canal N, posee un diodo en antiparalelo (ver Figura 3.7), el cual necesitamos. La zona p está en contacto con la fuente y la zona n es el drenador.

<sup>1</sup>Datasheet MOSFET SCT2080KE: <http://www.farnell.com/datasheets/1923778.pdf>



**Figura 3.7:** MOSFET con diodo en antiparalelo.

Las propiedades del diodo en antiparalelo del MOSFET SCT2080KE son en general buenas. Las pérdidas en conmutación serán, a priori, aceptables, pero no así las pérdidas en conducción, debido a la tensión directa en conducción  $V_F$  (en este caso, al estar implícito en el diodo,  $V_{SD}$ ).



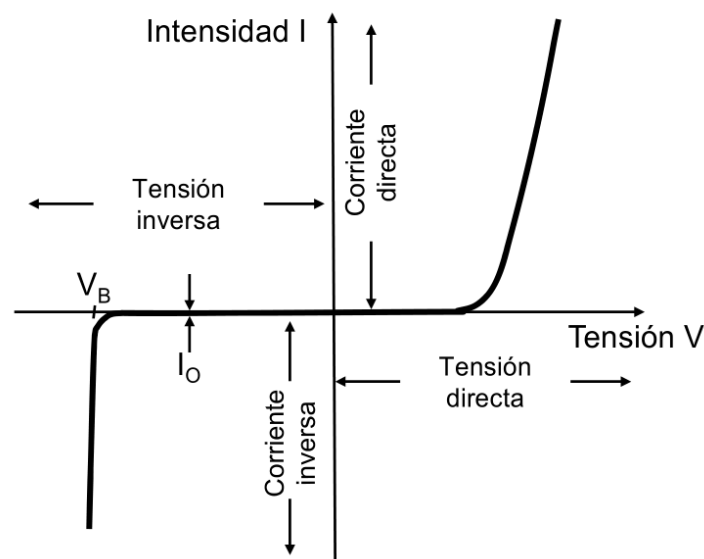
**Figura 3.8:** Curva característica del diodo en antiparalelo del MOSFET SCT2080KE

En la Figura 3.8 se muestra la curva característica, tensión directa  $V_{SD}$  - corriente directa  $I_S$ , del diodo que ya viene implementado en el MOSFET elegido. Se observa que para nuestra aplicación, que tiene un valor máximo de corriente por los transistores de unos 7 amperios, se corresponden con unos 3.5 - 4 voltios de tensión directa. Este valor

es demasiado alto, y se puede mejorar muy fácilmente colocando un diodo de mejores características en paralelo, por el que se desviará casi la totalidad de la corriente, al tener una tensión directa menor. Esto se hará en la siguiente sección.

## 3.2. Diseño del diodo

El diodo es el único semiconductor que no es controlado, que sigue una curva característica como la que se muestra en la figura 3.9



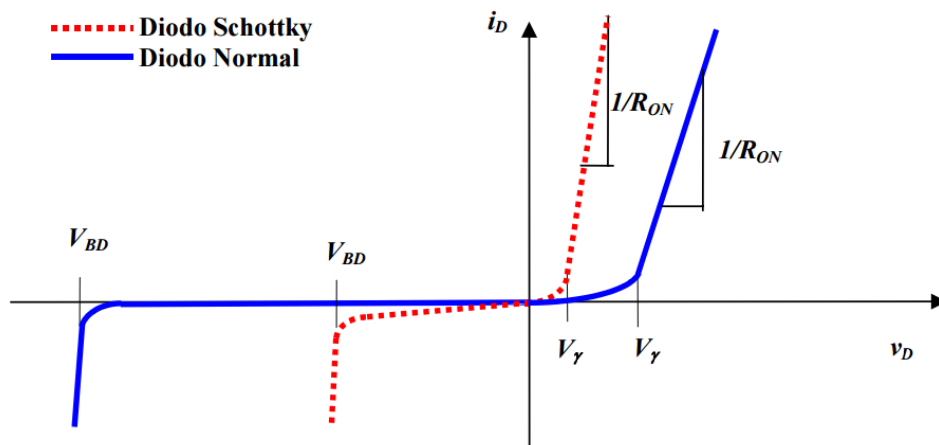
**Figura 3.9:** Curva característica del diodo.

### 3.2.1. Comparación y selección

El objetivo es encontrar un diodo que, con características en conmutación similares al anterior, pues eran aceptables, mejore las características en conducción, esto es, una tensión directa  $V_F$  (*Forward Voltage*) menor.

En una búsqueda inicial, los resultados indican que la inmensa mayoría de diodos normales son muy parecidos, algunos con mayor tensión inversa de bloqueo o mayor capacidad de corriente directa, pero eso no soluciona el problema. La única solución es elegir un diodo Schottky.

Como se observa en la Figura 3.10, los diodos Schottky ofrecen conmutaciones muy rápidas entre los estados de conducción directa e inversa y muy bajas tensiones umbral (o tensiones de codo), que es otra forma de nombrar a la tensión directa en conducción.



**Figura 3.10:** Curvas características de un diodo normal y un diodo Schottky [19].

Tras una búsqueda y selección similar a la que se hizo para elegir el MOSFET más adecuado, se llega a los resultados mostrados en la Tabla 3.3.

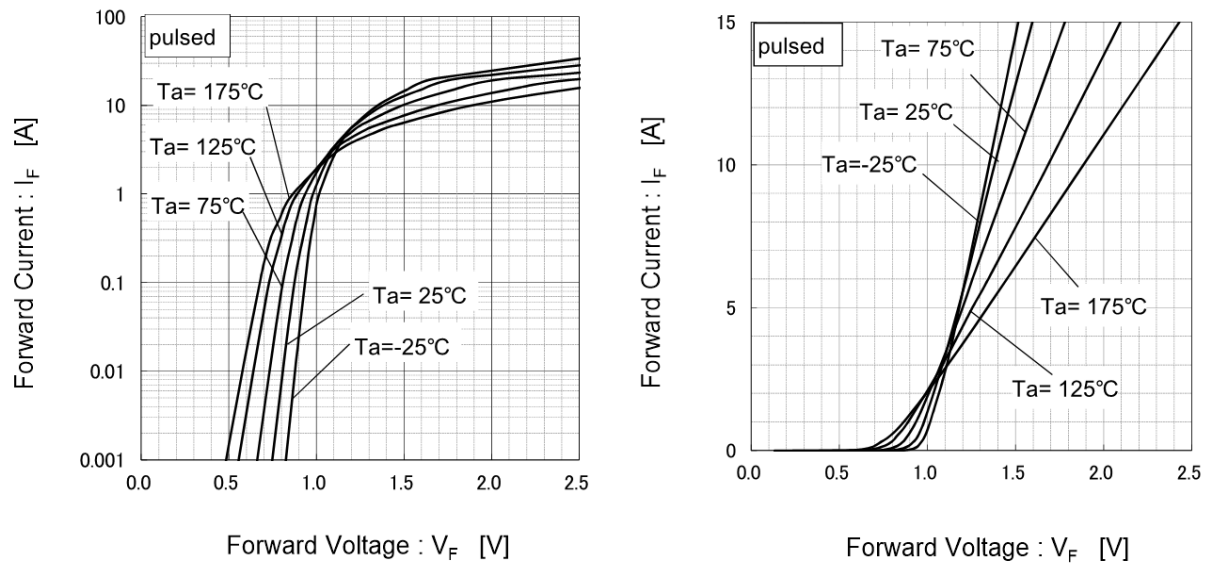
Diodo	C4D08120A	SCS210KE2	SCS210KG	SCS220KE2	SDB10S120
$V_r$ [V]	1200	1200	1200	1200	1200
$I_f$ [A]	11	10	10	10	10
$P_D$ [W]	52	80	150	130	136
$T_{j,max}$ [°C]	175	175	175	175	175
$Q_c$ [nC]	37	34	34	34	40
$V_f$ (para $I_f = 7$ A)	2.05	2.1	1.5	1.7	2

**Tabla 3.3:** Comparación de diodos.

Donde  $V_R$  es la tensión inversa de bloqueo (*Reverse Voltage*) y  $Q_c$  es la carga total capacitiva (*Total capacitive charge*).

Se observa en los  $Q_c$  que la mayoría de los diodos tienen unas pérdidas en conmutación similares, y además también similar al diodo intrínseco del MOSFET, pero si se observa que tensión directa  $V_f$  es la menor, para una corriente de 7 A, el mejor diodo disponible es el Diodo Schottky SCS210KG<sup>2</sup>. Es en la Figura 3.11 donde se observa que se mejoran las condiciones en conducción; pues cuando antes se tenían de 3.5 a 4 voltios de tensión directa, con el diodo Schottky SCS210KG se reduce a 1.3 - 1.5 voltios. Es cierto que el valor de la corriente directa permitida es menor que la del diodo intrínseco, pero con 10 A es suficiente.

<sup>2</sup>Datasheet Diodo Schottky SCS210KG: <http://www.farnell.com/datasheets/1704604.pdf>



**Figura 3.11:** *Curva característica del diodo Schotkky SCS210KG*

### 3.3. Selección de condensadores

El uso de condensadores en rectificadores de potencia es muy extendido, principalmente porque ayuda a compensar el factor de potencia y filtra el rizado de una señal, es decir, aplanan el rizado, dando como resultado una señal eléctrica de corriente continua cuya tensión no varía prácticamente en el tiempo, si el valor del condensador es lo suficientemente alto. Estaba ya establecido que debería haber una capacidad de  $10 \mu\text{F}$  en el rectificador. Así pues, se elige colocar 10 condensadores en paralelo de  $1 \mu\text{F}$  cada uno, y el condensador elegido es el Vishay MKP1848C51012JK2<sup>3</sup>.

### 3.4. Transductores de tensión y de corriente

Todo circuito de control necesita una o varias entradas, que se reciben a través de sensores, y estos están formados de diversos componentes, entre ellos transductores. En particular, nuestro rectificador necesitará un sensor de tensión y un sensor de corriente, y por ello, un transductor de tensión y un transductor de corriente.

Un transductor es un dispositivo capaz de transformar o convertir una determinada manifestación de energía de entrada, en otra diferente a la salida, pero de valor muy pequeños en términos relativos con respecto a un generador. Los transductores de tensión se emplean para convertir tensiones en señales utilizables en el control de procesos o para crear una señal normalizada. Del mismo modo, el transductor de corriente se utiliza para con-

<sup>3</sup>Datasheet Condensador Vishay MKP1848C51012JK2: <http://www.farnell.com/datasheets/1812503.pdf>

vertir una corriente en una señal normalizada. Los esquemáticos del sensor de corriente y del sensor de tensión ya estaban hechos de un proyecto anterior, y sus diseños serán reciclados y modificados para este. Los circuitos esquemáticos ya modificados y adaptados para nuestro proyecto de ambos sensores se pueden ver en el Anexo I, en concreto en las Figuras 5.4, 5.5 y 5.6. Los principales componentes que usaremos en el sensor de tensión son:

- Amplificador de aislamiento AD215BY de ancho de banda de 100 KHz<sup>4</sup>.
- TRACOPOWER TDR 3-2423 Convertidor DC/DC<sup>5</sup>.
- Núcleo de ferrita cilíndrico Ferroxcube TN9/6/3-3E25<sup>6</sup>.

En el sensor de corriente, el transductor de corriente que se utilizará será el LEM LA 25-NP<sup>7</sup>, con una corriente primaria nominal de valor eficaz de 25 A, suficiente para nuestra aplicación.

### 3.5. Diseño físico del rectificador. PCB

Cuando ya se han seleccionado todos los componentes que formarán parte del rectificador, se debe realizar el diseño físico en una o varias PCB. El rectificador contará con las siguientes PCB:

- Etapa de potencia.
- Drivers.
- Sensor de entrada.
- Sensor de corriente.

En primer lugar deberán realizarse los circuitos esquemáticos. La etapa de potencia se muestra en la Figura 3.12, mientras que el resto se muestran en el Anexo I, en las Figuras 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 y 5.6.

La regla principal para el diseño de la PCB es que en las pistas haya una densidad de corriente  $J$  de entre 5 y 10 A/mm<sup>2</sup>. Se elige así un valor de  $J = 7,5$  A/mm<sup>2</sup>, y sabiendo que:

---

<sup>4</sup>Datasheet Amplificador de aislamiento AD215BY: <http://www.mouser.com/ds/2/609/AD215-243721.pdf>

<sup>5</sup>Datasheet TRACOPOWER TDR 3-2423: <http://www.farnell.com/datasheets/1763516.pdf>

<sup>6</sup>Datasheet Núcleo de ferrita TN9/6/3-3E25: <http://www.farnell.com/datasheets/1595844.pdf>

<sup>7</sup>Datasheet Transductor de corriente LEM LA 25-NP: <http://www.farnell.com/datasheets/1683365.pdf>



$$J = \frac{I}{A} = \frac{I}{h \cdot w} \quad (3.1)$$

donde  $A$  es el área de la pista,  $h$  es la altura y  $w$  el ancho de la pista.

Despejando, se obtiene que:

$$w = \frac{I}{A} = \frac{I}{h \cdot J} \quad (3.2)$$

La altura  $h$  de la pista es por defecto 0.32 mm. Como se ha dicho, se quiere una  $J$  de 7.5 A/mm<sup>2</sup> y así, si se tenía una intensidad máxima de 7.3 A (redondeamos a 7.5 A por comodidad), se llega a que el ancho de pista máximo necesario será, aproximadamente:

$$w = \frac{I}{h \cdot J} = \frac{7,5}{0,32 \cdot 7,5} = 3,1 \text{ mm} \quad (3.3)$$

El segundo factor a tener en cuenta es la separación entre las pistas. La rigidez dieléctrica del aire es de 3000 V/mm, donde la rigidez dieléctrica es el valor límite de la intensidad del campo eléctrico en el cual un material pierde su propiedad aislante y pasa a ser conductor. Para tener mayor seguridad, nos situamos en el peor caso, e imponemos que el ratio entre diferencia de tensión y separación entre pistas, sea menor que el doble de la rigidez eléctrica del aire. Esto es:

$$\frac{\Delta V}{s} < 2 \cdot RD_{aire} \quad (3.4)$$

donde  $\Delta V$  es la diferencia de tensión entre pistas,  $s$  es la separación entre pistas y  $RD_{aire}$  es la rigidez dieléctrica del aire. Así, despejando e imponiendo que la diferencia de tensión sea de 1000 V (para tener mayor seguridad) se obtiene que:

$$s > \frac{\Delta V}{2 \cdot RD_{aire}} = \frac{1000}{2 \cdot 3000} = 0,16 \text{ mm} \quad (3.5)$$

Con estos dos parámetros ya se puede empezar a realizar el diseño físico de la etapa de potencia. Se decide hacer una PCB de cuatro capas: *Top Layer*, donde se situarán las huellas de cada componente que será soldado posteriormente, las capas  $V+$  y  $V-$ , que serán los planos correspondientes a los puntos de tensión positiva y negativa, respectivamente y la capa *3 fases* por la que discurrirán las corrientes de entrada.

## CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL RECTIFICADOR

---

En la Figura 3.13 se muestra la vista multicapa de la PCB de la etapa de potencia. Como se observa, las huellas de los semiconductores están *tumbadas* y no son las huellas vistas desde arriba. Esto es así para poder aprovechar más la conducción del calor hacia el futuro radiador y así evacuar más calor. Las PCB aprovechadas parcialmente de otros proyectos de los drivers y del sensor de corriente son ambas PCB de doble capa, y se muestran en las Figuras 3.14 y 3.15.

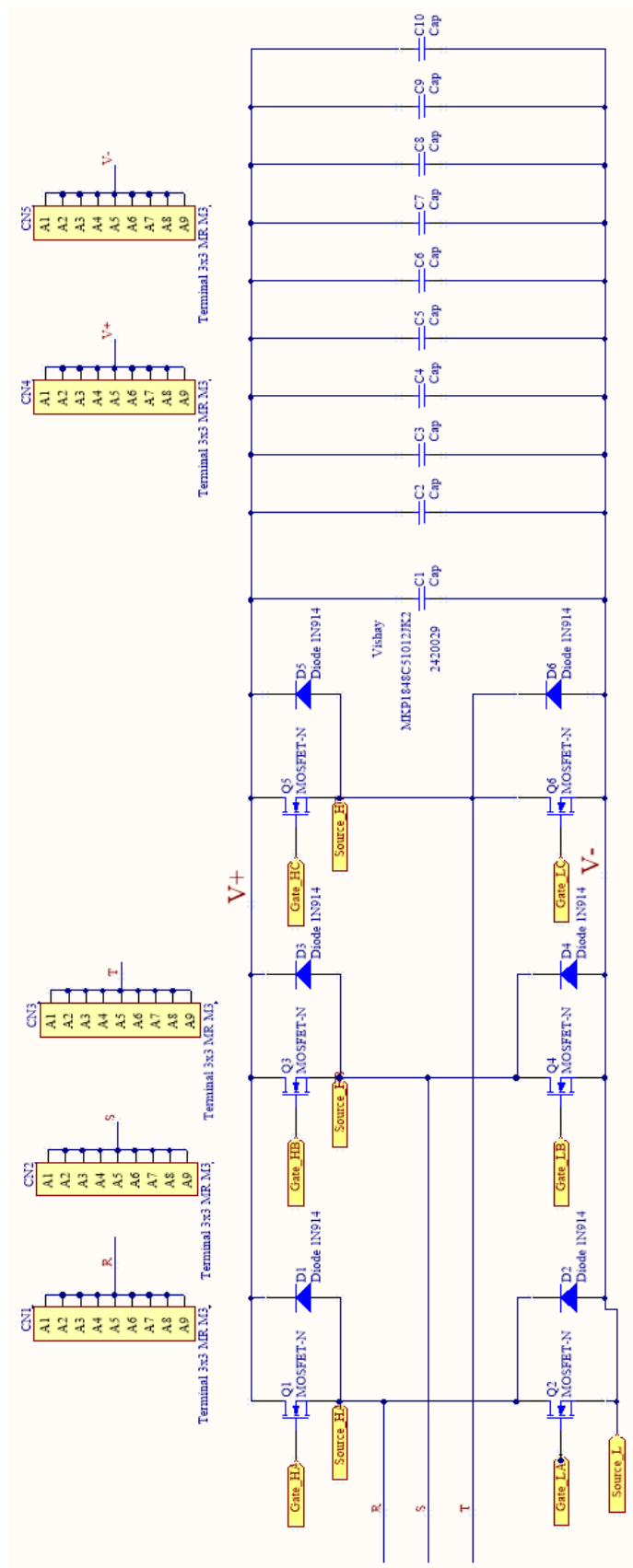


Figura 3.12: Esquemático de la etapa de potencia.

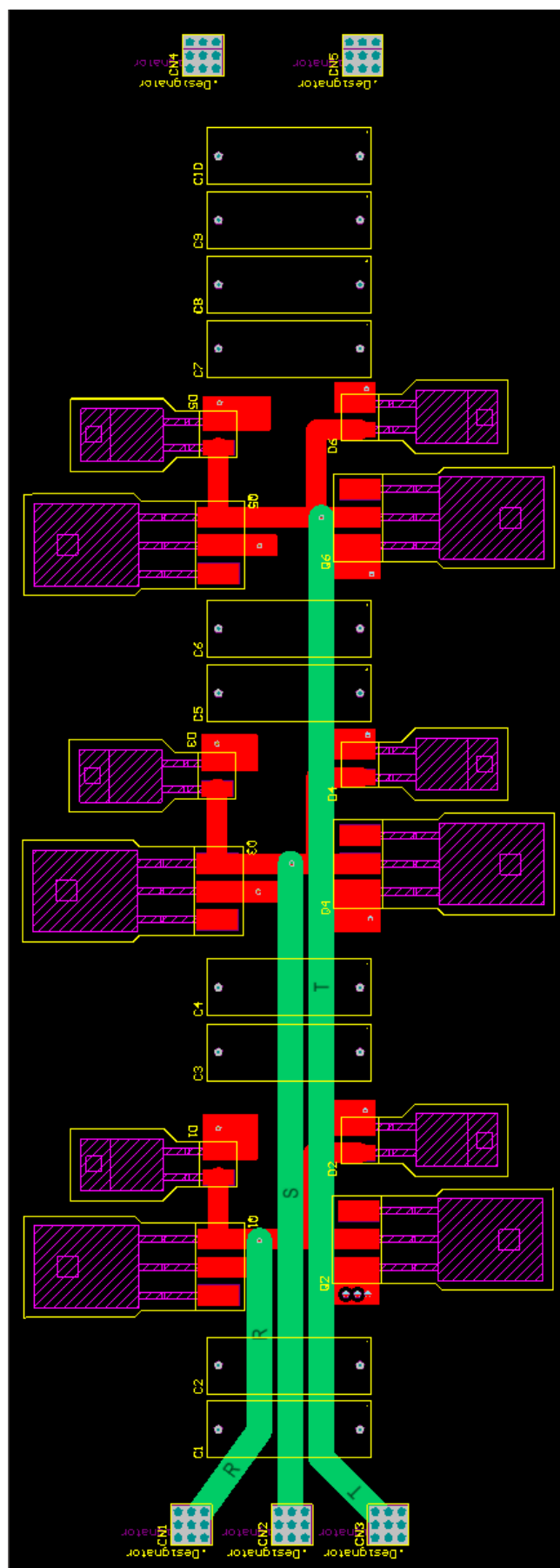


Figura 3.13: PCB de la etapa de potencia

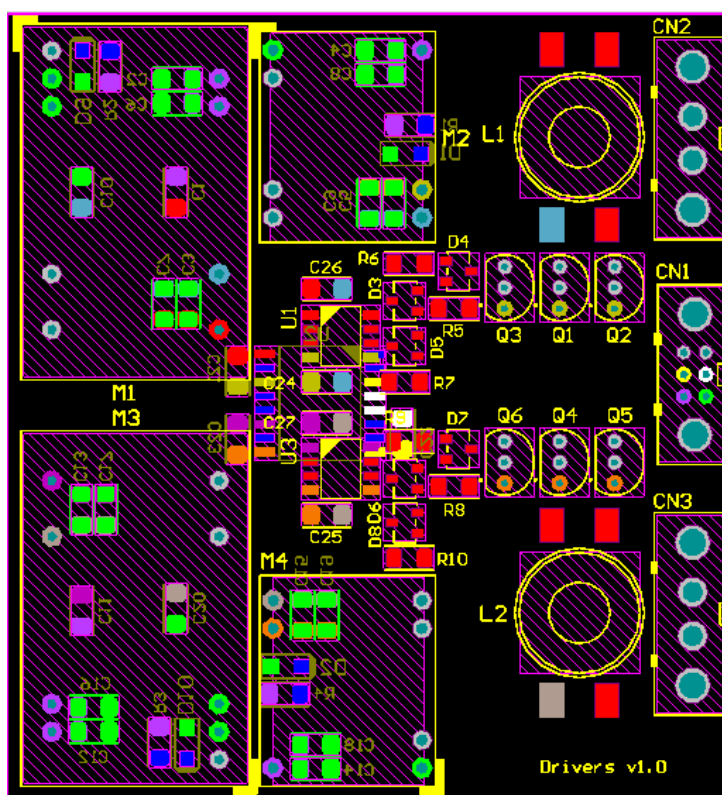


Figura 3.14: PCB de los drivers

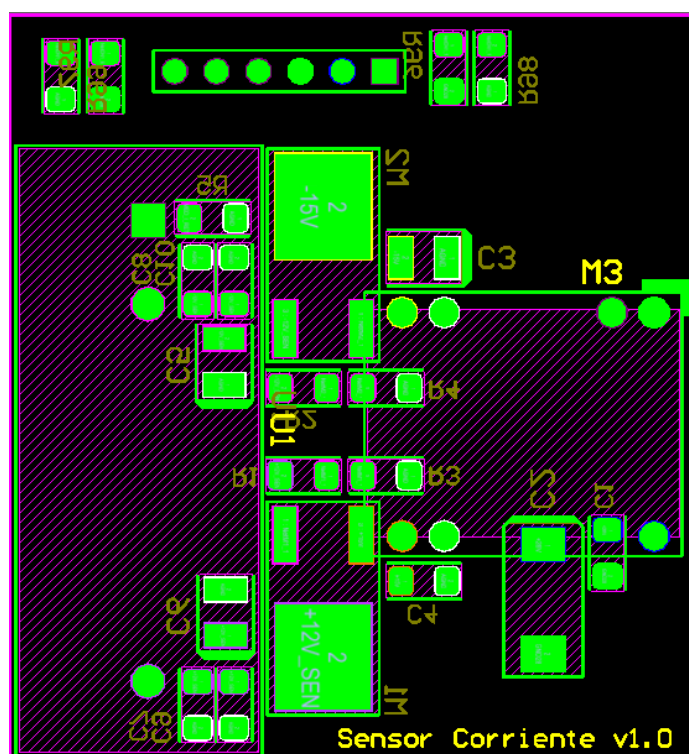


Figura 3.15: PCB del sensor de corriente.



# Capítulo 4

## CONCLUSIONES

### 4.1. Evaluación del proyecto

Tras realizar los cálculos y las simulaciones previamente analizadas, se reflejan en este apartado las conclusiones que se pueden extraer del trabajo completo. Dichas conclusiones permitirán validar el prediseño propuesto, cumpliendo así el objetivo principal del proyecto.

En primer lugar se realiza un breve estudio de qué transistor se debe usar, en base a las simulaciones de pérdidas de conducción y conmutación y temperaturas de nuestro rectificador con el programa *PSIM*, y los resultados indican que el transistor MOSFET es la mejor opción, y en especial, un MOSFET construido con Carburo de Silicio. Acto seguido se comparan los MOSFET más indicados disponibles en el mercado llegando a la conclusión de que el mejor transistor disponible adecuado a nuestras necesidades, esto es, sin sobredimensionar el transistor, es el MOSFET SCT2080KE.

En segundo lugar se descubre que el diodo implícito en el MOSFET es de mala calidad, que tendrá una tensión directa en conducción de unos 3.5 - 4 voltios, lo que supone altas pérdidas en conducción, fácilmente evitables con un diodo Schottky, también de Carburo de Silicio. Se realiza una selección similar a la de los MOSFET y se llega a que el mejor diodo disponible adecuado a nuestras especificaciones es el Diodo Schottky SCS210KG, que tendrá una tensión directa máxima de 1.3 - 1.5 voltios.

Así, se cumple el primer objetivo de seleccionar los semiconductores óptimos del rectificador, pues las simulaciones indican que se conseguirá un funcionamiento a plena carga manteniendo los semiconductores a temperaturas de unos 100 °C, inferiores a la máxima permitida de nuestros semiconductores con un futuro radiador estándar de 6 °C/W.

El segundo objetivo propuesto y conseguido es el de seleccionar el resto de los componentes de acuerdo a las especificaciones; esto es: condensadores, transductores de tensión, transductores de corriente, conectores y demás elementos.

El tercer y último objetivo es realizar el diseño de la PCB de la etapa de potencia cumpliendo las especificaciones requeridas, y además hacerla compatible con las otras PCB de drivers y sensores. Con el programa *Altium Designer* se crea una PCB multicapa que cumple totalmente los objetivos. También se realizan múltiples huellas de elementos a modificar en el resto de las PCB.

## 4.2. Líneas futuras

Debido a que la tesis doctoral en la que se enmarca este proyecto no se acabará este año, aún quedan cosas por hacer y mejorar. Puesto que es un proyecto de aplicación real y directa en la industria, cualquier mejora o condición impuesta por algún otro componente del módulo afecta a todo el sistema, por lo que la posibilidad de análisis de este es aún muy elevada.

A corto plazo se debe construir la PCB físicamente y probar el sistema completo. Esto también incluye la búsqueda del radiador adecuado según las temperaturas que se obtengan en el ensayo real. Una vez se tenga el sistema al completo, se deberán realizar ensayos reales para valorar los cumplimientos de los objetivos marcados en un principio y comprobar el correcto funcionamiento de todas y cada una de las partes del rectificador.

Además, la opción de ampliar la búsqueda de transistores a los IGBT es también interesante. En este proyecto se decidió usar transistores MOSFET pero un IGBT también habría podido ser una opción.

A largo plazo, se deberá profundizar en las líneas de investigación que influyen en la fiabilidad de los rectificadores activos, y conseguir que éstos sean, en un futuro no muy lejano, sean implementados, con todas las ventajas ya explicadas que esto supondría.



## Capítulo 5

# PLANIFICACIÓN TEMPORAL Y PRESUPUESTO

### 5.1. Estructura de Descomposición del Proyecto (EDP)

En la siguiente enumeración se recoge la Estructura de Descomposición del Proyecto, que se complementa con el diagrama de Gantt de la Figura 5.1. Se recogen los principales puntos del TFG, así como su descomposición en diferentes tareas.

Cabe destacar que se han realizado dos paréntesis durante el desarrollo del TFG, uno del 9 al 19 de abril de 2015 en el que el alumno asistió a un curso en el Grenoble Institute of Technology, y un segundo paréntesis durante la convocatoria ordinaria de exámenes del segundo cuatrimestre, esto es, del 26 de mayo al 8 de junio de 2015. Durante ambos paréntesis, no se trabajó en el TFG.

### 1. Recopilación y análisis de información.

- a)* Estudio de la bibliografía inicial.
- b)* Lectura de artículos y demás publicaciones.
- c)* Aprendizaje del programa PSIM.
- d)* Simulación del rectificador y circuitos similares.

### 2. Desarrollo.

- a)* Estudio y búsqueda de transistores MOSFET.
- b)* Estudio y búsqueda de diodos.
- c)* Aprendizaje Thermal Module.
- d)* Cálculo de pérdidas, simulación y comparación con Thermal Module.
- e)* Estudio del diseño de un posible futuro CMC.
- f)* Selección de los condensadores.
- g)* Selección del transductor de corriente.
- h)* Selección del transductor de tensión.
- i)* Aprendizaje programa Altium Designer.
- j)* Diseño de circuitos esquemáticos con Altium Designer.
- k)* Diseño de la PCB de la etapa de potencia.
- l)* Modificación del resto de las PCB ya existentes.

### 3. Documentación final.

- a)* Redacción del TFG.
- b)* Entrega del TFG.
- c)* Defensa del TFG.

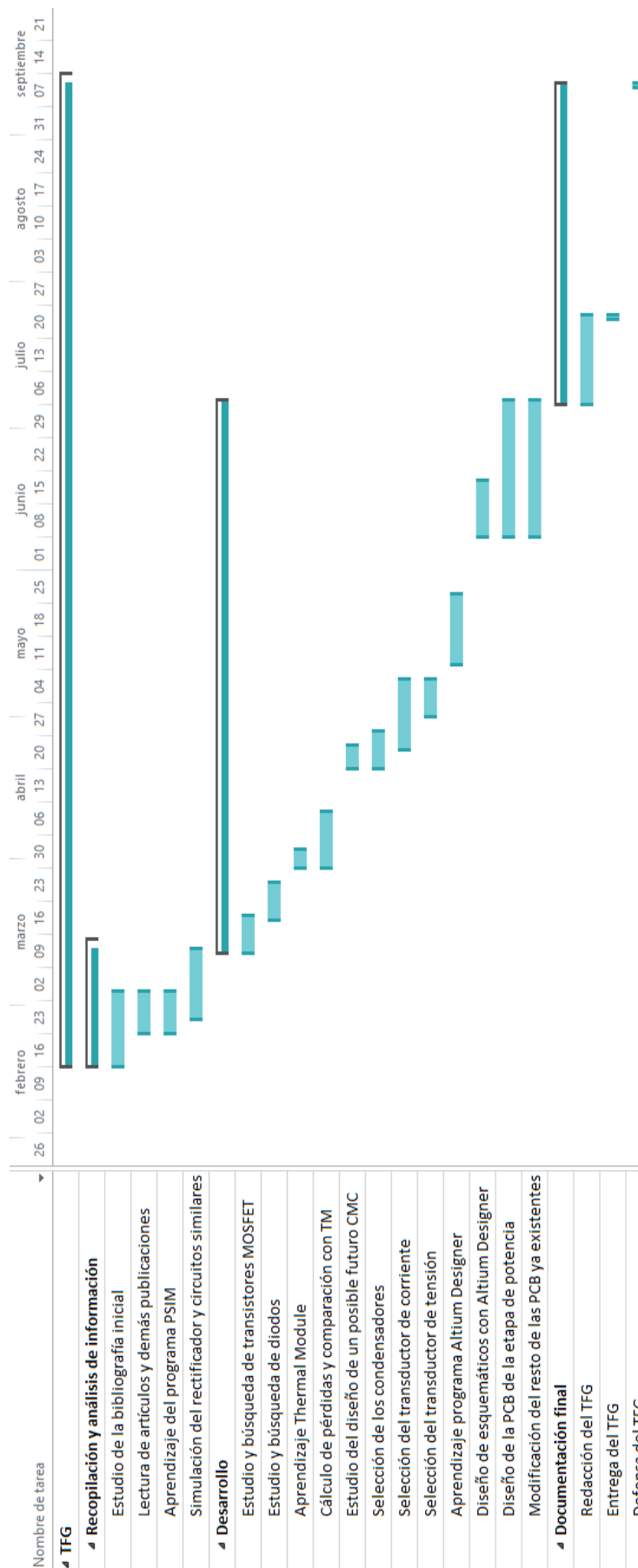


Figura 5.1: Diagrama de Gantt.

## 5.2. Presupuesto

El coste del proyecto se computa por la suma del coste de material informático, coste de componentes y PCB y coste de personal. Se ha obviado el gasto eléctrico de los equipos, que es despreciable, y se calcula a continuación.

Con respecto al coste de material informático cabe comentar que el relativo al programa *Microsoft Project 2013* es nulo, ya que se adquirió a partir de la licencia estudiantil que concede la UPM a través de la aplicación Microsoft Dreamspark. El editor de texto en  $\text{\LaTeX}$  también es libre.

El coste derivado de la utilización del ordenador portátil empleado durante todo el proyecto se ha calculado respecto a un periodo de amortización lineal de 5 años. Puesto que este proyecto se ha extendido desde Febrero de 2015 hasta Septiembre de 2015, es decir, 7 meses, se estima un uso del 12 % de la vida útil del material.

El ordenador personal utilizado es un ASUS K550C, que según las especificaciones consume una potencia de 65 W. Así suponiendo un coste de la energía de 0.1323 €/kWh se tiene:

$$C_{\text{energía}} = 0,1323 \frac{\text{€}}{\text{kWh}} \cdot 65 \text{ W} \cdot 350 \text{ h} \cdot \frac{1 \text{ kW}}{1000 \text{ W}} = 3,01 \text{ €} \quad (5.1)$$

Dentro de los costes informáticos también se incluye el coste de todo aquel software que ha hecho posible la realización del proyecto; esto es, la licencia de los programas *PSIM* y *Altium Designer* (ver Tabla 5.1. También se tiene en cuenta el coste de todos los componentes que se han tenido que comprar y la PCB de la etapa de potencia en la Tabla 5.2.

El coste de personal se ha realizado suponiendo que el proyecto se realiza en una empresa española contando con un ingeniero *Junior* que realiza la mayor parte del trabajo, y con un ingeniero *Senior* de más experiencia que guía e instruye al ingeniero *Junior* (ver Tabla 5.3.

El coste total se resume en la Tabla 5.4.

Concepto	Precio [€]	Tiempo de amortización [años]	Tiempo de uso [días]	Coste [€]
Ordenador portátil ASUS K550C	700	5	200	76.7
Licencia PSIM	3650	1	110	1100
Licencia Altium Designer 2015	5395	1	60	887
			Total	2063.7

**Tabla 5.1:** *Costes informáticos.*

Concepto	Coste unidad [€]	Cantidad	Coste [€]
Condensador Vishay	1.99	10	19.9
Terminal Macho 3x3,M3	4.56	5	22.8
High Conductance Fast Diode	10.58	6	63.48
N-Channel MOSFET	21.04	6	126.24
Transductor de corriente LEM	19.13	1	19.13
PCB etapa de potencia	372	1	372
		Total	623.55

**Tabla 5.2:** *Coste de componentes.*

Concepto	Coste unidad [€/h]	Horas	Coste [€]
Ingeniero Junior	25	350	8750
Ingeniero Senior	50	100	5000
		Total	13750

**Tabla 5.3:** *Coste de personal.*

Concepto	Coste [€]
Costes informáticos	2063.7
Coste de componentes	623.55
Coste de personal	13750
Coste total	16437.25

**Tabla 5.4:** *Coste total*

Por lo tanto, el coste estimado total asociado a la realización del Proyecto de Fin de Grado será de DIECISEISMIL CUATROCIENTOS TREINA Y SIETE CON VEINTICINCO EURO.

### 5.3. Impacto ambiental

Al tratarse de un proyecto de investigación, el único impacto ambiental asociado es el del consumo eléctrico.

Para calcular el impacto ambiental se tienen en cuenta los datos de consumo energético del apartado anterior, y se considera que 1 kWh emite a la atmósfera 0.65 kg de  $CO_2$ <sup>1</sup>.

$$Emisiones = 65 \text{ W} \cdot 350 \text{ h} \cdot \frac{1 \text{ kW}}{1000 \text{ W}} \cdot \frac{0,65 \text{ kg } CO_2}{1 \text{ kWh}} = 14,79 \text{ kg } CO_2 \quad (5.2)$$

De este modo, el impacto medioambiental de este TFG se cifra en unas emisiones de 14.79 kg de  $CO_2$ .

---

<sup>1</sup>dato calculado a través del IFC Carbon Emissions Estimator Tool, una herramienta de International Finance Corporation.

# Bibliografía

- [1] U. Borovic, “Analysis and Comparison of Different Active Rectifier Topologies for Avionic Specifications,” Master’s thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2014.
- [2] M. Silva, “Criterios de Optimización y Diseño de un Rectificador Trifásico para Aplicaciones Aeronáuticas,” Master’s thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2011.
- [3] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics*. John Wiley & Sons, 2003.
- [4] M. Rashid, *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Prentice Hall, 2004.
- [5] I. RTCA, “Environmental conditions and test procedures for airborne equipment,” tech. rep., RTCA Inc, 2007.
- [6] S. Choi, A. V. Jouanne, P. Enjeti, and I. Pitel, “Polyphase transformer arrangements with reduced kva capacities for harmonic current reduction in rectifier type utility interface,” in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC 95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 1, Jun 1995, pp. 353/359 vol.1*.
- [7] D. Cucak, P. Pejovic, and J. Kolar, “Experimental analysis of the line side interphase transformer magnetizing currents in three phase output voltage type rectifiers.” *Electronics* 01/2010, 2010.
- [8] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. A. Haddad, and A. Pandey, “A review of three-phase improved power quality ac/dc converters,” in *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 3, pp. 641/660*, 2004.
- [9] S. Hiti, *Modeling and control of three-phase PWM converters*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1995.
- [10] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, “Carrier Based PWM VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design,” in *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 13, No. 4*, July 1998.

## BIBLIOGRAFÍA

---

- [11] J. W. Hurtt, “Residential Microgrids for Disaster Recovery Operations,” Master’s thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2012.
- [12] Powersim, “PSIM Tutorial: IGBT Loss Calculation Using the Thermal Module,” 2014.
- [13] “Capítulo 2.7: Thermal Module, PSIM User’s Guide,” January 2010.
- [14] “Diapositivas Tema 8. Gestión Térmica, Electrónica de Potencia..” CEI Universidad Politécnica de Madrid.
- [15] “Diapositivas Componentes Activos.” Divisiión de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Madrid.
- [16] “Diapositivas Tema 2: Dispositivos Semiconductores para la electrónica de potencia.” Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia, Universidad Carlos III Madrid.
- [17] STMicroelectronics, “Calculation of conduction losses in a power rectifier.” AN604 Application Note. 2011.
- [18] D. Graovac, M. Purschel, and A. Kiep, “MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters.” Infineon Application Note, V 1.1, July 2006.
- [19] “Diapositivas Tema 2. Diodo de potencia.” Grupo de Tecnología Eléctrica, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla.
- [20] S. Lechat, “Voltage Oriented Control of Three Phase Boost PWM Converters,” Master’s thesis, Chalmers University of Technology, 2010.
- [21] J. W. Kolar and J. Muhlethaler, “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems.” Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich.
- [22] Q. Huang, “Harmonic reduction in a single switch three phase boost rectifier with harmonic injected PWM,” Master’s thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.
- [23] A. Antón López, “Diseño de un software para el cálculo de pérdidas en un AC/D-C/AC.” Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III Madrid, 2010.
- [24] G. Gong, M. Lobo, U. Drofenik, J. Minibock, and J. Kolar, “Comparative Evaluation of Three Phase High Power-Factor AC/DC Converter Concepts for Application in Future More Electric Aircraft,” in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, VOL. 52, NO. 3, JUNE 2005.
- [25] B. Sarioglu, “Advances in AC/DC Power Conversion Topologies for More Electric



Aircraft.” Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium (WEM-PEC), University of Wisconsin Madison, 2012.

- [26] “Normativa TFG/TFM/PFC UPM, Código PR/CL/1/001,” Abril 2008. Revisión Abril 2014.



## Anexo I. Esquemáticos

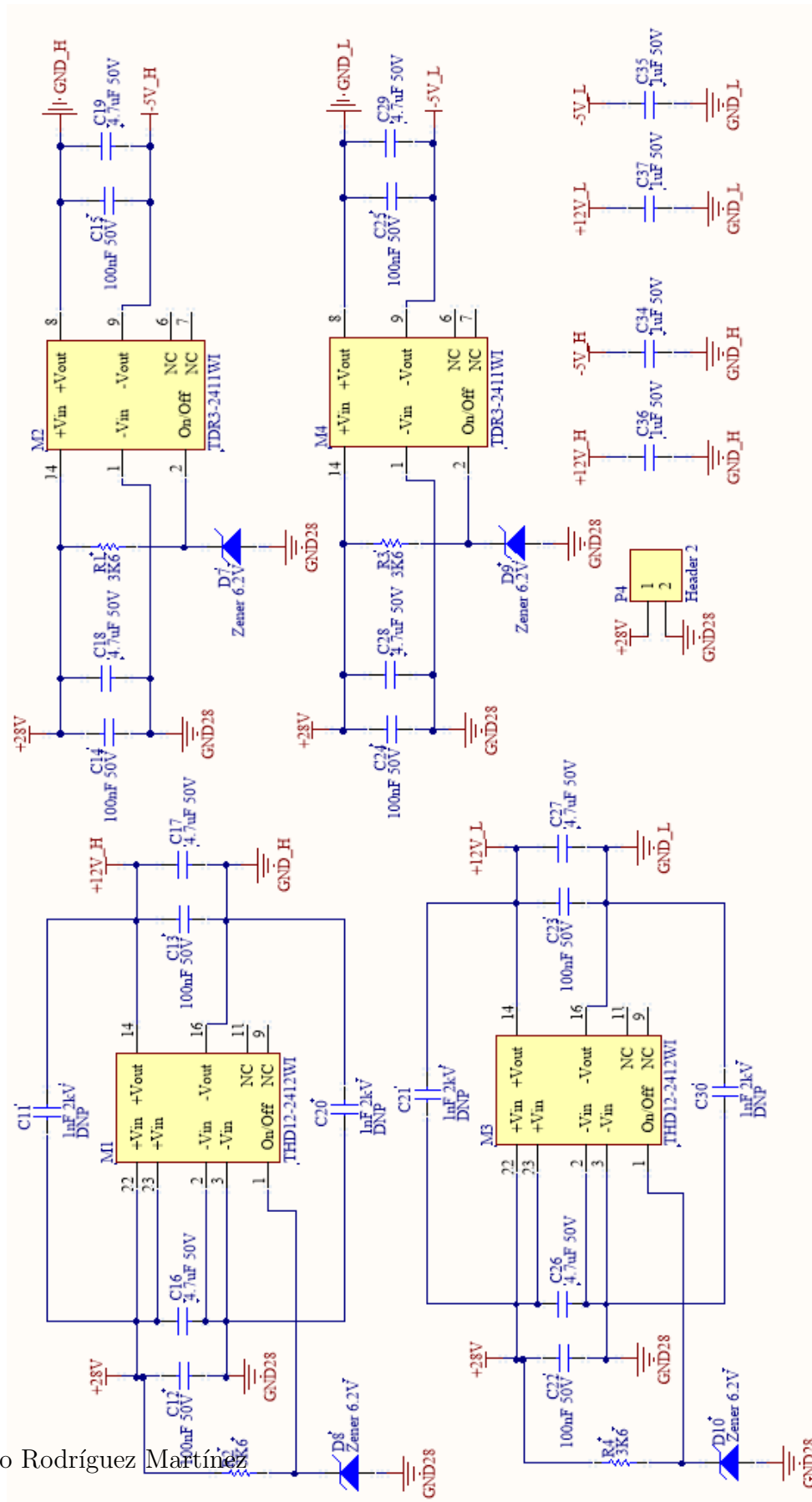
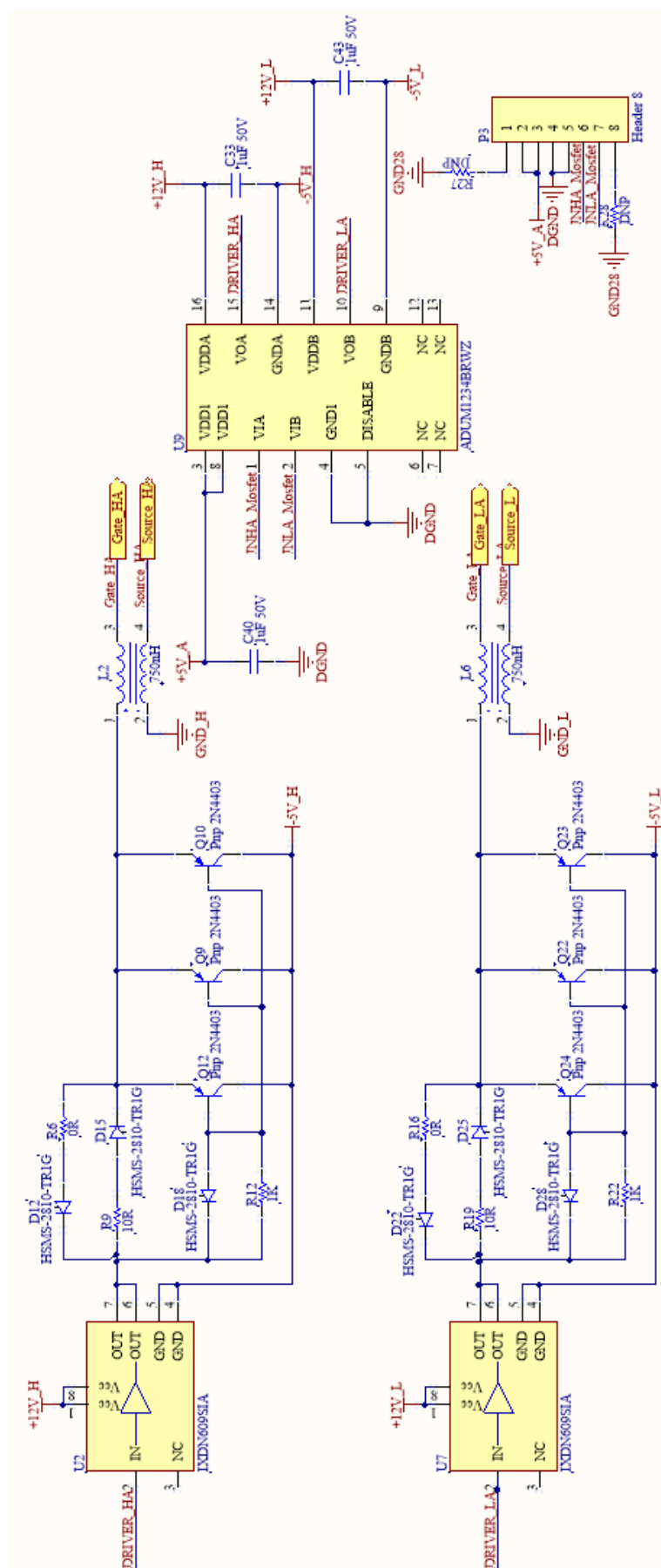


Figura 5.2: Esquemático de los drivers, parte 1.



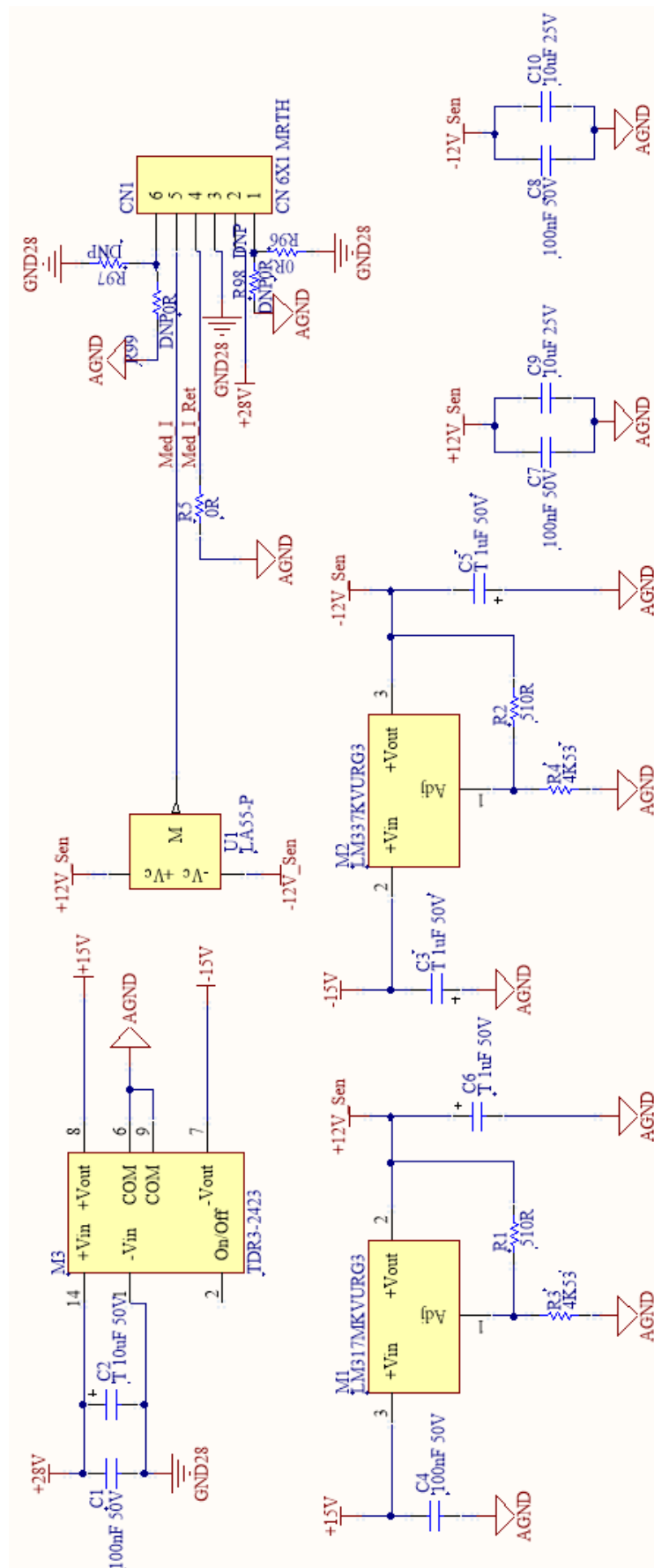


Figura 5.4: Esquemático del sensor de corriente.

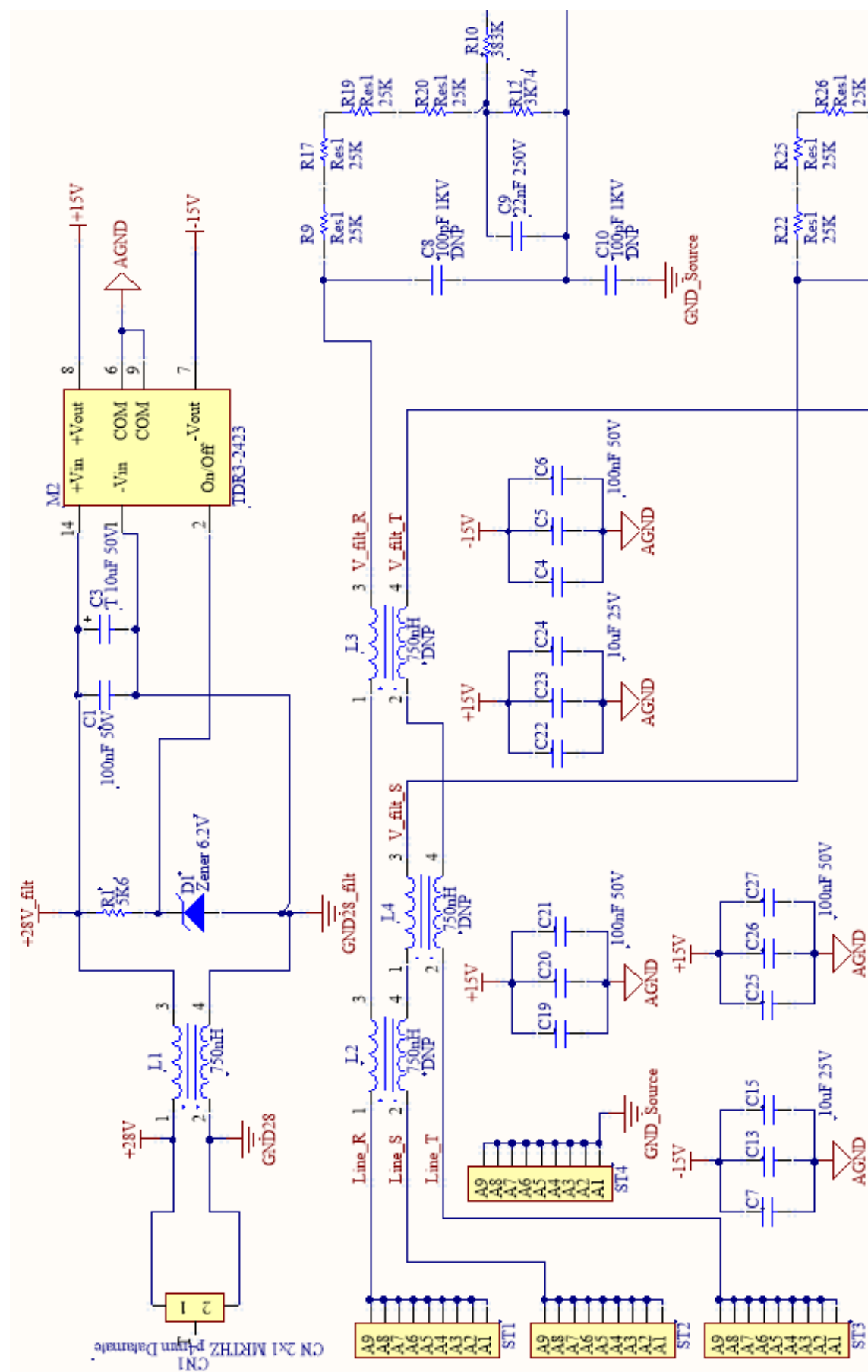
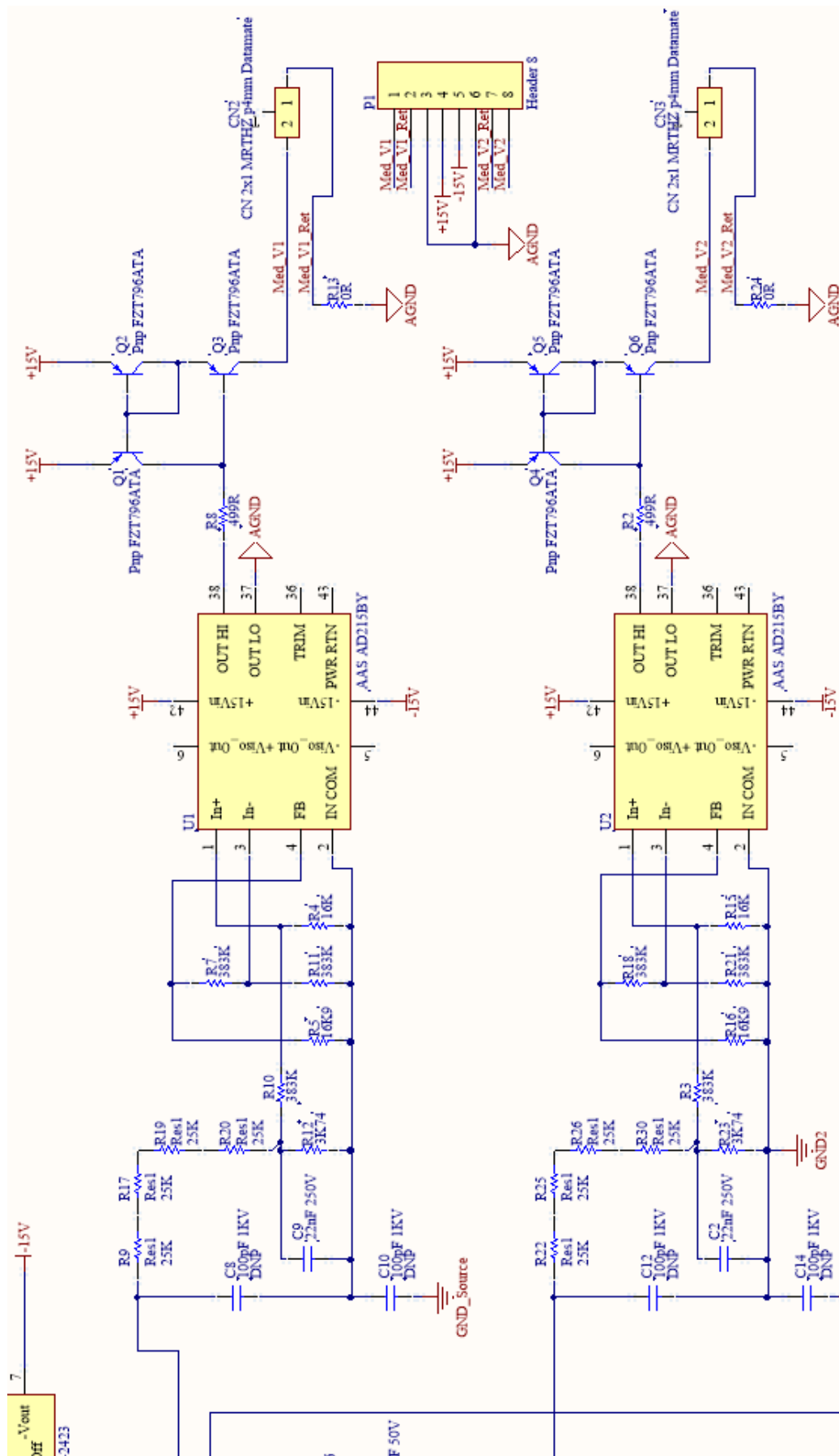


Figura 5.5: Esquemático del sensor de tensión, parte 1.



**Figura 5.6:** Esquemático del sensor de tensión, parte 2.





# Índice de figuras

1.	Modelo inicial construido con <i>PSIM</i> . . . . .	VIII
2.	PCB de la etapa de potencia. . . . .	IX
1.1.	Diferentes formas de conversión posibles. . . . .	2
1.2.	Rectificador de media onda y voltaje de salida en la carga $V_{out}$ . . . . .	4
1.3.	Circuito de potencia y circuito de control. . . . .	5
1.4.	Principales aplicaciones de la Electrónica de Potencia [4]. . . . .	6
2.1.	Rectificador de doce pulsos con carga de corriente . . . . .	10
2.2.	Rectificador de doce pulsos con carga de tensión . . . . .	11
2.3.	Rectificador trifásico Boost (o Elevador) . . . . .	12
2.4.	Rectificador trifásico Buck (o Reductor) . . . . .	13
2.5.	Rectificador trifásico Vienna con circuito de control implementado . . . . .	14
2.6.	Resultado del vector $\vec{v}(t)$ usando $v_A(t)$ , $v_B(t)$ y $v_C(t)$ para $\theta = \omega t = \pi/4$ . .	17
2.7.	Proyecciones del vector $\vec{v}(t)$ en los ejes estacionarios $\alpha\beta$ y en los ejes rotativos $dq$ . . . . .	18
2.8.	Rectificador trifásico Boost [8] . . . . .	21
2.9.	Circuito equivalente monofásico . . . . .	21
2.10.	Diagrama fasorial del circuito equivalente monofásico . . . . .	22
2.11.	Diagrama de bloques SPWM . . . . .	22
2.12.	Señal de referencia, portadora y señal PWM de tensión generada con SPWM [9] . . . . .	23
2.13.	Señal (a) modulada correctamente y señal (b) sobremodulada [10] . . . . .	24
2.14.	Circuito equivalente de la entrada del rectificador Boost . . . . .	24
2.15.	Modelo dq para el rectificador Boost. . . . .	27
2.16.	Modelo inicial construido con <i>PSIM</i> . . . . .	29
2.17.	Tensiones de entrada $v_a$ , $v_b$ y $v_c$ y tensión de salida $v_{out}$ . . . . .	29
2.18.	Señales de referencia $v_{ma}$ y portadora $v_{carrier}$ , señal de control $v_{p1}$ . . . . .	30
2.19.	Intensidades de entrada $i_a$ , $i_b$ y $i_c$ e intensidad de salida $i_{out}$ . . . . .	30
2.20.	Señal de control $v_{p1}$ , intensidad $i_{transistor}$ y tensión $v_{transistor}$ . . . . .	31
2.21.	Señal de control $v_{p1}$ , intensidad $i_{transistor}$ y tensión $v_{transistor}$ . . . . .	31
2.22.	Pérdidas en los semiconductores [15]. . . . .	32
2.23.	Modelo de funcionamiento del diodo. . . . .	33
2.24.	Modelo de funcionamiento del transistor MOSFET. . . . .	33
2.25.	Apagado con recuperación suave de un diodo. . . . .	35

2.26. Encapsulados TO-220, TO-247 y TO-3PF. . . . .	37
2.27. Encapsulado y circuito térmico equivalente [14]. . . . .	37
2.28. Diferentes modelos de radiador. . . . .	38
2.29. Circuito eléctrico equivalente con radiador. . . . .	39
3.1. Safe Operating Area de un componente. . . . .	41
3.2. Capacidad de los dispositivos semiconductores de potencia [11]. . . . .	42
3.3. Curva característica del transistor MOSFET. . . . .	43
3.4. Circuito eléctrico equivalente construido con PSIM. . . . .	43
3.5. Parámetros disponibles para modificar en el <i>Thermal Module</i> . . . . .	44
3.6. Potencias $P_{d_Q}$ y $P_{sw_Q}$ (en vatios) y $T_{to\_be\_100}$ (en °C) . . . . .	45
3.7. MOSFET con diodo en antiparalelo. . . . .	46
3.8. Curva característica del diodo en antiparalelo del MOSFET SCT2080KE . . . . .	46
3.9. Curva característica del diodo. . . . .	47
3.10. Curvas características de un diodo normal y un diodo Schottky [19]. . . . .	48
3.11. Curva característica del diodo Schotkky SCS210KG . . . . .	49
3.12. Esquemático de la etapa de potencia. . . . .	53
3.13. PCB de la etapa de potencia . . . . .	54
3.14. PCB de los drivers . . . . .	55
3.15. PCB del sensor de corriente. . . . .	55
5.1. Diagrama de Gantt. . . . .	61
5.2. Esquemático de los drivers, parte 1. . . . .	69
5.3. Esquemático de los drivers, parte 2. . . . .	70
5.4. Esquemático del sensor de corriente. . . . .	71
5.5. Esquemático del sensor de tensión, parte 1. . . . .	72
5.6. Esquemático del sensor de tensión, parte 2. . . . .	73

# Índice de tablas

2.1. Comparación de parámetros principales . . . . .	15
2.2. Comparación de parámetros secundarios . . . . .	15
3.1. Tensión, intensidad y frecuencia en los transistores . . . . .	42
3.2. Comparación de transistores MOSFET . . . . .	45
3.3. Comparación de diodos. . . . .	48
5.1. Costes informáticos. . . . .	63
5.2. Coste de componentes. . . . .	63
5.3. Coste de personal. . . . .	63
5.4. Coste total . . . . .	63



## Abreviaturas y acrónimos

- **AC:** *Alternating current*, corriente alterna.
- **CEI:** Centro de Electrónica Industrial.
- **CMC:** choque de modo común.
- **DC:** *Direct Current*, corriente continua.
- **DSP:** *Digital Signal Processor*, procesador digital de señal.
- **EDP:** estructura de descomposición del proyecto.
- **EMI:** *ElectroMagnetic Interference*, interferencia electromagnética.
- **FP ó FDP:** factor de potencia.
- **GaN:** *Gallium nitride*, nitruro de Galio.
- **GTO:** *Gate Turn-Off Thyristor*, Tiristor GTO.
- **HVDC:** *High Voltage Direct Current*, corriente continua de alta tensión.
- **IGBT:** *Insulated Gate Bipolar Transistor*, transistor bipolar de puerta aislada.
- **MOSFET:** *Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor*, transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.
- **PCB:** *Printed Circuit Board*, placa de circuito impreso.
- **PWM:** *Pulse Width Modulation*, modulación por ancho de pulso.
- **SiC:** *Silicon Carbide*, carburo de Silicio.
- **SOA:** *Safe operating area*, área de funcionamiento seguro.
- **SPWM:** *Sinusoidal Pulse Width Modulation*, Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal.
- **THD:** *Total Harmonic Distorsion*, distorsión armónica.
- **TM:** *Thermal Module*.

## Unidades

- **A**: amperio, unidad de intensidad.
- **A/mm<sup>2</sup>**: amperio partido milímetro cuadrado, unidad de densidad de corriente.
- **C**: culombio, unidad de carga eléctrica.
- **°C**: grado centígrado, unidad de temperatura.
- **°C/W**: grado centígrado partido vatio, unidad de resistencia térmica.
- **F**: faradio, unidad de capacidad eléctrica.
- **H**: henrio, unidad de inductancia eléctrica.
- **Hz**: hertzio, unidad de frecuencia.
- **J**: julio, unidad de energía.
- **kWh**: kilovatio-hora, unidad de energía.
- **kg**: kilogramo, unidad de masa.
- **m<sup>3</sup>**: metro cúbico, unidad de volumen.
- **mm**: milímetro, unidad de longitud.
- **Ω**: ohmio, unidad de resistencia eléctrica.
- **s**: segundo, unidad de tiempo.
- **V**: voltio, unidad de tensión.
- **V/mm**: voltio partido milímetro, unidad de rigidez dieléctrica.
- **W**: vatio, unidad de potencia.

## Glosario

- **Amplificador de aislamiento:** tipo de amplificador diseñado para aislar eléctricamente dos circuitos entre sí, pero permitiendo el paso de información entre ellos.
- **Buck:** rectificador reductor.
- **Boost:** rectificador elevador.
- **Cicloconvertor:** Convertidor estático de potencia que convierte un voltaje AC a otro voltaje AC sin la necesidad de una etapa intermedia de CC.
- **Diodo Schottky:** dispositivo semiconductor que proporciona conmutaciones muy rápidas entre los estados de conducción directa e inversa y muy bajas tensiones umbral .
- **Inversor:** dispositivo capaz de cambiar un voltaje de entrada de corriente continua a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada.
- **Señal portadora:** señal modificada en alguno de sus parámetros (amplitud, frecuencia o fase) por una señal de entrada denominada moduladora con el fin de transmitir una información.
- **Rigidez dieléctrica:** valor límite de la intensidad del campo eléctrico en el cual un material pierde su propiedad aislante y pasa a ser conductor.
- **Transductor:** dispositivo capaz de transformar o convertir una determinada manifestación de energía de entrada, en otra diferente a la salida, pero de valor muy pequeños en términos relativos con respecto a un generador.





