



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

**TRABAJO FIN DE MASTER EN INGENIERÍA INDUSTRIAL**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE 3 KW BASADO EN MÓDULOS INTELIGENTES DE POTENCIA PARA EXCITACIÓN DE MOTORES EN ELECTRODOMÉSTICOS**

AUTOR: JORGE SEGURA DEL PINO

TUTOR: GABRIEL GARCERÁ SANFELÍU

COTUTOR: RAÚL GONZÁLEZ MEDINA

**Curso Académico: 2018-19**

# AGRADECIMIENTOS

La presentación de este trabajo es una ocasión perfecta para echar la vista atrás y poder recordar todo lo vivido en los últimos 7 años. Ha sido un camino duro y sacrificado, aunque no por ello no lo he disfrutado. Cada examen y cada crédito obtenido ha sido un tesoro de incalculable valor y, a pesar de que no volvería atrás por nada del mundo, no cambiaría ninguna de mis decisiones ni nada de lo ocurrido. Cada experiencia vivida ha resultado ser una verdadera lección de la que aprender. Es por ello que me gustaría reconocer a todas aquellas personas que me han ayudado a llegar hasta aquí.

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mi familia por darme la oportunidad de llevar a cabo estos estudios, por permitirme crecer y madurar fuera del hogar y por resignarse a vivir esta evolución en periodos de fines de semana. Ha sido un sacrificio que creo que a la postre ha valido la pena.

Gracias a Cecilia, por entender durante tantos años mis necesidades de estudio, sustituyendo todo el tiempo que podríamos haber pasado juntos, y por apoyarme en los momentos más complicados de este camino. Todo este esfuerzo sin duda nos ha hecho más fuertes juntos.

Gracias a mis amigos de clase. Juntos hemos compartido días agónicos de estudio, exámenes infinitos y prácticas extenuantes, pero gracias a eso hemos creado un vínculo que nada ni nadie podrá romper. Como alguien dijo, no volvería atrás por nada del mundo, pero si hubiera que hacerlo sólo lo aceptaría si estamos juntos de nuevo.

Gracias a mis amigos de Novelda. Han pasado los años, no siempre nos hemos visto todo lo que nos gustaría y ahora estamos más separados que nunca, pero eso no cambia que cada vez que nos juntemos sea como si hubiera pasado 1 día desde la anterior reunión. Sé que siempre estaréis ahí.

Gracias a mis “compañeros” de piso. Habéis sido una familia más para mí durante 7 años. Hemos coleccionado aventuras y anécdotas, como para escribir un libro, y sólo espero que nunca dejemos de hacerlo. Cada momento ha sido irrepetible.

Gracias a mis amigos del Erasmus. Vivimos unos meses tan mágicos juntos que nada nos ha impedido volver a juntarnos. Esperemos que nunca nos cansemos de recorrer kilómetros para reunirnos.

Gracias a Josep por actuar como mi tutor cuando era un estudiante en prácticas, y casi también cuando no, y en especial por su ayuda a lo largo de la especialidad y de este TFM. Un verdadero referente.

Finalmente, me gustaría agradecer a mis tutores, Gabi y Raúl, por darme la oportunidad de realizar este proyecto y por dedicarme todo el tiempo y el soporte que he requerido en estos últimos 18 meses. También a Jesús, por su ayuda desinteresada en los momentos en los que no sabía a quién acudir.

Gracias a todos

Jorge Segura del Pino



## **RESUMEN**

En este Trabajo Fin de Máster se ha llevado a cabo el diseño y construcción de un inversor trifásico de 3 kW basado en módulos inteligentes de potencia para alimentar motores utilizados en electrodomésticos. El diseño teórico se ha basado en la utilización del software especializado en circuitos electrónicos PSIM. A través de simulaciones de diferentes circuitos se han logrado dimensionar de manera óptima todas las etapas que componen este equipo: circuito de precarga, circuito Chopper de frenado, rectificador, bus de DC-Link con filtro de tipo LC, inversor, medición de tensión del bus DC y sensado de corriente de salida AC, adaptación de señales de velocidad de giro leídas a través de un encoder e interface y comunicación con una placa de evaluación de un microcontrolador. El prototipo se ha diseñado con los programas Orcad Capture (esquemáticos) y Orcad PCB Editor (PCB). Este diseño se ha finalizado con la fabricación y montaje de todos los elementos que componen el prototipo.

**Palabras Clave:** inversor, IPM, módulo inteligente de potencia, rectificador, filtro LC, motor, electrodoméstico, variador de frecuencia, PCB, placa de circuito impreso, prototipo.

## RESUM

En aquest Treball Final de Màster s'ha portat a fi el disseny i construcció d'un inversor trifàsic de 3 kW basat en mòduls intel·ligents de potència per alimentar motors utilitzats en electrodomèstics. El disseny teòric es troba basat en la utilització del software especialitzat en circuits electrònics PSIM. Mitjançant simulacions de diferents circuits s'han aconseguit dimensionar de manera òptima totes les etapes que componen aquest equip: circuit de precàrrega, circuit Chopper de frenada, rectificador, bus de DC-Link amb filtre de tipus LC, inversor, mesurament de la tensió de bus DC i sensat de la corrent d'eixida AC, adaptació de senyals de velocitat de gir llegides amb un encoder i interface i comunicació amb una placa d'avaluació d'un microcontrolador. El prototip s'ha dissenyat amb els programes Orcad Capture (esquemàtics) i Orcad PCB Editor (PCB). Aquest disseny ha finalitzat amb la fabricació i muntatge de tots els elements que componen el prototip.

**Paraules clau:** inversor, IPM, mòdul intel·ligent de potència, rectificador, filtre LC, motor, electrodomèstic, variador de freqüència, PCB, placa de circuit imprès, prototip.

## **ABSTRACT**

In this Master Thesis it has been carried out the design and construction of a 3-phase inverter of 3 kW based on intelligent power modules to feed electric motor drives in home appliances. The theoretical design has been completed with the software PSIM, specialized in electronic circuits. Through the simulation of different circuits all the stages that integrate this device have been sized: preload circuit, Chopper braking system, rectifier, DC-Link bus with LC filter, inverter, measurement of the DC bus voltage and of the output AC current, adaptation of the incoming signals from an encoder and interface and communication with the evaluation board of a microcontroller. The prototype has been designed with the software Orcad Capture (schemes) and Orcad PCB Editor (PCB). This design has finished with the manufacturing and mounting of all the elements that integrate the prototype.

**Keywords:** inverter, IPM, intelligent power module, rectifier, filter LC, engine, motor, drive, home appliance, frequency converter, PCB, printed circuit board, prototype.

## **ÍNDICE GLOBAL**

Documentos contenidos en el TFM:

- Memoria del Trabajo Fin de Máster. Página 6.
- Presupuesto (coste de la tarjeta electrónica). Página 140
- Anexo I. Resultado de simulaciones (referencias tipo [AXX]) realizadas en PSIM. Página 148
- Anexo II. Archivos generados para la fabricación del prototipo. Página 167
- Anexo III. Esquemas eléctricos del prototipo. Página 174

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE 3  
KW BASADO EN MÓDULOS INTELIGENTES DE POTENCIA PARA  
EXCITACIÓN DE MOTORES EN ELECTRODOMÉSTICOS**

**MEMORIA DEL TRABAJO FIN DE MÁSTER**

## ÍNDICE DE LA MEMORIA

ÍNDICE DE LA MEMORIA.....	7
Lista de figuras.....	10
Lista de tablas.....	15
Lista de ecuaciones.....	17
1. Introducción .....	19
1.1    Objetivos generales de este TFM .....	19
2.    Introducción a la electrónica de potencia presente en este tfm .....	20
2.1    Rectificador .....	20
2.2    Inversor.....	21
3.    Ventajas y aplicaciones de la electrónica de potencia en electrodomésticos .....	25
4.    Requisitos del sistema .....	28
5.    Diseño teórico. Circuitos analizados independientemente .....	29
5.1    Circuito de precarga .....	29
5.1.1    Origen de su necesidad .....	29
5.1.2    Resolución de la problemática .....	30
5.2    Rectificador y DC-Link.....	35
5.2.1    Carga equivalente.....	35
5.2.2    Puente rectificador de diodos .....	36
5.2.3    Alternativa 1. Filtro de tipo C: condensadores.....	37
5.2.4    Alternativa 2. Filtro de tipo LC: inductancia y condensadores.....	39
5.2.5    Resumen de puntos de trabajo analizados .....	50
5.3    Inversor.....	50
5.3.1    Circuito de motor equivalente .....	51
5.3.2    Simulación del circuito .....	52
5.4    Circuito Chopper de frenado.....	55
5.4.1    Origen de las necesidades de un circuito de frenado .....	55

5.4.2	Definición de un motor de tipo DC (corriente continua) .....	56
5.4.3	Cálculos teóricos con motor DC .....	57
5.4.4	Simulación del circuito .....	58
6.	Diseño teórico. Propuesta definitiva conjunta.....	61
6.1	Circuito de Precarga + Etapa rectificación + Etapa inversor .....	61
6.2	Etapa rectificación + Variador de frecuencia + Circuito Chopper de frenado.....	63
7.	Implementación física. componentes .....	66
7.1	Alimentación del sistema .....	66
7.2	Alimentación auxiliar de control .....	66
7.3	Puente rectificador de diodos .....	69
7.4	Circuito de precarga .....	70
7.5	Filtro LC.....	72
7.6	Circuito Chopper de Frenado .....	73
7.7	Módulo Inteligente de Potencia (IPM).....	77
7.8	Contactos auxiliares .....	82
7.9	Microcontrolador (uC, DSP) e Interfaz IPM-DSP .....	83
7.10	Motor eléctrico y medidor de revoluciones.....	84
8.	Validación térmica de componentes.....	88
8.1	Etapa Precarga + Rectificador .....	88
8.2	Etapa Inversor .....	91
8.2.1	Simulación con Thermal Module, PSIM .....	91
8.2.2	Simulación con Simulation Tool InfineON IPM Motor Drive.....	92
8.2.3	Simulación con CIPOSIM Power Simulation .....	93
8.2.4	Comparación de resultados y conclusiones .....	94
9.	Diseño de la Placa de Circuito Impreso (PCB) .....	96
9.1	Diseño del esquema eléctrico: Orcad Capture.....	96
9.2	Creación de las “footprints”: Orcad PCB Editor .....	101
9.3	Diseño de la PCB.....	104
10.	Construcción del prototipo .....	120
10.1	Herramientas necesarias.....	121
10.2	Control y organización de los componentes .....	121
10.3	Proceso de soldadura .....	122

10.4	Procedimiento de soldadura llevado a cabo .....	125
10.5	Unión mecánica con el radiador.....	126
10.6	Colocación de condensadores de la DC-Link.....	128
10.7	Elementos externos a la PCB.....	129
11.	Avances y desarrollos futuros .....	130
11.1	Fuente de alimentación interna DC-DC.....	130
11.2	Revisión del filtro LC.....	131
11.3	Evaluación de los controles de motor que se deseen aplicar al equipo .....	131
11.4	Integración de la placa de evaluación de DSP en el equipo.....	132
11.5	Creación de un equipo comercializable .....	132
12.	Conclusiones.....	134
	Referencias.....	135



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Esquema de un puente monofásico de diodos completo. Fuente [2] .....	20
Figura 2. Curvas de entrada y salida del rectificador. Ecuaciones relativas a la tensión de salida y al rizado. Fuente [3] .....	21
Figura 3. Esquema de un inversor trifásico. Fuente: [4] .....	22
Figura 4. Aplicación de la modulación de tipo PWM a un inversor trifásico y tensión de salida para la fase A. Fuente: [4] .....	22
Figura 5. Resultado de visualizar la componente fundamental en la salida entre fases. Fuente: [5]...	23
Figura 6. Estados definidos para el índice de modulación en amplitud. Fuente: [6] .....	23
Figura 7. Resultado de aplicar la inyección del tercer armónico en la función de control. Fuente: [4]	24
Figura 8. Esquema propuesto por InfineON en sus catálogos comerciales [10] de IPMs y otros componentes.....	25
Figura 9. Ejemplo gráfico de [11]: la diferencia de regulación entre motores de electrodomésticos..	26
Figura 10. Esquema general del prototipo. Fuente: propio .....	29
Figura 11. Relación R-T para serie P27 de TDK y Relación R-I para serie P27 TDK.....	31
Figura 12. Relación I-T para serie P27 TDK.....	32
Figura 13. Resistencia para 25 °C y resistencia para 18 A .....	32
Figura 14. Circuito diseñado en PSIM para simular el pico de corriente. Fuente: propio .....	34
Figura 15. Detalle de Ilustración anterior. Fuente: propio.....	34
Figura 16. Circuito en PSIM para simular un arranque con resistencia limitadora. Fuente: propio.....	34
Figura 17. Detalle de la ilustración anterior. Fuente: propio .....	35
Figura 18. Puente rectificador de diodos simple. Fuente: propio.....	36
Figura 19. Detalle de resultados en PSIM puente rectificador simple. Fuente: propio .....	36
Figura 20. Circuito de PSIM de un rectificador con filtro C. Fuente: propio .....	38
Figura 21. Detalle de resultados de un rectificador con filtro C. Fuente: propio.....	38
Figura 22. Esquema típico de un rectificador con filtro LC. Fuente: propio .....	40
Figura 23. Circuito en PSIM de un rectificador con filtro LC. Fuente: propio .....	44
Figura 24. Relación entre la tensión de salida y la inductancia. Fuente: propio.....	45

Figura 25. Relación entre corrientes e inductancias para las simulaciones realizadas. Fuente: propio	46
Figura 26. Circuito en PSIM de inversión trifásica. Fuente: propio .....	53
Figura 27. Alimentación de motor equivalente y medida. Fuente: propio .....	53
Figura 28. Circuito de control de la alimentación del motor DC. Fuente: propio .....	59
Figura 29. Motor DC Baldor, alimentado. Fuente: propio .....	59
Figura 30. Resultados de la simulación de frenado. Fuente: propio.....	60
Figura 31. Circuito en PSIM Precarga + Rectificador + Inversor. Fuente: propio .....	61
Figura 32. Circuito en PSIM simulado. Fuente: propio.....	63
Figura 33. Unión del bus DC con la alimentación al motor controlada. Fuente: propio.....	64
Figura 34. Detalle del control de la tensión de bus en el Chopper. Fuente: propio .....	65
Figura 35. Representación energético de las pérdidas en la resistencia de frenado. Fuente: propio..	65
Figura 36. Hoja de datos del magnetotérmico de ABB. Fuente: catálogo ABB.....	66
Figura 37. Valor de la corriente media de salida en función de la temperatura de encapsulado. Fuente: Diodes Inc .....	69
Figura 38. Esquema de circuitería auxiliar del HCPL en la habilitación del transistor. Fuente: propio.	75
Figura 39. Evolución de la corriente de salida en función de la temperatura de encapsulado del IGBT. Fuente: IR .....	77
Figura 40. Esquema interno IPM. Fuente: InfineON .....	78
Figura 41. Dimensiones del radiador SK 85-100-SA. Fuente: FE .....	80
Figura 42. Ejemplo de relación de la resistencia térmica aproximada para un perfil similar a SK 85. Fuente: FE.....	80
Figura 43. Esquema propuesto por InfineON para la RShunt .....	81
Figura 44. Modificación del puente trifásico para incluir la lectura de corrientes. Fuente: propio .....	82
Figura 45. Relación de señales y pines del encoder de Siemens.....	85
Figura 46. Tipos de señales enviadas por el encoder de Siemens .....	86
Figura 47. Señal de alarma del encoder de Siemens.....	86
Figura 48. Niveles de tensión de la comunicación del encoder .....	87
Figura 49. Circuito térmico simulado en PSIM para la etapa de rectificación. Fuente: propio .....	89
Figura 50. Resistencia térmica típica del componente comercial del puente de diodos.....	89
Figura 51. Detalle del cálculo térmico realizado en PSIM Thermal Module. Fuente: propio .....	89
Figura 52. Datos técnicos de catálogo del puente rectificador seleccionado.....	90
Figura 53. Detalle de la simulación del rectificador. Fuente: propio .....	90

Figura 54. Datos técnicos térmicos de la pastilla IPM a utilizar .....	91
Figura 55. Detalle de la simulación del inversor en Thermal Module. Fuente: propio.....	92
Figura 56. Datos térmicos máximos admisibles del IPM.....	92
Figura 57. Simulación con la aplicación web de InfineON .....	93
Figura 58. Datos de entrada al software gratuito de InfineON.....	94
Figura 59. Introducción de elementos .....	97
Figura 60. Creación de nueva página en el proyecto .....	97
Figura 61. Creación de un nuevo componente .....	98
Figura 62. Editor de componentes, listo para colocar pines.....	98
Figura 63. Edición de todos los pines del componente y visualización de características.....	99
Figura 64. Ejemplo de conexionado de elementos en Orcad Capture.....	99
Figura 65. Colocación de tierras.....	100
Figura 66. Ejemplo de etiquetas, Vrect .....	101
Figura 67. Información de catálogo del componente IPM8, IKCM20L60GD .....	101
Figura 68. Generación de pad, tipo y tamaño de capas.....	102
Figura 69. Definición de la rejilla de fondo y del tamaño y origen del espacio .....	103
Figura 70. Footprint del componente IPM8 ya diseñada.....	104
Figura 71. Creación de la Netlist.....	104
Figura 72. Parámetros generales de diseño.....	105
Figura 73. Editor de parámetros de diseño.....	106
Figura 74. Edición de las Constraints para cada Net y Capa .....	107
Figura 75. Edición de las capas de la PCB.....	107
Figura 76. Colocación de componentes .....	109
Figura 77. Creación de un plano asociado a un Net.....	109
Figura 78. Elementos colocados por zonas sin ajustar y sin conectar .....	110
Figura 79. Detalle de pistas de control de 0,75 mm alrededor de un Amplificador Operacional para lectura de señales analógicas .....	111
Figura 80. Comparación de pistas de potencia de 3 mm con pistas de control de 0,75 mm .....	112
Figura 81. Generación de pistas en Top de 0,75 mm con posibilidad de vías hacia la capa Ground Plane .....	113
Figura 82. Comparación de análisis DRC a mitad del conexionado (85 DRC) y tras finalizar el diseño (2 DRC, conocidos y asumidos).....	114

Figura 83. Definición de colores para las diferentes capas y áreas y visualización activada o desactivada .....	115
Figura 84. Parámetros definidos para la generación de Gerbers en formatos estándar para el fabricante .....	116
Figura 85. Generación de Gerbers.....	117
Figura 86. Generación de Drills (agujeros) y parámetros indicados para ello .....	118
Figura 87. Verificación de que los Gerbers han podido ser, como mínimo, leídos e interpretados por el sistema Web .....	118
Figura 88. Visualización aproximada de la capa Top según la lectura realizada por el sistema Web.	119
Figura 89. Análisis realizado por el sistema Web de los archivos enviados.....	119
Figura 90. Secuencia de soldadura tipo SMD. Fuente: propio .....	124
Figura 91. Secuencia de soldadura de tipo Through Hole. Fuente: propio .....	124
Figura 92. Secuencia de soldadura llevada a cabo en el prototipo.....	126
Figura 93. Recomendación de unión radiador-IPM-PCB. Fuente: InfineON .....	126
Figura 94. Secuencia de montaje mecánico radiador-IPM .....	128
Figura 95. Prototipo montado al completo.....	129
Figura 96. [A01] Pico de corriente inicial sin R limitadora en el circuito. Fuente: propio.....	149
Figura 97. [A02] Resultado de insertar una resistencia de 8 ohmios. Fuente: propio.....	150
Figura 98. [A03] Resultado de insertar una resistencia de 5 ohmios. Fuente: propio.....	150
Figura 99. [A04] Resultados de la simulación en PSIM de un puente rectificador simple. Fuente: propio .....	151
Figura 100. [A05] Resultados de simulación de un rectificador con filtro C. Fuente: propio .....	151
Figura 101. [A06] Resultados de rectificador con filtro LC para L=100mH. Fuente: propio .....	152
Figura 102. [A07] Resultados de rectificador con filtro LC para L= 160mH. Fuente: propio.....	152
Figura 103. [A08] Resultados de rectificador con filtro LC para L=190mH. Fuente: propio .....	153
Figura 104. [A09] Resultados de rectificador con filtro LC para L=228mH. Fuente: propio .....	153
Figura 105. [A10] Resultados de rectificador con filtro LC para L=250mH. Fuente: propio .....	154
Figura 106. [A11] Resultados de rectificador con filtro LC para L=400mH. Fuente: propio .....	154
Figura 107. [A12] División de la ilustración anterior en los periodos clave. Fuente: propio .....	155
Figura 108. [A13] Resultados de rectificador LC con 10% de carga. Fuente: propio .....	155
Figura 109. [A14] Resultados de rectificador LC con 100% de carga. Fuente: propio .....	156
Figura 110. [A15] Generación de modulaciones de fase. Fuente: propio.....	156

Figura 111. [A16] Generación de la frecuencia de la portadora. Fuente: propio .....	157
Figura 112. [A17] Generación de disparos de las 3 fases. Fuente: propio .....	157
Figura 113. [A18] Resultados inversor con 325 V de entrada. Fuente: propio .....	158
Figura 114. [A19] Resultados de inversor con 300 V de entrada. Fuente: propio .....	158
Figura 115. [A20] Control en bucle cerrado de rpm y corriente. Fuente: propio .....	159
Figura 116. [A21] Generación de disparos. Fuente: propio .....	159
Figura 117. [A22] Resultados Etapa rectificación. Fuente: propio .....	159
Figura 118. [A23] Detalle de etapa de rectificación estacionario. Fuente: propio .....	160
Figura 119. [A24] Resultados etapa inversión. Fuente: propio .....	160
Figura 120. [A25] Detalle estacionario de etapa de inversión. Fuente: propio .....	161
Figura 121. [A26] Resultados de la simulación en PSM de un frenado de motor sin Chopper. Fuente: propio .....	161
Figura 122. [A27] Resultados de incluir un circuito Chopper. Fuente: Propio .....	162
Figura 123. [A28] Simulación de un frenado alargando el tiempo a 4 s. Fuente: propio .....	163
Figura 124. [A29] Simulación de lectura de ITRIP en PSIM. Fuente: propio .....	163
Figura 125. [A30] Resultados de la lectura de la tensión en RShunt simulada. Fuente: propio .....	164
Figura 126. [A31] Resultados de simular térmicamente la etapa de rectificación. Fuente: propio ...	164
Figura 127. [A32] Resultado de la simulación con Thermal Module del inversor. Fuente: propio.....	165
Figura 128. [A33] Curva Pérdidas vs. Corriente obtenida de los resultados del programa .....	165
Figura 129. [A34] Relación de potencia de entrada respecto a la potencia de salida del IPM.....	166
Figura 130. [A35] Curva de temperatura de unión en IPM en los primeros instantes de funcionamiento .....	166

## **LISTA DE TABLAS**

Tabla 1. Resultados rectificador con filtro C. ....	39
Tabla 2. Resultados para las simulaciones variando la L.....	44
Tabla 3. Tabla para resultados con L=190mH y C=80 $\mu$ F.....	47
Tabla 4. Valores LC para diferentes % de carga como valor mínimo de conducción continua.....	48
Tabla 5. Resultados de rectificador LC para diferentes puntos de % de carga como valor mínimo de conducción continua .....	48
Tabla 6. Resumen de simulaciones para valores comerciales existentes en el almacén.....	49
Tabla 7. Resumen de simulaciones realizadas .....	50
Tabla 8. Comparación de simulaciones con 300 y 325 V de entrada.....	54
Tabla 9. Resultados de alimentar un motor a 500 Hz con 300 V en la entrada.....	54
Tabla 10. Resultados Etapa rectificación.....	62
Tabla 11. Resultados etapa inversión.....	63
Tabla 12. Datos de catálogo TRACO TMG 15115 .....	68
Tabla 13. Valores absolutos eléctricos del puente rectificador de diodos. Fuente: catálogo GBJ2506	70
Tabla 14. Características del relé de baja potencia.....	71
Tabla 15. Características del relé de alta potencia. Fuente: finder.....	72
Tabla 16. Valores absolutos eléctricos y de dimensiones de condensador EPCOS B43544 390 $\mu$ F .....	73
Tabla 17. Valores eléctricos absolutos IGBT.....	76
Tabla 18. Valores eléctricos absolutos IPM. Fuente: InfineON .....	79
Tabla 19. Características eléctricas del motor de Siemens .....	85
Tabla 20. Resumen de las diferentes simulaciones realizadas con diferentes herramientas.....	94
Tabla 21. Recomendación aproximada de espacio entre pistas .....	111
Tabla 22. Recomendación aproximada de ancho de pista.....	111
Tabla 23. Código de designación de componentes.....	121
Tabla 24. Coste de una unidad de tarjeta electrónica .....	142

Tabla 25. Coste de tarjeta electrónica asociada a este proyecto concreto ..... 142

## **LISTA DE ECUACIONES**

Ecuación 1. (2.1). Fuente: [5] .....	23
Ecuación 2. (5.1) .....	31
Ecuación 3. (5.2) .....	37
Ecuación 4. (5.3) .....	38
Ecuación 5. (5.4) .....	40
Ecuación 6. (5.5) .....	40
Ecuación 7. (5.6) .....	40
Ecuación 8. (5.8) .....	41
Ecuación 9. (5.9) .....	41
Ecuación 10. (5.10) .....	41
Ecuación 11. (5.12) .....	42
Ecuación 12. (5.14) .....	42
Ecuación 13. (5.15) .....	42
Ecuación 14. (5.16) .....	42
Ecuación 15. (5.22) .....	43
Ecuación 16. (5.23) .....	43
Ecuación 17. (5.27) .....	52
Ecuación 18. (5.28) .....	52
Ecuación 19. (5.29) .....	52
Ecuación 20. (5.30) .....	54
Ecuación 21. (5.31) .....	56
Ecuación 22. (5.32) .....	56
Ecuación 23. (5.33) .....	56
Ecuación 24. (5.34) .....	56
Ecuación 25. (5.35) .....	57
Ecuación 26. (5.36) .....	57



Ecuación 27. (5.37) .....	58
Ecuación 28. (5.38) .....	58
Ecuación 29. (5.39) .....	58
Ecuación 30. (5.40) .....	58
Ecuación 31. (5.41) .....	58
Ecuación 32. (5.42) .....	58
Ecuación 33. ....	75
Ecuación 34. ....	76
Ecuación 35. ....	76

# **1. INTRODUCCIÓN**

## **1.1 Objetivos generales de este TFM**

Los objetivos generales de este Trabajo Fin de Máster consisten en el diseño e implementación de un inversor para alimentación de motores trifásicos de hasta 3 kW. Este inversor debe estar basado en la tecnología de conmutación de Módulos Inteligentes de Potencia (a partir de ahora IPM, *Intelligent Power Module*). La realización de este Trabajo debe comprender los siguientes apartados:

- Diseño teórico de cada una de las etapas de potencia y control, siendo estas las siguientes:
  - Selección y dimensionado del rectificador. Selección del filtrado.
  - Diseño del circuito chopper de frenado.
  - Selección del IPM. Selección del radiador.
  - Diseño del interface entre el módulo de evaluación del microcontrolador/DSP y el IPM.
  - Diseño del interface con el resolver.
- Simulación en software específicos para diseño de electrónica de potencia, como PSIM y Orcad, de los anteriores puntos.
- Selección de componentes comerciales necesarios para la construcción de todas las etapas.
- Diseño de la Placa de Circuito Impreso (a partir de ahora PCB, *Printed Circuit Board*).
- Elaboración de esquemas electrónicos y de construcción de la placa de circuito impreso.
- Implementación y construcción del prototipo experimental.
- Elaboración de presupuesto definitivo, estimando el coste de la tarjeta electrónica.

A través de todos estos puntos se espera lograr competencias relacionadas con distintas áreas de la electrónica:

- Capacidad para el análisis y el diseño avanzado de circuitos electrónicos de potencia, sistemas digitales, circuitos electrónicos de instrumentación y sistemas electrónicos de medida, control y comunicaciones industriales.
- Conocimientos y capacidades que permitan comprender, analizar, explotar y gestionar las distintas fuentes de energía.
- Capacidad para diseñar sistemas electrónicos y de instrumentación industrial.
- Conocimiento y capacidades para proyectar y diseñar instalaciones eléctricas y de fluidos, iluminación, climatización y ventilación, ahorro y eficiencia energética, acústica, comunicaciones, domótica y edificios inteligentes e instalaciones de seguridad.

## 2. INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA PRESENTE EN ESTE TFM

A lo largo de este apartado se van a presentar, teóricamente y de manera muy breve, los principales convertidores electrónicos que se han empleado para el diseño del prototipo. Se podrían escribir páginas y páginas en referencia a estos esquemas, los cuales se encuentran ampliamente definidos y tratados en el ámbito electrónico, pero por este mismo motivo no es preciso realizar una exposición detallada de los mismos en este Trabajo. Se va a prestar atención, principalmente, a las topologías más relevantes utilizadas en este documento.

### 2.1 Rectificador

Un rectificador tiene como función principal transformar una corriente alterna en corriente continua [1]. Existen diferentes formas de lograr dicho objetivo, pudiendo establecer de manera general una diferencia entre las rectificaciones controladas y las no controladas, así como también entre rectificadores monofásicos y trifásicos. En el caso de los no controlados, los elementos que se encargan de realizar la rectificación son diodos, siendo el esquema más habitual el de onda completa. Aquí se muestra la topología monofásica:

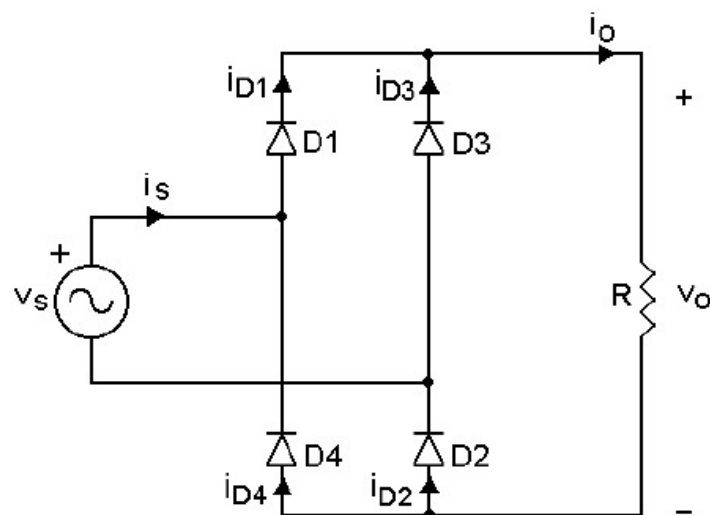


Figura 1. Esquema de un puente monofásico de diodos completo. Fuente [2]

Como es sabido, los diodos sólo conducen corriente en un sentido, bloqueándola en el contrario. Con este tipo de circuitos se logra circular la corriente hacia la carga tanto en el semiciclo senoidal positivo como negativo, logrando una tensión rectificada de salida de periodo igual a la mitad del original, con la misma forma senoidal. En cada semiciclo conducen la corriente una pareja de diodos, formando una

rama, y bloqueando el flujo de corriente en el siguiente semiciclo. La activación de la segunda rama será opuesta.

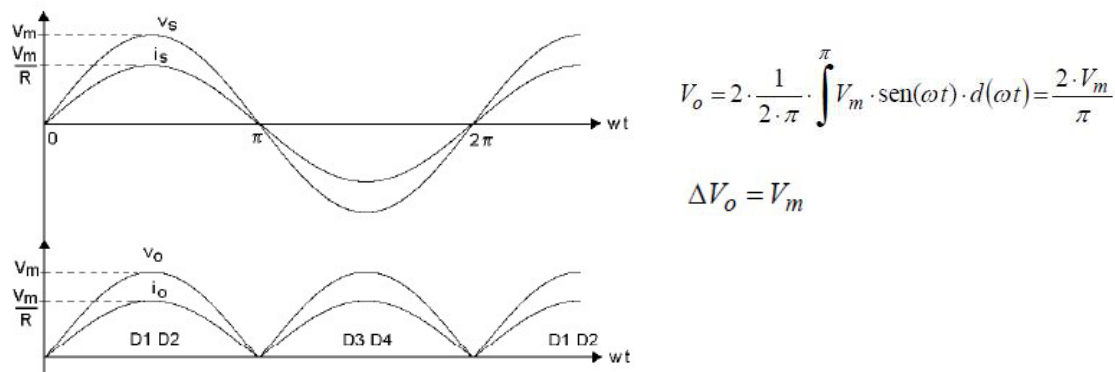


Figura 2. Curvas de entrada y salida del rectificador. Ecuaciones relativas a la tensión de salida y al rizado. Fuente [3]

Como se puede ver en la imagen anterior, la curva es senoidal dentro de cada ciclo, estando bastante alejada de una corriente continua. El rizado que se puede apreciar es igual al valor de la tensión de pico. Se aplican habitualmente filtros en la salida rectificadora para obtener una tensión media con un rizado determinado. Como se verá más adelante, los filtros típicos se componen de inductancias y condensadores (incluso en ocasiones, de resistencias), formando diferentes combinaciones viables. Es posible encontrar circuitos rectificadores muy diversos, con filtros y cargas de diversa índole, de manera que se modifica en cada caso la función de salida del circuito. El circuito mostrado es uno de los rectificadores más básicos, siendo ese el que se ha utilizado para el diseño electrónico del prototipo.

Al ser un rectificador no controlado, como sí podría ser si estuviera formado por tiristores, no es posible modificar los ciclos de trabajo ni la forma de onda obtenida tras los diodos. Las posibilidades de transformación de energía son bastante limitadas. A pesar de ello, estos elementos son ampliamente utilizados en la industria de la electrónica de potencia por su simplicidad, tanto en su variante monofásica como trifásica.

## 2.2 Inversor

Este convertidor tiene una función completamente opuesta al anterior. Con él se logra convertir la tensión continua en alterna. A la hora de definir estos equipos se puede hablar de incluso más topologías de inversores que de rectificadores: según el tipo de salida (monofásicos o trifásicos, independientemente de la entrada), según el tipo de transistor utilizado (según la función, la aplicación y el estado del arte de cada momento histórico), según el ciclo de trabajo aplicado, según la modulación... En este trabajo se introducirá un inversor trifásico gobernado por IGBTs, cuyo esquema eléctrico podría ser el siguiente:

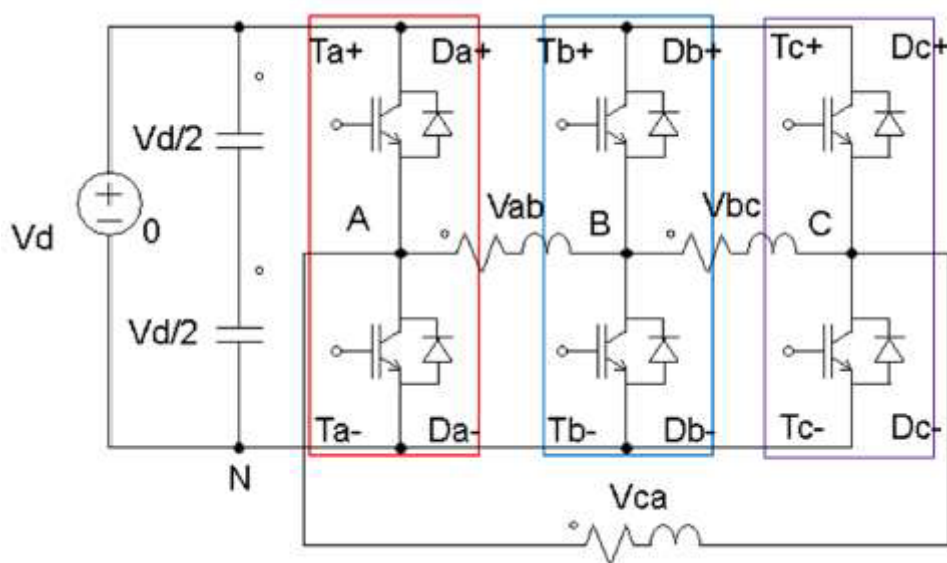


Figura 3. Esquema de un inversor trifásico. Fuente: [4]

Mediante un inversor trifásico, de nuevo, las ramas A, B y C de conmutadores se alternan para conducir durante los ciclos positivos y negativos. Según el ciclo de trabajo definido y el control llevado a cabo las características de la función que se obtiene en la carga serán diferentes.

La modulación por PWM (*Pulse Width Modulation*, Pulso de ancho de banda) es una de las más utilizadas en los inversores. Está basada en la comparación continua entre una función de tensión triangular (portadora,  $V_{tri}$ ) y unas funciones senoidales llamadas “de control”, correspondientes a cada una de las fases. Cuando el valor de la tensión de la curva senoidal de control de la fase A es mayor que el valor de la función triangular portadora se genera un “1” en la salida del conmutador, siendo este “1” un valor igual a la tensión de entrada  $V_d$ :

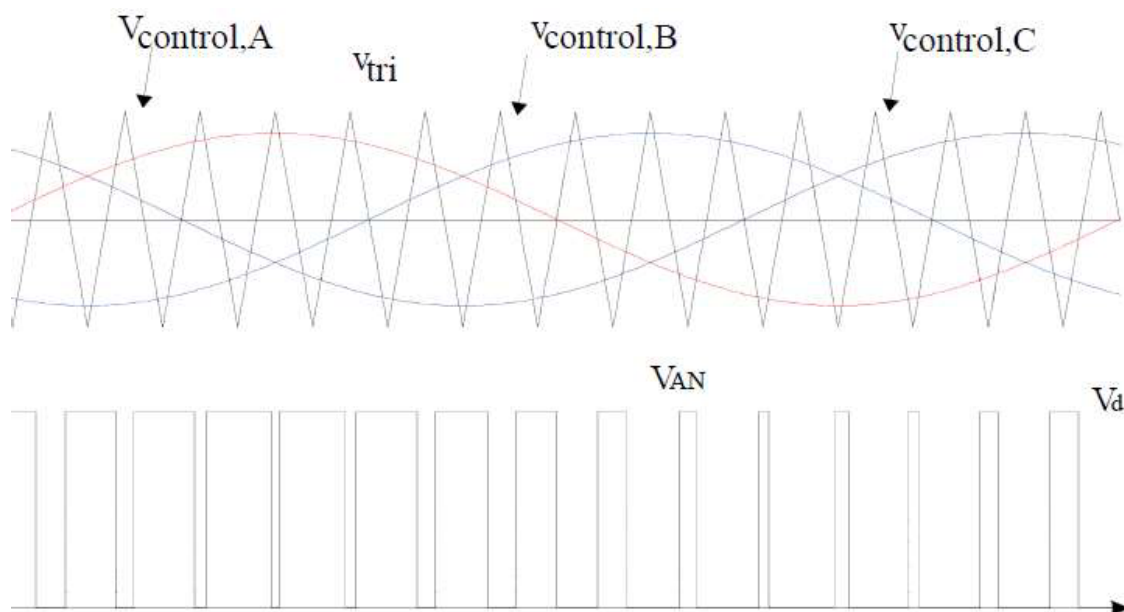


Figura 4. Aplicación de la modulación de tipo PWM a un inversor trifásico y tensión de salida para la fase A. Fuente: [4]

Tomando el valor medio de la tensión generada entre fases se obtiene aproximadamente una tensión senoidal, como se puede ver en la siguiente imagen. Es un ejemplo para la modalidad de modulación de tipo PWM para un inversor trifásico, focalizando en la tensión entre las fases A y B:

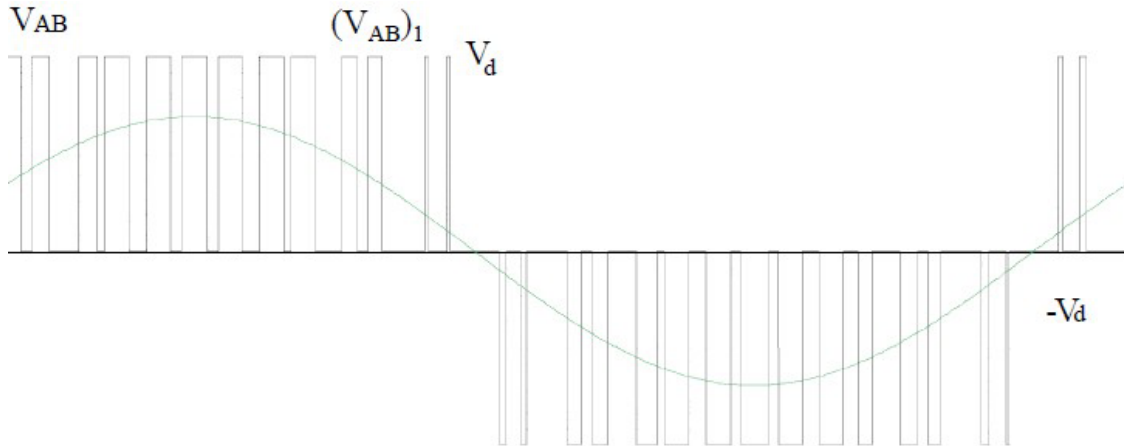


Figura 5. Resultado de visualizar la componente fundamental en la salida entre fases. Fuente: [5]

Es posible obtener diferentes valores de tensión de pico modificando el valor de la modulación en amplitud. Como se puede comprobar en la siguiente ecuación, el nivel de pico de salida depende de la tensión de entrada y del índice de modulación de amplitud  $m_a$ :

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad \hat{V}_{AB1} = \sqrt{3} \cdot \frac{V_d}{2} \cdot m_a \quad (2.1)$$

Ecuación 1. (2.1). Fuente: [5]

De esta manera, existe un rango de linealidad desde 0 hasta el nivel en el que la tensión de pico de la portadora (triangular) es igual que la moduladora (senoidal de control). Una vez se supera dicho nivel de índice igual a "1" se entra en la conocida como "zona de sobremodulación".

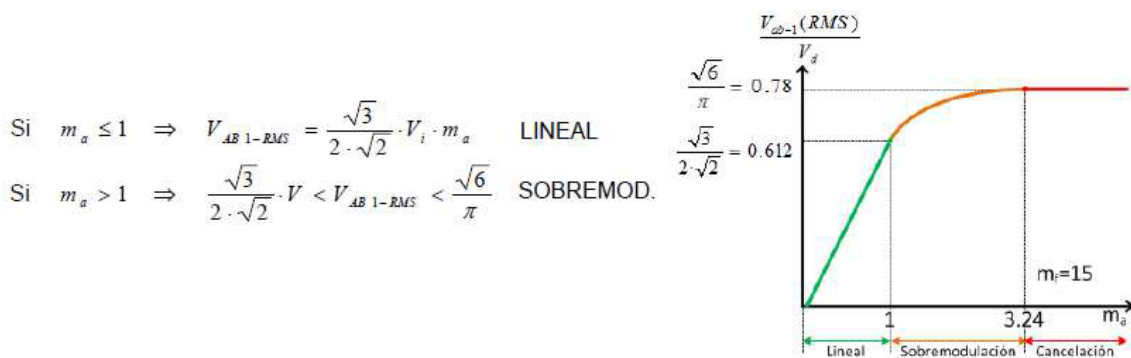


Figura 6. Estados definidos para el índice de modulación en amplitud. Fuente: [6]

Gracias a esta sobremodulación se puede mejorar la tensión de salida entre fases del inversor. A lo largo de este trabajo se podrá evaluar su necesidad ante situaciones donde la tensión de entrada sea menor de lo deseado.

Existe, además, una posibilidad adicional para mejorar el valor de la tensión de salida en situaciones extremas. Esta posibilidad consiste en la introducción de un armónico de tercer orden en la función

senoidal de control de las fases. Esto es posible realizarlo con inversores trifásicos, donde se genera una senoidal cada  $120^\circ$ , coincidiendo con la introducción del armónico de tercer orden. De esta manera se “cuadra” dicha tensión en sus picos, obteniendo así más momentos en los cuales el valor de la función de control es mayor que el valor de la función triangular. Gracias a esta propiedad, la tensión de salida alcanza un valor de pico más alto:

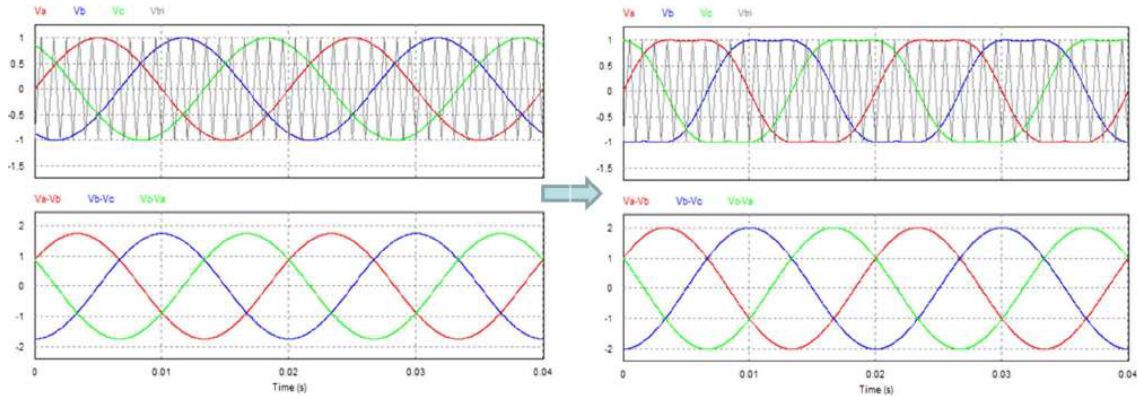


Figura 7. Resultado de aplicar la inyección del tercer armónico en la función de control. Fuente: [4]

En cuanto al índice de modulación en frecuencia, es también una buena praxis trabajar con valores altos, con una frecuencia alta de la función triangular, pues así se reduce el ancho de los pulsos obtenidos tras la comparación entre funciones, generando una tensión senoidal más perfecta con un valor de armónicos más limitado. Es habitual trabajar a frecuencias de la portadora de hasta 20 kHz. Habitualmente no es recomendable, desde el punto de vista energético, utilizar frecuencias de la función portadora mayores debido al aumento de la cantidad de pérdidas de conmutación en los transistores [7].

Este control de tipo PWM es el que se ha utilizado en las simulaciones realizadas en PSIM, tomando así un modelo de uso habitual en estos equipos.

Es posible realizar otro tipo de controles, también muy frecuentes, como el uso de la modulación vectorial SVM (*Space Vector Modulation*), consistente en la aplicación de la transformada de Clarke y de la generación de vectores en el plano cartesiano para definir cada uno de los ciclos de trabajo de las ramas de conmutación [8].

Tras haber presentado estos dos convertidores, rectificador e inversor, los cuales son los más importantes de entre la electrónica del circuito, es preciso comentar que se han efectuado multitud de circuitos de diferentes tipos, como divisores de tensión, mediciones de corriente mediante resistencia shunt, pull-downs y pull-ups, circuitos de alimentación, activación de transistores, etc. que no serán explicados en este apartado. Por un lado, por ser ya debidamente comentados más adelante y, por otro, por ser de menor repercusión en el diseño final (que no prescindibles) y por ser de más fácil comprensión para el lector.

### 3. VENTAJAS Y APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA EN ELECTRODOMÉSTICOS

Desde hace ya algunos años la tecnología llamada “inverter” está en boca de muchos a la hora de hablar de electrodomésticos. Esta tecnología actualmente ocupa un porcentaje muy importante de los diseños de nuevos equipos electrodomésticos: lavadoras, aires acondicionados, secadoras, neveras, lavavajillas... Las razones, como suele ser habitual en este tipo de dispositivos, están relacionadas con el ahorro energético y, por tanto, económico.

Como el propio nombre indica, “inverter” (inversor), esta tecnología está basada en el uso de convertidores de potencia para la alimentación de los motores de los electrodomésticos. El principio básico de funcionamiento consiste en el control y regulación de la alimentación según las respuestas obtenidas externamente, realizando así un control en lazo cerrado donde la lectura de determinadas variables realimenta el control y genera variaciones en la referencia objetivo del inversor [9].

El funcionamiento de los motores inverter, como se podrá ir observando en las siguientes páginas, está basado en la modificación de la frecuencia de trabajo del motor entre una frecuencia mínima (que dependerá del motor concreto, pero puede ser muy baja) y 50 Hz. En estos equipos, la frecuencia tiene una relación cuadrática con la tensión de alimentación. De esta manera, modificando la tensión de alimentación es posible generar frecuencias de trabajo diferentes, con una potencia de alimentación al motor variable en el tiempo según las necesidades del momento.

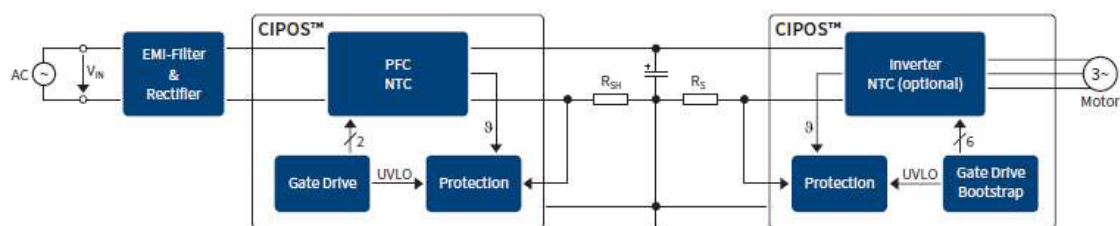


Figura 8. Esquema propuesto por InfineON en sus catálogos comerciales [10] de IPMs y otros componentes

Dado que la tensión de alimentación de los equipos suele ser la red eléctrica, monofásica de 230 Vac, se imposibilita el modificar la tensión de alimentación sin un convertidor intermedio. Este convertidor no es otro que un rectificador que transforme la corriente alterna convencional en corriente continua. Esto se conoce como DC-Link, siendo este nivel de tensión el que puede modificarse mediante diferentes métodos.

De esta manera, una nevera con un motor de tipo inverter se enchufa a la alimentación e inicialmente tiene un objetivo de 5 °C en la temperatura interna de los compartimentos. Si la temperatura inicial



medida en los compartimentos es de 20 °C, la diferencia es muy alta con el objetivo e inicialmente el motor inverter se comienza a alimentar a potencia nominal. Según se va acercando al objetivo la retroalimentación es menos drástica y, por tanto, la alimentación poco a poco va siendo de menor potencia. El objetivo es no parar nunca, con lo que idealmente el equipo se debería poder mantener de por vida en un equilibrio en el que toda la energía que se pierde por aislamiento térmico se compensara instantáneamente con un flujo de energía minúsculo.

Este funcionamiento contrasta con el habitual de estos motores, donde prácticamente son conexiones ON / OFF que no permiten ninguna regulación intermedia. Así, el motor funciona a potencia nominal hasta alcanzar la referencia objetivo, deteniéndose en ese momento. Cuando la temperatura medida real se diferencia un porcentaje determinado de la temperatura objetivo (histéresis) el motor vuelve a trabajar a potencia nominal hasta que se logra entrar de nuevo en el rango objetivo.

Con este último modo de funcionamiento las horas de trabajo son mucho menores, pero son siempre a potencia nominal, significando además un alto número de arranques y paradas para los equipos ([11] y [12]). Este tipo de regulación tiene como consecuencia directa un consumo mayor de energía en el acumulado total, además de una reducción de la vida de los motores y de los componentes auxiliares de estos.



Figura 9. Ejemplo gráfico de [11]: la diferencia de regulación entre motores de electrodomésticos

En el caso de los motores inverter, las horas de funcionamiento son mucho más altas pero rara vez son a potencia nominal, una vez el equipo ya se ha puesto en funcionamiento. La regulación es mucho más suave y se evitan los picos de potencia consumida, logrando así un ahorro energético importante y reducir los arranques del motor.

Las ventajas no se quedan en el ahorro energético y en el aumento de la vida de los motores. Dado que el control pasa por un convertidor electrónico, los arranques, cuando haya que realizarlos, se pueden efectuar aplicando rampas de tensión lineales o cuadráticas, por ejemplo, en las que el motor es alimentado poco a poco, evitando así picos de corriente instantáneos en el arranque del motor. Estos picos de corriente son también causantes del mayor consumo energético de los motores en los electrodomésticos convencionales.

Además, al tratarse de un funcionamiento más continuo a menores revoluciones, el ruido generado por los equipos es mucho menor. Esto, sobre todo, tiene su gran ventaja en las lavadoras y en los lavavajillas, de consumos y picos muy importantes de manera alterna en su ciclo de trabajo, con lo que tradicionalmente generan una gran cantidad de ruido durante el tiempo que están trabajando.

Finalmente, aparecen otros conceptos más complicados de medir, como puede ser el confort logrado al mantener temperaturas más estables en un aire acondicionado. Estas ventajas son evidentes, pero de difícil documentación.

El mayor inconveniente puede encontrarse en el precio de dichos electrodomésticos, dado que incorporan un mayor número de componentes que repercuten su coste en el coste total del equipo.

Como en muchos de los aspectos de la sociedad actual, las últimas tecnologías están permitiendo obtener ahorros energéticos mantenidos en el tiempo que suponen un coste final acumulado menor de los equipos, aunque la mayoría de ellos requieren una mayor inversión inicial. De la facilidad que tenga la industria para reducir ese sobre coste inicial y de la capacidad de “amortización” de los equipos depende que estas tecnologías se impongan definitivamente.

## **4. REQUISITOS DEL SISTEMA**

Como ya se ha comentado, el equipo acerca del cual se va a realizar este TFM es un inversor para alimentar motores trifásicos de hasta 3 kW a partir de redes eléctricas domésticas, obteniendo así las múltiples ventajas y funcionamientos anteriormente explicados.

Dentro de una especificación tan general es necesario limitar el alcance del sistema, pues con un simple estudio de mercado podrían aparecer múltiples opciones de aplicación con diferentes requisitos de trabajo.

Las especificaciones de diseño que se han planteado para este trabajo son las siguientes:

- Alimentación de entrada: red eléctrica monofásica de 230 V y 50 Hz. Esta es la alimentación típica de las redes a nivel doméstico.
- Etapa inicial de rectificador monofásico para obtener un bus intermedio (DC-Link) de corriente continua.
- La tensión del bus de continua creado debe poder trabajar con tensiones entre 300 V y 450 V.
- Instalación de un circuito Chopper de frenado en el bus de continua con el objetivo de evitar sobretensiones en momentos de frenado.
- Frecuencia de conmutación del inversor entre 10 kHz y 20 kHz. Con estas frecuencias se logra trabajar en un compromiso entre pérdidas energéticas y generación más precisa de la curva de tensión de salida.
- Modulación del inversor de tipo PWM senoidal y SVM. El equipo encargado de la etapa de inversión (IPM) debe poder responder ante ambos tipos de control.
- Tipo de transistores del IPM: IGBTs.
- Potencia de salida del inversor máxima de 3 kW.
- Máximos valores de la tensión de línea y frecuencia del componente fundamental de la salida del inversor: hasta 310 V y 500 Hz. Esta última frecuencia no será habitual aplicación, con lo que se buscará el punto óptimo de trabajo para 50 Hz a pesar de soportar esta especificación igualmente.
- Sensado (medición) de las corrientes en los transistores de potencia conectados al negativo del bus de continua y acondicionamiento de señal hacia el microcontrolador/DSP para reconstrucción de las corrientes de excitación del motor.
- Circuito de adaptación de señales procedentes de un resolver hacia el microcontrolador/DSP.

A partir de estas especificaciones es posible llevar a cabo un diseño enfocado, tal y como se puede observar, a su implementación en electrodomésticos instalables en entornos domésticos.

A lo largo del trabajo se ha centrado el diseño en determinados puntos de trabajo, para los cuales se han seleccionado los componentes óptimos teniendo en cuenta consideraciones comerciales de precio, disponibilidad, stock, etc., así como consideraciones de tipo eléctrico, electrónico, mecánicas...

## 5. DISEÑO TEÓRICO. CIRCUITOS ANALIZADOS INDEPENDIENTEMENTE

A lo largo de este punto se van a analizar la totalidad de los subsistemas que componen el equipo. Para lograr la transformación teórica de una alimentación monofásica fija en una salida trifásica es necesario implementar diferentes figuras y circuitos electrónicos claves, tal y como ya se ha visto, pero además para su implementación física efectiva es necesario añadir otros elementos que realizan funciones de tipo secundarias o auxiliares. Sin la ayuda de estos elementos, la construcción y funcionamiento de un sistema real sería inviable, con lo que prestar atención a dichos subsistemas es tan importante como al resto.

Es por ello que se ha decidido subdividir el conjunto de sistemas en partes más simples para realizar evaluaciones particulares, pues efectuar un análisis global partiendo de cero es prácticamente imposible.

En términos muy generales, el prototipo está formado por estas etapas bien diferenciadas:

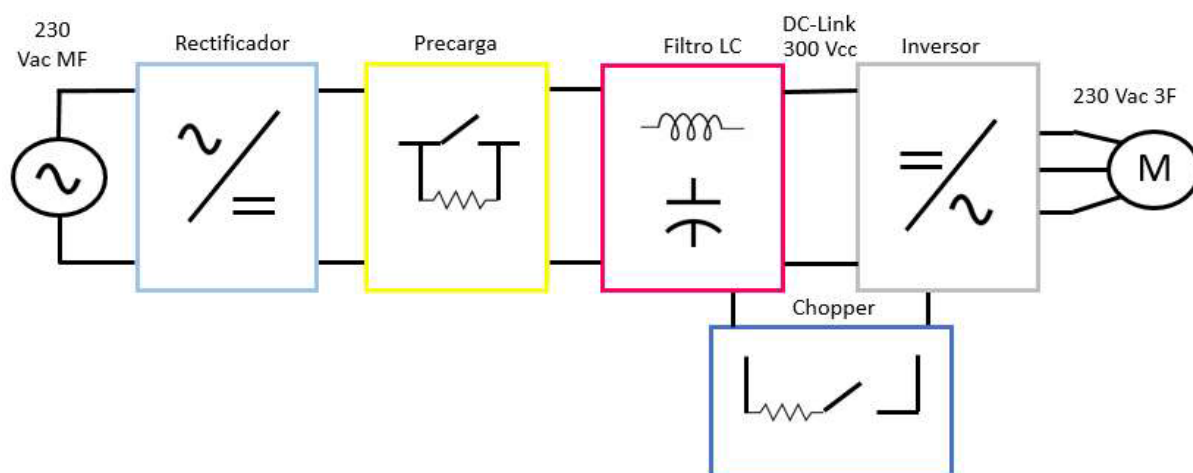


Figura 10. Esquema general del prototipo. Fuente: propio

A ellas habrá que añadir los circuitos auxiliares anteriormente comentados. Se procede, por tanto, a presentar todos los circuitos que forman parte del prototipo.

### 5.1 Circuito de precarga

Se decide iniciar la revisión de etapas por esta por estar en la entrada del prototipo.

#### 5.1.1 Origen de su necesidad

En un sistema conectado a una fuente de alimentación como el presente, y con presencia de condensadores electrolíticos de alta capacidad, es necesario un circuito de precarga. Un condensador,

por su propia definición, tiende a mantener la tensión constante entre sus polos. De esta manera, cuando tras estar trabajando se desconecta la alimentación del sistema los condensadores hacen circular corriente hacia el bus para así intentar mantener el nivel de tensión estable. Esta virtud está relacionada con la capacidad de los condensadores, medida en Faradios. Cuanto mayor sea la capacidad de los condensadores instalados, más tiempo podrán mantener el nivel de tensión. Así, cuando desaparece la tensión de alimentación los condensadores se descargan hasta que su tensión es 0.

Por ello, cuando se conecta de nuevo la alimentación se produce un cortocircuito, pues los condensadores requieren inicialmente una corriente infinita para cargarse. Esta corriente, con sistemas conectados a una red de potencia infinita (como la red eléctrica, tal y como la conocemos), puede ser servida sin mayor problema por la red. Instalar un circuito de precarga tiene como finalidad limitar dicha corriente para evitar daños en los componentes por los cuales va a circular la corriente.

### 5.1.2 Resolución de la problemática

Existen diferentes métodos probados para limitar esta corriente. La mayoría de ellos basan su funcionamiento en la interposición de una resistencia limitadora que evita que la corriente sea de cortocircuito, haciendo de carga. Esta resistencia, por otra parte, debe aplicarse tan sólo para evitar dichos instantes de cortocircuito, con lo que debe introducirse un sistema que no afecte al normal funcionamiento del equipo. Si no se llevara a cabo este sistema dual, el equipo tendría permanentemente un foco de disipación de energía, con múltiples consecuencias negativas. Por un lado, se convierte en un foco de problemas, pues dicha resistencia va a trabajar durante toda su vida útil con corrientes constantes, con lo que su degradación y posible avería son de alta probabilidad. Por otro lado, desde el punto de vista eléctrico, este elemento va a significar una pérdida fija de tensión, con lo que el equipo tendrá un peor funcionamiento global. Además, poniendo un foco en la eficiencia del conjunto es un elemento que estará constantemente disipando calor, causando que el rendimiento del equipo será menor y su categoría energética más baja.

Para lograr un sistema que sólo tenga efecto durante los primeros instantes de conexión a red (tiempos menores de 1 segundo) existen dos soluciones típicamente utilizadas: la instalación de una resistencia de tipo NTC (*Negative Temperature Coefficient*, coeficiente negativo de temperatura) y la instalación de un circuito auxiliar de puente conmutado por relés.

En el caso de la instalación de una resistencia NTC, este componente está permanentemente en serie con el bus, pero sus propias características le permiten diferenciar los distintos momentos de trabajo. Estas resistencias disminuyen su capacidad resistiva según aumenta la temperatura de las mismas, con lo que, en una primera conexión, con el equipo totalmente en frío, la resistencia efectiva de la NTC será el valor calculado necesario para limitar la corriente, mientras que con el paso de corriente por el dispositivo poco a poco va reduciéndose la capacidad resistiva hasta ser despreciable para el correcto funcionamiento del sistema. Más abajo aparece un ejemplo del comportamiento de una resistencia de tipo NTC y su relación con la temperatura.

Habitualmente, también es posible encontrar la representación del comportamiento de la resistencia frente a la corriente mantenida en el tiempo.

En concreto, estas gráficas pertenecen a la familia de resistencias serie P27 B57127P0\*\*\*M301, de TDK.

Como es conocido, la relación entre la temperatura de trabajo y la corriente circulante habitualmente viene definida por las pérdidas de Joule, dependientes del cuadrado de la corriente, de la resistencia y del tiempo:

$$E = I^2 * R * t \quad (5.1)$$

Ecuación 2. (5.1)

Esta energía debe convertirse en calor para poder ser disipada.

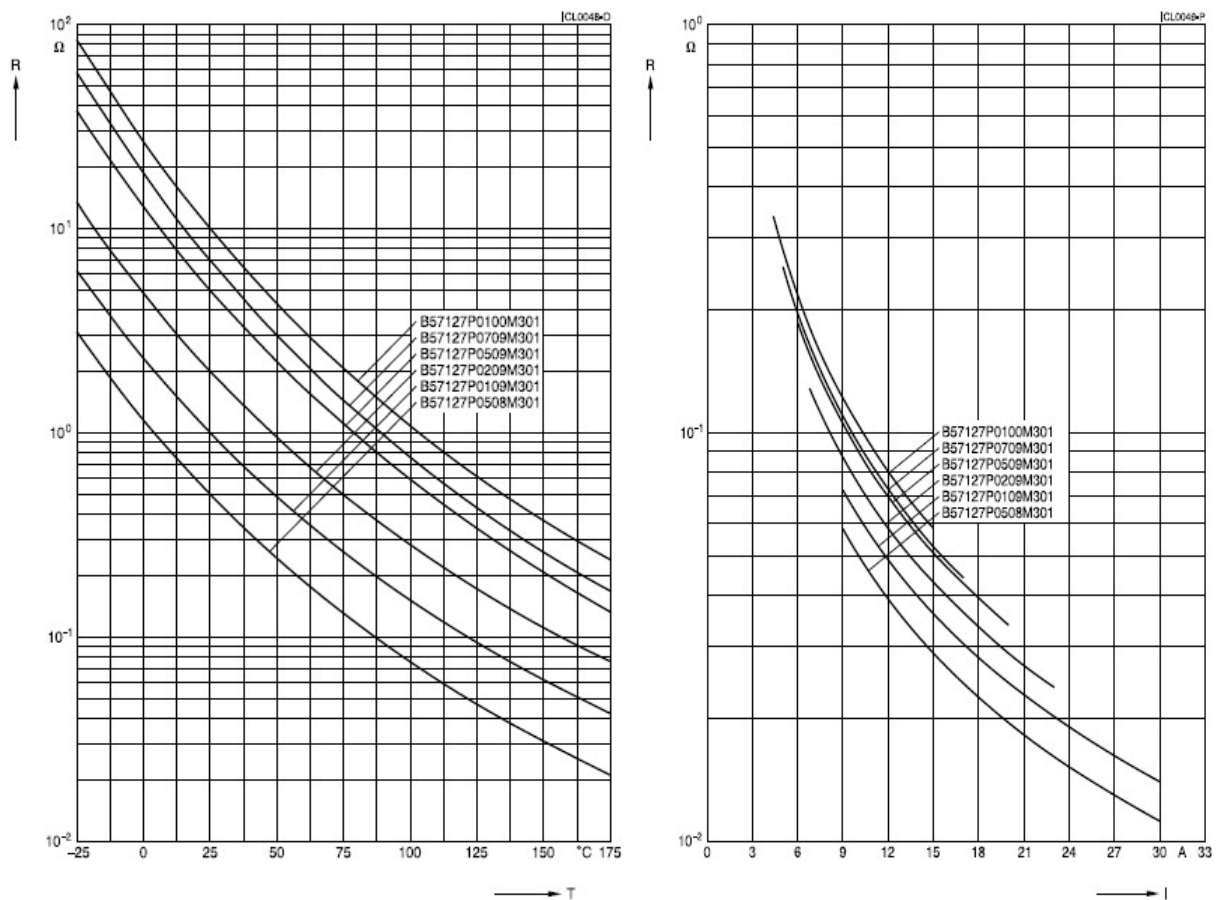


Figura 11. Relación R-T para serie P27 de TDK y Relación R-I para serie P27 TDK

En el caso de una resistencia de tipo NTC se define específicamente su comportamiento de corriente frente a temperatura, debido a los coeficientes de cambio de resistencia en función de la propia temperatura:

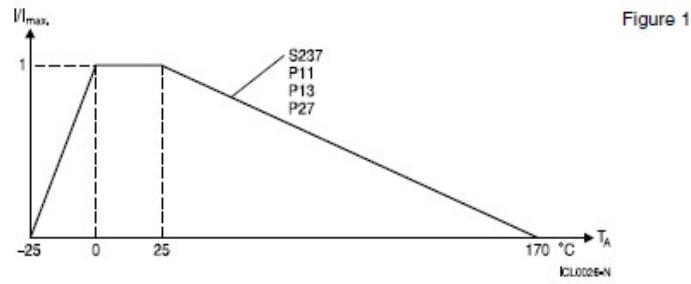


Figura 12. Relación I-T para serie P27 TDK

Estas resistencias permiten instalar un sólo elemento en el circuito, y con él solucionar toda la problemática existente. Es una gran ventaja, sin lugar a duda.

Sin embargo, existe una dificultad intrínseca a su dimensionado. Es necesario lograr que, para unos 20-25 °C de temperatura de trabajo, temperatura típica de “primeros instantes de trabajo”, dependiendo de dónde se realice la instalación del inversor, la resistencia del equipo sea la que se requiere para limitar efectivamente la corriente. Por otro lado, es necesario que a la temperatura de trabajo normal la resistencia sea despreciable.

Se puede utilizar un ejemplo con 5 Ω como requisito para limitar efectivamente la corriente y suponiendo que se evalúa esta familia de resistencias NTC.

Se necesitaría la resistencia B57127P0709M301, aproximadamente. Si están circulando 18 A en funcionamiento nominal su resistencia equivalente en ese punto serían 40 mΩ.

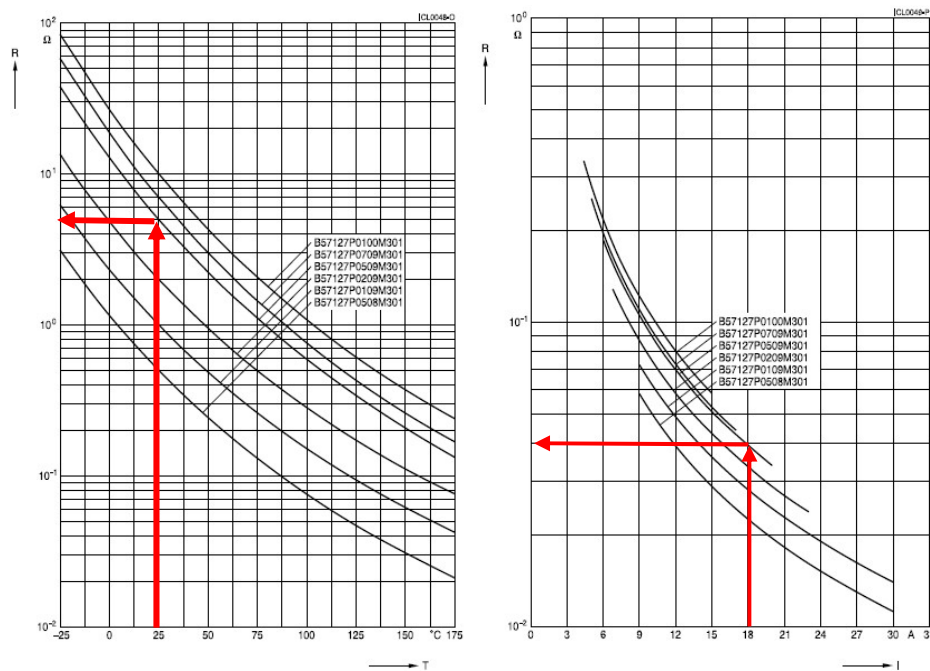


Figura 13. Resistencia para 25 °C y resistencia para 18 A

Este punto de trabajo podría ser objetivamente correcto, pero ¿y qué ocurrirá cuando el equipo esté trabajando a media potencia porque no tenga requerimientos de alimentación de motor tan grandes?

Circulando 9 A la resistencia equivalente serán unos 100 m $\Omega$ . Es probable que este punto de trabajo ya no sea correcto.

Por otra parte, ¿cómo asegurar que la conexión del equipo se realiza siempre en frío? Es muy habitual haber estado trabajando en estado estacionario, parar el equipo por alguna razón y volver a conectarlo tan sólo 30 segundos después de haberlo parado. En esta circunstancia la resistencia seguiría lo suficientemente caliente como para no garantizar 5  $\Omega$  en el momento de la conexión, con lo que la limitación no sería efectiva y podría dañar componentes. Estando a 50 °C en ese momento, la resistencia equivalente sería de 2  $\Omega$ , con lo que no sería un valor válido para limitar la corriente.

Finalmente, se debe determinar cómo realizar un dimensionado que sea válido en todos los rangos de temperatura ambiente habituales para estos equipos. Como se puede ver en la Figura 13, no se tendrá la misma resistencia para 12 °C de temperatura ambiente inicial que para 20 °C, y ambos puntos de trabajo deben estar considerados en el cálculo.

Desde el punto de vista de la degradación de los componentes, a pesar de estar correctamente dimensionado, se instalaría un elemento que va a estar permanentemente disipando energía, por poca que sea, lo cual siempre es algo evitable.

Como se ha podido ver, aparecen demasiadas incertidumbres en el correcto dimensionado del producto, con lo que se ha optado por otro sistema más sencillo de dimensionar, con mayor fiabilidad, aunque con una circuitería auxiliar superior.

Esta solución no es otra que realizar lo que se conoce como circuito de precarga propiamente dicho. Básicamente, se puede definir como una resistencia que pueda ser puenteada en un determinado momento mediante un relé, de manera que inicialmente la resistencia sea el único camino para la corriente (el relé estaría abierto) y, tras un determinado tiempo, el relé se conmutaría y comenzaría a circular por él.

El dimensionado es mucho más sencillo, pues se debe realizar el cálculo de la resistencia necesaria para limitar el pico de corriente de carga de los condensadores independientemente de su posterior funcionamiento, dado que tras unos milisegundos será el relé quien conduzca el 100% de la corriente.

El control del relé puede realizarse a través del microcontrolador, que será quien gestionará la activación de alimentación del motor y el resto de las habilitaciones.

Analizando un circuito equivalente al montado, con un rectificador y un bus de continua con condensadores, es posible evaluar la necesidad de este circuito y la resistencia óptima a instalar.

Este es el circuito que se va a simular en el software PSIM:



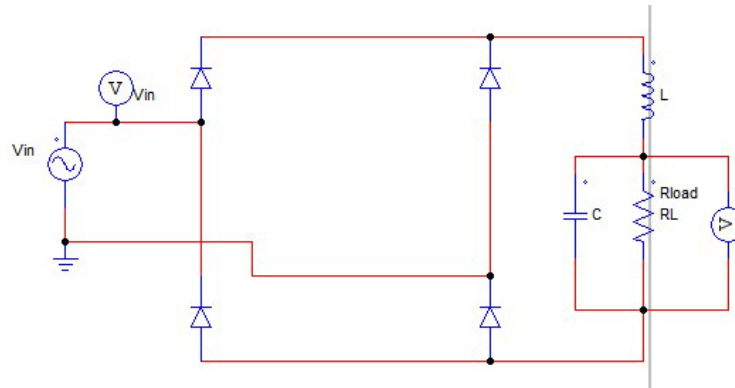


Figura 14. Circuito diseñado en PSIM para simular el pico de corriente. Fuente: propio

Simulando este circuito se puede evaluar el pico de corriente inicial que sufre el sistema debido a la carga casi instantánea de los condensadores ([A01] del Anexo I). Aplicando zoom en I(C1):

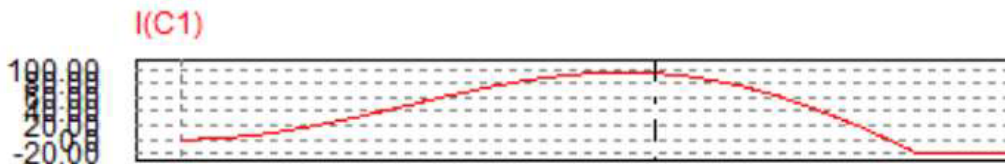


Figura 15. Detalle de Ilustración anterior. Fuente: propio

Se puede observar cómo el pico de corriente inicial en el condensador es de casi 100 A, algo completamente inadmisibles para poder implementarlo en un prototipo.

Así se demuestra que se requiere de este circuito de precarga. El circuito equivalente simulado para la conexión de esta resistencia es el siguiente:

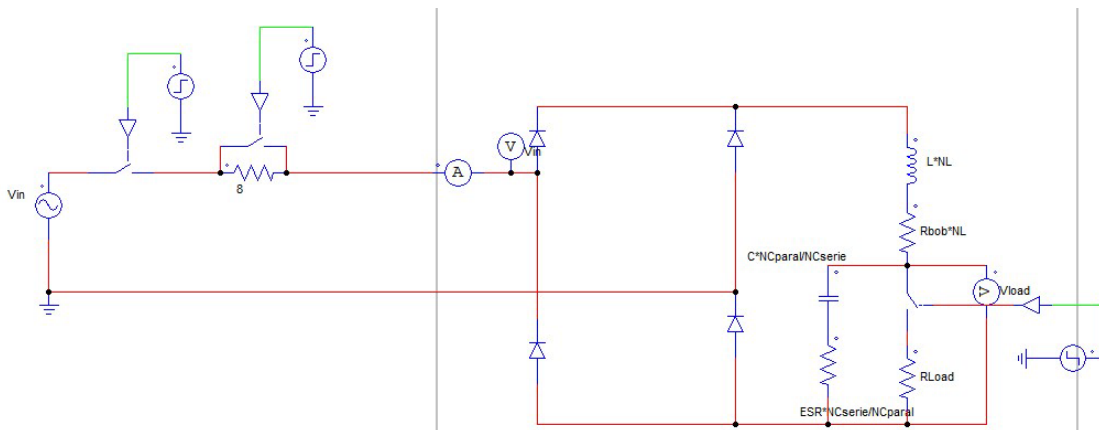


Figura 16. Circuito en PSIM para simular un arranque con resistencia limitadora. Fuente: propio

El resultado de instalar una resistencia de  $8 \Omega$  que limite la corriente inicial es el que se muestra en [A02].

En [A02],  $V_{in}$  es la tensión aplicada a la entrada,  $I_{in}$  es la corriente de entrada,  $I(C1)$  es la corriente en el condensador,  $I(D1)$  e  $I(D2)$  son la corriente en dos diodos contrapuestos,  $V_{load}$  es la tensión de salida del rectificador e  $I(Rload)$  es la corriente de salida del rectificador.

Aplicando un aumento de [A02] en I(C1):

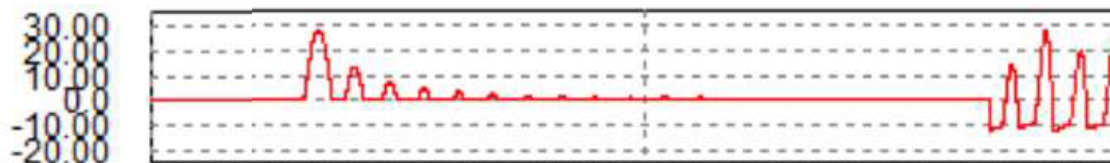


Figura 17. Detalle de la ilustración anterior. Fuente: propio

Como se puede observar, el pico de corriente inicial es exactamente igual que el normal funcionamiento del condensador, con lo que si se dimensiona dicho condensador correctamente para poder soportar esos picos de corriente habituales también lo podrá soportar en los momentos iniciales de trabajo.

A esta solución se ha llegado, evidentemente, tras una iteración de pruebas. Se puede comprobar en [A03], por ejemplo, cómo con una resistencia de  $5 \Omega$  el pico de corriente inicial sigue siendo superior al de normal funcionamiento de los condensadores con lo que, a pesar de que se podría intentar dimensionar dichos condensadores y demás elementos del sistema para que soporten ese pico, sería un sobredimensionado completamente evitable aumentando la resistencia a  $8 \Omega$ .

En [A03]  $V_{in}$  es la tensión aplicada a la entrada,  $I(L)$  es la corriente en la inductancia,  $I(C1)$  se trata de la corriente en el condensador,  $I(D1)$  e  $I(D2)$  son la corriente en dos diodos contrapuestos,  $V_{load}$  representa la tensión de salida del rectificador e  $I(Rload)$  es la corriente de salida del rectificador.

De esta manera se ha dimensionado de manera teórica el sistema de precarga del equipo, asegurando una solución fiable, con resultados conocidos y con un diseño fácilmente implementable.

## 5.2 Rectificador y DC-Link

Como ya se ha explicado anteriormente, la etapa de rectificación es necesaria para transformar una onda alterna senoidal en una corriente más o menos continua [13]. Un rectificador está compuesto, como mínimo, por un puente de diodos que tiene dos ramas opuestas, conduciendo cada una durante un tramo de la onda senoidal, y logrando así una salida con valores únicamente positivos y un periodo igual a la mitad del periodo de la onda original. A partir de ahí, es posible insertar un grupo de condensadores que almacene energía y reduzca el rizado, estableciendo así un filtro de tipo C. Para limitar los picos de corriente generados al cargar el condensador se puede introducir en serie en el bus una inductancia. En este caso se estaría implementando un filtro de tipo LC.

Todas estas variables tienen ventajas e inconvenientes, como ocurre en todos los ámbitos, y a lo largo de este apartado se definirán las mejores opciones para uno u otro sistema, y se determinará el conjunto final a implementar.

### 5.2.1 Carga equivalente

Para realizar las simulaciones teóricas iniciales referentes al sistema rectificador se va a suponer que la etapa de inversión posterior no existe, y se va a sustituir para su cálculo por una carga equivalente. Esta carga consiste en una resistencia cuyo valor se adapta según el circuito y los parámetros de entrada para que dicha carga sea igual en todo momento a 3 kW de potencia, o a otras potencias de forma puntual. De esta manera, se pueden dimensionar los elementos del rectificador sin tener que mezclar diferentes etapas del sistema en este punto prematuro.

5.2.2 Puente rectificador de diodos

Este elemento es básico. Sin él, no se puede hablar de rectificación. Tal y como se ha comentado, la salida que se obtiene de un puente rectificador no es más que una onda senoidal que sólo aparece representada en el eje positivo, siendo su función igual a la senoidal cuando los valores son positivos y siendo un “espejo” de la misma cuando los valores son negativos.

Simular un puente rectificador es muy sencillo:

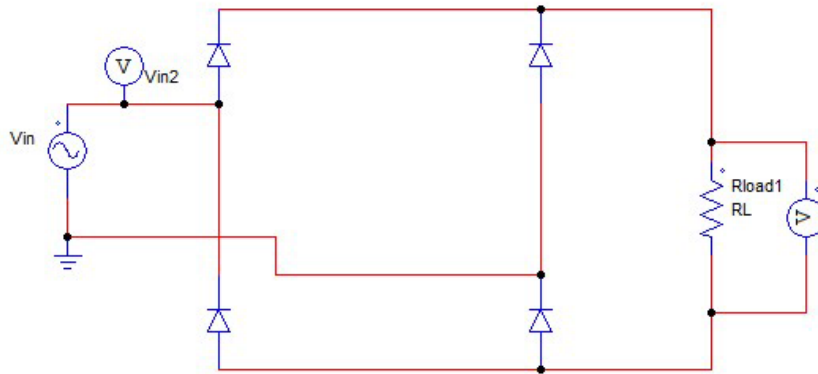


Figura 18. Puente rectificador de diodos simple. Fuente: propio

El resultado típico de simular un puente rectificador sin ningún tipo de filtro posterior es [A04]:

En [A04] Vin es la tensión aplicada a la entrada, I(C1) la corriente en el condensador, I(D1), I(D3) e I(D2), I(D4) la corriente en dos ramas de diodos contrapuestas, VL la tensión de salida del rectificador e I(Rload) la corriente de salida del rectificador.

Aplicando zoom en [A04]:

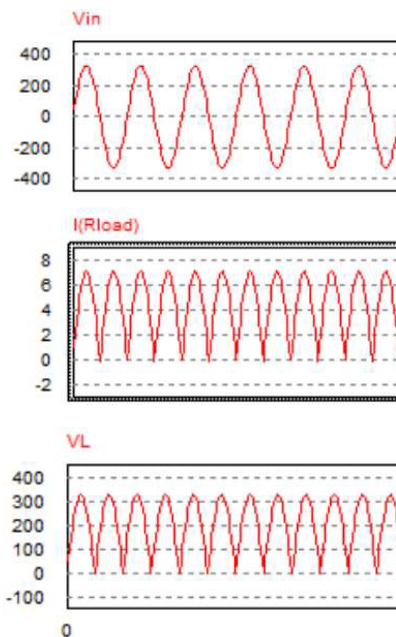


Figura 19. Detalle de resultados en PSIM puente rectificador simple. Fuente: propio

Vin es la tensión de entrada aplicada al sistema, una senoidal de 230 V eficaces, I(Rload) es la corriente de salida del rectificador y VL es la tensión de salida.

El rizado se define como la diferencia de tensión entre el valor máximo y el mínimo relativo periódico alcanzado en la función respecto de los valores máximos absolutos de la diferencia. En este caso, el rizado es de un valor igual al 100% del valor de la tensión de salida. Esto es evidentemente inadmisibles para cualquier sistema como el que se pretende diseñar.

El siguiente punto de trabajo que se va a simular será un rectificador con un grupo de condensadores que sean capaces de almacenar energía y reducir el rizado a la salida del sistema: un filtro de tipo C.

### 5.2.3 Alternativa 1. Filtro de tipo C: condensadores

Tal y como se ha mencionado, al disponer de condensadores entre el bus positivo y negativo de continua se logra reducir el rizado de la tensión de salida del sistema. Los condensadores se cargan en los momentos en los que la onda de tensión pasa por encima del valor medio de tensión en el condensador. En ese momento, la salida del rectificador está siendo alimentada directamente desde los diodos rectificadores. Conforme la tensión de los diodos va reduciéndose, antes de pasar al semiciclo negativo, el condensador comienza a aportar energía, descargándose y disminuyendo así su tensión [14]. El tiempo que el condensador puede mantener la tensión aportando corriente está definido por la capacidad del mismo. A mayor capacidad, mayor energía puede almacenar. De esta manera, mayor tiempo podrá mantener el bus a una determinada tensión, y el rizado será menor [15]. Para dimensionar este filtro es necesario determinar antes qué rizado se va a aceptar como admisible. En este tipo de aplicaciones puede ser admisible un rizado superior al 10%, incluso llegar hasta valores de 25%, siempre teniendo en cuenta consideraciones comerciales y de optimización económica y técnica.

Por tanto, partiendo de este punto, se va a marcar un 25% de rizado como objetivo máximo y más conservador.

Para establecer un punto de trabajo habitual se va a entender que se trabaja con 230 V eficaces, que es la tensión de red doméstica. En la salida del rectificador se esperan 325 V de pico, pues ése es el pico de tensión de la red doméstica ( $230 \text{ V} * \sqrt{2} = 325 \text{ V}$ ).

Si se requieren 3 kW de potencia en la carga equivalente, tomando 300 V como la tensión media a la salida del rectificador, se puede suponer que la corriente en dicha carga a dicha tensión debe ser de 10 A. Por ello, como se ve en [16], la carga equivalente en este caso será de:

$$P_{Load} = V_{Load} * I_{Load} \rightarrow I_{Load} = \sqrt{\frac{P_{Load}}{V_{Load}}} = \sqrt{\frac{3000 \text{ W}}{300 \text{ V}}} = 10 \text{ A}$$

$$R_{Load} = \frac{V_{Load}}{I_{Load}} = \frac{300 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 30 \Omega \quad (5.2)$$

Ecuación 3. (5.2)

La fórmula (5.3) permite obtener un cálculo aproximado para conocer la capacidad necesaria para un determinado rizado:

$$V_{rizado} = V_{Load} * Rizado (\%) = 300 V * 25\% = 75 V$$

$$V_{rizado} = 75 V = \frac{V_{pico}}{2 * f * C * R_{Load}} = \frac{325 V}{2 * 50 Hz * C * 30 \Omega} \rightarrow C = 1,4 mF \quad (5.3)$$

Ecuación 4. (5.3)

Para comprobar estos resultados se ha utilizado de nuevo PSIM, implementando un circuito como el que se muestra en la siguiente ilustración:

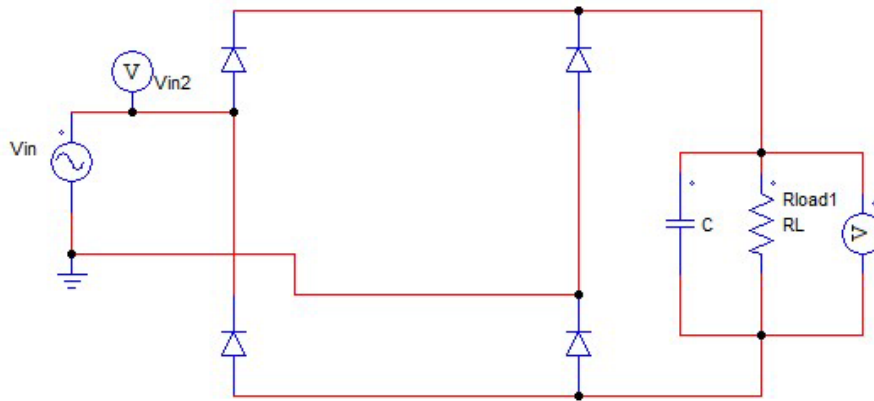


Figura 20. Circuito de PSIM de un rectificador con filtro C. Fuente: propio

Con los datos comentados, se procede a simular dicha alternativa para valorar los resultados [A05].

En [A05] Vin es la tensión aplicada a la entrada, I(C1) la corriente en el condensador, I(D1), I(D3) e I(D2), I(D4) la corriente en dos ramas de diodos contrapuestas, VL la tensión de salida del rectificador, I(Rload) la corriente de salida del rectificador e I(Rload)\*VL la potencia de salida del sistema.

Realizando zoom en el rizado de [A05]:

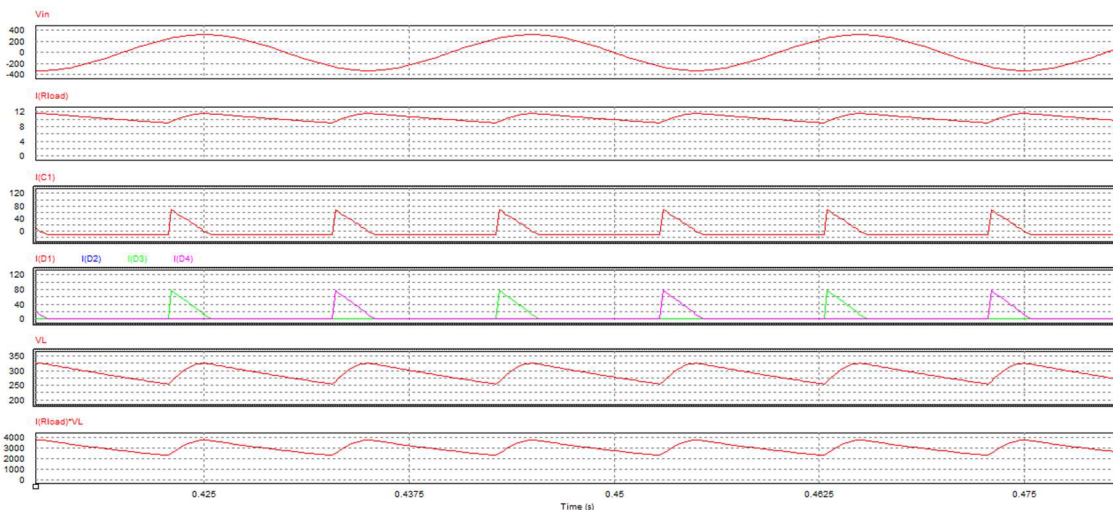


Figura 21. Detalle de resultados de un rectificador con filtro C. Fuente: propio

Se obtienen los siguientes resultados:

RLoad ( $\Omega$ )	PLoad (W)	C (mF)	Rizado (%)	Vmedia (V)	Ic,rms (A)	Ic,pico (A)	Id,rms (A)	Id,pico (A)	Id,media (A)
30	3054	1,4	24,65	291,6	20,1	67,8	15,6	77,2	45,3

Tabla 1. Resultados rectificador con filtro C.

Se puede observar que, aproximadamente, los datos son coherentes con la fórmula aplicada en (5.3). A primera vista, se puede observar que la corriente circulante por los condensadores es de bastante importancia. En cuanto a los diodos, la corriente es de un valor alto, pero no es tan complejo encontrar equipos comerciales que sean válidos para altas corrientes de trabajo. En el caso de los condensadores suele ser más difícil. Existe, evidentemente, la opción de colocar ramas en paralelo, lo cual divide la corriente necesaria para cada condensador. Por otra parte, obliga a seleccionar condensadores de una capacidad igual a la capacidad total deseada dividida n veces, siendo n el número de condensadores colocados en paralelo [17] y [18].

En todos estos casos se está trabajando con valores nominales de tensión de salida, pues son los casos más conservadores. En caso de tener un requisito de salida de tensión menor del utilizado en estas variantes el rizado sería menor y cumpliría más sobradamente.

Valorar esta alternativa se puede decir que es positivo desde el punto de vista del rizado, pues ya se está trabajando dentro de rangos admisibles en un rango teórico típico. Sin embargo, de los resultados se desprende que va a ser probable que aparezcan problemas a la hora de seleccionar componentes comerciales que cumplan con los requisitos de corriente y capacidad.

Es por ello que es de interés llevar a cabo un estudio del rectificador utilizando un filtro de tipo LC, incorporando una inductancia en serie con el polo positivo del circuito y un grupo de condensadores entre ambos polos [19]. Como ya se ha dicho, la incorporación de condensadores permite reducir el rizado gracias a la capacidad de almacenamiento de energía. En el caso de la inductancia, su principal utilidad en este caso será la limitación de corriente de pico, aunque no la única.

#### 5.2.4 Alternativa 2. Filtro de tipo LC: inductancia y condensadores

Para llevar a cabo el análisis de un filtro LC hay que conocer un requisito o condición típicamente de interés cuando aparecen inductancias. Se trata de la capacidad para trabajar en modo de conducción continua a partir de un determinado porcentaje de la carga nominal [20]. Existe un valor límite mínimo para cada carga para el cual la corriente que circula por la inductancia tiene un valor siempre superior a 0, no llegándose a anular nunca. Cuando la inductancia es menor que ese valor habrá momentos en los cuales la corriente deja de circular por ella y es aportada únicamente desde los condensadores. Un criterio que se puede establecer inicialmente es que, para un mínimo del 10% de la carga, el sistema trabaje en modo de conducción continua. Para dimensionar correctamente L y C en función de este criterio y del criterio de rizado es necesario llevar a cabo una serie de cálculos.

El sistema que se simula teóricamente se puede representar de la siguiente manera:

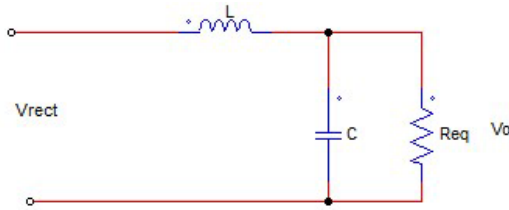


Figura 22. Esquema típico de un rectificador con filtro LC. Fuente: propio

Existe, por tanto, una función de transferencia  $H(s)$  en el dominio de Laplace que relaciona ambas tensiones,  $V_{rect}$  y  $V_o$ .  $V_{rect}$  es la tensión con valores sólo positivos que llega desde el puente rectificador de diodos, mientras que  $V_o$  es la tensión que se entrega a la carga. Se debe recordar que se continúa trabajando con una resistencia equivalente ( $R_{eq}$ ), simulando la alimentación necesaria para la etapa de inversión del equipo.

La función de transferencia es la siguiente:

$$H(s) = \frac{v_o(s)}{v_{rect}(s)} \quad (5.4)$$

Ecuación 5. (5.4)

Se debe dimensionar esta relación de manera que haya una ganancia determinada a 100 Hz, que es la frecuencia de la tensión  $v_{rect}(s)$ . Esta ganancia tiene que ser tal que se logre un rizado determinado, en este caso 25%. Por tanto, la ganancia se define como:

$$|H(j\omega)|_{100\text{ Hz}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{rect}} = \frac{\text{Rizado (\%)} * V_o}{V_{rect,rms} * \sqrt{2}} \quad (5.5)$$

Ecuación 6. (5.5)

$V_{rect,rms}$  es conocida. Se puede determinar  $V_o$  a partir de las fórmulas teóricas relacionadas con las curvas de rectificadores monofásicos de onda completa [21].

La definición de la tensión rectificadora es la siguiente:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{\pi} * \int_0^{\pi} \widehat{V_{rect}} * \text{sen}(wt) * dwt = \frac{\widehat{V_{rect}}}{\pi} * [-\cos(wt)]_0^{\pi} = \frac{\widehat{V_{rect}}}{\pi} * (-\cos(\pi) + \cos(0)) \\ &= \frac{\widehat{V_{rect}}}{\pi} * (-(-1) + 1) = \frac{2 * \widehat{V_{rect}}}{\pi} \\ |H(j\omega)|_{100\text{ Hz}} &= \frac{0,25 * V_o}{V_{rect,rms} * \sqrt{2}} = \frac{0,25 * \frac{2 * \widehat{V_{rect}}}{\pi}}{V_{rect,rms} * \sqrt{2}} = \frac{0,25 * 2 * \widehat{V_{rect}}}{\widehat{V_{rect}} * \pi} = \frac{0,25 * 2}{\pi} = 0,15915 \quad (5.6) \end{aligned}$$

Ecuación 7. (5.6)

Se puede ver cómo la relación entre ambos diferenciales no depende de la propia tensión de entrada, sino únicamente del rizado, pues la tensión filtrada  $V_o$  depende a su vez de la tensión rectificadora  $V_{rect}$  y ambas dependencias se anulan.

Pasando dicho valor a dB:

$$|H(j\omega)|_{100\text{ Hz}} = 20 * \log(0,15915) = -15,96 \text{ dB} \quad (5.7)$$

Esto indica que se necesita una ganancia de al menos 16 dB a la frecuencia de 100 Hz para que el filtro pueda actuar eficazmente y se consiga un rizado del 25%.

Teniendo en cuenta que en diagramas de Bode una década son 40 dB, se necesitará un número determinado de décadas:

$$n^{\circ} \text{ décadas} = \frac{-16}{-40} = 0,4 \text{ décadas}$$

$$0,4 \text{ décadas} = \log\left(\frac{100 \text{ Hz}}{f_o}\right) \rightarrow f_o = 39,81 \text{ Hz} = 250,13 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.8)$$

*Ecuación 8. (5.8)*

$f_o$  no es otro valor que la frecuencia de resonancia donde debe actuar el filtro y a partir de donde debe cambiar la curva del diagrama de Bode y comenzar a bajar con una pendiente de -40 dB.

Calculado  $f_o$ , es posible conocer la relación entre la L y la C del sistema [6], pues:

$$f_o \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right) = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 250,13 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.9)$$

*Ecuación 9. (5.9)*

Para lograr el rizado deseado ya se puede afirmar que, si se aumenta la C, se deberá reducir la L, y viceversa. Una combinación de ambos que dé solución a la anterior ecuación serán los valores que se implementen en el sistema.

Conocido y aplicado un criterio, el del rizado máximo, se debe tener en cuenta el criterio de la conducción continua en la inductancia para un mínimo del 10% de la carga. Se debe, por tanto, calcular, para una carga de 300 W (10% de 3 kW), la inductancia que es necesario introducir en el circuito para obtener una conducción continua [22]. Este procedimiento puede realizarse de dos maneras: mediante iteraciones y simulaciones sobre el circuito en PSIM, por un lado, y de manera teórica, por otro. Se realizará de ambas maneras para corroborar los resultados obtenidos.

Para poder llegar al objetivo de la conducción continua se va a suponer que la capacidad del condensador es infinita, con lo que la  $V_c$  (tensión del condensador y valor medio de la tensión de la DC-Link) se puede tomar como constante.

Tal y como se puede ver en las curvas de funcionamiento de un rectificador [6], cuando  $V_d$  (tensión rectificadora)  $> V_c$  conduce  $i_L$  (corriente a través de la bobina), no así cuando  $V_d < V_c$ , estando el sistema en modo discontinuo. En modo continuo, si  $V_d > V_c$ ,  $i_L$  se alimenta de los diodos directamente, y si  $V_d < V_c$ ,  $i_L$  es un valor siempre positivo ( $> 0$ ) debido a la energía magnetizante almacenada en el bobinado.

Se va a evaluar un ciclo y periodo entre  $(0, \pi)$ .

$v_d(t)$  es, en este periodo, una senoidal de amplitud igual a la amplitud de la tensión de entrada.

$$\sqrt{2} * V_{rms} = \hat{V} \quad (5.10)$$

$$v_d(t) = \sqrt{2} * V_d * \text{sen}(wt) = \sqrt{2} * V_{rms} * \text{sen}(wt)$$

*Ecuación 10. (5.10)*



Se puede partir de la ecuación que define el circuito de la Figura 22:

$$v_{rect} = v_d = v_L + v_C \quad (5.11)$$

Uniendo (5.10) en (5.11):

$$\sqrt{2} * V_d * \text{sen}(wt) = L * \frac{di_L}{dt} + v_C \rightarrow L = \frac{\sqrt{2} * V_d * \text{sen}(wt) - v_C}{\frac{di_L}{dt}} \quad (5.12)$$

*Ecuación 11. (5.12)*

En esta ecuación se puede ver perfectamente la relación entre los diferentes elementos del circuito y el valor de la inductancia.

A partir de dicha ecuación también se puede extraer la dependencia de todos los elementos de diL:

$$di_L(t) = \frac{1}{L} * (\sqrt{2} * V_d * \text{sen}(wt) - v_C) * dt \quad (5.13)$$

Tomando diferenciales respecto de  $\omega$  a un lado y otro de la ecuación:

$$di_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} * (\sqrt{2} * V_d * \text{sen}(wt) - v_C) * d(\omega t) \quad (5.14)$$

*Ecuación 12. (5.14)*

Es posible obtener el ángulo exacto para el cual  $i_L$  vuelve a conducir (cuando  $v_C = v_d$ ). En un modo de conducción continua en el que se alcance justamente el valor de 0, se sabe que para el ángulo de inicio de conducción  $\beta_i$   $i_L=0$ .

Por tanto, para ese momento, y volviendo a (5.12) con esta condición de contorno:

$$\sqrt{2} * V_d * \text{sen}(\beta_i) - v_C = 0 \rightarrow \beta_i = \arcsen\left(\frac{v_C}{\sqrt{2} * V_d}\right) \quad (5.15)$$

*Ecuación 13. (5.15)*

Como se puede leer [19], el valor de  $v_C$  en un rectificador con capacidad infinita siempre es:

$$v_C = \frac{\widehat{V}_d * 2}{\pi} \quad (5.16)$$

*Ecuación 14. (5.16)*

Con esta consideración, introduciendo (5.16) en (5.15) el ángulo en el cual se comienza a conducir de nuevo a través de la inductancia es:

$$\beta_i = \arcsen\left(\frac{\frac{\widehat{V}_d * 2}{\pi}}{\sqrt{2} * V_d}\right) = \arcsen\left(\frac{\widehat{V}_d * 2}{\sqrt{2} * V_d * \pi}\right) = \arcsen\left(\frac{\sqrt{2} * V_d * 2}{\sqrt{2} * V_d * \pi}\right) = \arcsen\left(\frac{2}{\pi}\right)$$

$$\beta_i = 39,54^\circ = 0,69 \text{ rad} \quad (5.17)$$

Ya se puede confirmar, por tanto, que  $\beta_i < \pi$ .

Se puede continuar por (5.14), aplicando el desarrollo de la fórmula:

$$\int_{\beta_i}^{\omega t} di_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} * \int_{\beta_i}^{\omega t} (\sqrt{2} * V_d * \text{sen}(wt) - v_c) * d(\omega t)$$

$$i_L(\omega t) - i_L(\beta_i) = i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} * \left[ \sqrt{2} * V_d * \int_{\beta_i}^{\omega t} \text{sen}(wt) * d(\omega t) - v_c * \int_{\beta_i}^{\omega t} d(\omega t) \right]$$

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} * [\sqrt{2} * V_d * (-\cos(\omega t) - (-\cos(\beta_i))) - v_c * (\omega t - \beta_i)] \quad (5.18)$$

Para lograr el valor de  $i_L$  es necesario obtener ahora el valor de  $\beta_f$ . Tras observar diferentes documentaciones y resultados experimentales ([23], [24], [25] y [26]), se puede considerar como cierto que:

$$\beta_i + \beta_f = \pi \quad (5.19)$$

$$\cos(\beta_i) = -\cos(\beta_f)$$

Con esta consideración, se puede continuar y desarrollar (5.18):

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} * [\sqrt{2} * V_d * (-\cos(\beta_f) - (-\cos(\beta_i))) - v_c * (\beta_f - \beta_i)]$$

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} * [\widehat{V}_d * 2 * \cos(\beta_i) + v_c * (2 * \beta_i - \pi)] \quad (5.20)$$

Sabiendo que  $\beta_i$  es siempre constante y que  $V_c$  también lo es en función de la tensión de pico rectificadora, se puede resolver la ecuación anterior:

$$\widehat{i}_L = \frac{0,42 * \widehat{V}_d}{\omega L} = \frac{0,21 * \widehat{V}_d}{\omega L} \quad (5.21)$$

Para pasar del valor pico al valor medio de  $i_L$  se debe dividir entre 2, tal y como se ha realizado en (5.21) [25].

Finalmente, se puede afirmar que la inductancia mínima para obtener una conducción continua para la carga calculada es la siguiente:

$$L_{min} \geq \frac{0,21 * \widehat{V}_d}{\omega * I_{L,avg}} = \frac{0,21 * 325}{2 * \pi * 50\text{Hz} * 0,1 * 9,5\text{A}} = 228,7 \text{ mH} \quad (5.22)$$

*Ecuación 15. (5.22)*

Se ha supuesto una corriente para el 10% de la carga aproximada tomando como base que la corriente que llega a la carga equivalente es aproximadamente la misma que pasa por la inductancia:

$$I_{L,avg} \approx \frac{\text{Potencia (W)}}{\text{Tensión Salida (V)}} = \frac{3000}{325} = 9,5 \text{ A} \quad (5.23)$$

*Ecuación 16. (5.23)*

Esta fórmula se deberá modificar observando la corriente en la salida para una conducción continua y una carga del 100%.

Se va a proceder a la simulación de un circuito como el que se muestra a continuación, para así poder obtener resultados experimentales tras iterar:

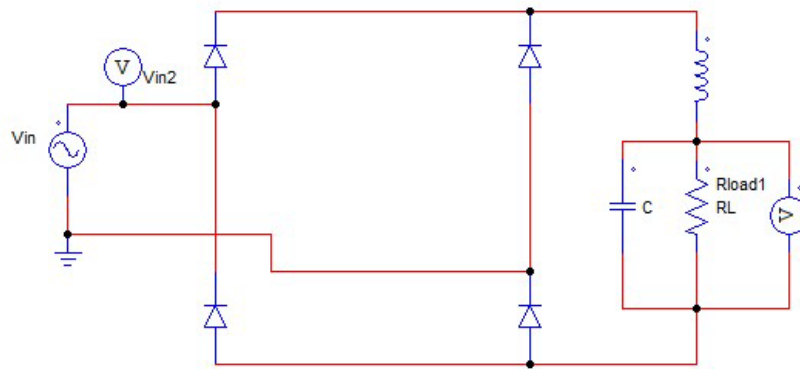


Figura 23. Circuito en PSIM de un rectificador con filtro LC. Fuente: propio

Como se puede ver, se ha añadido una inductancia en serie con la carga y el condensador, siendo esta inductancia el valor que se quiere comprobar verificando si se obtiene conducción continua o no.

Como se ha comentado, se va a simular el circuito obteniendo un 10% del total de la potencia máxima de carga e introduciendo un condensador lo suficientemente grande como para que las asunciones tomadas respecto a que  $V_c$  se comporte prácticamente como una constante se cumplan.

De esta manera, se trabaja con un valor de capacidad de 18 mF. Se ha visto anteriormente que con 1,4 mF se obtenía un rizado del 25% como máximo, con lo que se está mayorando ampliamente ese valor.

Se realizan diferentes simulaciones con el valor de la inductancia alrededor del punto calculado:

100 mH [A06], 160 mH [A07], 190 mH [A08], 228 mH [A09], 250 mH [A10] y 400 mH [A11].

En todas las simulaciones,  $I(C1)$  es la corriente que circula por la rama del condensador,  $V_{load}$  la tensión de salida del sistema rectificador,  $I(Rload) \cdot V_{load}$  es la potencia de salida e  $I(L)$  es la corriente que circula por la inductancia.

Las mediciones más importantes se muestran en la siguiente tabla:

PLoad (W)	Carga (%)	C (mF)	L (mH)	Vmedia (V)	Ic,pico (A)	IL,pico (A)	IL pico a pico (A)	Continuo
325	10,8%	18	100	226	1,45	2,7	3	No
263	8,76%	18	160	214	1,25	2,5	2,5	No
262	8,75%	18	190	211	1,2	2	2	Si
274	9,13%	18	228	211	0,7	1,88	1,63	Si
287	9,56%	18	250	211	0,62	1,87	1,56	Si
298	9,93%	18	400	211	0,1	1,56	1	Si

Tabla 2. Resultados para las simulaciones variando la L

Diferentes conclusiones se pueden extraer de estos datos:

Por un lado, no todas las potencias de salida son exactamente iguales. Esto es básicamente debido a la dificultad de realizar una combinación de L, C y R equivalente que consiga una carga exactamente del 10%. Aun así, el error en la carga es tan pequeño que sirve perfectamente para poder sacar conclusiones.

Antes de nada, se va a verificar el valor mínimo teórico de L para tener conducción continua. Siendo 1 A la corriente eficaz por la inductancia para L = 190 mH, y volviendo a (5.22), se obtiene una L teórica de:

$$L_{min} \geq \frac{0,21 * \widehat{V}_d}{\omega * I_{L,avg}} = \frac{0,21 * 325}{2 * \pi * 50Hz * 1A} = 217,2 \text{ mH} \quad (5.24)$$

Se puede valorar positivamente el cálculo de la L mínima, pues tras simular para 190 mH se obtiene un valor teórico de 217 mH, con un error bastante pequeño.

Pasando ya a comentar los resultados, en la primera simulación (L = 100 mH) se observa claramente cómo la curva de la corriente en la inductancia es discontinua.

En la segunda simulación ya se puede ver cómo la corriente ronda durante un pequeño periodo de tiempo el valor 0, y está a punto de hacerse continuo.

A partir de un valor de inductancia de 190 mH se puede decir que se obtiene un valor continuo de la corriente, con lo que aproximadamente se puede dar por válido (5.22).

La tensión media en la salida disminuye según se aumenta la inductancia. Esto es evidente, pues una mayor inductancia en serie con la carga representa una caída de tensión mayor al paso de la corriente por el bobinado. Se puede recordar que, teniendo una inductancia nula como en la simulación de un filtro C (anterior apartado), la tensión media en la salida eran 291 V.

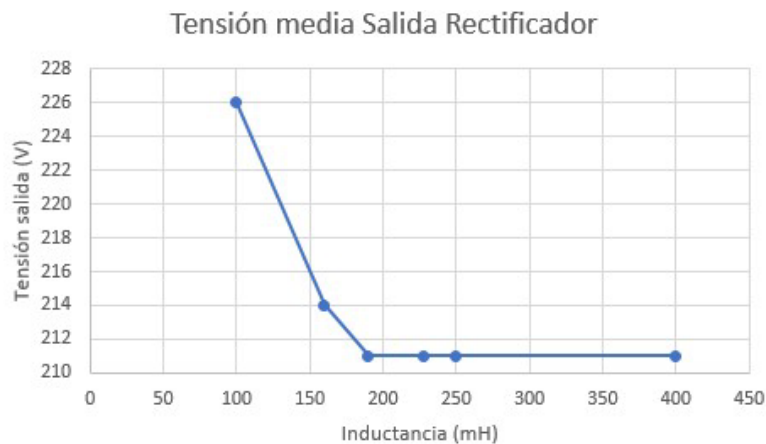


Figura 24. Relación entre la tensión de salida y la inductancia. Fuente: propio

Además, esta simulación sirve para corroborar [25], dónde se afirma que la tensión media de salida en un sistema rectificador con conducción continua es siempre (5.16):

$$V_o = \frac{2 * \widehat{V}_{rect}}{\pi}$$

Aplicada a la presente simulación, siendo la tensión de entrada 230 Vrms:

$$V_o = \frac{2 * \widehat{V_{rect}}}{\pi} = \frac{2 * 230 * \sqrt{2}}{\pi} = 207,07 V \quad (5.25)$$

En la simulación la tensión se miden 211 V, confirmando dicha hipótesis. El pequeño error puede deberse a diversos motivos, desde la consideración de otros factores como la resistencia serie de la inductancia, el detalle o precisión de la medida, la variabilidad de la carga a lo largo del tiempo (con su rizado), etc. pero en todo caso es despreciable.

También se ha demostrado la suposición de (5.19):

$$\beta_i + \beta_f = \pi$$

Esto se puede verificar observando con precisión la conducción de la inductancia para una conducción continua pero ajustada a 0 A ( $L = 190$  mH aproximadamente), así como la tensión del condensador junto con la tensión de entrada de una de las ramas del puente de diodos,  $V_{rect}$  [A12].

El valor que se va a suponer "ángulo 0"  $t\beta_0$  es el momento en el cual la tensión es mayor que 0 V: 3,32 segundos.

El valor temporal para el cual la tensión vuelve a ser 0, es evidentemente el valor inicial sumando un periodo de 100 Hz:  $3,32 + 0,01 = 3,33$  segundos.

El tiempo  $t\beta_i$  es el tiempo desde que  $V_c = V_d = 207$  V respecto del  $t\beta_0$ . Este punto coincide, como se ha visto, con el momento en el que por la inductancia se cruza el valor de 0 A: 3,322 segundos. Relativamente desde  $t\beta_0$ ,  $t\beta_i = 0,002$  segundos (2 ms).

El pico de la corriente en la inductancia coincide, como también se ha comentado, con el segundo instante del periodo en el que  $V_c$  vuelve a ser igual a  $V_d$ . Este valor temporal es 3,328 segundos. Relativamente desde  $t\beta_0$ ,  $t\beta_f = 0,008$  segundos (8 ms).

Por tanto, se ratifica (5.19):

$$t\beta_i + t\beta_f = 0,002 + 0,008 = 0,01 s = \pi$$

Si la suma de los tiempos relativos a los ángulos coinciden con el tiempo del periodo  $\pi$ , entonces se puede afirmar que la suma de los ángulos es igual al ángulo  $\pi$ :

$$\beta_i + \beta_f = \pi$$

Se van a analizar en este momento las corrientes de pico obtenidas en el condensador y en la inductancia:

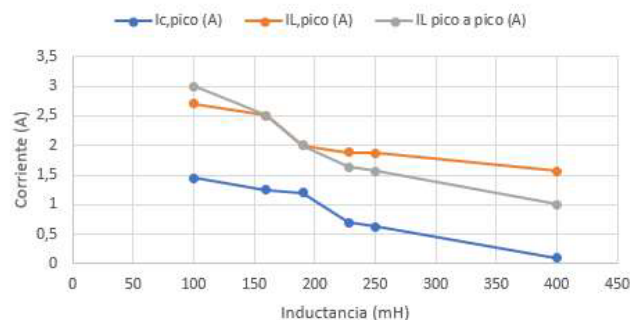


Figura 25. Relación entre corrientes e inductancias para las simulaciones realizadas. Fuente: propio

Conforme se aumenta el valor de la inductancia, ya se ha visto que la corriente en la bobina pasa de ser una conducción discontinua a continua. También se puede observar que la diferencia pico a pico de la onda de corriente en la inductancia es menor, siendo cada vez un valor con menor rizado. Por otra parte, al tener un rizado menor el pico de corriente en la bobina es cada vez más bajo, así como el que aparece en el condensador. Esta última corriente acaba siendo un valor prácticamente nulo debido a que no existe un “bajón” de la corriente desde la entrada que haya que compensar desde el condensador. Todos estos resultados son totalmente coherentes con el efecto de introducir una inductancia en serie con la rama de carga.

Tras todas estas pruebas se puede dar por válido todo el cálculo previo a la simulación. Se debería, por tanto, introducir una inductancia de aproximadamente 200 mH para obtener una corriente continua con una carga de al menos el 10% en la inductancia. Los demás requisitos de esta inductancia (corriente nominal, etc.) se deben calcular teniendo una carga igual al 100%.

Una vez se ha definido el valor necesario para la inductancia se ha de calcular el condensador a colocar en paralelo con la carga para obtener un rizado del 25% máximo.

Volviendo a (5.9) Ecuación 9. (5.9):

$$f_o \left( \frac{rad}{s} \right) = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 250,13 \text{ rad/s}$$

Siendo L = 200 mH:

$$f_o \left( \frac{rad}{s} \right) = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{200 \text{ mH} * C}} = 250,13 \text{ rad/s}$$

$$C = 79,9 \mu F$$

Simulando de nuevo el circuito rectificador, modificando en este caso la carga equivalente para 10% y 100% de la carga, se obtienen los resultados [A13] y [A14], respectivamente.

Realizando mediciones en las curvas:

RLoad ( $\Omega$ )	PLoad (W)	C ( $\mu F$ )	L (mH)	Rizado (%)	Vmedia (V)	Ic,rms (A)	IL,rms (A)
15	2962	80	190	11,76	210,6	0,47	13,9
150	299	80	190	23,26	211,9	0,89	1,64

Tabla 3. Tabla para resultados con L=190mH y C=80  $\mu F$

Se puede observar cómo se cumple de manera muy precisa el rizado para el punto más conservador, el 10% de la carga. En este caso la corriente por la inductancia es aproximadamente 10 veces menos que en el caso del 100% de la carga, lo cual es lógico. Sin embargo, la corriente en el condensador aumenta un poco. Esto es debido a que, al estar en el límite de la conducción continua en algunos momentos, el condensador debe aportar cierta corriente compensatoria. Cuando se trabaja al 100% de la carga el sistema tiene conducción continua con creces, y la corriente de condensador se limita al mínimo.

Habiendo comprobado los valores de L = 200 mH y C = 80  $\mu F$  para un sistema con un rizado máximo del 25% y con conducción continua para toda carga superior al 10% del total, se debe decir que esta

solución es espacialmente muy complicada. Desde el punto de vista del condensador se ha simplificado mucho respecto a la simulación con filtro C únicamente, pues ahora se requiere mucha menos capacidad y mucha menos corriente. Sin embargo, la inductancia requerida es de 200 mH para una corriente eficaz de casi 14 A. Esto significa que se requeriría una inductancia de un tamaño completamente imposible de implementar en un equipo con objetivos finales comerciales.

Es por ello que se intenta proponer otros puntos de trabajo: conducción continua a partir de valores más elevados de la carga. Se puede plantear para un 40%, para un 70% y para el 100% de la carga nominal.

Por tanto, según (5.9) y (5.22):

$$L_{min} \geq \frac{0,21 * \widehat{V}_d}{\omega * I_{L,avg}} = \frac{0,21 * 325}{2 * \pi * 50Hz * \% carga * 13,9A}$$

$$f_o \left( \frac{rad}{s} \right) = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 250,13 rad/s$$

Los valores de L y C óptimos para los diferentes niveles de carga aplicados son los siguientes:

Carga continua (%)	L (mH)	C (μF)
40	39	400,9
70	22,3	716,74
100	15,6	1024,5

Tabla 4. Valores LC para diferentes % de carga como valor mínimo de conducción continua

Simulando estos tres casos para su % de carga y para el 100%:

RLoad (Ω)	PLoad (W)	Carga (%)	L (mH)	C (mF)	Rizado (%)	Vmedia (V)	Ic,rms (A)	IL,rms (A)
40	1207	40	39	0,4	21,3	211	4,23	6,79
15	2977	100	39	0,4	21,2	210,7	4,13	13,9
22	2188	70	22,3	0,72	21,8	212	7,53	12,7
15	2988	100	22,3	0,72	21,7	210,8	7,53	16,1
17	2964	100	15,6	1,02	20,9	215	10,2	16,8

Tabla 5. Resultados de rectificador LC para diferentes puntos de % de carga como valor mínimo de conducción continua

Se valorarán estos puntos de trabajo, pues las condiciones mejoran según se aumenta el porcentaje mínimo de carga para obtener una conducción continua.

El siguiente punto de trabajo que se va a plantear es la introducción de un sistema que no tenga conducción continua en ningún punto de trabajo, para acabar de completar las alternativas de las que se disponen y así luego poder verificar con otros criterios qué opción es la óptima.

Dado que al eliminar el requisito de la conducción continua se va a poder disminuir el valor de la inductancia, aumentará el de la capacidad (aunque se elimine el criterio de conducción continua de (5.22), se sigue manteniendo el de (5.9) de rizado del 25%). De esta manera, lo que va a ocurrir es que la corriente circulante por la inductancia y el condensador será mayor, tanto de pico como eficaz. Por tanto, se va a buscar un punto de trabajo que sea un compromiso entre dichos valores de corriente y valores más admisibles de tamaño para la bobina y el condensador.

Un objetivo que también será interesante analizar será el de poder subir la tensión media a la salida del rectificador, pues no se olvide que detrás del rectificador habrá un sistema inversor que alimentará un motor trifásico. Si la tensión es excesivamente baja nunca podrá alimentar el motor en condiciones óptimas, dado que no se va a incorporar ningún equipo elevador CC-CC intermedio.

Se conoce, por los equipos disponibles en el Departamento, que las inductancias más habituales de las que hay almacenadas tienen valores de hasta 5 mH para unos 15 A máximos, o hasta 2 mH para unos 25 A máximos. Se va a trabajar con esos puntos de trabajo máximos, buscando el compromiso óptimo de rizado, tensión y corriente.

Para comenzar a buscar ese punto de trabajo se va a simular inicialmente con 1,4 mF y su correspondiente inductancia según (5.9), para ir modificando poco a poco parámetros para aproximar a la combinación óptima.

RLoad ( $\Omega$ )	PLoad (W)	L (mH)	C (mF)	$f_o \left( \frac{rad}{s} \right)$	Rizado (%)	Vmedia (V)	Ic,rms (A)	IL,rms (A)
19	2991	11,4	1,4	250,3	14,5	238,1	11,1	16,8
22	2982	8	1,2	322,7	16,9	255,6	11,7	17,1
24,5	3029	6	1	408,2	20,38	271,8	12,3	16,1
26,8	2999	4,5	0,9	496,9	22,85	282,2	12,9	16,7
30	3007	2,5	0,8	707,1	25,02	299,3	13,9	17,4

Tabla 6. Resumen de simulaciones para valores comerciales existentes en el almacén

Se ha ido modificando el valor de L y C hasta lograr un punto admisible. En la primera simulación el valor de la corriente en la inductancia era aún muy alto para el valor de la inductancia, con lo que no era admisible. Tal y como se ha visto, el rizado era muy bueno, con lo que se ha decidido ir aumentando el valor de la frecuencia de resonancia (reduciendo L y C) para llegar al 25% de rizado y obtener valores de corrientes admisibles.

Así, tal y como se ha dicho, estos valores admisibles eran aproximadamente 15 A para 5 mH de inductancia o 25 A para 2 mH, con lo que ese punto de trabajo no es otro que el último simulado,



coincidiendo con un rizado del 25%. Ambos criterios se han cumplido prácticamente en torno a la misma combinación. Ese será el punto de trabajo que se buscará con componentes comerciales.

### 5.2.5 Resumen de puntos de trabajo analizados

A lo largo de este capítulo se han ido proponiendo diferentes puntos de trabajo en diferentes condiciones y con diferentes valores comerciales de componentes. A pesar de que poco a poco se han ido desgranando las virtudes y defectos de cada uno de esos puntos de trabajo, se van a plantear todos sobre una tabla general que permita su análisis pormenorizado.

RLoad ( $\Omega$ )	PLoad (W)	C (mF)	L (mF)	Rizado (%)	Vmedia (V)	Ic,rms (A)	IL,rms (A)	Pto. Trabajo
30	3054	1,4	0	24,65	291,6	20,1	0	Filtro C
15	2962	0,08	190	11,76	210,6	0,47	13,9	LC. Continuo 10%
15	2977	0,4	39	21,2	210,7	4,13	13,9	LC. Continuo 40%
15	2988	0,72	22,3	21,7	210,8	7,53	16,1	LC. Continuo 70%
17	2964	1,02	15,6	20,9	215	10,2	16,8	LC. Continuo 100%
30	3007	0,8	2,5	25,02	299,3	13,9	17,4	LC. Discontinuo

Tabla 7. Resumen de simulaciones realizadas

Todos cumplen el criterio del 25% de rizado máximo, con lo que desde ese punto de vista todos son válidos.

De la primera simulación, con un filtro compuesto únicamente por un condensador, ya se ha dicho que sus picos de corriente y su corriente eficaz son completamente inadmisibles para cualquier componente comercial de condensador. Se necesitará sí o sí una bobina que limite la corriente.

Dentro de las simulaciones realizadas para obtener una conducción continua en la bobina, ninguna cumple con valores existentes en el mercado con tamaños, precios y disponibilidad válidos.

Sí lo cumple en todos los sentidos la simulación que no obtiene conducción continua, la última. A pesar de que este criterio era uno de los propuestos inicialmente, evidentemente la disponibilidad real de los componentes y su implementación práctica es un factor básico, no siéndolo así la conducción continua. Es por ello que los valores que se van a buscar para formar el rectificador serán  $C = 800 \mu\text{F}$  y  $L = 2,5 \text{ mH}$ .

### 5.3 Inversor

Este sistema es el elemento básico del conjunto. Es quien da nombre, de alguna manera, al sistema global, aunque eso no sea preciso técnicamente.

Un inversor, como ya se ha dicho, es un circuito electrónico encargado de transformar una corriente continua en una corriente alterna. Existen diferentes métodos para llevar a cabo esta transformación, siendo los más comunes la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) senoidal y la modulación por espacios vectoriales (SVM, *Space Vector Modulation*). El resultado de ambos tipos no se va a evaluar, dado que las diferencias no son relevantes para dimensionar los componentes y realizar las simulaciones.

Como se ha explicado, la entrada al inversor será una corriente continua, que en este caso tendrá un rizado máximo del 25%. Esto se implementará en una simulación final conjunta, pero en este primer acercamiento al inversor se supondrá una corriente continua perfecta, sin rizado alguno.

Para alcanzar una transformación hacia una salida trifásica se debe implementar un puente trifásico de transistores. Se van a utilizar transistores de tipo IGBT, por ser actualmente el dispositivo más utilizado en estas aplicaciones [27].

Una vez definida la entrada y el sistema de transformación, para poder simular este sistema tan sólo queda establecer qué elementos van a componer la carga.

### 5.3.1 Circuito de motor equivalente

Se podría simular en PSIM con un motor real, introduciendo las variables referentes a corriente, tensión, inercias, inducción, etc., aunque esto requeriría un circuito adicional de control con bucles de corriente, revoluciones por minuto, etc. Inicialmente, se va a simular únicamente un circuito que ejecute una modulación de tipo PWM y que alimente un motor equivalente.

Un motor trifásico puede representarse como tres ramas con una resistencia y una inductancia en cada una de las líneas, conectadas en triángulo (tal y como se suele trabajar con este tipo de aplicaciones).

Tal y como se especifica en los requisitos del TFM, la potencia máxima del motor va a ser de 3 kW, con lo que ya se dispone de una variable fijada. Por otra parte, se puede suponer que el factor de potencia con el que se va a alimentar el motor es de 0,85 aproximadamente, por ser un valor típico entre los motores industriales convencionales. Lo más habitual es que los motores trabajen a 50 Hz en Europa y a 60 Hz en América, pues es esta la frecuencia de red típica. Es por ello que el punto de trabajo inicial que se probará será el trabajo a 50 Hz.

Una vez definidas las características generales del motor, se debe realizar su equivalencia en un sistema en triángulo trifásico formado por resistencias e inductancias.

Existen diferentes fórmulas que definen este tipo de motores con la corriente, tensión, frecuencia y factor de potencia de alimentación:

$$S (VA) = 3 * U_F (V) * I_F (A) = 3 * \frac{U_L}{\sqrt{3}} * I_L = \sqrt{3} * U_L * I_L$$

$$P (W) = S (VA) * fdp = S (VA) * \cos(\varphi) = \sqrt{3} * U_L * I_L * \cos(\varphi) \quad (5.26)$$

Suponiendo una alimentación de  $U_L$  de 230 V típica, una potencia de 3000 W y un fdp de 0,85, la  $I_L$  se podría calcular utilizando la ecuación (5.26):

$$I_L = \frac{P(W)}{\sqrt{3} * U_L * \cos(\varphi)} = \frac{3000 W}{\sqrt{3} * 230V * 0,85} = 8,85 A$$

Ya se conoce la corriente que deberá circular en condiciones normales si las consideraciones de entrada de alimentación se cumplen.

Por otra parte, se puede conocer la relación entre la R equivalente y los anteriores parámetros:

$$P(W) = 3 * R_{eq} * I_L^2 \quad (5.27)$$

$$R_{eq} = \frac{P(W)}{3 * I_L^2} = \frac{3000}{3 * 8,85^2} = 12,7 \Omega$$

*Ecuación 17. (5.27)*

Teniendo en cuenta que el fdp debe ser 0,85, se puede finalmente obtener la L a través de las propias fórmulas de teoría de circuitos básicos:

$$\arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right) = \varphi = \text{acos}(0,85) \quad (5.28)$$

$$L = \frac{R * \text{tg}(\text{acos}(0,85))}{\omega} = \frac{12,7 * \text{tg}(\text{acos}(0,85))}{2\pi * 50} = 25 \text{ mH}$$

*Ecuación 18. (5.28)*

Se puede fijar el motor equivalente para las consideraciones tomadas en R = 12 Ω y L = 25 mH.

Se puede realizar también el cálculo utilizando la tensión que está previsto obtener del rectificador, aproximadamente 300 V en el bus de continua.

$$I_L = \frac{3000 W}{\sqrt{3} * \frac{300V}{\sqrt{2}} * 0,85} = 9,6 A$$

$$R_{eq} = \frac{3000}{3 * 9,6^2} = 10,85 \Omega$$

$$L = \frac{10,85 * \text{tg}(\text{acos}(0,85))}{2\pi * 50} = 21,4 \text{ mH} \quad (5.29)$$

*Ecuación 19. (5.29)*

Obteniéndose, evidentemente, resultados prácticamente iguales.

### 5.3.2 Simulación del circuito

Tal y como se ha comentado, se va a simular un circuito que lleve a cabo una modulación de tipo PWM y que alimente un motor equivalente como el calculado más arriba. El circuito simulado será el siguiente:

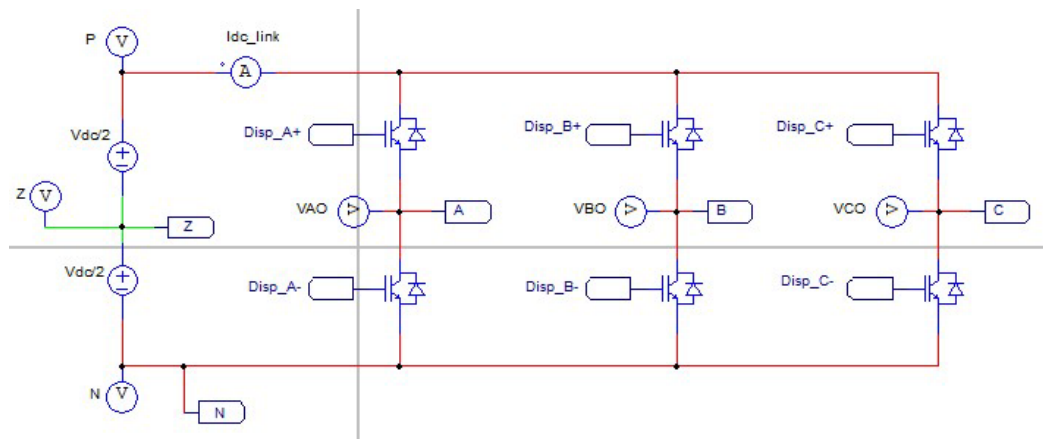


Figura 26. Circuito en PSIM de inversión trifásica. Fuente: propio

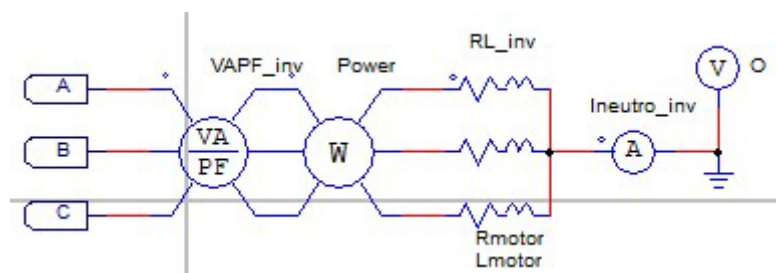


Figura 27. Alimentación de motor equivalente y medida. Fuente: propio

El resto del circuito está representado en [A15], [A16] y [A17].

Como se puede ver en la Figura 26, se realiza la transformación de corriente continua en alterna mediante 3 parejas de conmutadores IGBTs, de cuyo punto medio salen las tres fases de alimentación del motor. La conmutación de estos dispositivos se establece en 20 kHz, para trabajar con el máximo valor admitido en los requisitos del TFM.

Se establecen diferentes elementos de medida en todos los circuitos para, evidentemente, poder representar corrientes y tensiones en gráficos.

En la Figura 110 se muestra la creación de las moduladoras de cada fase, mientras que en la Figura 111 aparece la formación de una señal portadora. La comparación de estas dos señales es la base del sistema de modulación por ancho de pulso, ejecutada en la Figura 112. La salida de esta imagen es la activación de los conmutadores de nivel alto y bajo de cada una de las fases, es decir, los disparos de los IGBTs.

Se decide simular con valores comerciales de inductancia y resistencia, como  $R = 12 \Omega$  y  $L = 20 \text{ mH}$ . Los resultados para una tensión de entrada de 325 V en el bus de continua (230 V eficaces en alterna) son los mostrados en [A18].

VAB\_red es una entrada de red sin pérdidas para poder comparar con la salida del inversor, VABfiltro es la tensión de salida entre fases filtrada (pues no se olvide que la salida de tensión es un conjunto de pulsos cuyo filtro se asemeja a una senoidal),  $I(RL\_inva)$  es la corriente por una de las fases del motor, Power es la potencia consumida total en el motor, VAPF1\_DPF es el factor de potencia teórico que se debería obtener y VAPF1\_DPF\_inv es el factor de potencia real obtenido tras la inversión.

Se ha querido también simular para un caso más similar al que va a aparecer en el sistema real (en principio), teniendo una tensión media de 300 V en el bus de continua [A19].

Los resultados totales de ambas simulaciones para el motor equivalente probado son los siguientes:

V dc entrada (V)	Vab teórica max.	Vab simulada	Potencia (W)	Intensidad (A)	Cos phi
325	253	229	3470	9,7	0,88
300	234	219	3140	9,2	0,88

Tabla 8. Comparación de simulaciones con 300 y 325 V de entrada

Como se puede observar, esta simulación es perfectamente válida para el modelo real que se quiere representar, y es coherente con los resultados calculados analíticamente en el punto anterior.

Existe una diferencia importante entre la tensión entre fases teórica máxima para un convertidor de tipo inversor y entre la real. Esto es básicamente debido a las pérdidas de tensión que se obtienen al incluir una inductancia en el sistema, además de estar relacionado con la “exactitud” del método utilizado para la modulación PWM.

En la Figura 114 se puede ver cómo la tensión de salida tiene los picos “achatados” o “cuadrados”. Esto es consecuencia de la introducción del tercer armónico para sobremodular la salida de tensión, como ya se comentó en el apartado teórico de los inversores. Como ya se dijo, no es importante que la curva de la tensión no sea una senoidal perfecta, dado que la curva realmente clave aquí es la de la corriente, y esta en ambos casos es senoidal.

Dado que se encuentra entre los objetivos del TFM, a pesar de ser un caso extremadamente raro, se ha querido simular el circuito también para un motor alimentado a 500 Hz. Sin mucho detalle se mostrarán los cálculos y resultados obtenidos para este caso.

$$I_L = \frac{3000 W}{\sqrt{3} * \frac{300V}{\sqrt{2}} * 0,85} = 9,6 A$$

$$R_{eq} = \frac{3000}{3 * 9,6^2} = 10,85 \Omega$$

$$L = \frac{10,85 * tg(\cos(0,85))}{2\pi * 500} = 2,1 mH \quad (5.30)$$

Ecuación 20. (5.30)

Dado que las dos primeras ecuaciones no cambian ningún parámetro, tan sólo lo hará el último, que relaciona la R con la L y la frecuencia de trabajo. Simulando, por tanto, con R = 12 Ω y L = 2 mH:

V dc entrada (V)	Vab teórica max.	Vab simulada	Potencia (W)	Intensidad (A)	Cos phi
300	234	217	3057	9,1	0,87

Tabla 9. Resultados de alimentar un motor a 500 Hz con 300 V en la entrada

La tensión cae un poco más que en el anterior caso debido a que aparecen pérdidas de inductancia de manera más habitual (la frecuencia es 10 veces superior) y la tensión media filtrada se reduce.

#### **5.4 Circuito Chopper de frenado**

Introducir un circuito de frenado es una práctica ampliamente llevada a cabo en el sector de los variadores de frecuencia y de muchos equipos utilizados para controlar motores industriales. Todos los motores tienen una inercia determinada, con lo que su frenada no es nunca instantánea. Para frenar un motor existe una energía mecánica que hay que llevar hasta 0, con lo que esa energía se tiene que disipar en algún sitio.

##### **5.4.1 Origen de las necesidades de un circuito de frenado**

Existen diferentes tipos de motores ([28] y [29]). Pueden ser motores alimentados en AC que funcionan simplemente en un “cuadrante”. En estos motores la velocidad y el par siempre tienen el mismo sentido. En este caso, la potencia siempre circula desde el inversor hacia el motor. Por otra parte, existen máquinas con dos cuadrantes. En estas máquinas la velocidad de giro siempre es en el mismo sentido, pero el par puede cambiar, con lo que la potencia puede circular en ambos sentidos. Finalmente, existen máquinas con cuatro cuadrantes de funcionamiento, en los que tanto la velocidad de giro como el par pueden tener uno u otro sentido.

Hay diferentes usos que se pueden dar a la energía que viene desde el motor en situaciones de frenado. En aplicaciones motoras con almacenamiento, como es el caso de los vehículos eléctricos, se suele utilizar para recargar la batería. En otras aplicaciones, como los tranvías, es posible devolver energía a la red para disminuir el consumo medio de los mismos. En el caso de los variadores de frecuencia y de los convertidores que alimentan motores industriales se suelen implementar circuitos de disipación de energía en forma de calor, sin posibilidad de aprovechamiento posterior.

No se va a entrar en dicha materia en profundidad, pues no es el objetivo de este trabajo.

Cuando se quiere frenar un motor se cambia la consigna de tensión que se le da al mismo, siendo la respuesta de este representada como una corriente que se envía en dirección al inversor. Esta corriente circula a través de los diodos antiparalelos de los conmutadores IGBTs hasta llegar al bus de continua, donde sube la tensión del bus. Este es el verdadero peligro de las corrientes regenerativas o inversas, pues al subir la tensión de la DC-Link es posible pasar por encima del límite admisible para el cual se ha dimensionado el sistema y por tanto averiar componentes, en especial los condensadores. Estos se dimensionan en función de las necesidades de entrada de alimentación en funcionamiento hacia el motor, y nunca teniendo en cuenta el funcionamiento del motor como un generador de corriente.

Por tanto, habitualmente el objetivo de un circuito de frenado es activarse cuando la tensión de bus sobrepasa un valor límite, por debajo todavía del valor máximo admisible de la DC-Link [30]. De esta manera, al activarse comienza a circular la corriente desde el polo positivo hacia una resistencia de frenado, disipando la energía en forma de calor. Evidentemente, el sistema de frenado debe estar dimensionado para poder disipar toda la energía del motor girando a velocidad nominal con toda su inercia de carga en un tiempo determinado, sin subir la tensión de bus por encima del límite establecido, y sin quemar la resistencia de frenado.

Hay muchos factores que van a influir en este dimensionado, con lo que también es una práctica habitual simplemente dejar provisto un sistema de frenado con un transistor habilitado para circular una determinada corriente a la tensión límite, sin dejar una resistencia de frenado unida al sistema. Estas resistencias suelen incorporarse una vez se conoce el motor que se va a utilizar, así como su inercia y la inercia adicional que pueda aportar la carga. Es por ello que los fabricantes suelen dejar notas de aplicación para dimensionar estas resistencias en función de diferentes parámetros ([31], [32] y [33]).

En este caso se va a realizar la simulación de un motor de corriente continua y su regeneración al frenar para poder evaluar el comportamiento del mismo.

#### 5.4.2 Definición de un motor de tipo DC (corriente continua)

Para la simulación se ha elegido un motor de la marca Baldor, el GK1307, de 3,3 kW. Los valores nominales de este motor son 1095 rpm, 260 V y 15,2 A de armadura [34]. Los valores de  $R_a$  y  $L_a$  obtenidos de los datos del motor son 1,8  $\Omega$  y 20 mH. La inercia del motor son 0,12 kg/m<sup>2</sup>. Se obtienen estos valores de su hoja de datos.

Los datos de la armadura son los que anteriormente se habían denominado “equivalentes”, a la hora de simular la carga. A partir de todos los datos anteriores se obtendrán los pares mecánicos, eléctricos, coeficientes, etc. necesarios para introducir en PSIM ([35] y [36]).

$$\Omega_{r\_nom} = \frac{rpm\ nom * 2\pi}{60} = 114,66\ rad/s$$

$$P_{mec} = T e_{m\_nom} * \Omega_{r\_nom}$$

$$T e_{m\_nom} = \frac{P_{mec}}{\Omega_{r\_nom}} = \frac{3300\ W}{114,66\ rad/s} = 28,78\ Nm \quad (5.31)$$

Ecuación 21. (5.31)

$$K_T = \frac{T e_{m\_nom}}{I_{a\_nom}} = \frac{28,78\ Nm}{15,2\ A} = 1,89\ \frac{Nm}{A} \quad (5.32)$$

Ecuación 22. (5.32)

$$E_{nom} = V_{a\_nom} - R_a * I_{a\_nom} = 260 - 1,8 * 15,2 = 232,64\ V \quad (5.33)$$

Ecuación 23. (5.33)

$$E_{nom} = K_e * \Omega_{r\_nom} \quad (5.34)$$

$$K_e = \frac{E_{nom}}{\Omega_{r\_nom}} = \frac{232,64\ V}{114,66\ rad/s} = 2,02\ \frac{V}{rad/s}$$

Ecuación 24. (5.34)

$$K_e \approx K_T$$

En motores con imanes permanentes se cumple que ambos coeficientes son iguales, en este caso son muy similares.

La constante de excitación del campo (field) sí está entre los datos de catálogo:

$$\tau_f = \frac{L_f}{R_f} = 180 \text{ ms}$$

Esta relación aparece en la página 32 del catálogo de Baldor [34]. También es un dato de catálogo el rango de valores para la tensión de campo nominal:

$$V_{f_{nom}} \in \{180 \dots 310\} \text{ V}$$

Tomando 180 V, por ser la más restrictiva, hay que definir una  $I_{f_{nom}}$  para poder calcular los parámetros definitivos. Partiendo de valores típicos para un motor de 15 A, se va a proponer 4 A para este cálculo:

$$R_f = \frac{V_{f_{nom}}}{I_{f_{nom}}} = \frac{180 \text{ V}}{4 \text{ A}} = 45 \Omega$$

$$L_f = \tau_f * R_f = 180 \text{ ms} * 45 \Omega = 8,1 \text{ H} \quad (5.35)$$

*Ecuación 25. (5.35)*

Si, por ejemplo, se hubiera tomado 1 A como  $I_{f_{nom}}$ , los resultados serían los siguientes:

$$R_f = 180 \Omega$$

$$L_f = 32,4 \text{ H}$$

Dado que este motor simplemente se está utilizando para probar el sistema de regeneración, se va a utilizar la primera suposición (5.35).

#### 5.4.3 Cálculos teóricos con motor DC

Existen muchas notas de aplicación y estudios acerca de cómo calcular la resistencia de frenado, la energía capaz de regenerar un motor y una carga, los tiempos de circulación de corriente para disipar energía, etc. Se van a utilizar dos guías para compararlas con el estudio real en PSIM.

Por un lado, se van a utilizar los propios datos del motor ya calculados para obtener valores de tensión final, tras frenar el motor, y valores aproximados de energía:

Se establece que el circuito Chopper se activará tras sobrepasar los 280 V, y que se desactivará tras bajar el umbral de los 270 V, funcionando como una histéresis.

El primer cálculo será acerca de cómo subiría la tensión si se trabajara sin un circuito de frenado ([37] y [38]):

$$\frac{1}{2} * C * (V_{i_{final}}^2 - V_{i_{inicial}}^2) = \frac{1}{2} * J * (\omega_{i_{inicial}}^2 - \omega_{i_{final}}^2) + \frac{1}{2} * L_a * (I_{i_{inicial}}^2 - I_{i_{final}}^2) \quad (5.36)$$

*Ecuación 26. (5.36)*

Se tomará la capacidad de la DC-Link calculada en el dimensionado del rectificador, 800  $\mu\text{F}$ . La inercia para el frenado será multiplicada por 2 debido a que hay que tener en cuenta la del motor junto con la del generador. La inductancia de armadura se obtiene del catálogo del motor.

$$\frac{1}{2} * 800 \text{ uF} * (V_{i_{final}}^2 - 280^2) = \frac{1}{2} * 2 * 0,12 * (114,66^2 - 0) + \frac{1}{2} * 20 \text{ mH} * (15,2^2 - 0^2)$$



$$V_{i_{final}} = 2007 V$$

Según este cálculo, la tensión subiría hasta más de 2000 V, con lo que, evidentemente, se estaría sobrepasando el límite máximo de tensión admisible de los componentes (esperado para unos 600 V).

Tomando como suposición que la corriente inversa que se genera desde el motor es como mínimo igual a la máxima de alimentación, se puede calcular la potencia a disipar y el tiempo mínimo en el que se podría llevar a cabo:

$$K = \frac{K_w * K_T * I^2}{J} = \frac{2,02 * 1,89 * 15,2^2}{2 * 0,12} = 3675,2 \frac{W}{s} \quad (5.37)$$

*Ecuación 27. (5.37)*

$$E_o = K_w * \omega_{max} = \frac{2,02 \frac{V}{rad}}{s} * 114,6 \frac{rad}{s} = 231,6 V \quad (5.38)$$

*Ecuación 28. (5.38)*

$$tf = \frac{P_o}{K} = \frac{E_o * I}{K} = \frac{231,6 * 15,2}{3675,2} = 0,95 s \quad (5.39)$$

*Ecuación 29. (5.39)*

Es decir, se necesitarían teóricamente 0,95 segundos para absorber toda la energía generada.

Utilizando la guía de ABB de [28], el cálculo sería el siguiente:

$$\omega_{kin} = \frac{1}{2} * J * \omega^2 = \frac{1}{2} * 0,12 * 114,66^2 = 788,8 J \quad (5.40)$$

*Ecuación 30. (5.40)*

Si se quisiera detener el motor en 0,5 s el cálculo sería coherente con el realizado en (5.37):

$$P = \frac{\omega_{kin}}{t} = \frac{788,8 J}{0,5} = 1577,6 W \quad (5.41)$$

*Ecuación 31. (5.41)*

La tensión Vdc subiría hasta:

$$Vdc^2 = \frac{2 * P}{C} \rightarrow Vdc = 1986 V \quad (5.42)$$

*Ecuación 32. (5.42)*

Con estos dos cálculos se puede justificar la necesidad de introducir un circuito Chopper de frenado al menos con un motor como el utilizado para el ejemplo.

#### 5.4.4 Simulación del circuito

Para poder observar el fenómeno de la corriente regenerativa se ha utilizado, como se ha detallado anteriormente, un circuito en PSIM que controle un motor DC.

El circuito simulado es el siguiente:

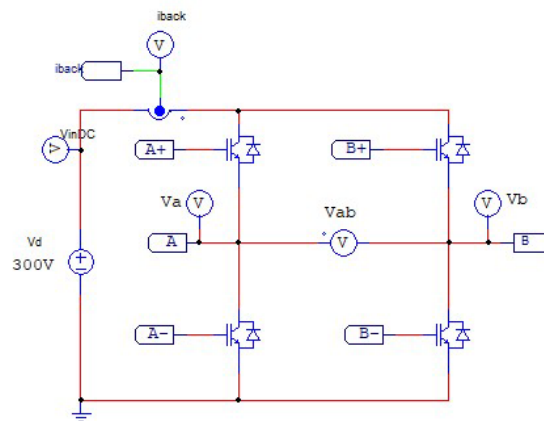


Figura 28. Circuito de control de la alimentación del motor DC. Fuente: propio

En la figura anterior se observa el bus DC con un puente de control para alimentar el motor DC.

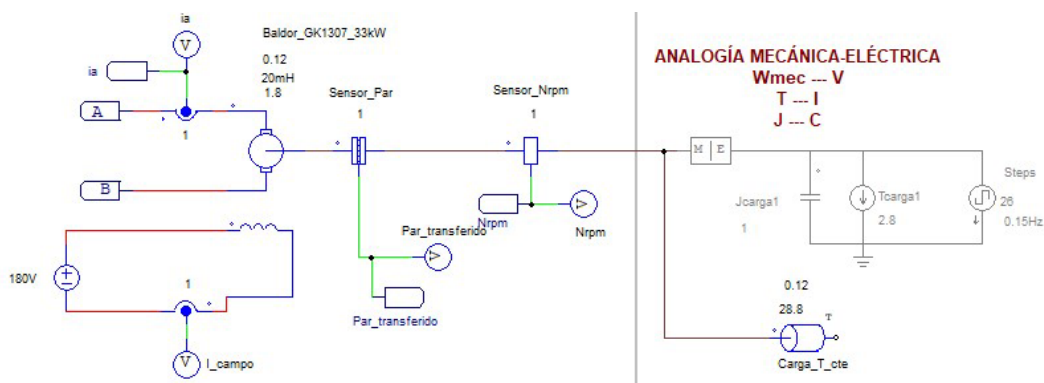


Figura 29. Motor DC Baldor, alimentado. Fuente: propio

En la ilustración anterior se muestra el motor simulado en PSIM, con sus parámetros perfectamente introducidos tal y como se han calculado en este apartado.

En [A20] aparece el control que se realiza al motor, con un bucle de corriente interno rápido englobado dentro de un bucle de velocidad de giro externo más lento. De esta manera, es posible establecer subidas y bajadas de revoluciones y el control ejecuta un cambio en la corriente que finaliza en una modificación de la tensión de control aplicada al motor.

Este control ha sido calculado mediante un script de Matlab calculando las ganancias y márgenes de los diagramas de Bode aplicados a control de motores DC [39].

En [A21] se muestra la comparación con una función triangular para obtener los disparos de ambos niveles del puente.

Los resultados obtenidos tras simular dicho circuito y hacerlo pasar desde velocidad de giro nominal a velocidad nula son los siguientes:

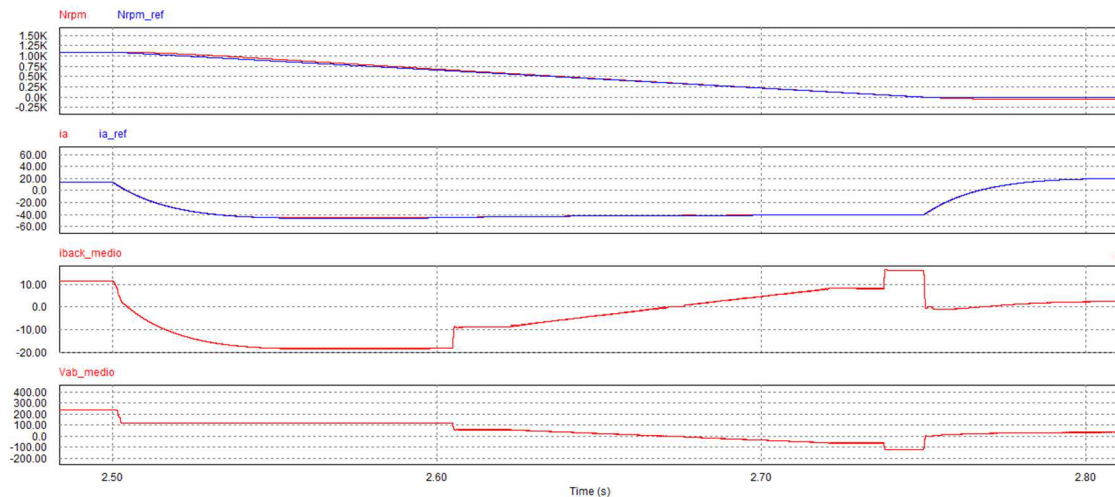


Figura 30. Resultados de la simulación de frenado. Fuente: propio

Nrpm es la medición de la velocidad de giro del motor, y Nrpm\_ref es la referencia marcada en el bucle de control. ia e ia\_ref son la medición y la referencia de corriente de armadura, mientras que iback\_medio es la corriente inversa que genera el motor al frenar. La tensión Vab\_medio es la tensión de pulsos de alimentación al motor filtrada.

Como se puede observar, la corriente de generación pasa rápidamente de unos 10-15 A a valores negativos, casi 20 A inversos. Poco a poco la tensión media de pulsos va reduciéndose hasta que, tras frenar, se queda en 0 V, al igual que la corriente.

En este caso, al no tener un bus DC “liberado” (la DC-Link está fijada por una fuente de tensión continua no variable) no es posible observar cómo aumenta la tensión de dicho bus. Esas pruebas se realizarán más adelante, cuando los diferentes sistemas se unan para ver su funcionamiento como conjunto.

De esta manera, tanto de manera teórica como de manera simulada se ha observado la necesidad de implementar un circuito de frenado que sea capaz de conducir la corriente hacia un elemento de disipación de energía en forma de calor, una resistencia. La idea que se va a plantear será la introducción de un circuito lector de la tensión de bus y activador de un transistor que sea capaz de conducir una determinada corriente a una determinada tensión. No tiene mucho sentido realizar el diseño completo de un circuito con resistencia de frenado incluida, pues para cada motor y para cada carga y aplicación las necesidades serán diferentes, así como el tamaño, resistencia térmica, etc.

## 6. DISEÑO TEÓRICO. PROPUESTA DEFINITIVA CONJUNTA

Tras haber analizado el sistema en sus etapas más importantes por separado, se van a comenzar a unir todas estas áreas para acabar de encajar unas con otras y poder dar por validado el diseño teórico de manera definitiva. Para ello se van a ir uniendo sistemas según su relación en el sistema general y se verificará que juntos ofrecen resultados coherentes con las simulaciones iniciales individuales, validando así el conjunto.

### 6.1 Circuito de Precarga + Etapa rectificación + Etapa inversor

Esta simulación agrupa el grueso del sistema. El rectificador y el inversor son los convertidores base del sistema global. El sistema de precarga es un circuito auxiliar que no tiene tanta importancia en la base teórica y representativa del equipo, pero que en un funcionamiento real es clave, como ya se ha visto.

El circuito que se ha implementado en PSIM es una mezcla de ambas etapas, anteriormente evaluadas:

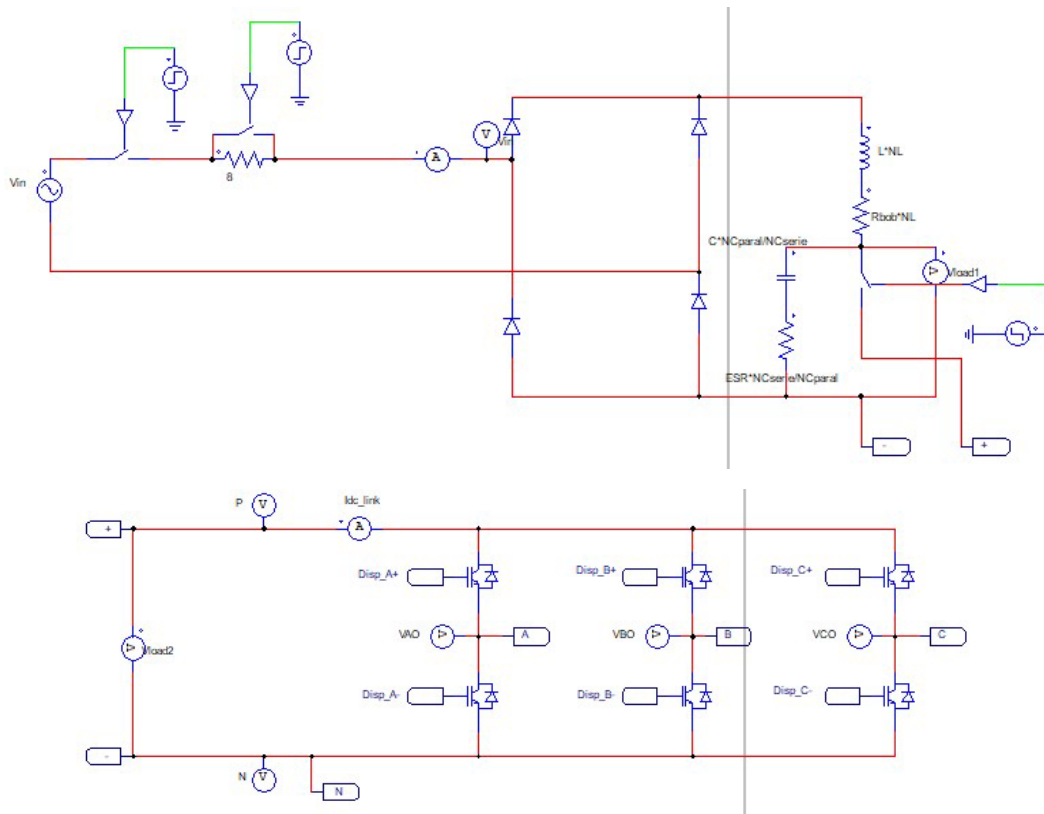


Figura 31. Circuito en PSIM Precarga + Rectificador + Inversor. Fuente: propio

El control de disparos que se realiza es exactamente el mismo que se ha ejecutado en el análisis individual del inversor, con lo que no se va a mostrar de nuevo. Las diferencias principales entre estos dos sistemas unidos y los sistemas independientes es que ahora la entrada de continua al inversor es la salida de tensión rectificada del rectificador. El interés principal en esta unión es poder ver al equipo funcionar en su conjunto, desde la entrada de alimentación de red hasta la salida de conexión al motor equivalente. Los resultados tras la etapa de rectificación son los mostrados en [A22]:

$V_{in}$  es la tensión de entrada, justo entre el circuito de precarga y el puente de diodos.  $I_{in}$  es la corriente que circula por dicho punto.  $I(C1)$  es la corriente en el condensador,  $I(D1)$  e  $I(D2)$  es la corriente por las dos ramas de diodos.  $I(L1)$  es la corriente por la bobina, tras el puente de diodos, y  $V_{load1}$  es la tensión de la DC link.

Se puede observar cómo el circuito de precarga continúa siendo de gran ayuda para que no haya picos de corriente iniciales debidos a la carga de los condensadores. El pico de corriente es aproximadamente el mismo que el pico de trabajo habitual, con lo que no hay peligro alguno de que se produzcan averías en los componentes.

En [A23] lo podemos ver aplicando un zoom en el normal funcionamiento del rectificador, en estado estacionario.

Los resultados del análisis de esta etapa son los siguientes:

$V_{in}$ (V)	L (mH)	C (mF)	$I_{c,rms}$ (A)	$I_{c,max}$ (A)	$I_{L,avg}$ (A)	$I_{L,rms}$ (A)	$I_{L,max}$ (A)	$I_{d,avg}$ (A)	$I_{d,rms}$ (A)	$I_{d,max}$ (A)
230	2	0,8	15,7	34,1	10	18	42	5	12,5	42

Tabla 10. Resultados Etapa rectificación

Como se puede observar, son totalmente coherentes con los obtenidos en el rectificador individualmente (Tabla 7).

Pasando a analizar los resultados relacionados con la etapa de inversión, también se puede observar que el comportamiento es exactamente igual al esperado [A24].

$V_{load1}$  es la tensión rectificada, la misma medición que en la Figura 117.  $VAB_{red}$  es la curva de red básica y  $VAB_{filtro}$  es la tensión de salida hacia el motor filtrada.  $I(RL_{inva})$  es la corriente enviada por una de las fases del inversor hacia el motor, e  $I(RL1a)$  es la corriente enviada en un entorno ideal con la red eléctrica trifásica conectada directamente al motor. Power es la potencia consumida en el motor.  $VAPF_{Inv\_DPF}$  es el factor de potencia para el sistema inversor, mientras que  $VAPF1\_DPF$  es el factor de potencia ideal.

Observando las curvas de normal funcionamiento [A25] se puede apreciar cómo la curva de la corriente es perfectamente senoidal, lo cual es indicativo de buen funcionamiento del sistema completo. La curva de la tensión de salida es una senoidal recortada en los picos, tal y como se espera en un sistema sobremodulado para obtener la tensión de salida necesaria. Viendo estas funciones se puede afirmar que el funcionamiento de ambos sistemas conjuntamente es correcto, y que el rizado de salida del rectificador no es un problema grave para el funcionamiento del inversor.

Los resultados relacionados con esta etapa son los siguientes:

V DCLink (V)	Rizado (%)	R Equi ( $\Omega$ )	L Equi (mH)	Power (W)	V AC (V)	I AC (A)	Cos phi
302	27,8	12	20	3047	228	9,4	0,86

Tabla 11. Resultados etapa inversión

De nuevo se obtienen resultados totalmente coherentes con los de la Tabla 8. La tensión en la DC-Link es suficiente para alcanzar 228 V en la salida trifásica, con lo que se podrá alimentar el motor con una tensión convencional para su punto máximo de trabajo. También se verifica que con los valores equivalentes de motor se obtiene una simulación fiel de un motor, con un factor de potencia de 0,86.

### 6.2 Etapa rectificación + Variador de frecuencia + Circuito Chopper de frenado

En este segundo conjunto se va a realizar la simulación del circuito Chopper de frenado junto con el control de revoluciones y corriente y el rectificador. El objetivo principal de este punto es poder observar el efecto de la corriente inversa en el bus de continua, dado que en la simulación independiente del control de frenado no ha sido posible hacerlo, por tratarse de una fuente de tensión fija.

Además, otra diferencia importante respecto a la anterior simulación es que en este caso se ha introducido el circuito chopper de frenado, siendo éste el comentado: una derivación del polo positivo de la DC-Link hacia una resistencia disipadora de energía. Se podrá ver el circuito en funcionamiento, manteniendo el bus por debajo de valores límite de tensión.

El circuito que se va a implementar en PSIM es el siguiente:

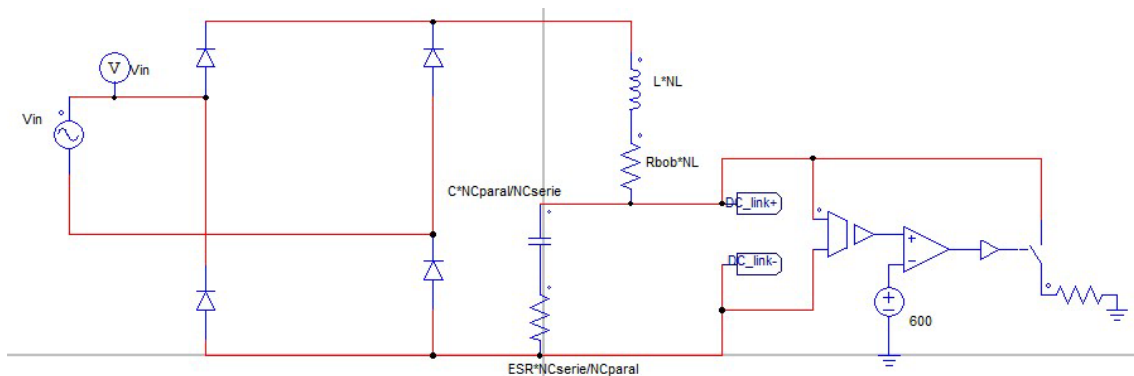


Figura 32. Circuito en PSIM simulado. Fuente: propio

De las etiquetas de DC\_Link+ y DC\_Link- se conecta con la entrada al “variador de frecuencia”; al control de alimentación del motor en función de la consigna de revoluciones impuesta:

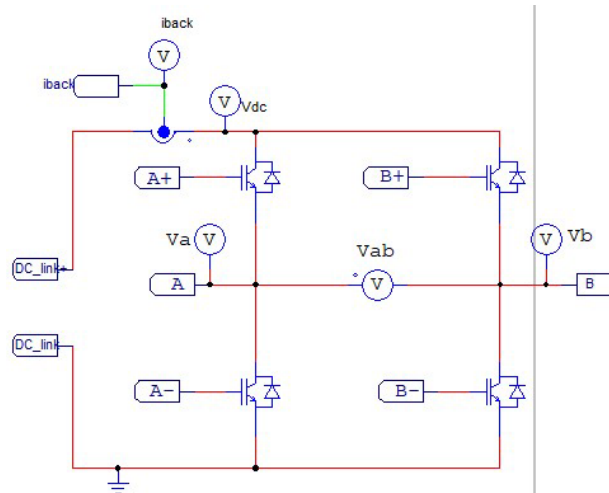


Figura 33. Unión del bus DC con la alimentación al motor controlada. Fuente: propio

El resto del circuito es exactamente igual que el mostrado previamente, manteniendo el control por bucle cerrado de velocidad de giro y corriente.

Los resultados de haber introducido una DC-Link que puede ser susceptible de ver su tensión aumentada son los observados en [A26].

Nrpm es la medición de revoluciones de giro del motor, mientras que Nrpm\_ref es la consigna que se impone en cada momento. Ia\_ref es la referencia de corriente de armadura e ia es la medición real de corriente. Vab\_medio es la tensión de salida de alimentación del motor DC filtrada, iback\_medio es la corriente conducida hacia la DC link desde el motor y Vdc es la tensión de la DC link.

Como se puede ver en la curva de Vdc, la tensión en el bus de continua sube hasta los 1400 V aproximadamente. Esta simulación se ha realizado en las mismas condiciones que se planteaban en los cálculos teóricos del circuito Chopper, planeando frenar en 0,5 segundos. Se podría decir que el resto de las curvas son prácticamente las mismas que las observadas en la simulación teórica, pues evidentemente el motor es el mismo y sus parámetros también lo son. La única diferencia reseñable es que ahora sí que se puede observar a la tensión de la DC-Link aumentando considerablemente su valor.

En la siguiente simulación [A27] se va a activar el funcionamiento del circuito Chopper de frenado estableciendo el límite de tensión en 600 V. Este valor sirve como ejemplo para ver el funcionamiento. Es un valor válido totalmente para observar su funcionamiento, dado que está por debajo de los 1400 V que alcanza el sistema sin poder disipar energía.

Se puede observar cómo, en el momento en el que se comienza a frenar, la tensión del bus de continua sube hasta 600 V. En ese momento deja de subir, pues en I(R4) se está haciendo circular una corriente hacia una resistencia de 33  $\Omega$ . En este estudio no se está evaluando térmicamente la resistencia, sino simplemente el funcionamiento típico que debería tener el circuito de frenado.

Ampliando las dos últimas gráficas, para poder analizar de cerca la corriente desviada:





Figura 34. Detalle del control de la tensión de bus en el Chopper. Fuente: propio

Se puede ver cómo cada vez que la tensión va a sobrepasar el valor límite de 600 V se activa la circulación hacia R4, teniendo el pico de corriente que se observa en la gráfica de I(R4). Si se quisiera evaluar la potencia consumida en la resistencia para realizar un cálculo térmico se debería profundizar el análisis en unas gráficas como las siguientes:

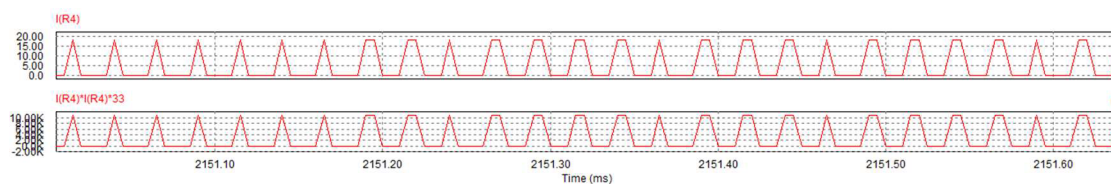


Figura 35. Representación energética de las pérdidas en la resistencia de frenado. Fuente: propio

En este caso, se muestra únicamente la corriente que circula por la resistencia y las pérdidas en forma de calor que debe disipar la resistencia. En un cálculo térmico correcto se debería dimensionar la resistencia para poder disipar la energía con un ciclo como el observado, como mínimo.

Finalmente, se ha decidido simular el frenado aumentando el tiempo de frenado, de manera que la inercia de frenado se reparta en el tiempo y la corriente inversa sea menor. Los resultados de aplicar un frenado a lo largo de 4 segundos son los mostrados en [A28].

Como se puede apreciar, la tensión en Vdc apenas sube de valor, se mantiene en todo momento en torno a los 300 V, con lo que, como conclusión, se puede entender que si el frenado se realiza con un tiempo definido de varios segundos (con un motor como este, como mínimo 4 segundos) no va a haber problema de regeneración ni de aumento de tensión en el bus de continua. Es, además, bastante habitual encontrar rampas de frenado de 6, 10 o incluso 30 o 60 segundos para motores industriales, con lo que no es una solución que esté fuera de mercado.

Se implementará, por tanto, un circuito formado por una medición de la tensión bus y activación de un transistor para conducir corriente donde poder conectar una resistencia de frenado externa. Esta resistencia externa se dimensionará en función del motor real a implementar y en función de la carga, pues no es la misma situación tener una carga sin apenas inercias como puede ser un aire acondicionado o una carga con inercias importantes como una lavadora, a pesar de que se puedan alimentar de motores iguales.

Con esta simulación se da por concluida la propuesta de conjunto, habiendo verificado el correcto funcionamiento tanto del sistema básico como el de seguridad para evitar averías en los componentes del bus de continua.



## 7. IMPLEMENTACIÓN FÍSICA. COMPONENTES

Una vez descrito el sistema y su funcionamiento general en cada etapa, es el momento de definir los equipos y componentes que van a formar parte del diseño final. Por ello se va a describir etapa por etapa el equipo, indicando qué requisitos había para cada componente y de qué manera la selección comercial realizada cumple con dichos requisitos.

Dado que existen multitud de componentes cuya única función es auxiliar respecto a los elementos principales del sistema, estos se comentarán sin detalle en caso de que sean reseñables, pero no se analizarán en profundidad como sí se hará con los equipos expresamente necesarios.

### 7.1 Alimentación del sistema

En este apartado se evaluarán las necesidades y componentes de la entrada de potencia en el sistema. Como ya se ha comentado anteriormente, el sistema se va a alimentar en condiciones normales con 230 V monofásicos, provenientes de una red doméstica típica. Sin embargo, es posible, según los requisitos iniciales del TFM, que el bus de continua requiera estar a tensiones mayores, cercanas a 450 V, con lo que se va a dimensionar el magnetotérmico para esa posible necesidad.

Por ello se selecciona un elemento que puede soportar hasta 400 V AC, con dos polos (fase y neutro) y con hasta 32 Amperios de corriente máxima admisible. La entrada de potencia requiere de hasta 18 A eficaces en régimen permanente, por lo que se dimensiona con un margen de seguridad. Este elemento es el magnetotérmico **ABB S202M-B32**.

Technical	
Number of Poles:	2
Tripping Characteristic:	B
Rated Current ( $I_n$ ):	32 A
Rated Operational Voltage:	acc. to IEC 60898-1 400 V AC acc. to IEC 60947-2 440 V AC
Power Loss:	7.4 W at Rated Operating Conditions per Pole 3.7 W
Rated Insulation Voltage ( $U_i$ ):	acc. to IEC/EN 60664-1 440 V

Figura 36. Hoja de datos del magnetotérmico de ABB. Fuente: catálogo ABB



Este elemento sirve como entrada al circuito, haciendo la función de interruptor, para poder alimentar el sistema al completo, y también la función de protección en caso de cortocircuito en el equipo.

### 7.2 Alimentación auxiliar de control

El objetivo de este apartado es obtener los diferentes niveles de tensión que alimentarán los componentes auxiliares del sistema, así como toda la circuitería de control existente.

Tras analizar todos estos componentes, se logra comprender que los requisitos de niveles de tensión existentes son: 15 V, 15 V duales, 5 V y 3,3 V. Esto indica que habrá que obtener una línea de positivo con cada uno de dichos niveles, referidos todos al mismo negativo.

La necesidad de establecer un negativo común viene dada por el requisito, que más adelante se comentará, de que el IPM coloque el negativo de potencia a la misma tierra que el negativo de control.

Esto puede plantear problemas de ruido, con lo que se va a intentar trabajar con tierras aisladas para cada nivel que se unan en un único punto físico, eliminando así las posibilidades de interferencias entre señales y referencias poco fijas. Esto se analizará con más detalle en el diseño de la PCB.

Para alimentar a los diferentes componentes se va a plantear un sistema mediante el cual desde la entrada de 230 V AC se pase a 15 V DC, y de ahí utilizar fuentes de alimentación para el resto de las tensiones.

Será necesario tener una estimación de todos los consumos que se van a requerir para cada uno de los niveles de tensión, para dimensionar los componentes niveladores, así como la transformación a 15 V.

A 230 VAC se alimentará el ventilador (1,5 W).

A 15 V se necesitará alimentar el IPM, con un consumo aproximado de 1,5 W. También dos relés de funcionamiento a 12 V, tras reducir la tensión mediante una resistencia en serie (3 W/unidad).

Se requerirán 15 V aislados para un pequeño consumo referente al circuito de disparos del sistema Chopper.

Se implementarán alimentaciones duales a 15 V simétricos para alimentación de amplificadores operaciones que interactúen con el DSP, dado que tendrán que leer y transmitir valores positivos y negativos respecto a masa en algunos casos.

A 5 V se alimentará pequeña circuitería que apenas sobrepasará 1 W.

A 3,3 V se alimentará el circuito DSP con mínimos consumos. Sin embargo, este consumo no se deberá tener en cuenta para la alimentación de esta PCB, dado que se alimentará de la placa auxiliar de control que interactuará con la presente PCB.

Como se puede ver, en principio con 15 W será suficiente para alimentar todos los consumos.

Es por ello que se selecciona la fuente de alimentación **TRACO TMG 15115**. Esta fuente de alimentación regulada tiene un rango de tensión de entrada de hasta 265 V AC, mientras que su salida serán 15 V DC. La intensidad que podrá alimentar será de 1 A, consiguiendo así 15 W de potencia. Evidentemente, se han propuesto grupos de condensadores para estabilizar la tensión de alimentación, tanto mediante elementos electrolíticos como cerámicos, para así controlar las interferencias en el mayor espectro posible de frecuencias.



Order Code	Output Power (max.)	Output Voltage (nom.)	Output Current (max.)	Efficiency (typ.)
TMG 15115	15 W	15 VDC	1000 mA	84 %

Tabla 12. Datos de catálogo TRACO TMG 15115

Gracias a la introducción de esta fuente en el circuito se podrá aislar la entrada de la red de 230 VAC, de la que no se puede controlar qué interferencias trae consigo, de la alimentación a componentes de control y auxiliares, tan susceptibles de verse afectados por ruido eléctrico.

Desde esta tensión de 15 VDC se alimentarán directamente algunos componentes, mientras que, por otra parte, se alimentarán otras fuentes de alimentación con diferentes propósitos [40].

Es el caso de la fuente **TRACO TSR 1-2450**, encargada de reducir el nivel de tensión desde 15 VDC hasta 5 VDC. Esta fuente tendrá una potencia máxima de alimentación de 5 W. Tal y como estaba diseñada la fuente TMG, el modelo TSR también genera una salida de tensión regulada. En este caso, sin embargo, no se encuentra aislada la salida de la entrada. Se ha seguido escrupulosamente la nota de aplicación relativa a la eliminación de ruidos eléctricos que el propio fabricante propone.



Con el objetivo de generar 15 VDC aislados para alimentar el HCPL, del que más adelante se hablará, se instalará la fuente **TRACO TEN 3-1213N**. Esta fuente no hará ningún cambio de nivel de tensión, sino que su función será generar una tensión aislada de la entrada. Así se podrá asegurar que la alimentación de 15 VDC enviada al HCPL (activación de disparos del transistor del Chopper) no está relacionada con la alimentación de control de 5 VDC, como requiere dicho componente. La potencia total de esta fuente de alimentación será de 3 W, aunque no se hará uso de dicha potencia al completo en ningún momento.



Finalmente, la fuente **TRACO TSRN 1-24150** se implementará para poder alimentar con tensión simétrica de 15 VDC al amplificador operacional TL 084 que se encargará de recibir señales referentes a la tensión de bus de continua y a la corriente de salida hacia el motor. Esta fuente se implementará con el objetivo de introducir una salida negativa, con lo que se seguirá la nota de aplicación correspondiente para lograrlo, conectando la salida de tensión a la masa del circuito y la salida de tierra a -15 VDC.



La potencia máxima será de 3 W aunque, de igual manera que en el anterior párrafo, no será necesaria toda esa potencia para alimentar su consumo. La salida estará regulada, aunque no aislada. Igualmente, esta propiedad no se utilizaría en la práctica pues, como se ha dicho, el objetivo es que sirva para generar juntamente con la alimentación principal de 15 VDC una alimentación simétrica.

La alimentación de todas las fuentes se ha realizado teniendo en cuenta filtros pensados para la eliminación de ruidos, estabilización de tensiones de salida y cualquier otra recomendación encontrada en las notas de aplicación de las propias fuentes. Además, se ha decidido repartir la carga capacitiva máxima estipulada para cada modelo en diferentes partes del circuito: por un lado, en la salida de la fuente, pero por otro, en los puntos de consumo. De esta manera se intenta limitar el efecto de las interferencias y ruidos eléctricos que pueda recoger la línea a lo largo de su camino desde el origen al consumo. Los circuitos relativos a esta área se pueden visualizar en el Anexo III, en el plano número 1, “Fuentes de alimentación”.

### 7.3 Puente rectificador de diodos

El puente rectificador, tal y como se ha explicado, tiene como función transformar la energía alterna que entra en el circuito en energía continua, con un rizado en este caso del 100%, dado que aún no se ha alcanzado el filtro LC. Teniendo en cuenta el esquema de un puente de diodos, todo el periodo de la señal con función positiva circulará y se mantendrá invariable, mientras que la parte negativa se invertirá, consiguiendo una señal senoidal positiva con una frecuencia igual al doble de una senoidal completa.

Teniendo en cuenta que se van a alcanzar en principio 230 VAC en la entrada del circuito, pero que además debe estar preparado para una tensión mayor, se ha propuesto un puente de diodos que soporte hasta 600 VDC y 420 VAC.

En cuanto a la corriente, como ya se ha dicho, se requerirán 18 A eficaces en esta parte del circuito, 12,5 A eficaces para cada uno de los diodos. En cuanto a la corriente media, se necesitan 10 A medios. Por ello se ha buscado un puente rectificador que sea capaz de trabajar hasta con 25 A para una temperatura de encapsulado de 100 °C, con una curva de reducción de potencia como la siguiente:

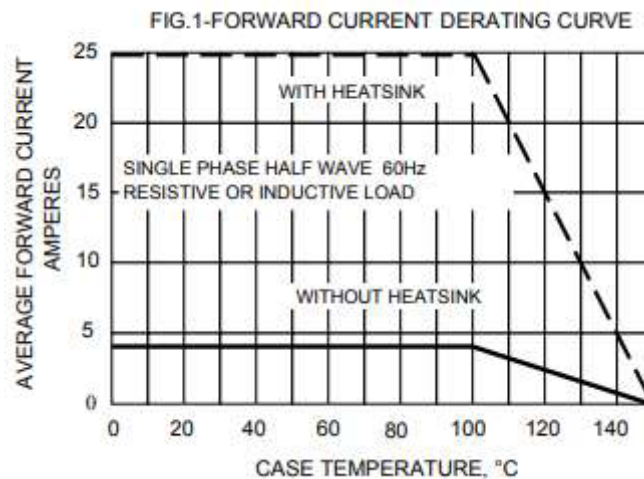


Figura 37. Valor de la corriente media de salida en función de la temperatura de encapsulado. Fuente: Diodes Inc

Como se puede ver, manteniendo la temperatura del encapsulado por debajo de los 110 °C será posible trabajar con 20 A medios.

Este componente es el **GBJ2506** de la marca **Diodes Incorporated**.

**MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Rating at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.  
Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.  
For capacitive load, derate current by 20%

CHARACTERISTICS	SYMBOL	GBJ 25005	GBJ 2501	GBJ 2502	GBJ 2504	GBJ 2506	GBJ 2508	GBJ 2510	UNIT
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V <sub>RRM</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V <sub>RMS</sub>	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V <sub>DC</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current @ T <sub>c</sub> =100°C (with heatsink Note 2)	I <sub>AV</sub>				25.0				A
Rectified Current @ T <sub>c</sub> =100°C (without heatsink)					4.2				
Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half Sine-Wave Super Imposed on Rated Load (JEDEC Method)	I <sub>FSM</sub>				350				A
Maximum Forward Voltage at 12.5A DC	V <sub>F</sub>				1.0				V
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage @ T <sub>j</sub> =25°C	I <sub>r</sub>				10.0				µA
at Rated DC Blocking Voltage @ T <sub>j</sub> =125°C					500				
I <sup>2</sup> t Rating for Fusing (t<8.3ms)	I <sup>2</sup> t				508				A <sup>2</sup> s
Typical Junction Capacitance Per Element (Note1)	C <sub>j</sub>				85				pF
Typical Thermal Resistance	R <sub>θJC</sub>				0.6				°C/W
Operating Temperature Range	T <sub>J</sub>				-55 to +150				°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>				-55 to +150				°C



Tabla 13. Valores absolutos eléctricos del puente rectificador de diodos. Fuente: catálogo GBJ2506

Se unirá al radiador que se va a colocar para el IPM, unificando de esta manera todas las pérdidas hacia dicho elemento y simplificando el diseño.

Las características térmicas de este elemento son 0,6 °C/W, con lo que se convierte en un componente con muy poca resistencia térmica.

Tal y como se verá más adelante, con un radiador de 3 °C/W será suficiente para mantener la temperatura del encapsulado por debajo de los 100 °C.

No importa si esta capacidad de refrigeración se logra mediante un dispositivo único para el puente o si se logra con el radiador utilizado por el IPM, ampliando sus dimensiones para que sea capaz de disipar ambas pérdidas sin problema.

Los esquemas asociados a esta parte se encuentran, junto con los relativos a la DC-Link y al circuito de precarga, en el Anexo III, en el plano número 2, “Etapa de rectificación y DC-Link”.

**7.4 Circuito de precarga**

En el circuito de precarga los componentes básicos que se deben instalar son una resistencia que limite la corriente en los instantes iniciales del funcionamiento (durante carga inicial de condensadores) y un sistema que regule el puenteo de dicha resistencia una vez ha pasado un determinado tiempo.

Como ya se ha comentado, con una resistencia de 8 Ω se consigue mantener una corriente inicial igual a la que se mantendrá de manera estacionaria.

Se ha seleccionado una resistencia con una capacidad para disipar hasta 100 W. Se recurre a la familia de **Ohmite AP-101**.

Dado que esta resistencia tan sólo actuará durante un tiempo mínimo, no se va a seleccionar ni incluir ningún radiador que le acompañe y que mantenga su temperatura de encapsulado por debajo de unos valores máximos controlados. Se limitará, por tanto, la cantidad de veces que el equipo pueda cargarse y descargarse de una manera práctica y “manual”.



En cuanto al sistema que gestiona la circulación de la corriente por un camino alternativo que evite esta resistencia, se va a construir un sistema en el cual un relé con una bobina a 12 Vdc active otro relé con una bobina a 230 Vac. El objetivo de este sistema es evitar que, al cerrar una bobina alimentada directamente desde la misma fuente de alimentación que el resto del circuito de control, la tensión caiga en exceso y se produzca un bloqueo de los drivers o de cualquier otro componente. Así, la fuente de alimentación de control activará una bobina de menor corriente y la bobina que gestionará la alta potencia se alimentará de la red directamente, no teniendo así ningún problema de caídas de tensión.

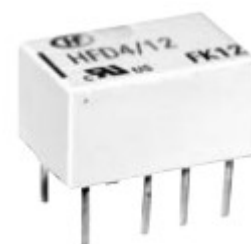
El DSP enviará una señal TTL [41] que active un transistor NPN, de manera que al circular la corriente por este transistor se establece la tensión de 12 V entre los terminales de la bobina de baja potencia. Como se puede apreciar en los esquemas del sistema, se han insertado elementos adicionales con funciones auxiliares. Por un lado, para evitar que las interferencias y ruidos activen el NPN o impidan una correcta comunicación de la señal, y, por otro, para lograr que cuando se desmagnetice la bobina al abrir la activación del NPN se pueda recircular dicha corriente mediante un diodo y que se acabe disipando en los propios componentes resistivos ([42] y [43]).

Coil Code	Nominal Voltage VDC	Pick-up Voltage VDC max.	Drop-out Voltage VDC min.	Coil Resistance $\Omega$	Nominal Power mW approx.	Max. Voltage VDC
HFD4/12	12	9	1.2	1028 x (1 $\pm$ 10%)	140	18.0

Tabla 14. Características del relé de baja potencia

Este relé será capaz de manejar 230 Vac entre sus pines de salida, pudiendo de esta manera activar el segundo relé, de alta potencia.

El componente seleccionado será el **HFD4/12 de Hongfa Europe GMBH** de hasta 2 A. Hay que recordar que este relé estará permanentemente activado.



Se podría intentar que el estado del relé sólo fuera activado en los primeros instantes de funcionamiento, pero esto tiene el problema evidente de que la carga de los condensadores se produce en los primeros microsegundos de alimentación, con lo que no daría tiempo a alimentar el microcontrolador, dar la señal de activación e imantar la bobina para activar el relé. Para cuando todo ese proceso hubiera acabado, los condensadores ya se habrían cargado y el circuito ya habría recibido el pico de corriente que se quiere evitar. Además, en caso de fallo del sistema de precarga es preferible que siempre se circule a través de la resistencia en lugar de que se circule sin protección. No es eficiente, pero se trata de una situación de seguridad para los componentes, con lo que es primordial la robustez del sistema.

Para la activación de este sistema se ha decidido llevar a cabo un diseño con un transistor NPN en lugar de otro tipo, como por ejemplo un Mosfet, por ser éste último un dispositivo más aprovechable en aplicaciones con requisitos de una gran velocidad de reacción, además de añadir la necesidad de descargarlo una vez se ha decidido dejar de activar el relé. Es cierto que su activación es más sencilla, actuando directamente sobre la base del mismo, pero su orientación hacia otras aplicaciones y la mayor robustez de los NPN han llevado a seguir con este último como primera opción.

El relé HFD4, al hacer pasar corriente de la entrada de alimentación de 230 Vac entre sus pines, activará un segundo relé, el encargado de trasegar la alta potencia. Este segundo relé no necesitará ningún diodo de desmagnetización de la bobina, pues será alimentada con tensión alterna.



Dado que es necesario trasegar unos 18-20 A en esta zona del circuito, se ha seleccionado un relé que disponga de dos polos en la salida de 12 A cada uno, obteniendo así 24 A si se utilizan en paralelo. El relé seleccionado será de la familia 56 del fabricante finder:



Tabla 15. Características del relé de alta potencia. Fuente: finder

Contact specification		2 CO (DPDT)	4 CO (4PDT)
Contact configuration		2 CO (DPDT)	4 CO (4PDT)
Rated current/Maximum peak current	A		12/20
Rated voltage/Maximum switching voltage	V AC		250/400
Rated load AC1	VA		3000
Rated load AC15 (230 V AC)	VA		700
Single phase motor rating (230 V AC)	kW		0.55
Breaking capacity DC1: 30/110/220 V	A		12/0.5/0.25
Minimum switching load	mW (V/mA)		500 (10/5)
Standard contact material			AgNi
Coil specification			
Nominal voltage ( $U_N$ )	V AC (50/60 Hz)	6 - 12 - 24 - 48 - 60 - 110 - 120 - 230 - 240 - 400*	
	V DC	6 - 12 - 24 - 48 - 60 - 110 - 125 - 220	
Rated power AC/DC	VA (50 Hz)/W	1.5/1	2/1.3
Operating range	AC	$(0.8 \dots 1.1)U_N$	
	DC	$(0.8 \dots 1.1)U_N$	$(0.8 \dots 1.1)U_N$
Holding voltage	AC/DC	$0.8 U_N / 0.6 U_N$	
Must drop-out voltage	AC/DC	$0.2 U_N / 0.1 U_N$	

### 7.5 Filtro LC

A lo largo de anteriores apartados se ha profundizado bastante en este tema, buscando los valores óptimos de inductancia y capacidad de los condensadores para lograr un rizado máximo, una tensión determinada, etc.

Tras todas las pruebas realizadas, se ha llegado a la conclusión de que se requieren 2 mH de inductancia para 18 A eficaces.

Por ello se van a utilizar inductancias existentes en el laboratorio del Departamento de Sistemas Electrónicos de 2 mH para 25 A eficaces.

La función principal de la inductancia es limitar los picos de corriente, con lo que se logra reducir, en parte, el rizado, pero principalmente se evita sobredimensionar la capacidad de corriente admisible para los componentes que aparecen más adelante en el circuito.

Para aplicaciones concretas o con un volumen alto de unidades requeridas es interesante evaluar la posibilidad de utilizar inductancias específicas, dimensionando el tamaño y su fabricación para adaptarlo a las necesidades ([44] y [45]), pero en esta ocasión con un componente ya fabricado estándar va a ser suficiente.

En cuanto a los condensadores, se ha determinado que se requieren unos 800  $\mu\text{F}$ , para una tensión de unos 400 – 500 V y que sean capaces de soportar una corriente eficaz de 15 A aproximadamente. Estos valores de corriente son bastante complicados de encontrar dentro de condensadores estándar, y es necesario acudir a modelos y familias especializadas en convertidores de potencia como el caso actual.



En concreto, **EPCOS** tiene diferentes familias que se ajustan en gran parte a lo buscado. Se decide utilizar 3 unidades de 390  $\mu\text{F}$  en paralelo, sin ningún condensador enseriado, para así evitar desequilibrios entre los condensadores enseriados y tener que incluir componentes adicionales, como las resistencias de ecualización ([46] a [50]). La tensión de estos condensadores, en concreto, es de 400 V. La familia elegida es la **B43544**.

#### Technical data and ordering codes

$C_R$	Case dimensions	$ESR_{typ}$ 100 Hz 20 °C	$ESR_{typ}$ 300 Hz 60 °C	$Z_{max}$ 10 kHz 20 °C	$I_{AC,max}$ 100 Hz 60 °C	$I_{AC,max}$ 100 Hz 85 °C	$I_{AC,R}$ 100 Hz 105 °C
$\mu\text{F}$	d × l mm	$\text{m}\Omega$	$\text{m}\Omega$	$\text{m}\Omega$	A	A	A
390	30 × 40	150	50	220	5.24	3.87	2.12



Tabla 16. Valores absolutos eléctricos y de dimensiones de condensador EPCOS B43544 390  $\mu\text{F}$

Se tiene en cuenta la corriente AC máxima para 100 Hz y 60 °C de temperatura. La temperatura en el ambiente de la PCB se ha calculado con un máximo de 45 °C, y teniendo en cuenta la corriente máxima con la que se está dimensionando (5,24 A) y la ESR máxima (a 20 °C, aunque siendo realistas habría que coger la ESR [51] a 60 °C para ser coherentes, pero así se evalúa en situaciones extremas), la potencia que podría tener que disipar este condensador y que le haría subir su temperatura serían 4 W ( $5,24^2 * 0,15 = 4,11 \text{ W}$ ). Observando esta potencia, y el tamaño del condensador, será imposible que se alcancen temperaturas superiores a 60 °C en el entorno del condensador.

Los condensadores electrolíticos de este tipo se utilizan para estabilizar la componente continua de la tensión, consiguiendo así un rizado determinado en el bus de continua junto con la inductancia.

Para eliminar los armónicos encontrados en la red y la componente de alta frecuencia que puede portar el bus de continua tras la conmutación del puente de diodos o desde la propia red, se debe introducir también un condensador de tipo cerámico o de película. Este condensador se colocará en paralelo con los condensadores electrolíticos, por lo que será necesario que tenga una tensión máxima admisible del mismo orden de magnitud que los anteriores.



El condensador elegido es de 2,2  $\mu\text{F}$  y para una tensión de 450 V, también de la marca TDK (EPCOS). Esta capacidad ya requiere de un dimensionado más aproximado, pues no es fácil establecer los ruidos de alta frecuencia que van a aparecer ni tampoco tiene mucho sentido intentar afinar en exceso dicho cálculo, con lo que a partir de ciertos valores de capacidad ya se puede dar por bien dimensionado el “amortiguamiento” de corrientes de alta frecuencia.

### 7.6 Circuito Chopper de Frenado

En este apartado se evaluarán los componentes que forman parte del sistema de seguridad Chopper, que se encargará de reducir la tensión del bus cuando supere un cierto límite admisible establecido por software.

Como se ha comentado anteriormente, el circuito se compone inicialmente de una etapa de sensado de la tensión del bus de continua mediante un divisor de tensión. El punto medio de dicho divisor se lleva a un amplificador operacional conectado en modo seguidor no invertido, de manera que se envía al DSP una señal con amplificación 1:1 pero más robusta. Una vez el DSP registra valores que



sobrepasen el límite establecido, dará orden de ejecutar disparos para activar la circulación de corriente desde el positivo del bus de continua hacia un IGBT.

Para completar el circuito se deberá considerar una resistencia determinada, que será quién reduzca efectivamente la tensión del bus hasta que esté por debajo de otro valor especificado por software. Esta resistencia no se va a introducir en el diseño del equipo de manera predeterminada, dado que cada carga tendrá unos requisitos de potencia a disipar en un tiempo determinado. Es habitual que haya importantes diferencias entre las inercias de las diferentes cargas, de manera que la “generación” de corriente por parte del motor al darle una orden de paro puede ser mayor en unos equipos que en otros.

La idea, por tanto, es establecer un sistema que permita circular una corriente determinada máxima de manera permanente, y que sea la resistencia quién determine la cantidad de conmutaciones o intervalos sin circular en función de su capacidad de disipación y las necesidades de la carga. Esta resistencia tendría que dimensionarse para cada carga particular.

Para la medición de la tensión se utilizará un amplificador operacional TL084 de **Texas Instruments**, con alimentación dual a 15 V / -15 V, con 4 amplificadores integrados en la misma pastilla para aprovechar el componente para otros requisitos del diseño.



Para activar el IGBT se va a utilizar un driver que implemente en un mismo dispositivo el circuito de activación tras recibir señales directamente desde el DSP. De esta manera, se puede eliminar circuitería para diseñar el envío de disparos y se concentra en un componente todas las funciones que pueden ser necesarias.

En este caso, además, la función que se le va a dar será muy sencilla. Recibirá una señal de activación desde el DSP que deberá ser transformada en la activación de la puerta de un IGBT. El equipo que se va a implementar es el **HCPL-316J** de **Avago Technologies**.



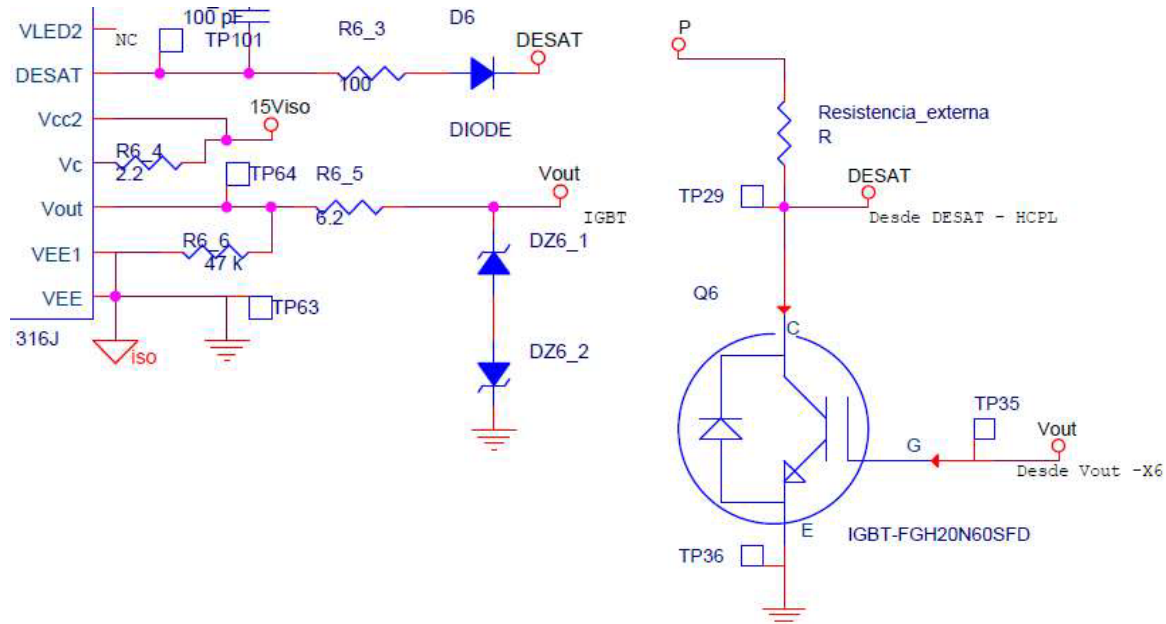
Para el correcto funcionamiento de este dispositivo es necesario realizar dos alimentaciones independientes y aisladas una de la otra. Por un lado, se deberá alimentar a 5V para recibir las señales del DSP y para enviar mensajes de error al mismo, entre otros. Por otro, se debe alimentar a 15 V aislados de la alimentación de 5 V para dar potencia a los pines que activan el IGBT. Es por ello que unas páginas atrás se implementó una fuente de alimentación específica para aislar 15 V respecto al resto de tierras.

Es interesante comentar el diseño que se ha hecho de la resistencia R6\_3, pues es la encargada de bloquear la alimentación al IGBT si la tensión en el bus está saturando. Como se verá a continuación, el IGBT nominalmente está preparado para trabajar a 20 A. Dado que el dimensionado que se realizará de la resistencia de frenado tendrá esta limitación como máxima, se va a diseñar el circuito de protección del HCPL en función de dicha corriente.

Tal y como indica en su hoja de características, la entrada DESAT del HCPL manda una corriente de 250  $\mu$ A para evaluar si todo está funcionando correctamente. La tensión a partir de la cual se activa la entrada DESAT son 7 V. Sabiendo que el diodo seleccionado tiene una pérdida de tensión de 1,05 V trabajando en directo, y que el IGBT tiene una caída de tensión en directo de 1,72 V de manera típica,

y que puede llegar a 2,3 V a 40 A (máximo admisible durante un tiempo determinado), la resistencia se dimensionaría de la siguiente manera:

Figura 38. Esquema de circuitería auxiliar del HCPL en la habilitación del transistor. Fuente: propio



$$V_{umbral\ DESAT} = V_{fwd\ max\ diodo} + V_{fwd\ max\ IGBT} + I_{DESAT} * R_{6\_3}$$

$$7\ V = 1,05\ V + 2,3\ V + 250\ \mu A * R_{6\_3}$$

$$R_{6\_3} = 14,6\ k\Omega$$

Ecuación 33.

Por defecto, el fabricante indica que se trabaje con un valor de 100  $\Omega$ , aunque ya se ha visto que si ese fuera el valor seleccionado no se activaría nunca la protección DESAT y sería una funcionalidad inutilizada. Con esta información, se selecciona una resistencia de 15 k $\Omega$ .

El diodo colocado en serie para proteger al HCPL tiene que ser capaz de bloquear una tensión igual a la del bus de continua, dado que cuando el IGBT no está activo esa será la tensión que haya entre el positivo y la tierra (el negativo).

La resistencia R6\_5 también ha debido de ser correctamente dimensionada según la información proporcionada por la nota de aplicación del componente:

**Step 1: Calculate R<sub>G</sub> minimum from I<sub>OL</sub> peak specification:**

To find the peak charging I<sub>OL</sub> assume that the gate is initially charged the steady-state value of V<sub>EE</sub>. Therefore apply the following relationship:

$$R_G = \frac{[V_{OH@650\ \mu A} - (V_{OL} + V_{EE})]}{I_{OL,PEAK}}$$

$$= \frac{[V_{CC2} - 1 - (V_{OL} + V_{EE})]}{I_{OL,PEAK}}$$

Ecuación 34.

$$R_{6,5} = \frac{15\text{ V} - 1\text{ V} - 1,5\text{ V} + 0\text{ V}}{2\text{ A}} = 6,25\ \Omega$$

Así como la potencia de disipación máxima, para verificar que no va a haber ningún problema de sobrecalentamiento:

**Step 2: Calculate total power dissipation in the HCPL-316J:**

The HCPL-316J total power dissipation ( $P_T$ ) is equal to the sum of the input-side power ( $P_I$ ) and output-side power ( $P_O$ ):

$$\begin{aligned} P_T &= P_I + P_O \\ P_I &= I_{CC1} * V_{CC1} \\ P_O &= P_{O(BIAS)} + P_{O,SWITCH} \\ &= I_{CC2} * (V_{CC2} - V_{EE}) + E_{SWITCH} * f_{SWITCH} \end{aligned}$$

**Step 3: Compare the calculated power dissipation with the absolute maximum values for the HCPL-316J:**

For the example,

$$\begin{aligned} P_I &= 90.8\text{ mW} < 150\text{ mW (abs. max.) } \text{OK} \\ P_O &= 217.3\text{ mW} < 600\text{ mW (abs. max.) } \text{OK} \end{aligned}$$

Ecuación 35.

$$P_I = 16,5\text{ mA} * 5\text{ V} = 82,5\text{ mW} < 150\text{ mW}$$

$$P_O = 5,5\text{ mA} * 15\text{ V} + 7\ \mu\text{J} * 15\text{ kHz} = 194,5\text{ mW} < 600\text{ mW}$$

$$P_T = 82,5\text{ mW} + 194,5 = 277\text{ mW}$$

Finalmente, el conmutador que se encargará de dirigir la corriente desde el positivo hacia tierra (negativo), para hacerla pasar por la resistencia disipadora, será un IGBT. Se ha dimensionado dicho IGBT para que sea capaz de controlar la corriente nominal del motor de manera permanente, así como la tensión máxima del bus.

De esta manera, se dimensiona buscando 600 V de tensión máxima inversa, pues cuando no esté activo entre el positivo y el negativo del bus de continua podrán aparecer más de 300 V en condiciones normales, y el límite de este dispositivo debe ser superior al del resto de elementos implicados (por ejemplo, condensadores 400 V).

El IGBT seleccionado es el **IRG4PC40UPbF** de **International Rectifier**.

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Collector Current	40	A
$I_C @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Collector Current	20	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current ①	160	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current ②	160	
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$E_{ARV}$	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	65	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lb•in (1.1N•m)	

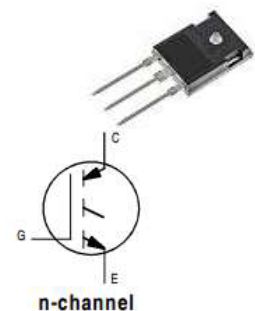


Tabla 17. Valores eléctricos absolutos IGBT

Además, se dimensiona para mantener 40 A para una temperatura de encapsulado de 25 °C, teniendo una corriente máxima de 20 A para una temperatura de algo más de 100 °C. Como ya se ha comentado, es difícil establecer un criterio de valores máximos que debe poder soportar este circuito, pues podrán aparecer casos extremos que no tiene sentido contemplar en un equipo preparado para múltiples

aplicaciones. Este es el criterio adoptado: poder soportar de manera permanente los 18 A eficaces que alimentan el motor en valores nominales de carga.

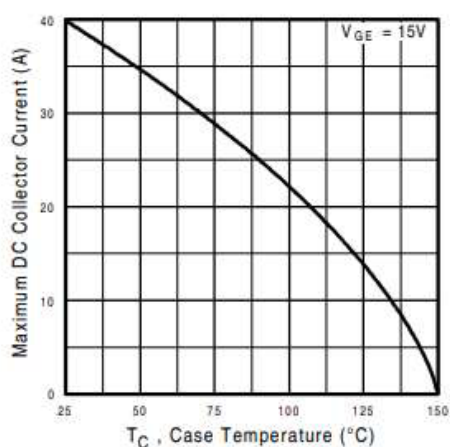


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

Figura 39. Evolución de la corriente de salida en función de la temperatura de encapsulado del IGBT. Fuente: IR

Añadido al integrado HCPL-316J se ha incluido un buen número de elementos relacionados con la estabilidad de la alimentación, eliminación de ruidos, adaptación de señal, sistemas de pull-down o pull-up para señales de error, etc.

Los circuitos relacionados con el sistema Chopper de frenado se encuentran mostrados en el Anexo III, en el plano número 3, "Circuito Chopper de frenado".

### 7.7 Módulo Inteligente de Potencia (IPM)

Este dispositivo es prácticamente el elemento más importante del sistema al completo. Alrededor de él se organizan el resto de los componentes, siendo el IPM el encargado de recibir las órdenes desde el DSP para ejecutar los disparos de los dos niveles de generación de tensión trifásica que alimente a la carga conectada, partiendo en su entrada desde el terminal positivo y negativo de una corriente continua.

Los requisitos para este componente vienen definidos por los propios detalles del Trabajo Fin de Máster. No son otros que poder alimentar un motor de hasta 3 kW de potencia con una tensión de alimentación trifásica de 230 V.

Para lograrlo, se ha recurrido a la familia **CIPOS** (*Control Integrated POver System*) de **InfineON**, y en concreto al modelo **IKCM20L60GD**. Este equipo es capaz de recibir las señales digitales de disparos en diferentes formatos (C-MOS, TTL...) y crear una salida de alimentación trifásica (U, V, W) a partir de un bus de continua (P, N). En su interior dispone de 3 puentes de IGBTs con sus correspondientes diodos antiparalelo, con lo que hay hasta 6 IGBTs (3 para el lado alto del puente y 3 para el lado bajo).



## Internal Electrical Schematic

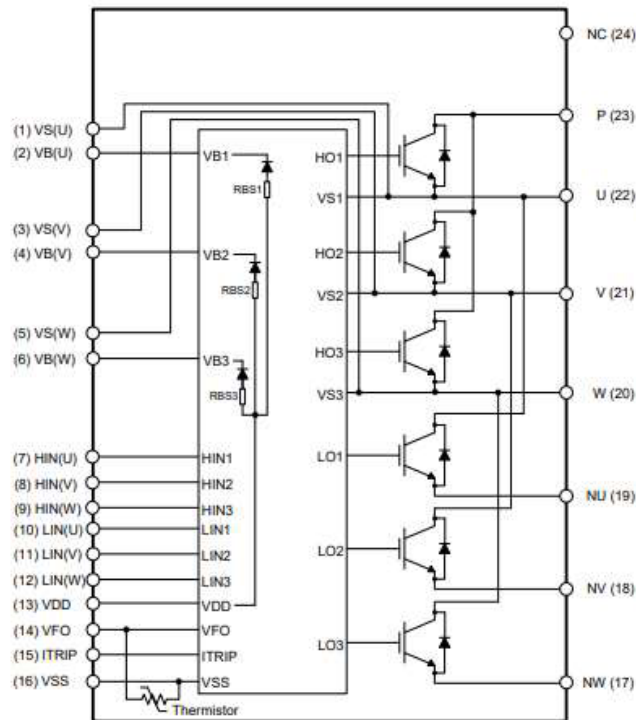


Figura 40. Esquema interno IPM. Fuente: InfineON

Estos módulos, como su nombre indican, no se tratan únicamente de conmutadores sino más como cualquier otra pastilla de IGBTs, sino que, por ejemplo, permiten obtener la medición de la corriente de salida mediante resistencias shunt en el lado bajo de la conmutación. La tensión medida en la resistencia shunt supone una “imagen” respecto a la corriente generada en cada rama de salida, siendo útil sólo durante el 50% de su función senoidal. Esto quiere decir que será necesario leer las 3 corrientes y calcular en todo momento una corriente en función de las otras 2.

Además, es posible recibir señales de error desde el IPM hacia el DSP, con señales digitales que indiquen un mal funcionamiento de la salida de corriente, sobretensión en la entrada, etc.

Finalmente, dispone de un sistema de alimentación de los puentes trifásicos que permite que estos se alimenten poco a poco mediante unos condensadores “Bootstrap”. De esta manera se logra una alimentación estable y robusta. Es posible incluso ejecutar una carga de los niveles de tensión de los puentes trifásicos más lenta, introduciendo un circuito Bootstrap paralelo al actual (integrado en el IPM). Este circuito se dejará en principio libre, pero sí que se plantearán terminales para dejar abierta la posibilidad de llevar dicha opción a cabo.

Todas estas funciones se comentarán más adelante, cuando se describa la interfaz que relacione el DSP y el IPM de una manera más detallada.

Las características eléctricas que definen este equipo son las siguientes:

### Inverter Section

Description	Condition	Symbol	Value		Unit
			min	max	
Max. blocking voltage	$I_C = 250\mu A$	$V_{CES}$	600	-	V
DC link supply voltage of P-N	Applied between P-N	$V_{PN}$	-	450	V
DC link supply voltage (surge) of P-N	Applied between P-N	$V_{PN(surge)}$	-	500	V
Output current	$T_C = 25^\circ C, T_J < 150^\circ C$	$I_C$	-20	20	A
Maximum peak output current	$T_C = 25^\circ C,$ less than 1ms	$I_{C(peak)}$	-40	40	A
Short circuit withstand time <sup>1</sup>	$V_{DC} \leq 400V, T_J = 150^\circ C$	$t_{SC}$	-	5	$\mu s$
Power dissipation per IGBT		$P_{tot}$	-	67.5	W
Operating junction temperature range		$T_J$	-40	150	$^\circ C$
Single IGBT thermal resistance, junction-case		$R_{thJC}$	-	1.85	K/W
Single diode thermal resistance, junction-case		$R_{thJCD}$	-	2.85	K/W

Tabla 18. Valores eléctricos absolutos IPM. Fuente: InfineON

Como se puede observar, este equipo es capaz de mantener una tensión de bus de continua (P-N) de hasta 450 V en estado de conmutación, y de 600 V de bloqueo. En cuanto a la corriente de salida, es capaz de trabajar de manera permanente a 20 A con unas condiciones específicas de encapsulado y unión, que como se ha visto anteriormente se cumplen. Además, es importante recordar que esta corriente está ampliamente sobredimensionada para no tener problemas en ningún caso, dado que, como ya se ha calculado, la corriente de salida será aproximadamente 10 A por fase para la potencia nominal.

Este equipo también permite trabajar con frecuencias de conmutación de hasta 20 kHz, cumpliendo así también con este requisito inicial de diseño.

Dada la gran cantidad de funciones de este equipo, así como la importancia de que todas las alimentaciones y mediciones sean precisas en este apartado, es necesario un gran conjunto de componentes auxiliares enfocados principalmente a la eliminación de ruidos y a la estabilización de las diferentes alimentaciones. También en el apartado de la medición de la corriente, pues esta señal servirá para efectuar un control en la configuración de disparos según sea la consigna establecida.

Este componente es el que más requisitos de refrigeración tiene de todo el prototipo, pues la principal fuente de pérdida de energía se produce en la conducción y conmutación de los IGBTs y de los diodos del puente trifásico. Esto ya se verá en apartados posteriores y, a raíz de las resistencias térmicas observadas, será necesario incluir un radiador importante.

Se ha decidido que el radiador ocupe una posición paralela a la PCB, de manera que dé al sistema robustez y estabilidad, permitiendo también añadir otros elementos generadores de calor (como el puente de diodos rectificador) a dicho radiador, sobredimensionándolo. No es un problema dicho sobredimensionado siempre que el tamaño del radiador sea menor que el tamaño total de la PCB.



Para ello, sabiendo que se va a plantear un radiador para los cálculos térmicos de  $0,9 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , y que los requisitos del módulo IPM son  $1,15 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , se decide implementar el modelo **SK 85-100-SA** de **Fischer Elektronik**.

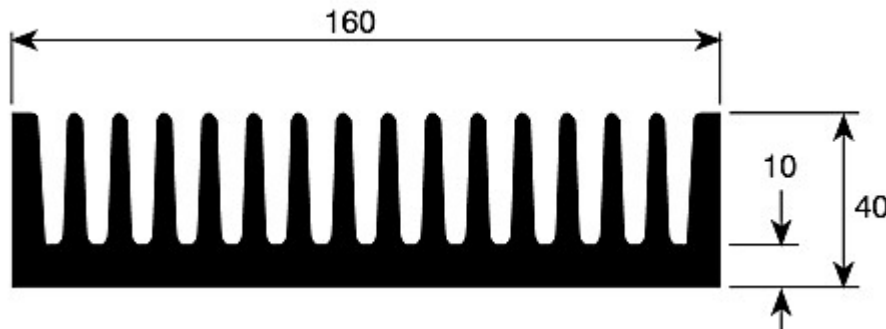


Figura 41. Dimensiones del radiador SK 85-100-SA. Fuente: FE

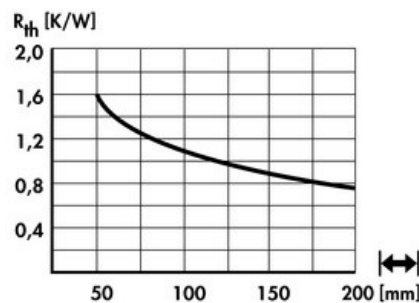


Figura 42. Ejemplo de relación de la resistencia térmica aproximada para un perfil similar a SK 85. Fuente: FE

Este tipo de radiadores permite disipar mucho calor a través de todas sus aletas, siendo un elemento que, dispuesto correctamente, dota de robustez y estabilidad a toda la PCB. Según su longitud su capacidad de refrigeración se ve modificada, como es lógico, tal y como se puede ver más arriba.



Dado que la posición del radiador será por debajo de la PCB, haciendo de chasis y permitiendo así el acceso a los componentes para hacer mediciones y comprobaciones, será necesario instalar un ventilador para facilitar la circulación del aire a lo largo del radiador [52].

Se va a instalar un ventilador que sea alimentado a 230 V, de manera que no afecte de ninguna manera generando ruidos eléctricos. Así, se alimentará directamente de la entrada de potencia a la PCB, aislando la posible introducción de ruido al resto del sistema.

Dado que no hay grandes requisitos de caudal impulsado, pues todos los componentes se han dimensionado con su respectivo radiador sin necesidad de ventilación forzada, se va a obtener un ventilador que no consuma excesiva energía y que sirva únicamente para ayudar a circular el aire caliente a través del radiador, y toda resistencia térmica que elimine será una ayuda para reducir todavía más la temperatura de los componentes.

Se propone así un ventilador axial de formato cuadrado, de 119 mm de lado, con un consumo de 15 W. Esto supone un 0,5% del total de la potencia de alimentación del motor, con lo que es un valor moderado que no reducirá la eficiencia del



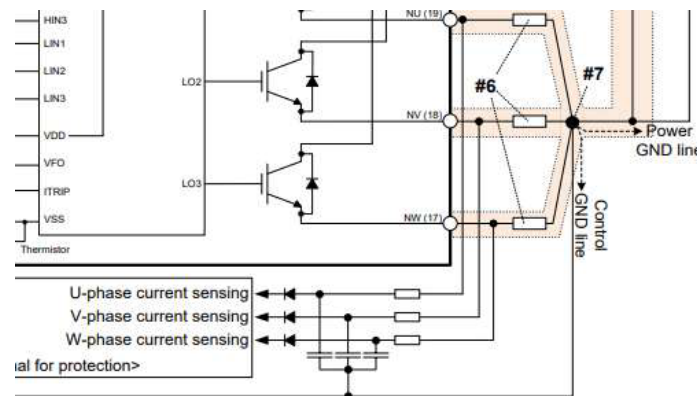
sistema de manera importante. El caudal que podrá impulsar girando a velocidad nominal será de 187 m<sup>3</sup>/h.

Tal y como se realizó para llevar a cabo el diseño del circuito de precarga, dependiente de una señal de activación por parte del DSP, se diseñará el circuito que habilite la alimentación para el ventilador. De esta manera, el ventilador sólo estará activado si el DSP da la orden de funcionamiento, siempre en condiciones en las que sea necesaria su actuación. Estas condiciones se determinarán más adelante, pero evidentemente estarán relacionadas con los momentos en los que el IPM esté conmutando y produciendo pérdidas en forma de calor al sistema.

Para ello, se instalará un relé que sea habilitado a partir de la activación de un NPN por parte del DSP. El relé será el mismo que ya se mostró en el apartado correspondiente al circuito de precarga, aprovechando que las tensiones de trabajo para las que este equipo está preparado son de hasta 265 V de alterna. El circuito de habilitación del ventilador en sí será una réplica del circuito de precarga, con la única diferencia de que en caso de que no haya habilitación por parte del DSP no se alimentará ninguna carga y el relé bloqueará cualquier alimentación a través de sus pines.

Hay que recordar, además, que el IPM dispone de un sensor térmico integrado internamente que es capaz de reconocer cuándo existe riesgo de sobrepasar los límites admisibles de funcionamiento e instantáneamente ejecuta una orden de apertura de todos los IGBTs, sea cual sea la señal de disparo que se le esté dando. Además, envía una orden de fallo de salida del IPM que, evidentemente, será monitorizada permanentemente a través del DSP, y que permitirá desactivar toda señal de salida PWM que alimente los disparos del IPM.

Para el cálculo de la resistencia Shunt que sirva para leer las corrientes que circulan por la rama de nivel bajo se ha utilizado una fórmula simple teniendo en cuenta los elementos que aparecen en serie:



*Figura 43. Esquema propuesto por InfineON para la RShunt*

Como se puede ver, aparece Rshunt, un filtro paso bajo y un diodo en serie (con una tensión forward de 0,6 V). Se ha de tener en cuenta que el nivel de corriente máximo admisible en condiciones normales del IPM son 20 A. Por ello, sabiendo que el nivel del umbral de detección de fallo del IPM son 0,47 V, y que debe ser coherente con la medida realizada, se propone el siguiente valor para la Rshunt:

$$R_{shun} = \frac{0,47 V + 0,6 V}{20 A} = 53 m\Omega$$

Por tanto, se decide que Rshunt = 50 mΩ.



Todos estos elementos se pueden ver representados en el Anexo III, en los planos número 4 y 5, junto con los contactos auxiliares, “Alimentación de ventiladores y relés auxiliares” y “Interfaz IPM”.

Para evaluar si con el filtro de  $100 \Omega$  se obtiene un valor de tensión en ITRIP suficiente para saltar las alarmas cuando la corriente circulante sea excesiva, se ha evaluado en PSIM. En [A29] se presenta la simulación de una corriente de 21 A (por encima del valor admisible que se quiere establecer).

Se puede ver cómo VSenseITRIP llega a 0,6 V, con lo que se obtiene aproximadamente el umbral necesario para bloquear la salida de corriente de los IGBTs. Se ha verificado que por debajo de dicha corriente de salida, 21 A, el umbral en VsenseITRIP es menor de 0,47 V, con lo que para condiciones normales no se bloqueará la salida de corriente.

Finalmente, se quiere comprobar que es posible realizar la lectura de las corrientes de salida con los valores de RShunt propuestos y el filtro especificado. Se ha simulado en PSIM la siguiente modificación del circuito creado para verificar y dimensionar el inversor teóricamente.

En este caso, los amplificadores utilizados para poder realizar la lectura de las señales analógicas a un nivel más alto de tensión de los propios mV registrados del Shunt se muestran en el plano número 6 del Anexo III, “Amplificación de corrientes sensadas”.

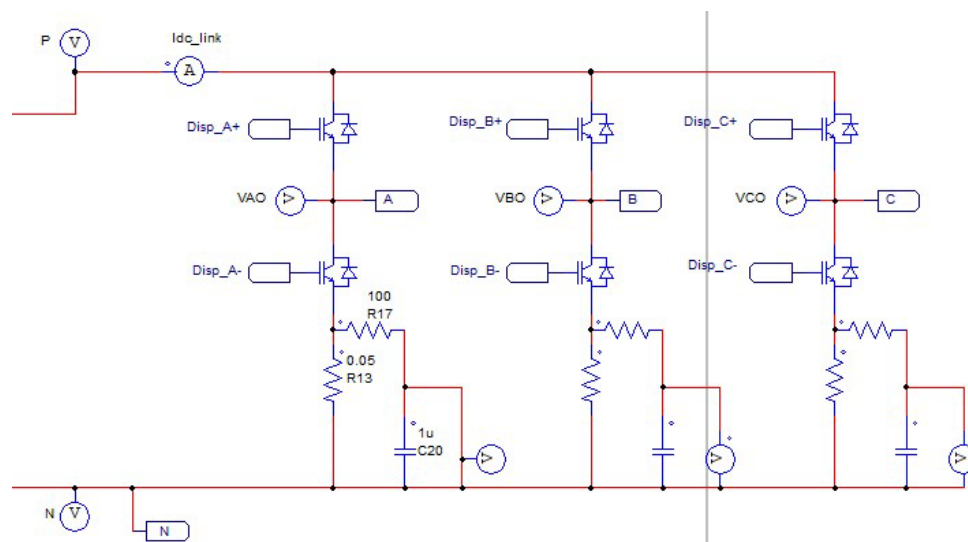


Figura 44. Modificación del puente trifásico para incluir la lectura de corrientes. Fuente: propio

Obteniendo los resultados mostrados en [A30].

En la última gráfica se puede observar la lectura de la tensión del shunt. Este valor, como se puede ver, es de un orden de magnitud de mV, con lo que se realizará una adaptación de estas señales amplificándolas a un orden de 0-10 V para poder obtener precisión en la lectura por parte del DSP. Si se intentara leer una tensión tan baja como la salida del shunt probablemente la propia caída de tensión del cableado y el ruido eléctrico, por poco que haya, invalidarían la lectura de la señal.

### 7.8 Contactos auxiliares

Se han dejado preparados dos contactos NO-NC-C (normalmente abierto, normalmente cerrado y común) para posibles salidas que sea interesante que el DSP dé hacia elementos externos. Estas salidas no tendrán un propósito único, por lo que podrían alimentar, por ejemplo, otro ventilador de

características similares al anterior o cualquier otra carga alimentada a 230 Vac con un consumo máximo de 1 A.

### 7.9 Microcontrolador (uC, DSP) e Interfaz IPM-DSP

El microcontrolador que se va a utilizar es el modelo **TSM320F28335** de **Texas Instruments**. Para el diseño propuesto, dado que la implementación del DSP es un sistema auxiliar al objetivo principal del TFM, que es el diseño de un inversor de potencia, se va a utilizar la placa de propósito general ya diseñada (perteneciente al Departamento de Sistemas Electrónicos de la UPV) con dicho microcontrolador integrado



en la misma. Así, la relación de la PCB que se va a diseñar con el microcontrolador será en todo caso a través de este módulo de acceso al DSP. Esto da la ventaja de que todos los problemas relacionados con los niveles de tensión, instrumentación para evitar interferencias en las comunicaciones, búfer de señal, etc. están previamente solucionados. En un proyecto más completo, enfocado a otro nivel de estudios, sería lógico querer implementar dicho DSP dentro de la propia PCB del inversor, haciendo así un equipo compacto más orientado al objetivo específico del inversor. En este caso, se decide optar por esta solución principalmente por no ser objetivo principal del TFM y para evitar problemas adicionales a los ya existentes dentro de un equipo que conjunta control a bajas tensiones y altas tensiones con potencias importantes.

Desde la placa de propósito general es posible realizar múltiples funciones. Por un lado, se alimenta directamente desde 230 V mediante una fuente de alimentación con las tensiones adecuadas para cada elemento (5 V, 3,3 V y 15 V dual). Desde dicha placa se permite programar el DSP desde un PC vía USB.

Desde el punto de vista de las entradas analógicas, hay dispuestas hasta 16 entradas con tensiones admisibles de 15 V simétricos, incluyendo filtrado de tipo Rauch y adaptación del nivel de tensión posterior para las tensiones de 0-3 V del ADC del DSP. Estas 16 entradas se distribuirán en 2 conectores de 8 pines cada uno.

En lo que respecta a las salidas analógicas, hay disponibles hasta 16 salidas distribuidas en 2 conectores. Estas salidas se obtienen desde el DSP en formato I2C, pasando posteriormente por un DAC.

Para configurar las entradas digitales pueden utilizarse los puertos GPIO, de los cuales hay hasta 16 pines distribuidos en 2 conectores.

En cuanto a las salidas digitales de tipo PWM CMOS, hay disponibles hasta 3 conectores con 6 pines cada uno. Dichas salidas pueden configurarse para 5 V o para 15 V, además de que tienen la posibilidad de conectarse a mitad del bus con configuración PWM TTL 3,3 V.

La placa de propósito general está preparada para enviar y recibir información en diferentes formatos, tal y como se ha visto. De todos ellos, se van a utilizar principalmente 4 conectores en concreto:

- CON1: señales digitales con origen en el DSP y final en el IPM, con el objetivo de enviar disparos en formato TTL o C-MOS 0-5 V. Este formato es interpretable por el IPM, con lo que no habrá problema con la compatibilidad. Este conector dispone de hasta 6 pines independientes, que es el número de disparos diferentes que habrá que enviar, uno por cada IGBT del IPM.

- CON2: estas señales digitales se enviarán con distintos orígenes de la PCB del inversor, con final en el DSP. Este conector se encargará de comunicar los diferentes errores que se han ido comentando: el envío de fallo del IPM de VFO (tensión de alimentación del IPM) y el envío de fallo desde el HCPL 316J. Además, se enviarán las señales provenientes del encoder, que estará midiendo las vueltas que gira el motor. Estas señales serán 4. Este conector dispone de hasta 8 pines, aunque tan sólo se utilizarán los 6 comentados.
- CON3: este conector dispone de hasta 6 pines, y será del mismo tipo que CON1. El objetivo perseguido será que el DSP envíe señales de habilitación hacia la PCB del inversor. Las señales de habilitación serán hacia el circuito de precarga, hacia el circuito de activación del ventilador, hacia la activación de disparos para el HCPL (y la activación del circuito Chopper de frenado) y la orden de reset del HCPL. En todos los casos el nivel de tensión de 0-5 V será suficiente para dar estas órdenes. Finalmente se han dejado dos pines preparados para activar cargas auxiliares, tal y como se ha comentado anteriormente.
- CON4: finalmente, se utilizará un conector para acceder al sistema ADC del DSP, pudiendo así enviar desde la PCB del inversor hacia el DSP información analógica. En concreto, la información analógica procederá del equipo TL 084, enviando la señal de tensión de bus CC y la señal referente a la corriente de salida por cada fase. Todas estas informaciones estarán principalmente referidas a niveles de tensión en principio de 0-10 V, pudiendo tener en algunos momentos valores negativos de tensión. Es por ello que se ha utilizado un amplificador operacional alimentado de manera dual con 15 V positivos y negativos. La entrada analógica ADC está preparada para estos niveles de tensión, con lo que se intentará aprovechar al máximo la resolución disponible para así tener mayor rigor en la medición de estas importantes señales.

### 7.10 Motor eléctrico y medidor de revoluciones

Se ha preparado todo el sistema para poder suministrar alimentación a un motor trifásico de hasta 3 kW. Para las pruebas se utilizará un motor eléctrico de inducción de 370 W de la marca **Siemens**. Este motor será el modelo **1LA7070-2AA10-Z**.

Las características de placa de este motor son las siguientes:

<i>Electrical data:</i>						
Rated voltage :	(1) 230 VDI/400 VY, 50 Hz, 460 VY, 60 Hz					
Frequency :	50 Hz		60 Hz			
Rated power :	0.37 kW		0.43 kW			
Rated speed :	2740 1/ min		3340 1/ min			
Rated torque :	1.3 Nm		1.2 Nm			
Rated current (IE) :	VD	VY	VY			
	1.74 A	1.00 A	1.00 A			
Starting / rated current :	3.5		4.5			
Breakdown / rated torque :	2.3		2.5			
Starting / rated torque :	2.3		2.5			
Efficiency %	4/4	3/4	2/4	4/4	3/4	2/4
	66.0%	65.0%	61.0%	66.0%	65.0%	61.0%
Power factor :	0.82	0.77	0.67	0.82	0.77	0.67



Tabla 19. Características eléctricas del motor de Siemens

Para poder realizar diferentes tipos de controles, además de la tensión de bus y de la corriente de alimentación al motor, es posible que también sea necesaria la lectura de las revoluciones por minuto del motor alimentado. Dado que se va a trabajar con este motor, se va a utilizar un medidor de rpm de la misma marca, **Siemens**. En este caso será el **1XP8001-1**.

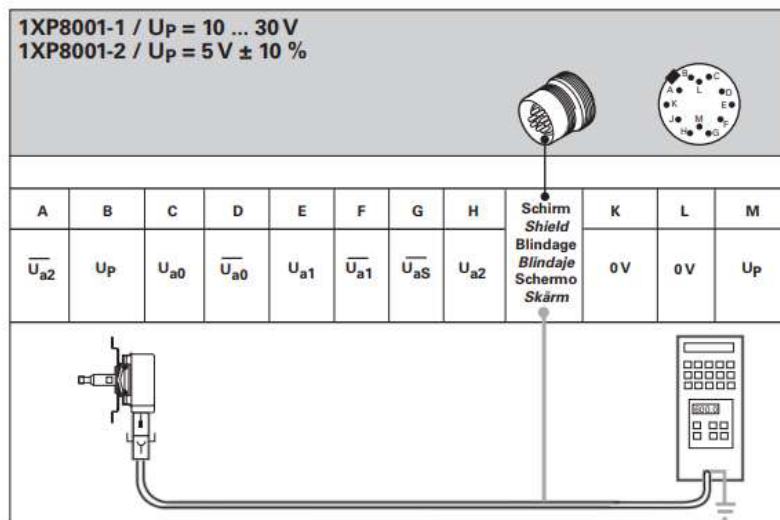


Figura 45. Relación de señales y pines del encoder de Siemens

Este tipo de emisor de pulsos es alimentado entre 10 y 30 V. Esta tensión se obtendrá desde la PCB del inversor. En la imagen superior se puede observar cómo cada señal se transmite por un terminal. Tal y como ocurre con la mayoría de los encoders incrementales, su funcionamiento se basa en emitir señales altas conforme va girando, teniendo en cuenta que, según su hoja de características, cada 1024 señales de nivel alto se indica que se ha dado una vuelta completa.

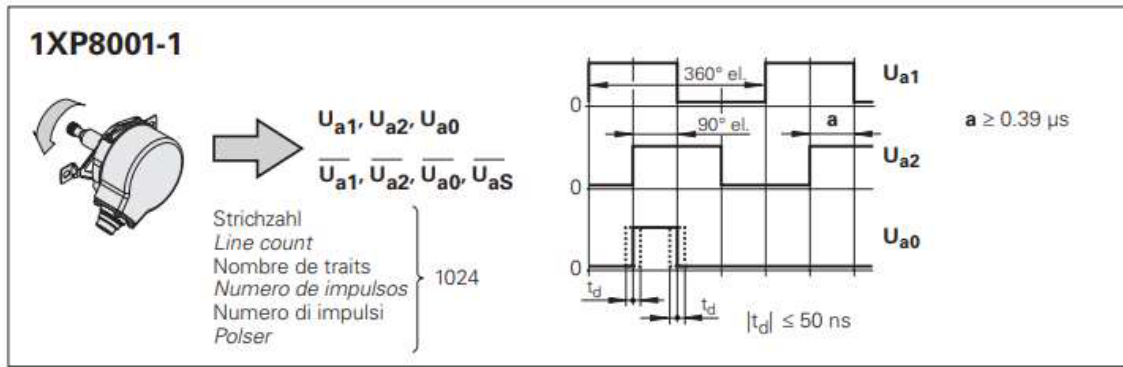


Figura 46. Tipos de señales enviadas por el encoder de Siemens

Se emiten dos señales desfasadas 90° (Ua1 y Ua2) que sirven para conocer el sentido de giro del motor, dado que por su construcción una irá adelantada a la otra o viceversa según gire hacia derecha o hacia izquierda.

Los niveles altos siempre durarán al menos 0,39 μs.

También se podrá observar una señal (Ua0) que dará un pulso de nivel alto cuando se pase por el valor 0 absoluto del encoder. De esta manera, se podrá saber el giro relativo dado por el motor partiendo de este valor conocido.

Finalmente, el encoder manda una señal de error (UaS negada) cuando una señal de nivel bajo aparece. Todas las señales relativas al giro del motor se enviarán junto con una señal igual pero negada. Esto se podrá utilizar para observar el par de señales siempre de manera diferencial, asegurando así que el ruido eléctrico que pueda afectar desde el motor al encoder no influye en la señal leída.

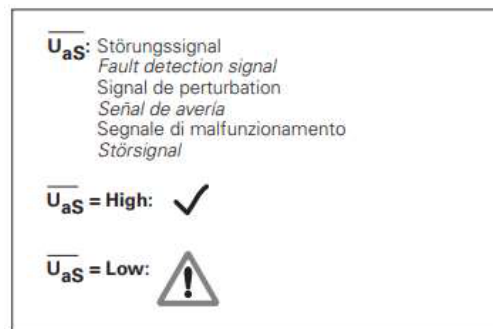


Figura 47. Señal de alarma del encoder de Siemens

Como se puede ver en la siguiente ilustración, el nivel alto será igual a la tensión de alimentación (15 V) menos 2,5 V. Así, como mínimo habrá 12,5 V en un nivel alto típico. En cuanto al nivel bajo, como máximo habrá 1,6 V.

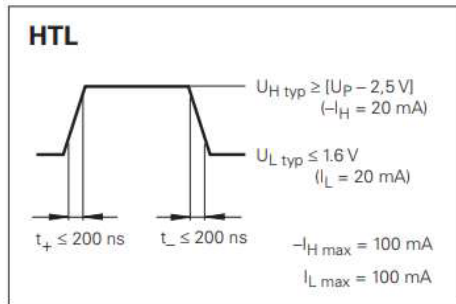


Figura 48. Niveles de tensión de la comunicación del encoder

La recepción de todas estas señales se realizará utilizando la señal absoluta y la negada, creando un par diferencial que no esté afectado por ruidos. Este par diferencial se comparará [53] para activar una salida del amplificador operacional utilizado cada vez que la absoluta sea mayor que la negada, y mediante la instrumentación adecuada se mandará dicha información hacia el DSP por el conector comentado anteriormente.

La adaptación de estas señales se puede observar en el plano número 7 del Anexo III, “Adaptación de las señales del encoder”.

## **8. VALIDACIÓN TÉRMICA DE COMPONENTES**

A lo largo de este apartado se van a evaluar los componentes térmicamente más afectados por la circulación de corriente y la conmutación. Es necesario validar los componentes comerciales seleccionados, junto con sus características de conducción térmica y de trabajo, en simulaciones como las que se han mostrado anteriormente para validar el equipo en conjunto. De cara a poder evaluar térmicamente estos componentes o estas áreas se va a utilizar principalmente el software PSIM y su herramienta especializada Thermal Module. En esta herramienta es posible introducir diferentes elementos como diodos, transistores de multitud de tipos, formatos de componentes variados, etc. y añadir curvas de funcionamiento, parámetros de características técnicas u otros datos útiles para conocer el comportamiento térmico en diferentes situaciones.

Las áreas que se van a evaluar son básicamente la parte rectificadora y la parte inversora. Evidentemente, estas dos zonas del equipo son las más afectadas porque es donde se van a realizar transformaciones de potencia, dado que durante la actividad de estos elementos (conmutación y conducción) se producen pérdidas en forma de calor. No se van a realizar cálculos teóricos de pérdidas de conducción y conmutación para cada elemento de manera individual dada la alta complejidad de dicho cálculo y su poca cercanía con la realidad. Gracias al módulo Thermal Module de PSIM es posible simular el normal funcionamiento del equipo, para sus valores nominales, y evaluar las pérdidas en función de las características de los elementos.

Tal y como se ha evaluado anteriormente el sistema, se va a analizar primero cada parte por separado y finalmente un funcionamiento global del equipo.

### **8.1 Etapa Precarga + Rectificador**

En este apartado se evaluará la entrada de potencia al circuito y su transformación desde energía alterna a energía continua con un rizado determinado, gracias al paso de la corriente por un puente de diodos rectificador. Este funcionamiento ya se ha evaluado en apartados anteriores, con lo que sólo se evaluará en este momento de manera térmica.

Para ello, se han sustituido en el circuito simulado de PSIM los diodos rectificadores estándares por componentes diseñados específicamente para representar las pérdidas de conducción y conmutación para los diferentes puntos de trabajo, siempre según datos de catálogo. Es posible encontrar estos componentes en librerías online pero también es posible crearlos manualmente e introducir las curvas de funcionamiento.

El circuito simulado en este caso es el siguiente:

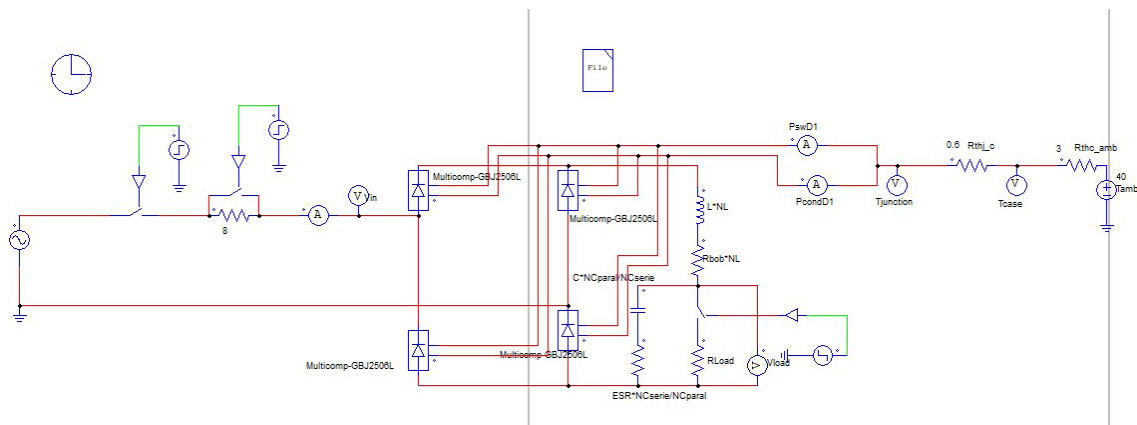


Figura 49. Circuito térmico simulado en PSIM para la etapa de rectificación. Fuente: propio

Como se puede ver, los diodos en este caso no son componentes que simulen únicamente potencia, sino que también generan una salida de pérdidas que es llevada a un circuito analizador. Este circuito enlaza la salida de pérdidas de estos componentes con las resistencias térmicas entre la unión del semiconductor (junction) y el encapsulado (case), y el encapsulado y la temperatura ambiente. Esta temperatura se suele suponer del orden de 40 °C por ser un valor típico dentro de equipos electrónicos con una ventilación limitada. La resistencia térmica junction-case se obtiene de la propia hoja de datos del componente, mientras que la resistencia térmica entre el encapsulado y la temperatura ambiente ha de tener en cuenta la existencia de un radiador intermedio, en caso de que lo hubiera, así como de la pasta térmica o del método de unión entre componente y radiador.

El valor de la resistencia térmica junction-case se obtiene de la hoja de componentes del puente de diodos:

Typical Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	0.6	°C/W
----------------------------	-----------------	-----	------

Figura 50. Resistencia térmica típica del componente comercial del puente de diodos

Se ha planteado un radiador entre el puente de diodos y el ambiente, con lo que se un total de 3 °C/W:

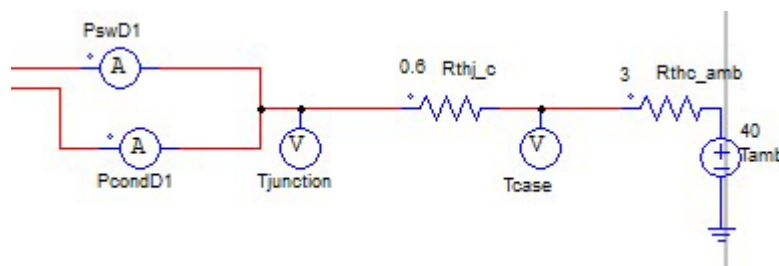


Figura 51. Detalle del cálculo térmico realizado en PSIM Thermal Module. Fuente: propio

Mediante esta simulación se puede conocer el valor de las pérdidas, tanto de conducción como de conmutación, del conjunto de diodos, y la temperatura de unión y la de encapsulado. Habitualmente en la hoja de datos de los componentes se puede encontrar el valor máximo de estas dos temperaturas. En este caso:





Figura 52. Datos técnicos de catálogo del puente rectificador seleccionado

Las características térmicas en función de su punto de trabajo se pueden obtener de la hoja de catálogo. Estas características de corriente, tensión, etc. se introducen en el Editor de componentes de PSIM para poder realizar la simulación.

No es necesario introducir todas las curvas, y de hecho será complicado que un fabricante ofrezca tanta información como es posible introducir en el Editor. De esta manera, hay un mínimo de curvas y datos que es necesario introducir y a partir de ahí, si no se conocen los datos particulares del componente, se toman datos estándares.

Los resultados obtenidos de la simulación son los observables en [A31]:

Acercando la imagen:

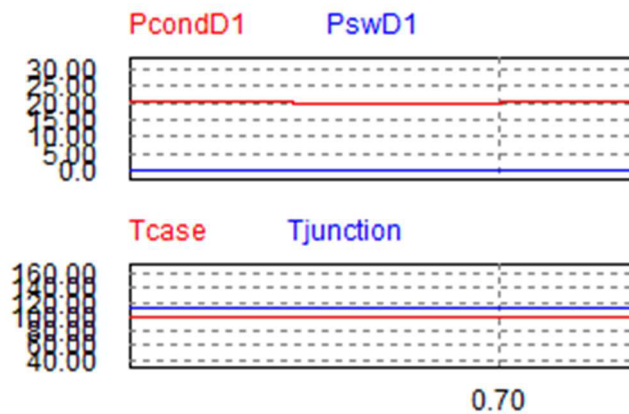


Figura 53. Detalle de la simulación del rectificador. Fuente: propio

Vin es la tensión de entrada al rectificador, Iin es la corriente de entrada desde la red, Vload es la tensión de salida del sistema rectificador con un rizado del 25 % máximo, I(RLoad) es la corriente suministrada en la DC-Link, PcondD1 y PswD1 son las pérdidas de conducción y conmutación del componente y Tcase y Tjunction son las temperaturas de la capsula y de la unión del puente rectificador, respectivamente.

En un punto de normal funcionamiento la temperatura máxima alcanzada en el encapsulado no es superior de 100 °C en ningún caso, con lo que podrían llegar a circular 25 A por el puente de diodos, y la temperatura máxima alcanzada de manera permanente en la unión está siempre por debajo de 113 °C. Es interesante observar que en el arranque la temperatura alcanzada llega hasta los 140 °C, con lo que incluso en las peores circunstancias el diseño del equipo es coherente con los valores requeridos por el sistema.

La pérdida de potencia en esta área es de unos 25 W en total, lo que supone aproximadamente un 0,8 % de pérdida de rendimiento. Para lograr valores más eficientes habría que sobredimensionar demasiado el equipo, y en este caso ya se ha sobredimensionado un poco teniendo en cuenta que la diferencia de precio es pequeña y que la ganancia en rendimiento puede ser sustancial.

## 8.2 Etapa Inversor

En esta etapa se va a evaluar el rendimiento del circuito correspondiente al inversor, donde se transforma la energía de la DC-Link, una corriente continua con un rizado de un 25% aproximadamente, en una salida trifásica alterna. Principalmente va a aparecer en esta etapa el equipo IPM que ya se ha presentado anteriormente; se trata de una pastilla que comprende 6 IGBTs para generar los niveles altos y bajos de la salida trifásica. En esta etapa se espera encontrar el porcentaje más importante de las pérdidas totales del sistema, con lo que para ser más precisos se han decidido utilizar todas las herramientas disponibles para determinarlas, intentando comprobar si todos los resultados son coherentes entre sí.

El primer método es el ya mostrado anteriormente, el uso del módulo Thermal Module de PSIM.

### 8.2.1 Simulación con Thermal Module, PSIM

El circuito que se va a simular es el mostrado previamente, sustituyendo en este caso el puente de transistores por una pastilla creada especialmente para la simulación, integrando las características típicas del componente IPM.

El componente utilizado es una pastilla que obtiene las entradas de disparos de los niveles alto y bajo para las 3 ramas, así como la alimentación de positivo y negativo. Por otra parte, sale de la pastilla la alimentación de la línea trifásica del motor, A, B y C. Finalmente, se puede obtener el valor de las pérdidas de conmutación y conducción tal y como se ha realizado en el anterior punto, considerando las resistencias térmicas entre la unión y el encapsulado y entre este y la temperatura ambiente, fijando un valor para este entorno. En este caso, a diferencia del puente rectificador de diodos, dentro de la pastilla van a aparecer pérdidas relacionadas con los IGBTs, pero también con los diodos antiparalelo.

Las resistencias térmicas que se han utilizado son los valores encontrados en catálogo se divide entre el número de componentes, 6 IGBTs y 6 diodos, para así ajustarse al cálculo de las resistencias en paralelo.

Single IGBT thermal resistance, junction-case		$R_{th,JC}$	-	1.85	K/W
Single diode thermal resistance, junction-case		$R_{th,JD}$	-	2.85	K/W

Figura 54. Datos técnicos térmicos de la pastilla IPM a utilizar

En cuanto al cálculo de la resistencia del radiador, se ha tomado 1,15 °C/W, considerándose un valor que será posible obtener con componentes comerciales.

En [A32] se pueden observar los resultados.

VAB\_red es la simulación teórica de una red alterna y VABfiltro es la salida del circuito inversor. Power es la potencia consumida, 3 kW en régimen permanente, e I(RL\_inva) e I(RL1A) son las corrientes de salida del inversor simulada y teórica, respectivamente. T\_junction\_diode es la temperatura alcanzada en la unión del diodo y T\_junction\_IGBT es la temperatura alcanzada en el IGBT para cada instante. Finalmente, Ploss\_total es el valor de pérdidas totales, Pd\_diode y Pd\_IGBT son las pérdidas de

conducción del diodo y del IGBT, respectivamente, y Psw\_diode y Psw\_IGBT son las pérdidas de conmutación de dichos componentes.

Realizando zoom en las gráficas:

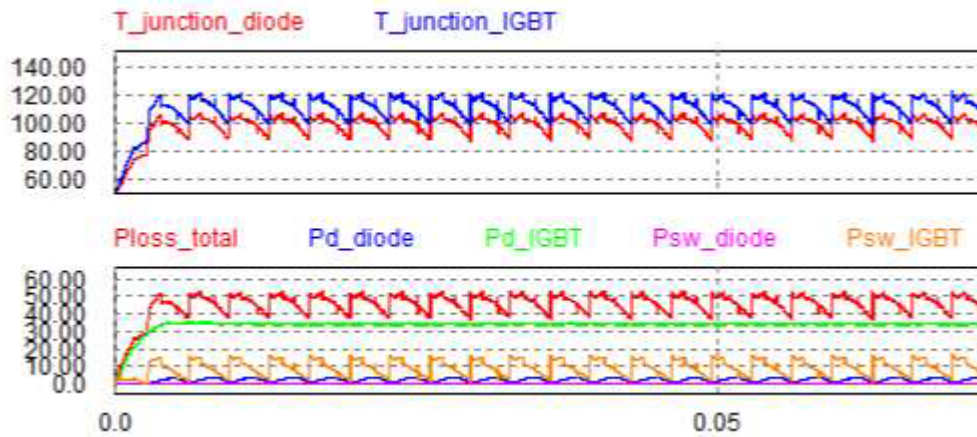


Figura 55. Detalle de la simulación del inversor en Thermal Module. Fuente: propio

Se puede ver que la temperatura máxima alcanzada en el transistor son 120 °C (media de 117 °C), mientras que en el diodo son 105 °C (media de 101 °C). En cuanto a las pérdidas, son de 51 W como máximo, teniendo por tanto un rendimiento respecto a la potencia general trasegada del 98,3%.

Estos valores son totalmente aceptables, incluso se tiene un margen de seguridad hasta los 150 °C que podrá ser utilizado más tarde en el dimensionado del radiador, en caso de que sea suficiente. Habitualmente se suele dimensionar el radiador para alcanzar los 135 °C aproximadamente, manteniendo todavía 15 °C hasta la temperatura máxima admisible:

Power dissipation per IGBT		P <sub>tot</sub>	-	67.5	W
Operating junction temperature range		T <sub>J</sub>	-40	150	°C

Figura 56. Datos térmicos máximos admisibles del IPM

Los 51 W obtenidos en la simulación son coherentes con la hoja de datos, siendo en teoría 67,5 W la disipación total admisible.

Una vez obtenidos los resultados que se van a tomar en principio como válidos, por provenir de un cálculo detallado para cada punto de trabajo, se van a analizar otras dos aplicaciones propias del fabricante InfineON para evaluar si los resultados se corresponden, dentro de un cierto orden de magnitud, pues estos software suelen utilizar muy pocos datos y deben ser tomados con prudencia.

### 8.2.2 Simulación con Simulation Tool InfineON IPM Motor Drive

Esta aplicación permite seleccionar la pastilla IPM que se va a utilizar, y colocar los datos de alimentación de motor que se va a utilizar. En caso de que no sea posible llevar a cabo con esa pastilla la simulación deseada, el programa devuelve un error que puede estar relacionado con la temperatura máxima por encima de valores admisibles, con sobremodulaciones excesivas de la inversión...

Los datos calculados son los siguientes, con los correspondientes resultados a la derecha:



Figura 57. Simulación con la aplicación web de InfineON

Como se puede ver, los resultados son totalmente coherentes con los anteriormente evaluados, pues la temperatura máxima alcanzada en el conmutador (IGBT) son 130.6 °C (antes eran 120 °C) y la media es de 124,8 °C (antes se mostraba 117 °C). En cuanto al diodo, la temperatura máxima de unión son 121,7 °C y la media 117,3 °C, siendo los valores simulados en PSIM 105 °C y 101 °C.

También es bastante coherente el resultado de esta aplicación web con la simulación de PSIM en el aspecto de las pérdidas, pues en este caso suponen 62 W con respecto a los 51 W de PSIM.

### 8.2.3 Simulación con CIPOSIM Power Simulation

Esta es la última herramienta que se va a utilizar para evaluar si los resultados anteriores son coherentes. También es una herramienta proporcionada por el propio fabricante, al igual que la inmediatamente anterior, hecho que puede dar una cierta confianza respecto a los resultados obtenidos.

Se van a introducir los mismos parámetros que en los casos anteriores, siendo los datos de entrada algo diferentes:

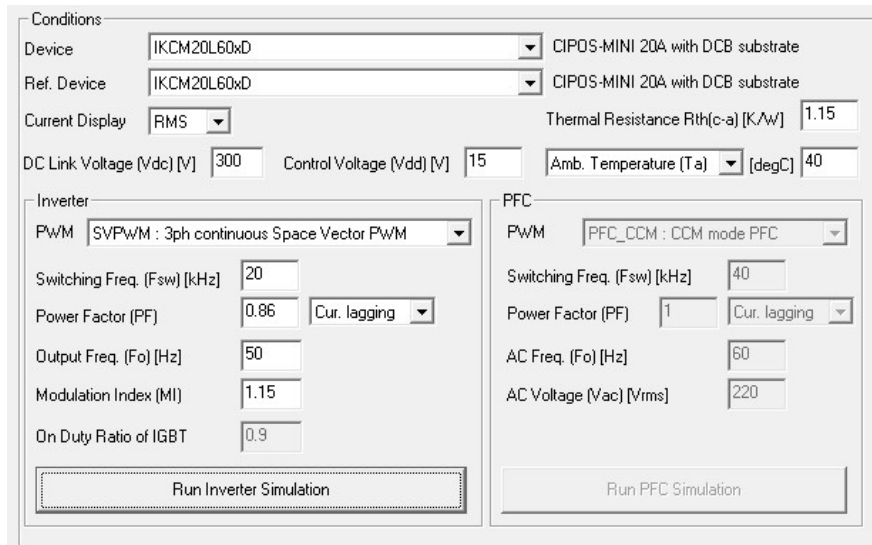


Figura 58. Datos de entrada al software gratuito de InfineON

En [A33] se puede apreciar que se consideran 70 W de pérdidas totales en el IPM para el funcionamiento a 9,1 A, aproximadamente el mismo punto de trabajo evaluado anteriormente.

En [A34] se puede ver la relación de la potencia de entrada y salida. En concreto, para el punto de trabajo presente, la salida son 3 kW.

Finalmente, en [A35] se puede observar la temperatura de unión en el diodo y en el IGBT. Existe un pico de arranque que en el diseño que se está realizando no existirá, pues se crearán rampas de subida y de bajada a la hora de aplicar tensión a la salida. No se puede evaluar la temperatura en un régimen permanente, pues como se puede apreciar todavía no se encuentra estabilizada, pero se puede intuir que la temperatura de unión del IGBT acabará en torno a los 140 °C y la del diodo en torno a los 130 °C.

### 8.2.4 Comparación de resultados y conclusiones

Tras evaluar mediante 3 herramientas diferentes el cálculo térmico de la etapa de inversión, estos son los resultados obtenidos:

Pérdidas IGBT (W)	Pérdidas Diodo (W)	Pérdidas Total (W)	Tmax unión IGBT (°C)	Tmax unión Diodo (°C)	Tavg unión IGBT (°C)	Tavg unión Diodo (°C)
45	6	51	120	105	117	101
54	8	62	130	125	121	117
61	9	70	152	134	140	130

Tabla 20. Resumen de las diferentes simulaciones realizadas con diferentes herramientas

Las diferencias son mayores conforme se utilizan menos datos. Lo más lógico, a la hora de dar un valor a estos resultados, es tener en cuenta que el cálculo más preciso se está llevando a cabo con PSIM y el Thermal Module, dado que se están tomando en cuenta todos los parámetros de funcionamiento del

IPM pero también se está evaluando el punto de trabajo real del sistema. En el caso de las simulaciones realizadas con las herramientas de InfineON también se utilizan las características térmicas y de funcionamiento del IPM, evidentemente, pero los datos introducidos para la simulación del punto de trabajo son menores, con lo que se entiende que el fabricante puede estar mostrando un cálculo conservador del funcionamiento de su equipo.

La pérdida de 51 W en el IPM supone una pérdida de rendimiento del 1,7%.

Por tanto, para resumir los diferentes cálculos realizados y para recordar las consideraciones tomadas, así como los márgenes de seguridad incluidos en el cálculo, se puede decir que:

- En ninguna de las simulaciones se superan los valores límites de funcionamiento teóricos indicados por el fabricante, en todo caso siempre hay al menos 10 °C de diferencia en régimen permanente.
- Se está teniendo en cuenta una temperatura ambiente de 40 °C en el área electrónica.

Se está evaluando una resistencia térmica de 1,15 °C/W, siendo este el valor referente al radiador a elegir mínimo. Cualquier sobredimensionamiento del radiador reducirá este valor, y la inclusión de un ventilador siempre sería una solución posible para rebajar la temperatura en caso de que se considerara alta (aunque esto influiría en la eficiencia del equipo).

## **9. DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO** **(PCB)**

A lo largo de este apartado se detallará el proceso de diseño de la placa de circuito impreso donde se insertarán casi todos los componentes electrónicos que forman parte del sistema. Ya se han detallado los principales componentes que se utilizarán, pero no cómo será su disposición física o su interconexión, que es el objetivo de este punto.

Para adaptar los componentes lo mejor posible, en algunos casos se mantendrán fuera de la PCB. Es, en concreto, el caso del magnetotérmico que protege la entrada de potencia desde la red y del inductor del filtro LC del bus de continua. Estos dos elementos son muy grandes y pesados como para ser introducidos dentro de una PCB, con lo que no tiene sentido ni siquiera intentarlo. Es por ello que se va a plantear un equipo que esté formado por la PCB, que se unirá mecánicamente al radiador antes comentado, para dotarle así de robustez mecánica al conjunto, con una estructura de perfiles que permita instalar carriles DIN donde se atornillen o enganchen el magnetotérmico y el inductor.

Para el diseño de la PCB se han utilizado diferentes softwares de edición. El proceso que se ha seguido es el siguiente:

- Diseño de esquema eléctrico mediante la herramienta Orcad Capture. Con esta herramienta se ha diseñado la interconexión de todos los componentes, determinando niveles de tensión y de tierras. Para poder llevar a cabo este diseño es necesario crear cada uno de los componentes a utilizar, si estos no se encuentran en las bases de datos a disposición.
- Creación de las “footprint” o “huellas” de cada uno de los componentes. Esto servirá para diseñar físicamente la PCB y poder fabricarla con los agujeros o terminales necesarios para la conexión de los componentes. De nuevo, es posible encontrar estas huellas en bases de datos, así como también es posible crearlas mediante la herramienta Orcad PCB Editor. Estas huellas tienen que ser perfectamente compatibles con los componentes creados en Orcad Capture, de manera que el número de pines (sobre todo) sea el mismo en ambos casos.
- Diseño de la PCB y del conexionado entre elementos mediante la herramienta Orcad PCB Editor. Se traspa toda la información ya existente en el esquema eléctrico desde Orcad Capture, y finalmente se organizan los elementos y las pistas eléctricas de manera que el diseño final sea reproducible y fabricable.

Tras llevar a cabo este proceso, se dispone de un equipo plenamente funcional que deberá ser evaluado para confirmar que su diseño ha sido correcto. En las siguientes páginas se desarrollará el proceso detallando más profundamente cada etapa seguida en cada punto.

### **9.1 Diseño del esquema eléctrico: Orcad Capture**



En este apartado se desarrollará el paso inicial para diseñar una PCB. Se trata de generar un esquema eléctrico con todos los componentes que van a formar parte de la tarjeta. Este esquema eléctrico debe ser detallado y fiel al diseño fabricable, pues de otra manera no será viable su funcionamiento una vez fuera fabricado. Es por ello que a lo largo del proceso se realizan obligatoriamente unas evaluaciones por parte del programa para comprobar que hay coherencia en el diseño. Esto, evidentemente, no asegura que el modelo sea viable y funcional, pues es posible que el diseño sea eléctricamente correcto pero que no esté bien configurado en alguna de sus partes.

Como se ha dicho, se va a utilizar el programa Orcad Capture. En este programa, tras crear y abrir un nuevo proyecto, lo que se puede hacer es generar diferentes páginas del esquema. Con diseños un poco complejos será necesario llevar a cabo el esquema en diferentes páginas por la limitación de espacio:



Figura 60. Creación de nueva página en el proyecto

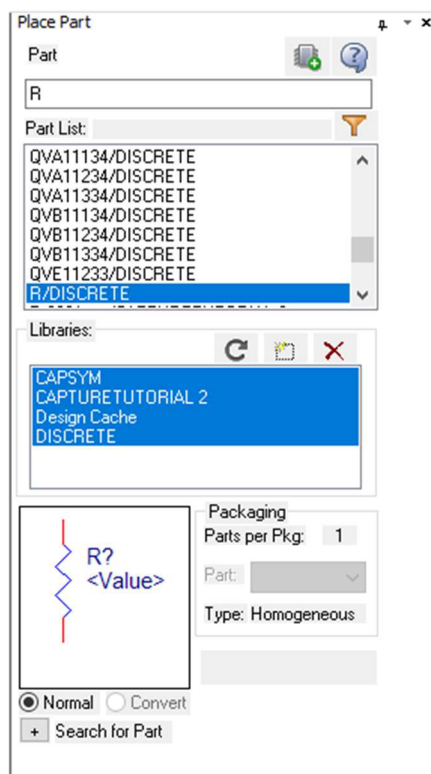


Figura 59. Introducción de elementos

Un diseño ha de tener como partes mínimas componentes cableados entre sí. Es posible encontrar componentes en la base de datos que se haya descargado de Orcad. En estas bibliotecas aparecen componentes discretos, como puede ser una resistencia, un diodo, una inductancia, etc. que no tienen unas características asociadas, simplemente el número de pines y su colocación, además de su imagen. Sin embargo, también componentes comerciales en formatos estándares que pueden llevar asociada incluso su huella en la PCB, su “footprint”. Es importante revisar que, a la hora de utilizar estos componentes comerciales (o “Partes”, como se denomina en el propio programa), las características son las mismas que las del componente real que se van a incorporar al diseño. Podría ser que el número de pines, el nombre de los mismos, su colocación, el tamaño... no estuviera actualizado o no fuera 100% equivalente.

Como se puede ver en la imagen contigua, aparecen componentes genéricos como el que se muestra, R/DISCRETE, y luego otros comerciales, como podría ser QVA11134/DISCRETE.



En el caso de que el componente que se quiera utilizar no se encuentre disponible en la biblioteca que se ha descargado, es posible buscar en diferentes webs de internet especializadas dichos componentes, aunque si no es un número muy alto de componentes y no son muy complejos lo más rápido y sencillo es crearlos de la nada.

Todas las imágenes mostradas en este capítulo están realizadas expresamente para este TFM, excepto aquellas en las que se especifique lo contrario.

Para ello se deberá indicar que se quiere generar un nuevo componente (“New part”) y a partir de ahí se abrirá el editor de componentes. En dicho editor se puede diseñar físicamente la imagen que se quiere visualizar en el esquema, pudiendo realizar diferentes tipos de formas geométricas en la rejilla de fondo.

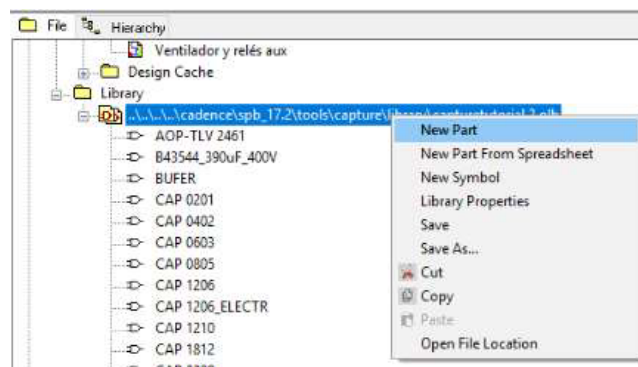


Figura 61. Creación de un nuevo componente

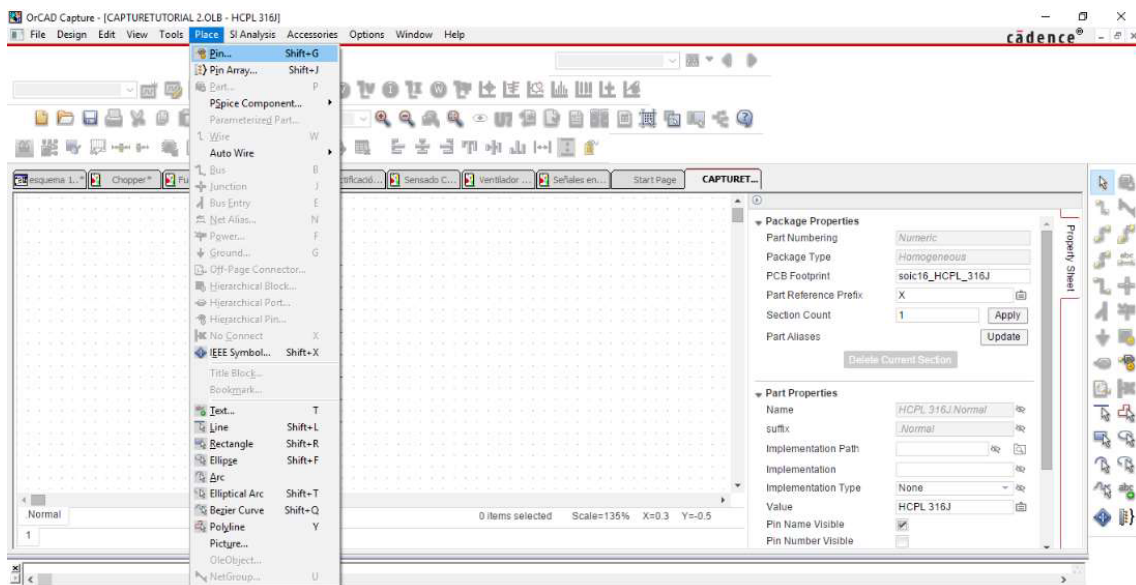


Figura 62. Editor de componentes, listo para colocar pines

Para insertar pines es necesario seleccionar “Añadir pines” y es posible indicar el tipo de pin que se quiere introducir, así como su nombre, su número y su visibilidad. Estos aspectos pueden ser importantes a la hora de conseguir una determinada coherencia con el nombre de los pines asignados en la hoja de datos oficial del componente que va a ser adquirido.

## Diseño e implementación de un inversor trifásico de 3 kW basado en módulos inteligentes de potencia para excitación de motores en electrodomésticos

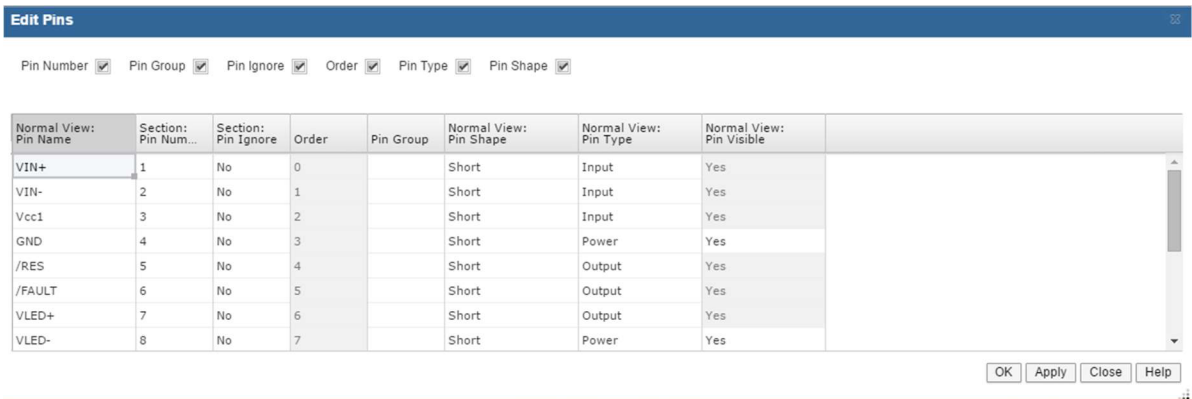


Figura 63. Edición de todos los pines del componente y visualización de características

Una vez los pines están introducidos y configurados tan sólo queda indicar qué huella de PCB estará asignada a dicho componente. De nuevo, es posible acudir a la biblioteca de huellas que se haya descargado con Orcad o a la que se disponga. Muchos componentes pueden tener asignada la misma huella. Como se verá más adelante, la huella tiene que ser coherente con el diseño del componente en Orcad Capture, dado que de otra manera no será posible avanzar en el proyecto por incongruencias en las conexiones.

Si no se dispone de una huella ya creada, se debe generar. Este proceso, por ser de una complejidad algo mayor, se detallará más adelante en un apartado específico de generación de “footprints”.

Una vez el componente ha sido creado, es momento de colocarlo en el esquema donde se desee.

Hay que tener en cuenta que todos los componentes deben tener un nombre designado diferente del resto. El apartado de “Value”, o descripción, puede ser repetido para diferentes componentes, pero no así el nombre asignado, pues el sistema tendría dos referencias iguales con características y conexiones diferentes. Si esto pudiera ser transportado al editor de PCB, no sería posible determinar de manera coherente dicho conexionado.

Para llevar a cabo la unión entre los pines de los diferentes componentes se debe utilizar un cable “Add wire” que sólo puede conectarse a pines de componentes. En la siguiente imagen se puede apreciar el conexionado entre diferentes elementos: condensadores, tierras, puntos de prueba, fuentes de alimentación...

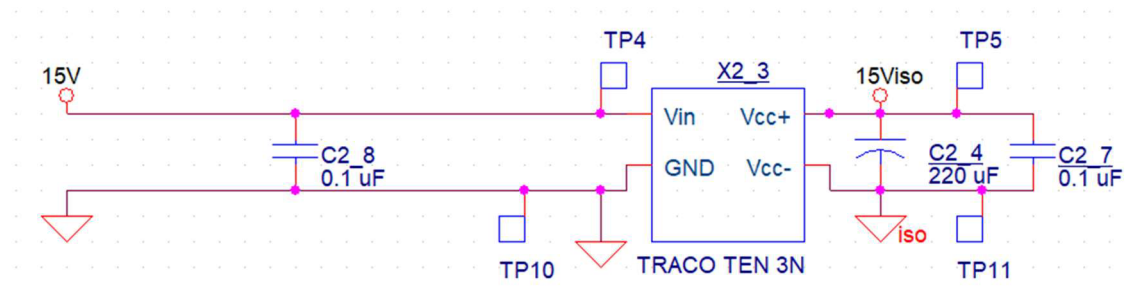


Figura 64. Ejemplo de conexionado de elementos en Orcad Capture

Es importante conocer también las tierras. Eléctricamente, el sistema puede demandar que las tierras estén definidas de una manera o de otra: es posible que sea necesario determinar tierras para control

digital, para señales analógicas, para alta tensión o para alta potencia... Esto vendrá exigido por el propio sistema, siempre con el objetivo de que se respeten todas las notas de aplicación de componentes y que se logre evitar interferencias entre sistemas de diferentes características. Es decir, si en el sistema hay un componente que está conmutando a 10 kHz, por ejemplo, está generando un ruido eléctrico que podría afectar a la comunicación entre otros equipos o al nivel de tensión de señales de bajo valor, como puede ser un orden de magnitud de 3,3 V - 10 V. Es por ello que saber aislar las tierras de unos y otros componentes, así como separarlas físicamente a pesar de que en algún momento se unan para que eléctricamente sean viables, será necesario si se desea que el sistema funcione correctamente.

De esta manera, siempre es interesante definir al menos dos niveles de tierras “independientes”, la de potencia y la de control. Es posible introducir diferentes símbolos, que ya de por sí van a tener una nomenclatura diferente y por tanto ya serán independientes, o modificar la nomenclatura de una tierra para hacerla diferente a pesar de ser visualmente iguales. Esta información se verá reflejada cuando se transforme el diseño eléctrico al editor de PCB, donde las conexiones y los planos estarán diferenciados.

En la imagen anterior se ha podido observar cómo una de las tierras está modificada con el nombre “iso” junto al símbolo de la tierra. Tanto el símbolo como su nomenclatura es diferente, con lo que eléctricamente están conectados en lugares diferentes.

En las siguientes imágenes se puede observar cómo introducir un componente de tierra, así como la unión que se debe hacer en algún lugar del circuito para marcar eléctricamente que la tierra de la potencia y la del control están unidas, pero a la hora de llevar todas las pistas y planos se intentarán separar lo máximo posible.

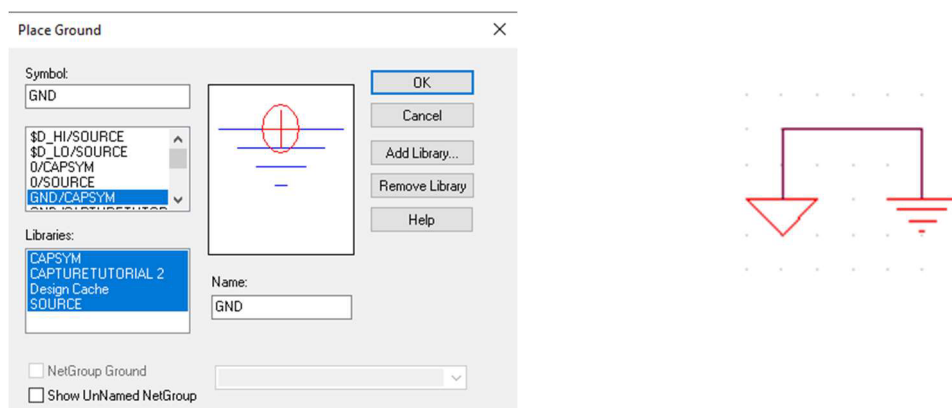


Figura 65. Colocación de tierras

Finalmente, se va a comentar la utilidad de las etiquetas. Como se ha explicado anteriormente, es posible que el esquema que se va a generar no pueda ser insertado entero en una página. Por ello será necesario establecer unas líneas de enlace entre páginas. Esto se puede realizar mediante la introducción de etiquetas. Estos elementos unen eléctricamente los puntos donde están conectados. No necesariamente una etiqueta debe utilizarse para continuar un cableado, puede tener una función puramente informativa. Mediante etiquetas el esquema eléctrico puede ser “infinito” en cuanto a espacio, pues se puede ir trasladando una pista de una página a la siguiente.

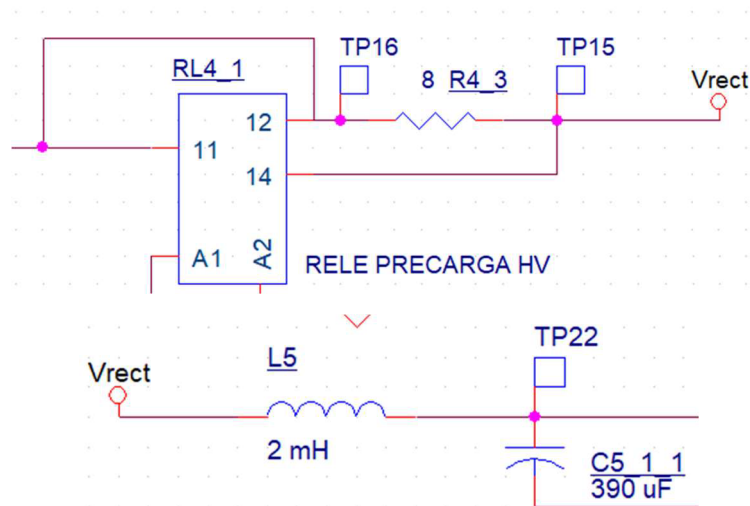


Figura 66. Ejemplo de etiquetas, Vrect

En esta imagen se puede apreciar cómo “Vrect” es una etiqueta que finaliza el cable en una zona y que continúa en otra, siendo eléctricamente el mismo punto. De esta manera, se puede realizar un circuito “infinito” sin tener limitaciones de espacio.

Con todos estos pasos y estas consideraciones el esquema quedaría listo desde el punto de vista eléctrico y de componentes.

## 9.2 Creación de las “footprints”: Orcad PCB Editor

En este apartado se va a explicar el proceso llevado a cabo para generar “footprints” o huellas. Como ya se ha dicho, en caso de que no se disponga de una huella útil o actualizada para el componente que se quiere introducir es necesario generarla. El programa utilizado para crear las huellas será Orcad PCB Editor, el mismo donde más adelante se diseñará la PCB.

El primer paso que se debe seguir es observar en las hojas de características las dimensiones del componente, el número de pines, su colocación dentro del componente y el tipo de pin. También es posible encontrar en determinadas hojas de datos recomendaciones a la hora de llevar a cabo la generación de la “footprint” o de introducir al elemento en una PCB.

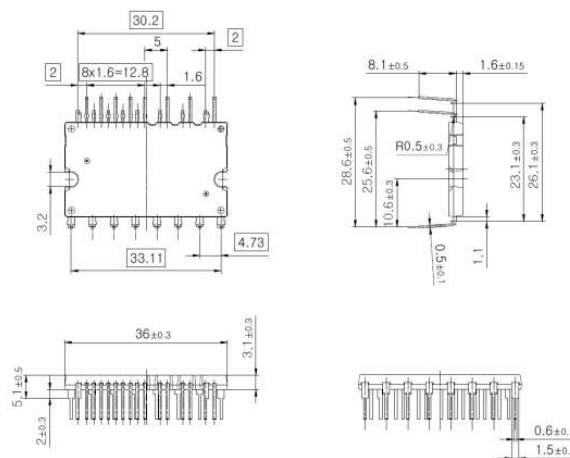


Figura 67. Información de catálogo del componente IPM8, IKCM20L60GD

Lo primero que se ha de observar es el tipo de pin que posee el componente que se va a utilizar. Este puede ser un pin que sea de tipo superficial (SMD), que sea de algún tipo de conector determinado, que atraviese la PCB (Through Hole)... En función de esta característica se deberá utilizar un “pad” u otro. Como ya ha ocurrido anteriormente, si no se dispone de un “pad” en la biblioteca de “pads” deberá ser creado.

Esto se realiza con el Padstack Editor. En este programa se genera la conexión del pin con la PCB, especificando el tipo de conexión, el diámetro del agujero (en caso de ser necesario) y los diámetros de las diferentes capas que forman la conexión.

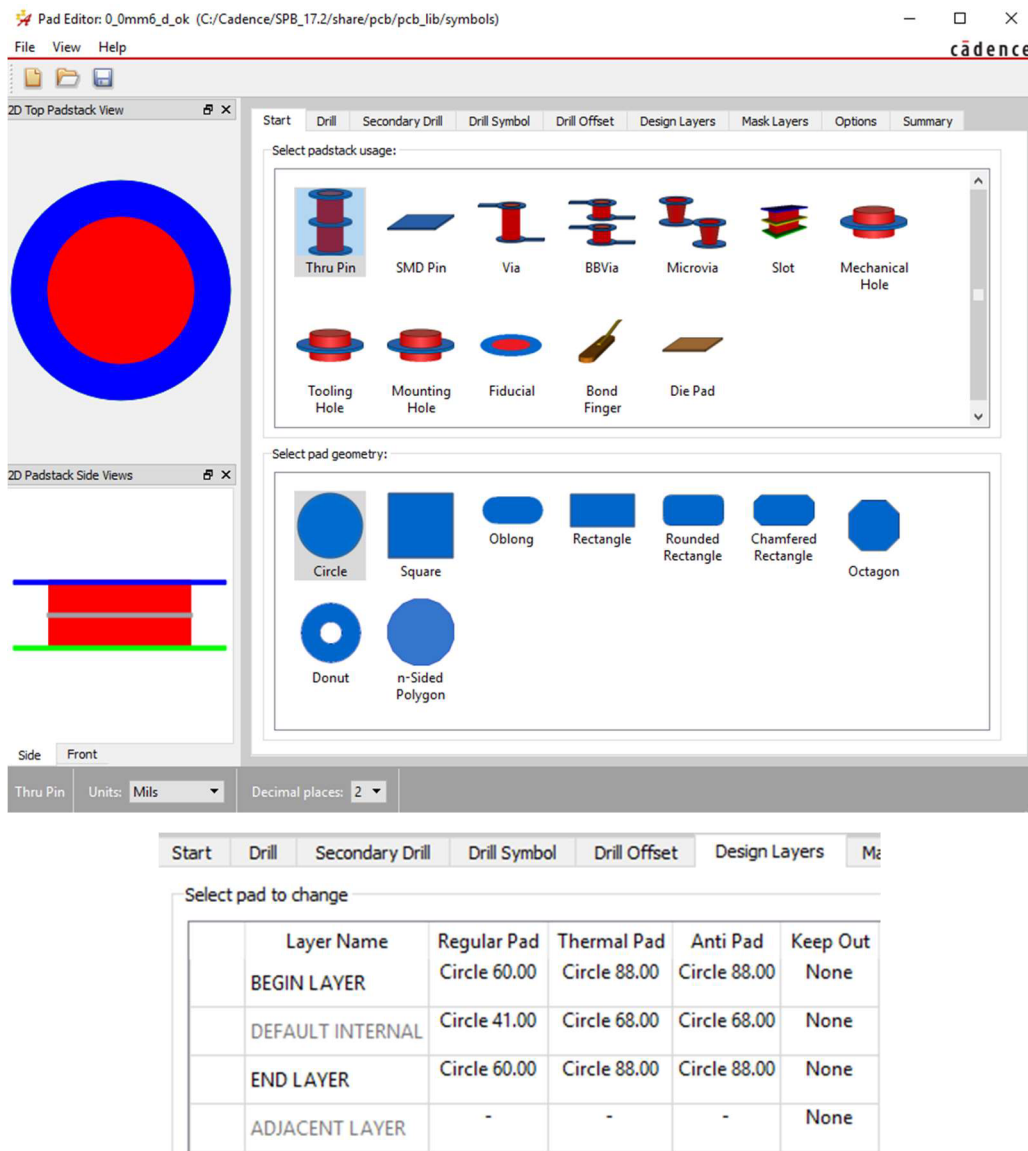


Figura 68. Generación de pad, tipo y tamaño de capas

Existen diferentes guías y modelos para dimensionar el “pad” en función del tamaño del cable, aunque esto es un apartado en el que cabe lugar para interpretaciones e ideas subjetivas.

Una vez se dispone del pin con el tamaño adecuado se debe comenzar a crear la huella propiamente dicha.

Tras determinar el tamaño necesario del espacio geométrico del que se dispondrá se debe seleccionar el origen del espacio. Lo lógico es definir como origen un punto que pueda servir como referencia para la generación de todas las líneas y “pads” de la “footprint”. Este punto referencia dependerá de la información que se obtenga de la hoja de datos el componente, y de cómo se dispongan las cotas del dibujo.

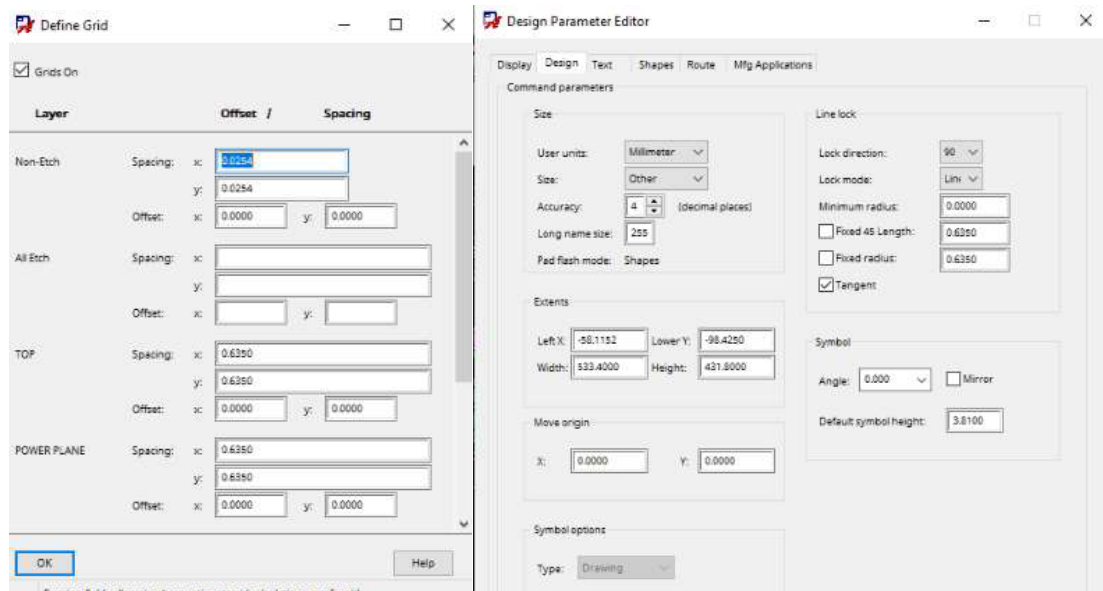


Figura 69. Definición de la rejilla de fondo y del tamaño y origen del espacio

Hay que tener en cuenta que hay determinadas capas que se deben cumplimentar sí o sí. A veces es interesante partir de una huella ya existente para “copiar” la distribución de capas. Si no se hace, hay que saber que, tras la colocación de los “pads”, hay que diseñar la superficie geométrica del montaje en las capas Assembly top (montaje) y Silkscreen top (serigrafía). Para conocer la diferencia entre estas capas hay que decir que la capa Assembly top no pasa a formar parte de la PCB propiamente dicha, sino que simplemente se queda como parte de la documentación [54]. Su función es ayudar en el montaje de los componentes, por lo que debería tener más información que la Silkscreen top. En este caso, como el montaje no se va a realizar por ninguna empresa externa, no se ha focalizado tanto en dicha propiedad de “documentación” y se ha efectuado exactamente igual que la Silkscreen top.

Es primordial también incorporar un texto con objetivo de ser la Refdes, de manera que se pueda identificar el nombre del componente a la hora del montaje.

Finalmente, se debe crear una “zona intocable”, que permitirá comprobar mediante evaluaciones de software que todos los componentes tienen espacio suficiente para su montaje sin ocupar espacios iguales. Esto podría suceder sobre todo con componentes con diferentes alturas, que tengan partes sobresalientes que puedan molestar la introducción de otros componentes al lado de los mismos. Esta zona se determinaría en la capa Place bound top.



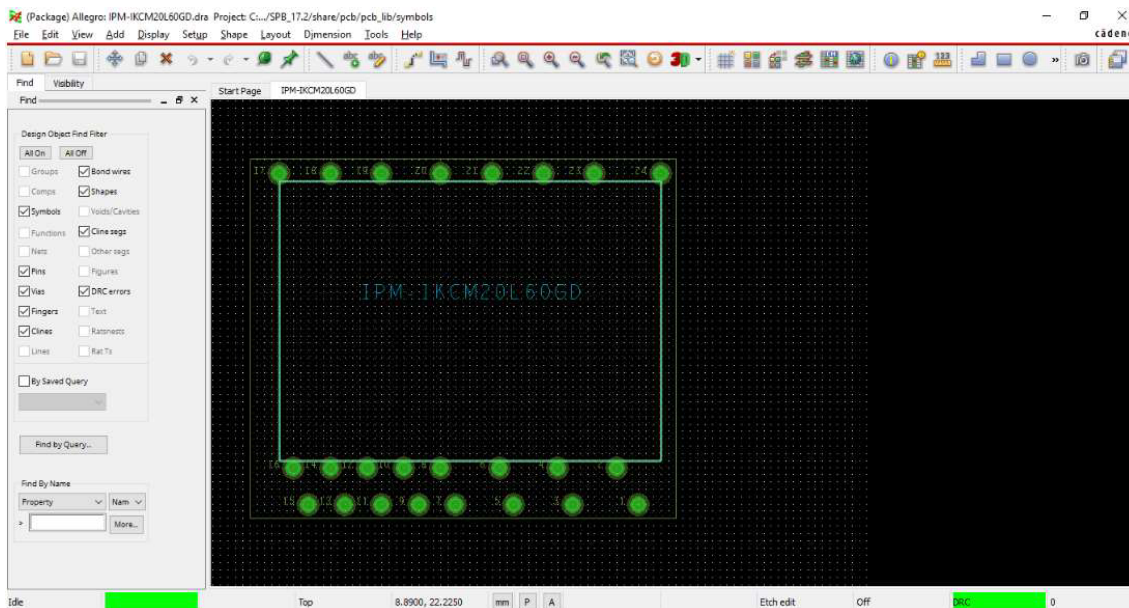


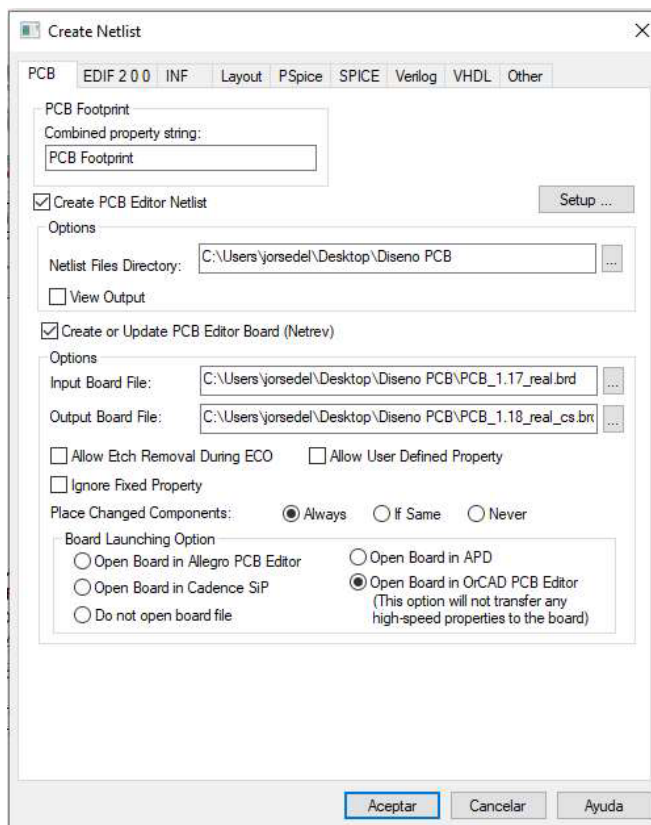
Figura 70. Footprint del componente IPM8 ya diseñada

Como se ha comentado anteriormente, debe existir una coherencia entre el nombre asignado a la footprint y el nombre indicado en el componente en Orcad Capture, así como en el número de pines y su nombre. De no ser así, el conexionado podrá estar aparentemente bien realizado sobre el papel, pero a la hora de implementar la PCB habrá un error al asignar la huella al elemento.

### 9.3 Diseño de la PCB

Una vez se ha finalizado el esquema en Orcad Capture y todos los elementos incluidos en el diseño tienen asignada una footprint existente y coherente en nombre, número de pines, etc. es el momento de exportar todo el diseño al programa Orcad PCB Editor. Este software pertenece a la misma familia que Orcad Capture y son perfectamente compatibles entre ellos. Para exportar el diseño hay que crear un "Netlist" del proyecto. Este procedimiento genera unos archivos donde se definen todos los componentes con sus pines y las conexiones entre ellos. Al realizar este "Netlist" se puede generar el archivo equivalente del diseño en PCB Editor indicándolo entre las opciones disponibles.

Figura 71. Creación de la Netlist



El archivo generado es, inicialmente, una pantalla en blanco donde hay que definir desde el primer momento el tamaño del espacio de trabajo, así como las diferentes configuraciones de trabajo. Estas son, por ejemplo, el tratamiento de las unidades en milímetros o pulgadas, el uso de una red de fondo para facilitar la disposición de componentes, la distancia entre cada “casilla” de la red, etc.



Figura 72. Parámetros generales de diseño



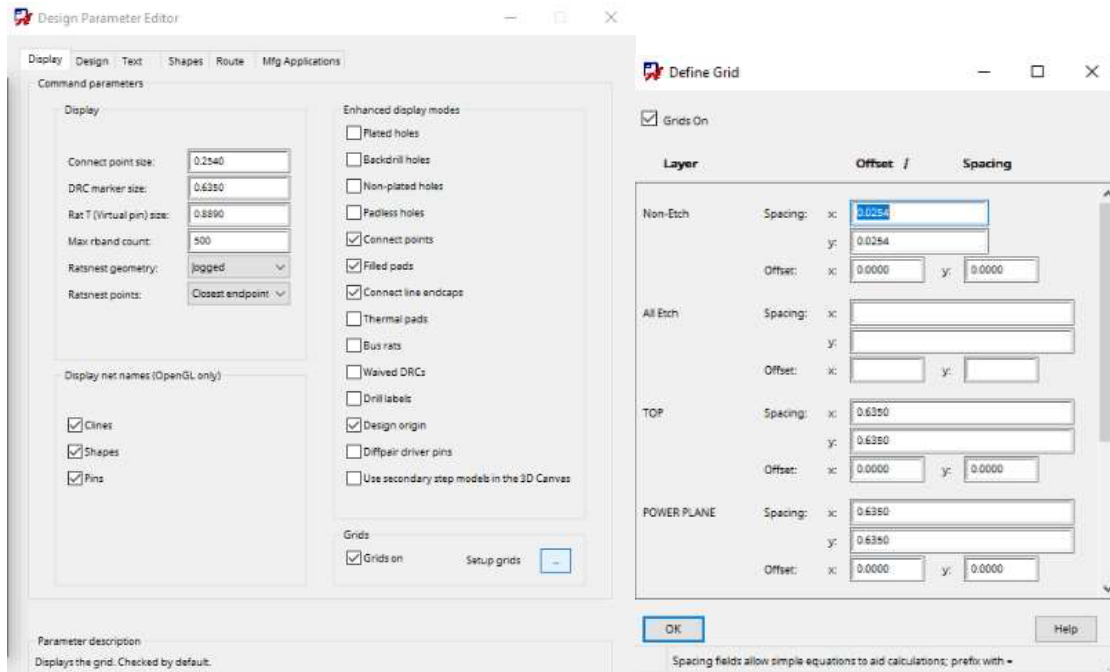


Figura 73. Editor de parámetros de diseño

Es interesante configurar durante el inicio del diseño de la PCB las limitaciones y restricciones (“constraints”) que se desean para el proyecto. Esto es, por ejemplo, la distancia mínima entre pistas de una o diferentes capas, el ancho mínimo o máximo de pista, el ángulo máximo o mínimo de giro de las pistas, etc. para cada uno de los “nets”, que son los puntos que comparten un mismo potencial, o para cada uno de los planos definidos. Hay que tener en cuenta que estas limitaciones son personales y particulares. No existe ninguna regla estricta que haya que cumplir, únicamente buenas prácticas que son de conocimiento general. A partir de esas condiciones mínimas cualquier regla puede ser aplicable o no según los intereses particulares del diseñador.

Esta opción es, sin duda, una ayuda para no rebasar límites que el diseñador considere inadmisibles, pero es importante recordar que en una situación particular puede ser necesario rebasar conscientemente dichos límites y en ese momento las “constraints” no lo permitirán. Es por ello por lo que no es recomendable ser excesivamente estricto en estos parámetros, y suele ser más conveniente establecer unas condiciones mínimas y a partir de ahí diseñar teniendo en cuenta el criterio personal con precisión. Esto, evidentemente, es complicado de realizar con diseños de cierta magnitud, pero con diseños pequeños es posible llevar un buen control del proceso y los límites sin necesidad de condiciones inamovibles.

## Diseño e implementación de un inversor trifásico de 3 kW basado en módulos inteligentes de potencia para excitación de motores en electrodomésticos

Type	Name	Referenced Physical C Set	Line Width		Neck		Uncoupled Length		Static Phase Tolerance	Referenced Intra-DP Spacing C Set	Min Line Spacing
			mm	mm	mm	mm	Gather Control	Max			
Net	PCB_1_10_cs	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	-15V	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	C	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	DESAT	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	DISP_AUX1	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	DISP_AUX2	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	DISP_FAN	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	DISP_HCPL	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	FAULT_UC	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	GND	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	MOUNTHOLE	POTENCIA < ...	10.0000	0.0000	2.5400	0.0000					0.0000
Net	NOPIN	CONTROL < ...	0.6400	0.0000	0.6400	0.0000					0.0000
Net	NTC	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N19869	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N20993	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N27072	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N28264	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N39359	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N41180	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N41282	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N41816	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N44892	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N45751	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N45759	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N45763	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N45767	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N45771	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N46211	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N46524	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N46533	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N46542	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000
Net	N46551	DEFAULT	0.1270	0.0000	0.1270	0.0000					0.0000

Figura 74. Edición de las Constraints para cada Net y Capa

Cada diseño puede requerir un número determinado de capas. Normalmente esto vendrá obligado por las necesidades de utilización de planos de diferente potencial o de la cantidad de pistas que haya que cablear. En casi cualquier diseño suele haber un mínimo de dos capas, las llamadas TOP y BOTTOM. Es muy extraño que no sea necesario utilizar dos capas al menos para realizar todo el conexionado de la PCB, pues las pistas que unen unos componentes y otros en muchas ocasiones se cruzan y es prácticamente imposible evitar ciertas situaciones difíciles de solucionar. Con dos capas estos problemas se solucionan muy rápidamente “cruzando” de un plano a otro a través de pines “through hole” (que atraviesan la PCB al completo) o a través de “vías”, cuyo propósito único es hacer esta unión entre capas.

El uso de planos es una manera de establecer una superficie equipotencial donde se puedan conectar los pines de los componentes de diferentes zonas de la PCB. Al tratarse de una superficie amplia las diferencias de potencial entre los diferentes puntos del plano serán mínimas, mientras que si se decidiera unir todos estos pines equipotenciales con pistas aparecería una masificación de pistas importante, además de que habría una caída de tensión inevitable entre unos pines y otros que podría crear problemas en el funcionamiento del sistema.

Para el presente proyecto se ha decidido diseñar una PCB con 4 capas: TOP, POWER PLANE, GROUND PLANE y BOTTOM.

#	Name	Types >>		Thickness >>	Physical >>		Embedded >>	Signal Integrity >>		
		Layer	Layer Function	Value mm	Layer ID	Material	Embedded Status	Conductivity mho/cm	Dielectric Constant	SI Ignore
		Surface								
1	TOP	Conductor	Conductor	0.018	1	Copper	Not embedded	595900	4.5	<input type="checkbox"/>
		Dielectric	Dielectric	0.2032		Fr-4		0	4.5	<input type="checkbox"/>
2	POWER PLANE	Conductor	Conductor	0.018	2	Copper	Not embedded	595900	4.5	<input type="checkbox"/>
		Dielectric	Dielectric	0.2032		Fr-4		0	4.5	<input type="checkbox"/>
3	GROUND PLANE	Conductor	Conductor	0.018	3	Copper	Not embedded	595900	4.5	<input type="checkbox"/>
		Dielectric	Dielectric	0.2032		Fr-4		0	4.5	<input type="checkbox"/>
4	BOTTOM	Conductor	Conductor	0.018	4	Copper	Not embedded	595900	4.5	<input type="checkbox"/>
		Surface								

Figura 75. Edición de las capas de la PCB

En la primera, TOP, se colocarán todos los componentes, además de poseer la gran mayoría de las pistas entre los mismos.

En BOTTOM se colocará algún componente para poder adherirlo al radiador del IPM, que estará debajo de la PCB, y algunas pistas necesarias para unir todos los pines sin problemas.

En POWER PLANE se van a introducir diferentes planos de diferentes niveles de tensión. En concreto, los siguientes:

- Un plano de 15 V para alimentar a todos los elementos del control que trabajen a esa tensión (casi la totalidad).
- Un plano correspondiente al polo positivo de la DC-Link.
- Un plano de 5 V para aquellos elementos que trabajen a ese nivel de tensión.
- Un plano de -15 V para alimentar los elementos de alimentación dual 15 V.
- Un plano correspondiente a la activación del IGBT del circuito Chopper.

En GROUND PLANE los planos que se han considerado son los siguientes:

- Un plano referencia de masa correspondiente a la alimentación de 15 V.
- Un plano correspondiente al polo negativo de la DC-Link.
- Un plano referencia de masa correspondiente a la alimentación de 5 V.

Suele ser conveniente que estos planos ocupen la mayor superficie posible, siempre estableciendo unos mínimos de espacio entre planos. Estas distancias se podrían configurar en forma de “constraints” o en forma de propiedades del plano, aplicando prioridades para situaciones de superposición de planos.

Como en todos los apartados ya vistos, el diseño de los planos también tiene ciertas normas no escritas que es preciso intentar seguir, como puede ser no crear vértices demasiado marcados, evitar la aparición de planos-isla, evitar los espacios sin plano siempre que no haya un motivo que oriente hacia lo contrario (por ejemplo, niveles de potencia muy diferentes que se desean mantener lo más separados posible), etc.

Una vez se han definido los planos, es momento de iniciar la colocación de todos los elementos. En este apartado lo más sencillo es realizar la disposición de los componentes según orden de aparición en el esquema eléctrico, para así agrupar los componentes y situarlos de manera que el “rutado” de las pistas sea lo más sencillo posible.

Para poder colocar los componentes es necesario haber generado previamente al menos un croquis de las diferentes áreas de la PCB, así como su tamaño aproximado. A la hora de realizar este croquis hay que tener en cuenta qué grupos de componentes tendrán conexión física directa (pistas) con qué grupo, así como distinguir entre componentes de potencia y componentes de control. También debe influir en nuestra disposición la existencia de planos de potencia y su distribución óptima a lo largo y ancho de la PCB.

No es recomendable juntar en una misma área estos dos tipos de elementos, potencia y control, principalmente porque la alta tensión y la circulación de una corriente importante, típicos de las áreas de potencia, así como la existencia de conmutaciones de alta frecuencia y filtros, puede dificultar la

comunicación a través de las pistas de control debido a la aparición de ruido eléctrico que desvirtúa los niveles de tensión (del orden de 3,3 V - 15 V para comunicaciones y control).

La colocación de los componentes debe responder a criterios de optimización de espacio, pero también de separación de áreas según lo comentado, con lo que lo más inteligente es disponer los elementos con pistas comunes tan juntos como se pueda. Esto permite minimizar la longitud de las pistas para evitar problemas de caída de tensión y recogida de ruido y “perder” poco espacio disponible de PCB. Siempre hay que tener en cuenta la facilidad de fabricación y soldadura de componentes, sobre todo en proyectos como el presente donde la fabricación no es automatizada y la precisión humana tiene límites.

Como se puede observar, en todo momento hay que llegar a un compromiso entre diferentes razonamientos y objetivos, pues todos ellos son incompatibles si se llevan al extremo. En este tipo de equipos hay que tener un control desde el punto de vista económico (con lo que afecta a espacio ocupado, número de elementos diferentes, cantidad de los mismos), de fabricación, de buen funcionamiento eléctrico, de mantenimiento o reparación, de disponibilidad o stock, etc. De esta manera, no hay una única solución para el diseño de la PCB, sino que cada diseñador, con su experiencia, posibilidades y necesidades, llevará a cabo una estrategia determinada.

Es muy importante no llevar a cabo el rutado de las pistas o la disposición de los planos hasta que todos los componentes están colocados en su posición final, pues si se rutara con posiciones no definitivas dichas pistas habrían de ser movidas con los riesgos de que la conexión no fuera buena en la nueva posición y hubiera que realizar el rutado de nuevo.

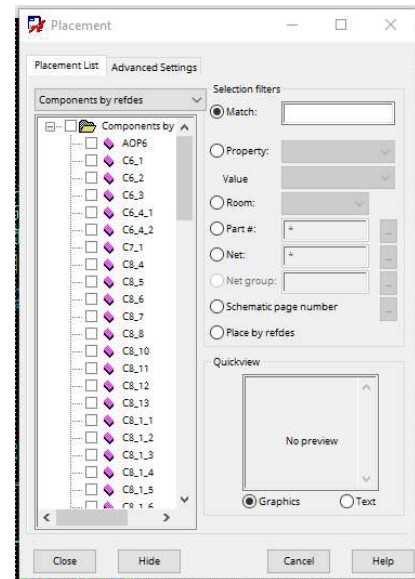


Figura 76. Colocación de componentes

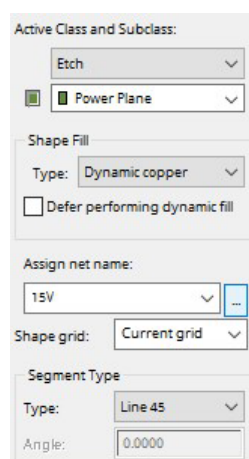


Figura 77. Creación de un plano asociado a un Net

Colocados todos los componentes, es momento de determinar dónde se dispondrán los planos de potencia y de tierra, según el diseño del presente proyecto, dentro de las capas de POWER PLANE y de GROUND PLANE.

Para ello hay que “verter” cobre creando una forma (Shape) en la capa adecuada asignada al Net (nodo) adecuado.

Finalmente, llega el momento de distribuir las pistas a lo largo de la PCB, uniendo los terminales que en el software Orcad Capture estaban unidos. Para facilitar este trabajo, gracias a que se ha extraído toda la información desde Capture a PCB Editor, el programa indica mediante líneas sobrepuestas qué terminal debe ir unido con cuál, y sólo permite unirlo con dicho terminal sin dar una alarma.



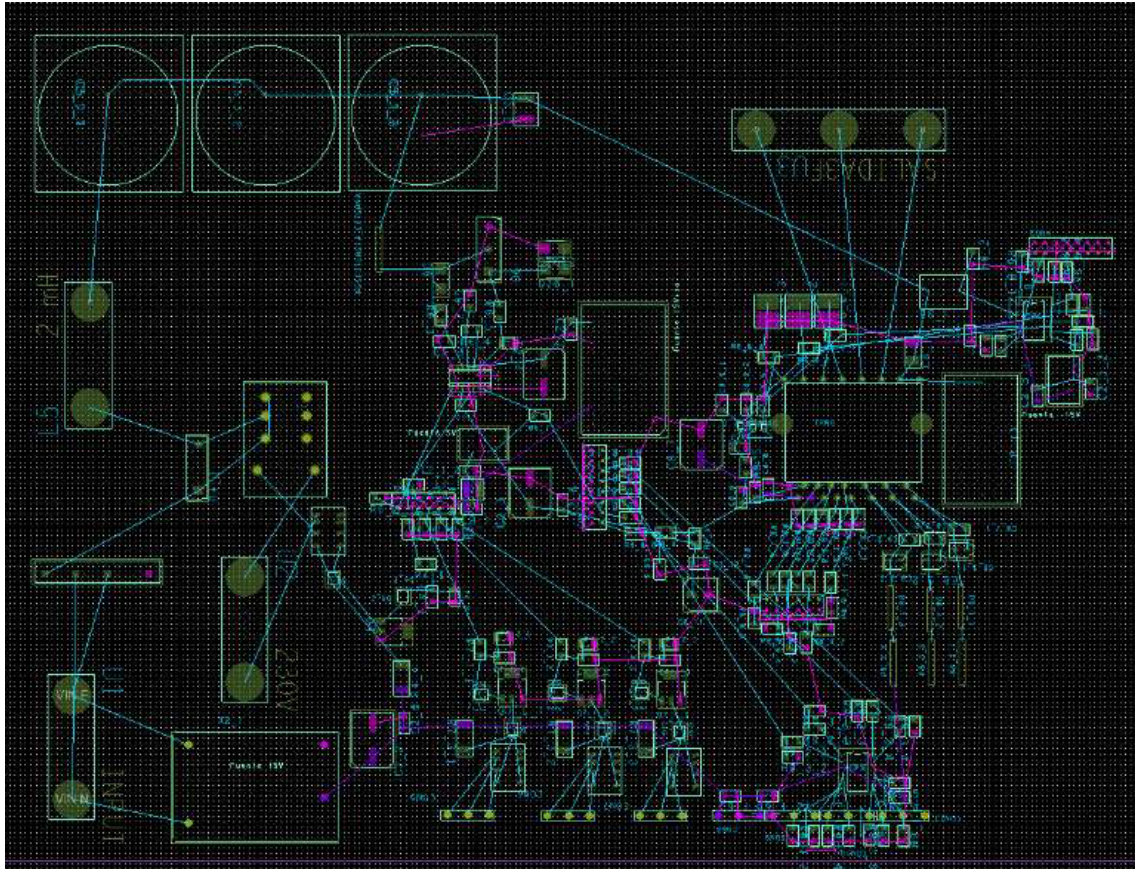


Figura 78. Elementos colocados por zonas sin ajustar y sin conectar

Como ya se ha dicho anteriormente, el ancho de las pistas y la separación entre ellas son puntos en los que prestar especial atención. Existen recomendaciones mínimas de medidas de estos parámetros a tener en cuenta, como son las siguientes:

Espacio entre pistas (mm)				
Interno		Externo		
Tensión (V)	Espacio (mm)	Tensión (V)	Espacio (mm)	
			< 3000 m	> 3000 m
< 100	0,1	< 50	0,64	0,64
100-300	0,2	50-100	0,64	1,5
300-500	0,3	100-150	0,64	3,15
> 500	0,0025 mm/V	150-250	1,27	3,48
		250-500	2,54	12,7
		> 500	0,005 mm/V	0,0254 mm/V

Tabla 21. Recomendación aproximada de espacio entre pistas

Ancho de pista (mm)		
Corriente (A)	Grueso 18u	Grueso 35u
1	0,75	0,2
2	1,5	0,75
5	5,7	2,54
10	12	6

Tabla 22. Recomendación aproximada de ancho de pista

Como se puede observar más arriba, para dimensionar el ancho de pista es necesario prestar atención a la corriente que va a circular por dicha pista. Esto es equivalente al dimensionado de la sección de cableado, y por tanto el material determinante en este caso es el cobre. Por ello, si el grueso de la PCB es mayor será necesario un menor ancho de pista, pues la cantidad de cobre en la pista será la misma. Para la PCB presente se va a decidir utilizar un grueso de 35 micras.

El ancho de pista mínimo considerado ha sido de 0,75 mm, a pesar de tratarse muchas de las ellas de rutas de comunicaciones o control, con lo que la corriente que va a circular es del orden de 10-50 mA como mucho. Esto, además de mejorar la circulación por colocar cobre de sobra, abarata la PCB, dado que, si se desea utilizar pistas de 0,25 mm, por ejemplo, el proceso de fabricación debe ser más preciso y esto puede conllevar sobrecostes.

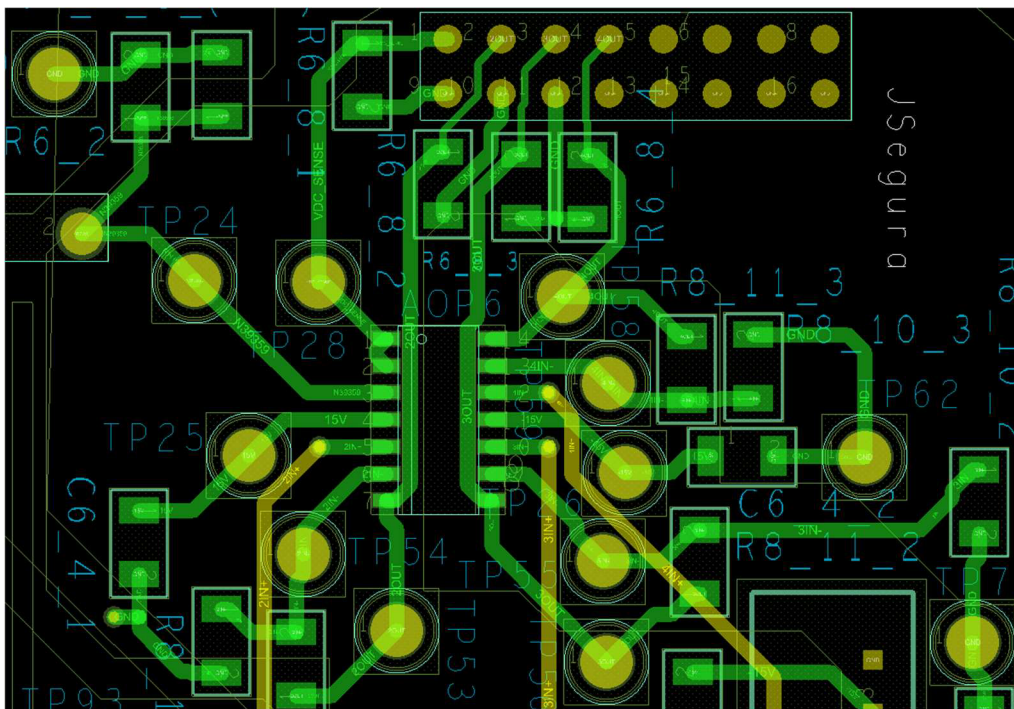


Figura 79. Detalle de pistas de control de 0,75 mm alrededor de un Amplificador Operacional para lectura de señales analógicas

En algún caso concreto se ha introducido alguna pista de 0,4 mm por necesidades referentes a la disposición y tamaño de los pines de un componente, pero ha sido en momentos puntuales.

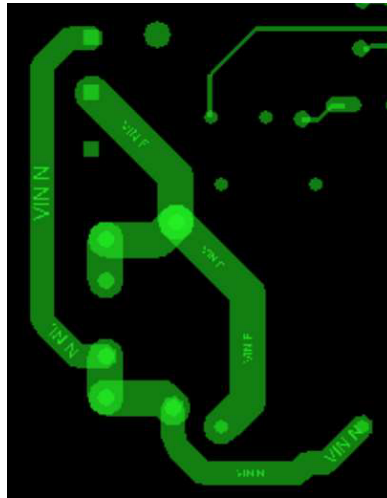


Figura 80. Comparación de pistas de potencia de 3 mm con pistas de control de 0,75 mm

En el caso de la distancia entre pistas influye, tal y como se puede ver en la tabla, la tensión de dicha pista. También si se trata de una pista interna o externa. Como es sabido, a mayor tensión mayor probabilidad de inducción entre pistas, con lo que sería necesaria más distancia, y el condicionante de ser pista interna o externa evidentemente también influye. Si la pista es externa la inducción se puede realizar por el aire, que es mejor conductor que el vacío al que están sometidas las capas internas. Es por ello también que la altura respecto al nivel del mar también influye en la separación, y por lo que todos los fabricantes de electrónica indican en sus productos un funcionamiento óptimo por debajo de determinados metros sobre el nivel del mar.

Estos requisitos se han mantenido de modo general. Tan sólo en el caso de la alta tensión, en algún caso se ha debido de incumplir dicha tabla por encontrarse los pines de un componente excesivamente cerca y ser imposible físicamente.

Aparece, de nuevo, un compromiso entre las distancias mínimas a establecer entre pistas y el ancho de las mismas. Para pistas de control no suele haber problema, pero para el caso de pistas de potencia es probable que haya tensiones de varios cientos de voltios y de varios amperios, con lo que en ocasiones es imposible cumplir con las recomendaciones de ambas tablas.

Este problema se puede solventar en parte introduciendo los llamados “cutouts” en la PCB. Un “cutout” es una zona que está literalmente cortada, no hay continuidad en ella, con lo que si se introduce un “cutout” entre dos pistas que se encuentran a escasos 0,5 mm y son necesarios 5 mm (donde habría, por tanto, un potencial problema de influencia entre pistas) se estaría estableciendo una distancia infinita entre ambas pistas. Este recurso es muy útil con ciertas pistas de potencia donde los pines, como se ha dicho, se encuentran bastante cerca y es preferible tener cuidado y ser precavido.

Finalmente, hay que indicar que, si el fabricante considera que esos pines están bien dimensionados con su actual distancia entre ellos y ancho, seguramente no se esté generando un error en el diseño si se respeta tal cual.



Al generar cada pista, dependiendo de las “constraints” que se hayan establecido, es necesario prestar más atención o menos en estos parámetros. El rutado debe hacerse de la manera más simplificada posible, cambiando de capa TOP a capa BOTTOM siempre que sea necesario. Este proceso se efectúa a través de las “vías”, como ya se ha explicado, las cuales unen dos capas en un punto concreto. Esto puede ser efectuado para pasar desde TOP a BOTTOM, pero también para llegar desde TOP a POWER PLANE o GROUND PLANE, por ejemplo, si así se requiere.

Un buen rutado debe evitar los ángulos rectos, pues actúan como antenas generadoras de ruido. Son preferibles los ángulos de 30°-45° como mucho.

Todos los pines de tipo SMD deben conectarse con pistas que circulen en la misma capa en la que se ha colocado el componente. En este proyecto, la mayoría de los componentes están en la capa TOP. Si se desea pasar una pista que obligatoriamente se inicia en un pin SMD en la capa TOP a la capa BOTTOM no hay más que colocar una vía. Eso sí, es preferible no establecer las vías muy cerca de los pines SMD porque en definitiva una vía es un agujero en la PCB y puede dificultar las tareas de soldadura.

Los pines Through Hole pueden iniciar las pistas en cualquiera de las capas de la PCB, dado que a través del agujero realizado se pueden conectar al plano que se desee. Puede ayudar mucho aprovechar las posibilidades de estos pines para simplificar la distribución de las pistas.

A la hora de fabricar la PCB es necesario definir cuál será el borde que delimite aquello que el fabricante debe producir. Lo primero que se ha realizado al abrir el software PCB Editor ha sido definir el espacio de trabajo, pero lo normal es que la PCB no se haya distribuido a lo largo de todo ese espacio de trabajo, sino que se haya concentrado en una zona determinada. Para poder indicar al fabricante qué zona y con qué tamaño debe fabricar se generan los DESIGN OUTLINE o los PHOTOPLOT, que en definitiva es un polígono donde se engloba el área que se debe tener en cuenta para la fabricación.

Desde el punto de vista del mantenimiento y de la puesta a punto hay que comprobar que todos los componentes tienen un nombre legible que no se encuentra en el espacio de otro componente, dado que a la hora de la fabricación se machacará/pondrá cobre/agujeará dicho área y el componente no podrá ser identificado. También puede ser interesante incluir algún mensaje corto indicador de las zonas del circuito, el nivel de tensión de la zona o cualquier otra ayuda para trabajar en la PCB en el futuro.

Tras distribuir todas las pistas y tras llevar a cabo todos los procedimientos comentados hasta el momento es posible haber cometido errores. Estos errores pueden provenir de una limitación establecida no cumplida pero también pueden venir desde alarmas propias del programa en elementos que se detecta que pueden dar problemas en la fabricación o en el funcionamiento. Estos errores son, por ejemplo, que haya dos componentes con su área “inviolable” solapada. Esto imposibilitaría la colocación física de ambos componentes. Otro error puede ser que una pista no se haya unido correctamente con un pin, ya sea de tipo SMD o Through Hole, con lo que la circulación de corriente se vería interrumpida y no habría manera física de realizar dicha conexión.

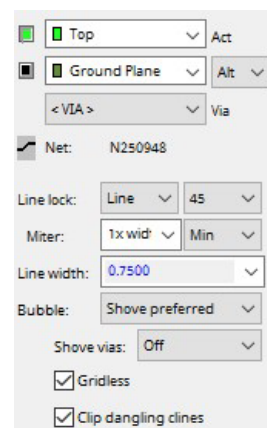


Figura 81. Generación de pistas en Top de 0,75 mm con posibilidad de vías hacia la capa Ground Plane



Todos estos errores no tienen que buscarse manualmente, sino que es posible efectuar una revisión llamada DRC (Design Rule Check, revisión de las reglas de diseño). Esta opción devuelve una lista de errores encontrados de diferentes tipos, desde pines sin conectar (aunque no deban estar conectados a nada, simplemente como notificación), “constraints” no cumplidas o errores que imposibilitan la fabricación o predicen un mal funcionamiento futuro.

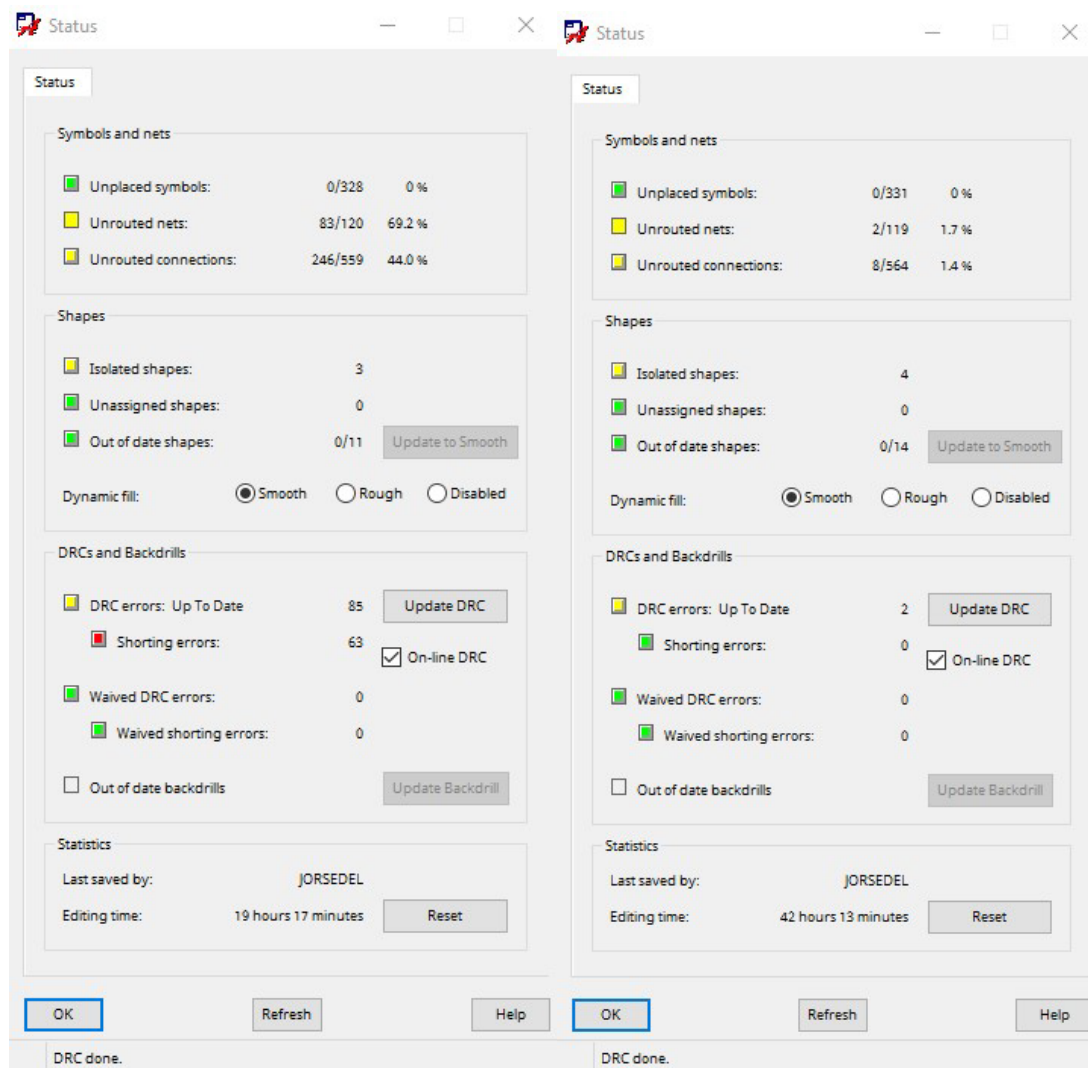


Figura 82. Comparación de análisis DRC a mitad del conexionado (85 DRC) y tras finalizar el diseño (2 DRC, conocidos y asumidos)

Cada DRC puede ser encontrado observando el informe generado, donde se indican las coordenadas donde se encuentra el fallo, el componente (si de eso se trata) y el motivo generalista del error encontrado.

Hay que revisar todos los DRC, pero no hay por qué lograr que todos desaparezcan. Es posible que haya errores que se vayan a asumir, como pueden ser los casos en los que el diseño no refleja al 100% la realidad del proyecto (como por ejemplo las áreas no solapables, que pueden ser ampliadas a voluntad), simplemente hay que saber qué errores se van a asumir y por qué.

Revisados y solucionados los posibles problemas de incoherencias que se hayan detectado se puede decir que el proceso de diseño de la PCB ha finalizado. A lo largo del proceso se ha partido de un esquema eléctrico para poder generar una disposición real en PCB, y si todos los pasos se han realizado correctamente la PCB está lista para ser fabricada.

A pesar de que ya se ha realizado la verificación de las reglas de diseño, y se supone que se ha verificado que el espacio entre componentes es bueno, siempre es una buena praxis imprimir el diseño definitivo y comprobar de manera aproximada que todos los componentes pueden ser colocados en el espacio previsto para la PCB y que los tamaños definidos para los mismos son coherentes con la realidad, así como la disposición de sus pines en el espacio. Para ello, evidentemente, es necesario haber adquirido todos los componentes previamente a la fabricación de la PCB. Es por este motivo por el que el proceso de selección de componentes y el diseño de la PCB está íntimamente relacionado, pues si se conociera en un momento dado que un componente no es válido o que no es posible adquirirlo habría que modificar la PCB en múltiples puntos: pines, conexión, tamaño (footprint, en definitiva), disposición en PCB, pistas, espacio suficiente en PCB...

Con la PCB ya verificada al completo, se van a generar los archivos que deben ser enviados al fabricante para su manufactura. Estos archivos son conocidos como "Gerbers". Son archivos legibles como un ".txt" que en definitiva indican la posición, tamaño, características generales, etc. de todos los elementos que componen la PCB. No sólo de los propios condensadores, bobinas, resistencias, etc., sino también de todas las pistas, los planos, los mensajes... que se hayan introducido a la PCB.

Estos Gerbers se generan con la ayuda de la visualización de unas capas u otras. Eso se puede realizar con una de las opciones del programa, donde se selecciona qué capa y qué tipo de elemento se quiere visualizar. Por ejemplo, sólo los agujeros de la capa BOTTOM, sólo las pistas de la capa TOP, o sólo los planos de la capa POWER PLANE.

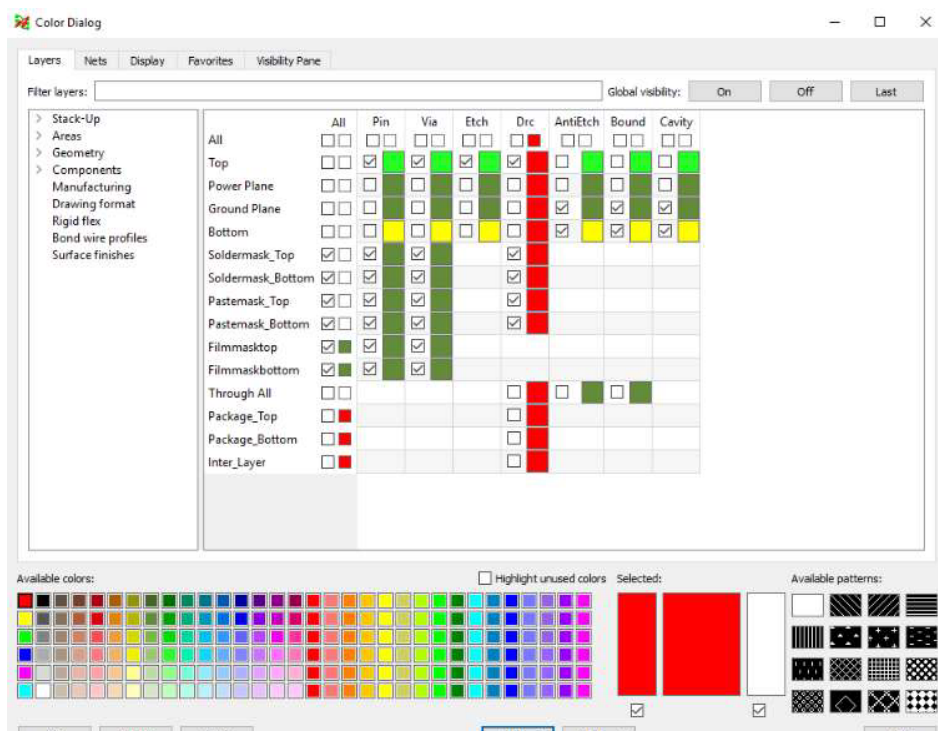


Figura 83. Definición de colores para las diferentes capas y áreas y visualización activada o desactivada

Cada fabricante puede exigir unos Gerbers determinados para la fabricación de la PCB, pero existen ciertos archivos que son básicos e indispensables. Se trata de la siguiente información:

- Es necesario indicar las vías, las pistas y los pines (VIA, ETCH, y PIN). Con estos archivos se envía información de la colocación y propiedades de todas las vías, pistas y pines que hay en la capa. Se debe generar este Gerber para la capa TOP, POWER PLANE, GROUND PLANE y BOTTOM, todas por separado. Estos Gerbers se denominan con el nombre dado a la capa.
- Bordos de los componentes, los nombres, el borde de la placa y los planos “cutout” (PACKAGE GEOMETRY, REF DES, BOARD GEOMETRY -DESIGN OUTLINE y CUTOUT). Esta información se debe dar tanto para la capa TOP como para la capa BOTTOM, que son aquellas que pueden contener información y que es donde se van a colocar los componentes. Estos Gerbers se identifican con la palabra SilkScreen junto con la capa que definen (SST, SSB).
- Las zonas donde se va a aplicar una máscara de soldadura que proteja todas las pistas de agentes externos. Esta información también debe estar disponible tanto para TOP como para BOTTOM, y se denominan con la palabra SolderMask (SMT, SMB).
- Los bordes de la placa y los “cutout” (DESIGN OUTLINE Y CUTOUT, en BOARD GEOMETRY). A pesar de que esta información se ha indicado ya en otros Gerbers siempre es de ayuda para el fabricante indicarlo de manera independiente para recalcarlos.

Figura 84. Parámetros definidos para la generación de Gerbers en formatos estándar para el fabricante

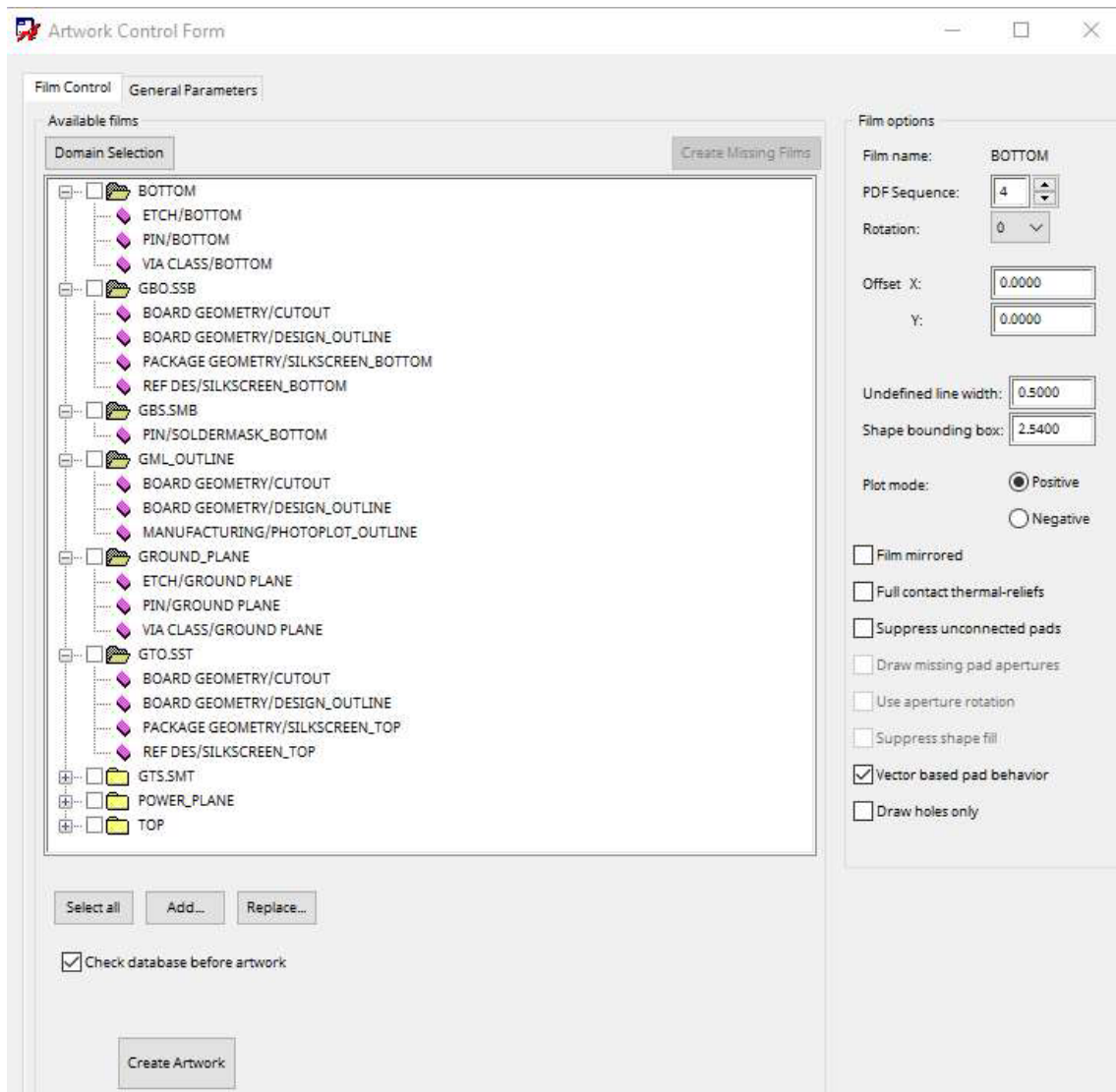


Figura 85. Generación de Gerbers

Los gerbers creados para la construcción de este prototipo se pueden observar en el Anexo II. Archivos generados para la fabricación del prototipo. Se han mostrado tal y como se pueden visualizar en Orcad PCB Editor, pues los archivos realmente son una secuencia de acciones a realizar en diferentes coordenadas (ir de este punto a este otro punto, coger la herramienta de taladro, subir, bajar, etc.)

Por último, al fabricante también hay que indicarle los agujeros de taladro que va a haber que realizar. Esto coincide con las zonas donde habrá pines Through Hole, pero también es posible que haya en otras zonas, como por ejemplo en los llamados Mounting Hole, que son agujeros donde se atornillan los soportes de la PCB. También es normal que aparezcan agujeros para atornillar el enganche del radiador, como en el caso presente, en el que el radiador deberá atornillarse a lo largo de un buen trozo de PCB.

Esta información se le envía al fabricante a través de los "drill", que se generan y se adjuntan a los Gerbers.

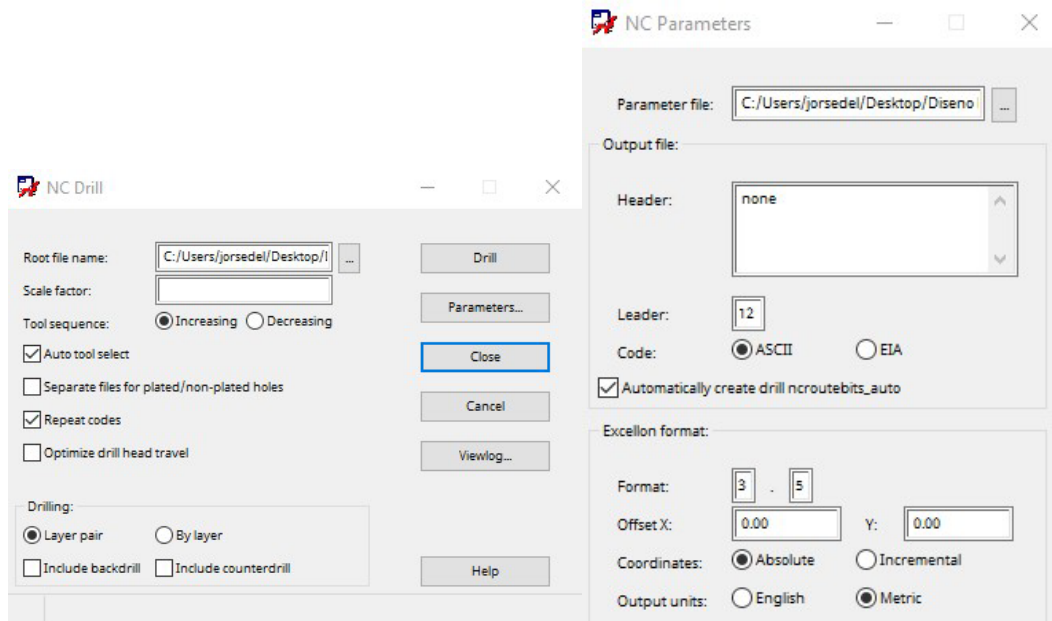


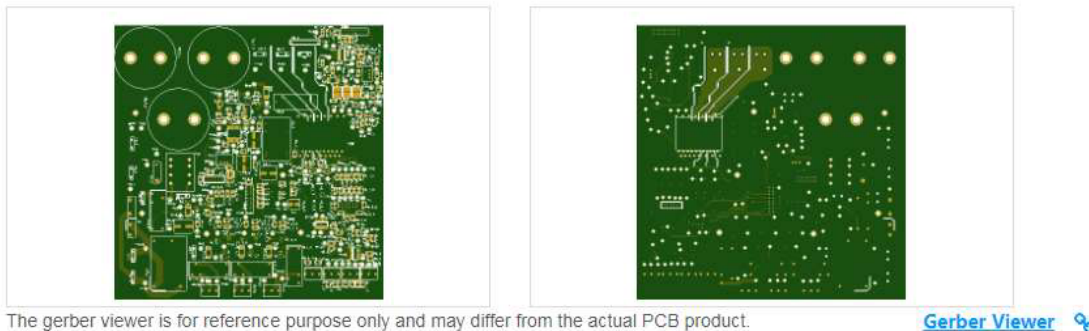
Figura 86. Generación de Drills (agujeros) y parámetros indicados para ello

Una vez se ha generado toda esta documentación puede ser enviada al fabricante. Si todo se ha realizado correctamente no debe de haber ningún problema ni ninguna ausencia de información para poder fabricar la placa.

En el caso presente, el fabricante dispone de una página web donde se puede verificar que los archivos generados son legibles por las máquinas de CNC que se encargarán de la fabricación de la PCB, que todos los archivos están correctamente generados y que el tamaño de la PCB es el deseado.

**Detected 4 layer board of 200x196mm(7.86x7.71 inches) .**

Your upload has finished processing. Enter the project details below and we'll move on to checking all the individual layers to make sure that they're correct.



success

Figura 87. Verificación de que los Gerbers han podido ser, como mínimo, leídos e interpretados por el sistema Web



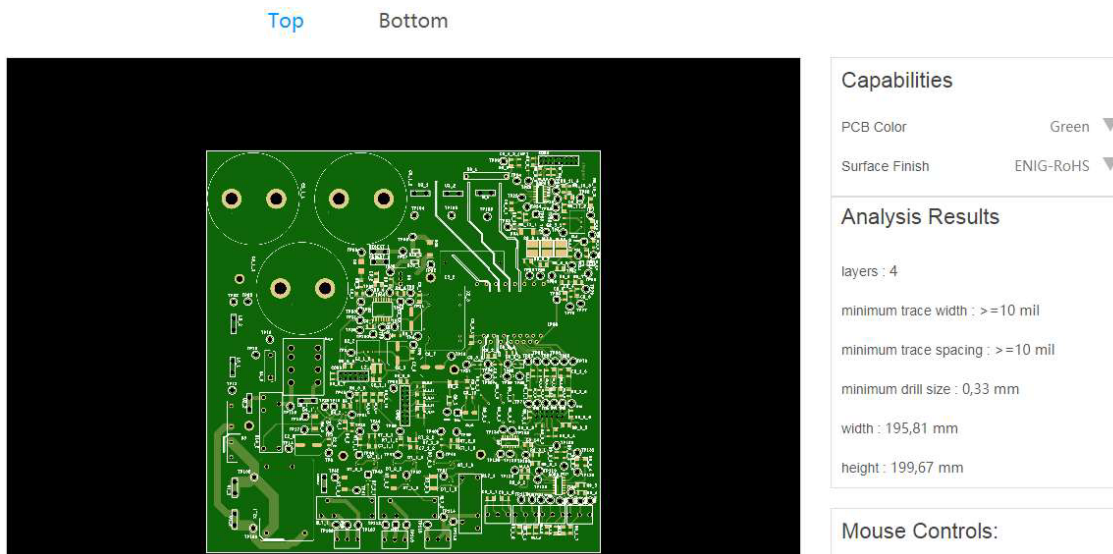


Figura 88. Visualización aproximada de la capa Top según la lectura realizada por el sistema Web

#### Analysis Results

layers : 4  
minimum trace width : >=10 mil  
minimum trace spacing : >=10 mil  
minimum drill size : 0,33 mm  
width : 195,81 mm  
height : 199,67 mm

#### Analysis Results

- ! GML\_OUTLINE.art(Board Outline Layer):Gerber file with a board outline
- ! nc\_param.txt(null): Non-gerber274X/excellon formats
- ! nc\_param.txt,1(null): Non-gerber274X/excellon formats
- ! nc\_tools\_auto.txt(null): Non-gerber274X/excellon formats
- ✓ BOTTOM.art(Bottom Layer):Generic Gerber file
- ✓ GBO.SSB(Bottom Silkscreen):Generic Gerber file
- ✓ GBS.SMB(Bottom Soldermask):Generic Gerber file
- ✓ GROUND\_PLANE.art(null):Generic Gerber file
- ✓ GTO.SST(Top Silkscreen):Generic Gerber file
- ✓ GTS.SMT(Top Soldermask):Generic Gerber file
- ✓ PCB\_2-1-4.dr1(Drill Layer):Generic Gerber file
- ✓ POWER\_PLANE.art(null):Generic Gerber file
- ✓ TOP.art(Top Layer):Generic Gerber file

Figura 89. Análisis realizado por el sistema Web de los archivos enviados

Esta verificación es una verificación mínima, pero es probable que el fabricante una vez reciba los archivos encuentre incoherencias, algún error o algo que no sea interpretable por sus máquinas, con lo que siempre existe la posibilidad de que haya que enviar de nuevo los archivos con modificaciones adaptadas a lo que el fabricante necesite.

Como es sabido, las PCB también pueden ser fabricadas de manera manual, pero por no ser el objeto del presente TFM y por entrañar una extraordinaria complejidad al disponer de 4 capas no se va a mencionar el proceso de fabricación de la PCB.

## 10. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

En este capítulo se va a explicar el proceso de construcción de la PCB. Una vez ya son conocidos todos los componentes que se van a necesitar en el prototipo y ha sido aprobado el presupuesto para su compra, el siguiente paso consiste en el montaje de los mismos. Básicamente los componentes se pueden diferenciar entre:

- PCB
- Componentes soldables
- Componentes montados mecánicamente

Ante un prototipo de este calibre, con más de 300 componentes en total, el orden y la organización a la hora del montaje es primordial. Las estrategias a seguir pueden ser diversas. En este caso, va a realizarse el montaje con los siguientes criterios:

1. Realizar primero la unión de los componentes soldables y más adelante las mecánicas. La razón de este criterio está en facilitar el manejo de la PCB durante la soldadura, dado que este proceso es mucho más fino y preciso que el montaje mecánico. Sí que es cierto que a la hora de las uniones mecánicas habrá que prestar atención a no poner en peligro el trabajo realizado durante la soldadura.
2. Se han organizado todos los componentes por grupos. Esto es, que si hay 10 condensadores de diferentes partes del circuito que finalmente son el mismo modelo de condensador, se mantengan almacenados todos juntos distinguidos por un nombre clave, como puede ser el del primer condensador de ese tipo que aparece en el circuito.
3. Se realizará la soldadura de los componentes organizándolos por “áreas”. La función de este criterio es, por un lado, poder comprobar, poco a poco y con verificaciones empíricas, que el área finalizada está bien construida. De esta manera se evita avanzar en exceso sin saber si el montaje es correcto, pues sería más complicado encontrar el fallo en dicha situación. Por otro lado, se consigue seguir un orden lógico mediante el cual se puede ir revisando a cada paso que los componentes a soldar son los correctos.
4. Dentro de una misma área, soldar primero todos aquellos elementos de tipo SMD que no tienen una altura excesiva. Estos componentes pueden ser los condensadores y resistencias de tamaño estandarizado 1206. Así, estos componentes pequeños y que requieren precisión se pueden soldar sin ningún otro componente alrededor de un volumen tal que pueda impedir la soldadura.
5. Una vez los componentes más pequeños se han soldado en dicha área, se va soldando el resto de componentes teniendo en cuenta la altura de los mismos. Esto es, no prestar atención a si los componentes son de tipo Through Hole o SMD, sino al volumen que ocupan. Esto tiene como objetivo facilitar la soldadura Through Hole, para lo cual es necesario colocar los

componentes en sus agujeros pertinentes y darle la vuelta a la PCB, con lo que si existen componentes más altos que los que se van a soldar no será fácil mantener los pines sobresaliendo del agujero.

- Una vez están soldados todos los componentes, se procederá a colocar mecánicamente el resto de elementos del prototipo.

### 10.1 Herramientas necesarias

Para llevar a cabo la construcción del prototipo será necesarias diferentes herramientas, más allá de todos los componentes que ya se han comentado.

Las herramientas principales para lograr este objetivo serán:

- Soldador para fundir el estaño.
- Estaño en hilo.
- Pinzas para facilitar la colocación de los elementos.
- Taladro para agujerear el radiador.
- Roscador para generar la rosca en el agujero.
- Pasta térmica o sil-pad para lograr una buena transmisión de calor entre transistores y radiador.

Los tres primeros elementos serán clave en la etapa de soldadura, mientras que los tres últimos lo serán en la etapa de colocación mecánica.

### 10.2 Control y organización de los componentes

Para llevar a cabo el proceso de soldadura se recomienda llevar un control estricto de los componentes de los que se dispone para soldar, así como de todos los que ya se han soldado. De esta manera, es posible ir comprobado paso a paso que no hay confusiones ni errores al coger los componentes.

Para facilitar esta tarea se ha realizado una designación específica de los componentes. La letra inicial da información acerca del tipo de componente que es:

R	Resistencia	C	Condensador
L	Inductancia	Q	Transistor
D	Diodo	DZ	Diodo Zéner
RL	Relé	TP	Punta de prueba (Test point)
AOP	Amplificador Operacional	B	Buffer
CON	Conector	FAN	Ventilador
IPM	IPM	X	Componente auxiliar

Tabla 23. Código de designación de componentes

A continuación de la letra, se indica un número. Este número designa el “área” donde se va a encontrar dicho componente. En concreto, al área o etapa electrónica, no física. Es decir, en el esquema



electrónico será posible encontrar todos los componentes de la misma área juntos, pero quizá no en su disposición física en la PCB. A saber, las áreas que se han determinado son las siguientes:

1. Alimentación general
2. Fuentes de alimentación auxiliares
3. Etapa de rectificación
4. Circuito de precarga
5. Filtro LC (DC-Link)
6. Circuito Chopper de frenado
7. Alimentación y control de ventiladores y relés auxiliares
8. Interfaz con el IPM
9. Adaptación de señales desde el encoder

Finalmente, dentro de un mismo tipo de elemento y dentro de una misma área, se enumeran los componentes de manera arbitraria.

Por ejemplo, el elemento C2\_8 es un condensador que se encuentra dentro de lo que se ha designado como zona de fuentes de alimentación auxiliares (zona 2) y es el número 8.

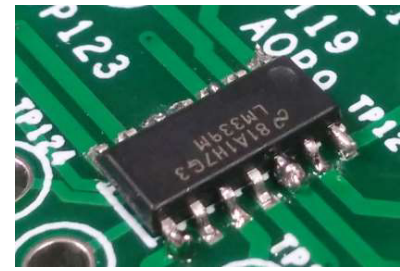
Existe una diferenciación adicional, dentro de componentes que son del mismo tipo, se encuentran en la misma zona, son el mismo modelo y tienen una función exactamente idéntica pero están colocados, por ejemplo, en paralelo. Sería el caso de C5\_1\_1, C5\_1\_2 y C5\_1\_3. Estos componentes son condensadores, que se encuentran en la zona del filtro LC (zona 5) y son el número 1. En este caso, se colocan 3 componentes con estas características en paralelo, por lo que se designa una última referencia numérica.

### 10.3 Proceso de soldadura

Para soldar componentes de tipo SMD el primer paso consiste en calentar uno de los “pads” (o superficies de cobre) con el soldador para a continuación depositar estaño en el pad o en la zona tangente al pad y al soldador. De esta manera se deposita una pequeña cantidad de material que permitirá colocar y soldar un componente sobre el pad. Se coloca el componente con las pinzas cerca la posición deseada y se calienta el estaño depositado, manteniéndolo en estado líquido. En ese momento se coloca el componente en la posición final, coincidiendo el área de cobre del componente con el “pad” recubierto de estaño líquido. Cuando está bien colocado se retira el soldador, dejando enfriar así el estaño y quedando solidificado. Tras solidificar, el componente se encuentra unido mediante el estaño al pad.

En este punto se verifica que la colocación del componente es correcta con respecto al espacio determinado en la PCB para ello. Si no lo fuera, se volvería a calentar el estaño depositado, liberando el componente de la soldadura, y se modificaría la posición del mismo hasta lograr la idónea. Una vez la posición fuera la buscada, se deben soldar el resto de pads a los pines del componente. El elemento ya se encuentra fijado, con lo que simplemente hay que calentar el pad que aún no está estañado y depositar estaño para unir el pad al pin.

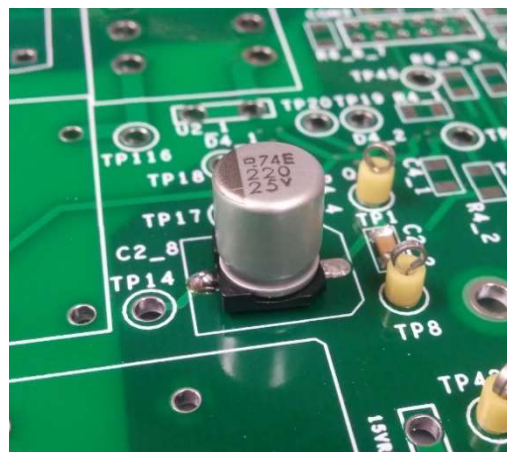
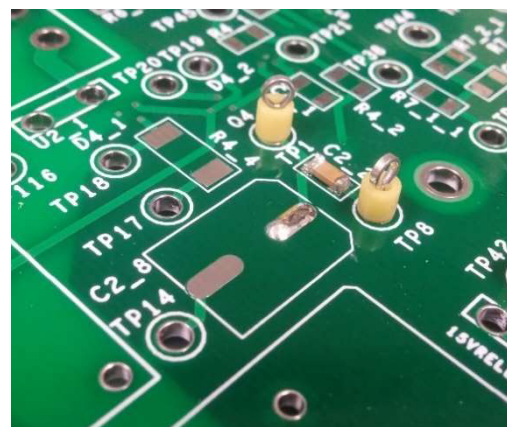
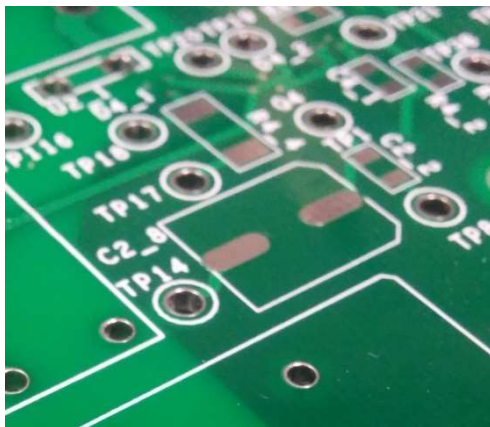
Hay que prestar especial atención en la soldadura de los integrados con 14 o 16 pines, por ejemplo, en los que todos los pines están muy cercanos unos de otros y en los que el buen contacto entre los pads y los pines se debe realizar logrando una posición muy precisa del integrado. Si a causa de la aplicación excesiva de material de soldadura en el primer pin el integrado se quedara elevado respecto a la PCB, la soldadura del resto de pines y el contacto entre ellos y los pads sería prácticamente imposible.



Con todos los pines ya soldados correctamente, el componente ya está fijado por diferentes puntos, con lo que se puede mejorar el acabado de la soldadura del primer pin, en caso de que hubiera quedado en un estado regular.

En la siguiente secuencia de imágenes se puede apreciar el proceso de soldadura SMD:

1. La PCB tiene “al aire” superficie de cobre delimitada, donde se colocará el elemento, en este caso un condensador electrolítico.
2. Se calienta uno de los pads y se deposita estaño en él.
3. Se coloca el elemento en la posición de la PCB deseada y se vuelve a fundir el estaño para unir el pin del condensador con el pad.
4. Una vez fijado, se aplica estaño fundido en el otro pad para acabar de fijar el componente y asegurar la continuidad eléctrica PCB-condensador.



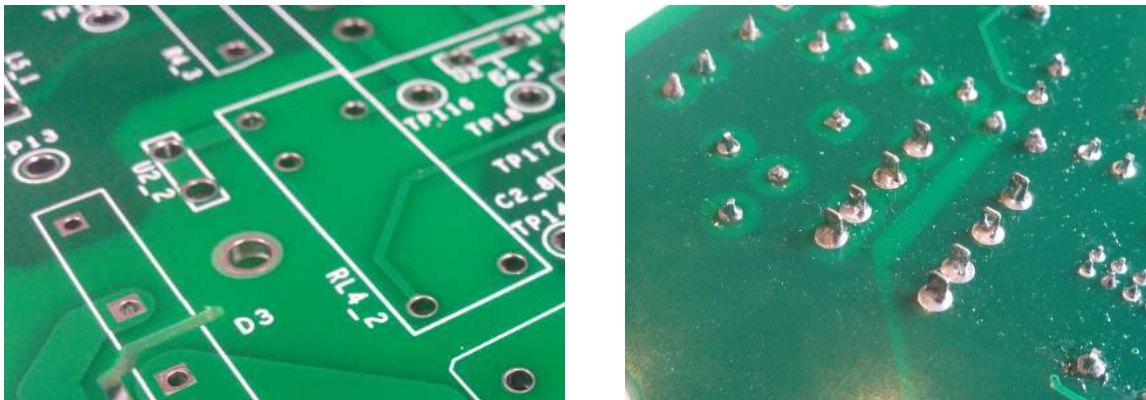
*Figura 90. Secuencia de soldadura tipo SMD. Fuente: propio*

Para soldar componentes de tipo Through Hole se debe colocar previamente el componente introduciendo todos sus pines en los agujeros correspondientes. Lo ideal es trabajar en mesas con posibilidad de acceder a la PCB por debajo, mediante brazos extensibles o mecanismos similares. Si esto no fuera posible, el procedimiento será similar pero un poco más complicado. Una vez colocado el componente dentro de los agujeros, se debe fijar de alguna manera sin que se mueva de su sitio a la vez que se gira la PCB hasta que se queda boca abajo. Para mantener los pines bien colocados a través de los agujeros hay que salvar las alturas de los diferentes componentes, si es que se fija mediante algún tipo de superficie. Imaginando que se ha fijado correctamente, y que los pines sobresalen a través de los agujeros, se aplica estaño al área del pin y del agujero fundiéndolo con el soldador, a la vez que se calienta el pin, hasta que se supera la tensión superficial y se crea un volumen que une perfectamente el pin y el agujero en forma de montaña.

Con este procedimiento ya se consigue fijar el componente, con lo que se gira la PCB para verificar que la soldadura permite que el componente está correctamente colocado, en la posición buscada y con todos los pines sobresaliendo por sus agujeros respectivos.

Tras realizar esta verificación, se aplica estaño y se funde en todos los pines, generando esa montaña que se ha comentado anteriormente que asegura que se ha creado una unión correcta entre agujero y pin.

En las siguientes dos imágenes se puede ver el antes y el después de la soldadura de tipo Through Hole:



*Figura 91. Secuencia de soldadura de tipo Through Hole. Fuente: propio*

Para todos los componentes que poseen polaridad hay que prestar especial atención, pues si se colocan en una posición diferente de la correcta pueden sufrir averías, además del no funcionamiento del equipo. Principalmente estos componentes son condensadores electrolíticos, transistores y diodos. Como se puede imaginar, si se conecta a la red este equipo con dichos elementos incorrectamente colocados, sufrirían una avería irreparable, como en el caso de la explosión del condensador.

En general, también todos los componentes que poseen muchos pines pero que tienen una forma simétrica deben de ser colocados verificando gracias a su hoja de características qué zona o lado del componente se corresponde con qué grupo de pines.



#### 10.4 Procedimiento de soldadura llevado a cabo

La PCB se recibe “vacía”. Se trata de 4 capas donde se han introducido los planos, pistas, agujeros, etc. que se han comentado anteriormente.

Lo primero que se ha realizado es utilizar apoyos para no colocar la PCB directamente sobre la mesa de trabajo. Para estos apoyos se han aprovechado los agujeros previstos para la unión entre el radiador y la PCB. Así, se colocan unos separadores de 10 mm que permiten distanciar la PCB de la mesa.

Una vez se han colocado los apoyos, se comienza con la soldadura de las áreas de la fuente de alimentación de auxiliares. Hay que tener en cuenta que el área número 1, la alimentación general, se trata de protecciones que se encontrarán fuera de la PCB, con lo que no hay que soldar ningún componente.

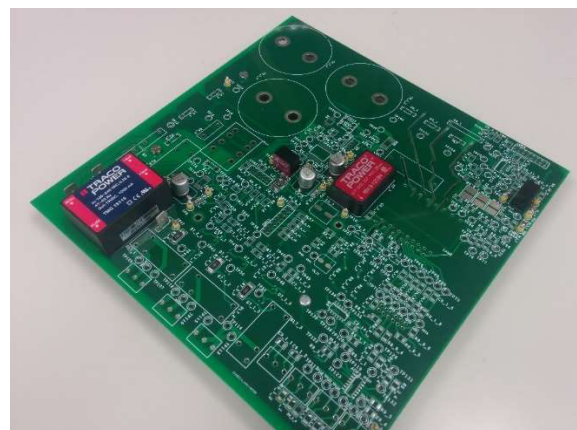
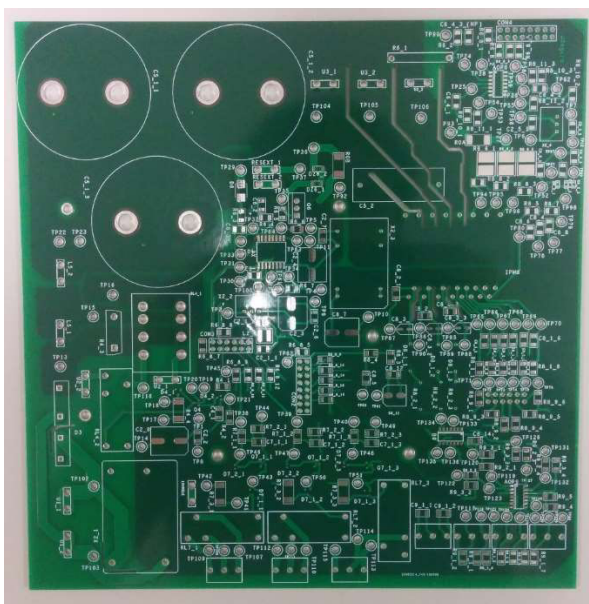
Se decide soldar todos los componentes que forman parte de la página del esquema correspondiente a Fuentes de alimentación auxiliares. Esto permitirá comprobar si estas áreas funcionan correctamente simplemente con verificaciones eléctricas y de nivel de tensión.

A partir de este momento será prácticamente imposible verificar, midiendo niveles de tensión, si la PCB está bien diseñada y los componentes bien soldados, pues aparecen componentes que deben ser activados mediante señales digitales, lecturas analógicas, etc. en las que entra en juego el uso del microprocesador. Este debe programarse para poder enviar o recibir todas estas señales, con lo que no se podrá verificar nada más sin llevar a cabo esta programación.

Así, por simplicidad y facilidad, se sigue soldando por áreas físicas, comprobando en todo momento que los componentes soldados son los necesarios y que las soldaduras son correctas.

Los 3 estadios aquí comentados se pueden ver perfectamente en esta secuencia:

1. PCB virgen
2. PCB tras realizar la soldadura de las fuentes de alimentación
3. PCB tras soldar el resto de los componentes



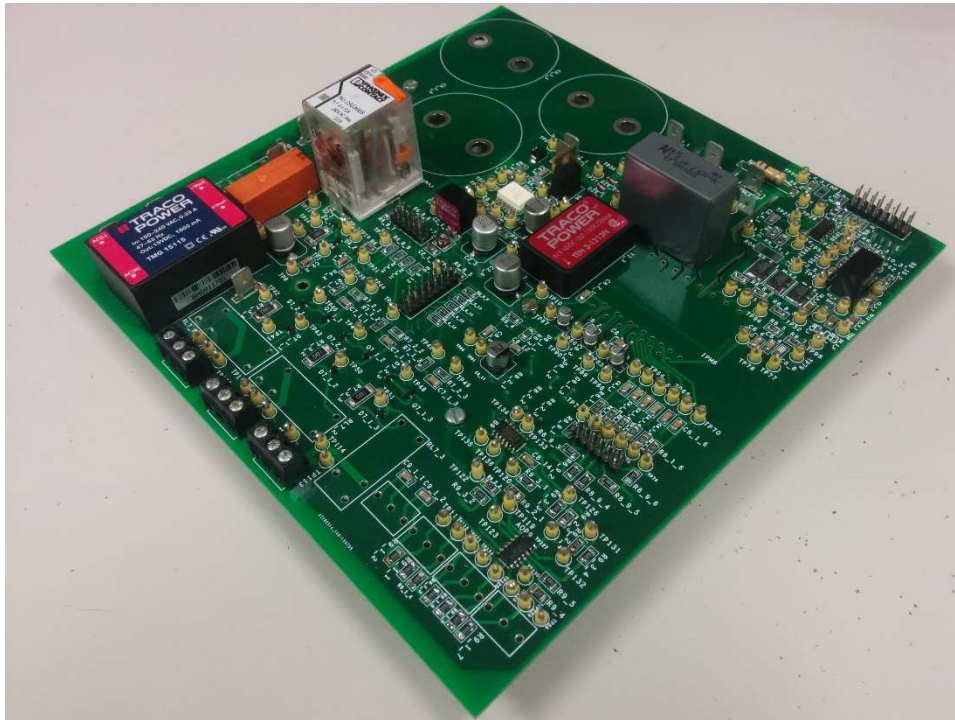


Figura 92. Secuencia de soldadura llevada a cabo en el prototipo

### 10.5 Unión mecánica con el radiador

Es el momento de realizar la soldadura del módulo IPM y del puente rectificador de diodos. Dado que estos componentes se han de colocar pegados al radiador para poder disipar su calor, no se pueden soldar a la PCB sin tener en cuenta la unión mecánica con el radiador. Tal y como se puede observar en una de las notas de aplicación del fabricante del IPM, la mejor manera de colocar el IPM en la PCB y de unirlo al radiador es haciendo la conexión desde la capa Bottom de la PCB, utilizando el radiador como chasis del prototipo:

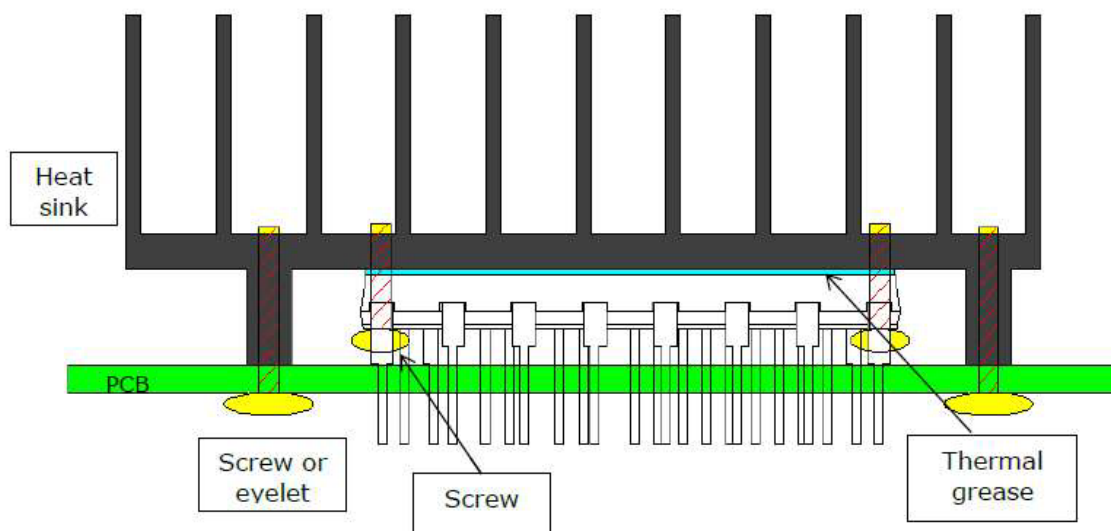


Figura 93. Recomendación de unión radiador-IPM-PCB. Fuente: InfineON

Para ello se han provisto agujeros de tamaño M3 para la unión entre el radiador y la PCB, que se realizará con soportes de 5 mm de altura, para así disponer el IPM soldado a la PCB a la vez que se encuentra atornillado también al radiador.

En cuanto al puente rectificador, también debe colocarse pegado a la superficie lateral del radiador a la vez que está soldado a la PCB, estando conectado de nuevo desde la capa Bottom.

Tanto para el diseño de la huella del puente de diodos como para el IPM se ha tenido en cuenta que su conexión será desde la capa Bottom, dado que se invierte la posición de los pines respecto al resto de elementos, que están todos ellos vistos desde la capa Top.

Los agujeros en el radiador se han realizado con taladro. Para ello, antes se ha debido de marcar correctamente la posición donde deben generarse estos agujeros. Lo más práctico es colocar el radiador en la posición que va a ocupar, con la PCB encima, y marcar a través de los Mounting Hole de la PCB la posición en el radiador. Realizadas estas marcas, se utiliza la broca para el diámetro correspondiente y se ejecuta el taladrado. La profundidad del agujero depende de los tornillos que se vayan a utilizar.

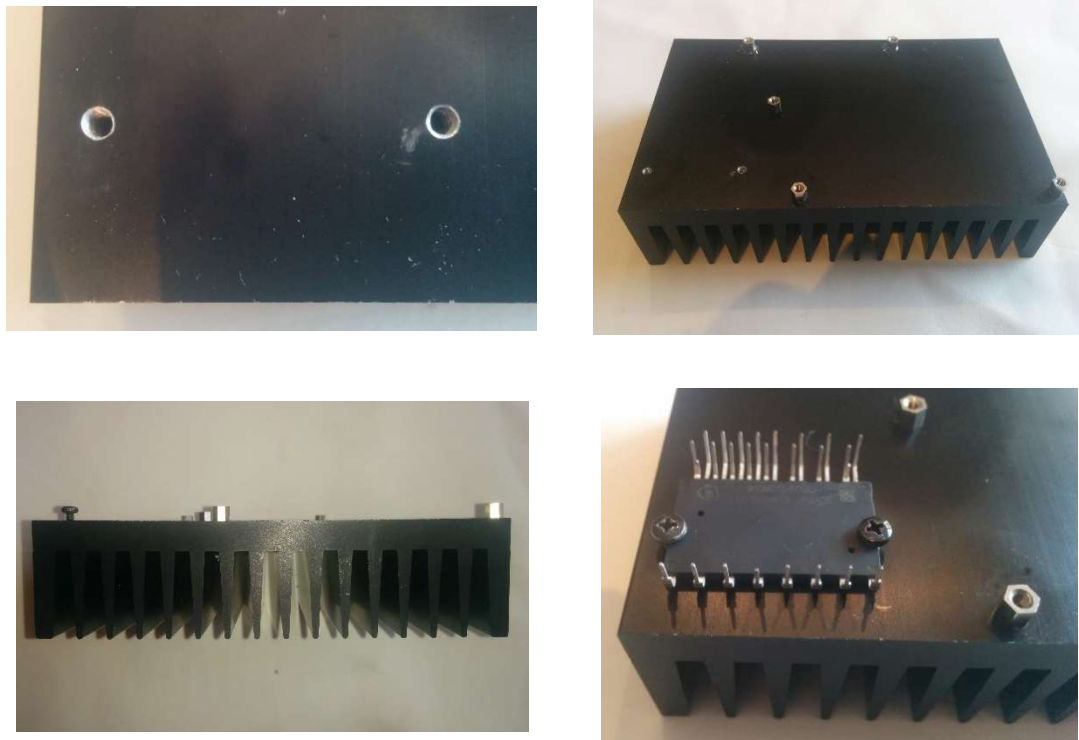
Según se van realizando agujeros es una buena praxis ir verificando, colocando de nuevo la PCB encima del radiador, que el agujero se ha efectuado en la posición deseada, y si estando un agujero en la posición deseada también lo está el resto. Este proceso debe realizarse con mucho cuidado, pues un error en el agujereado del radiador no tiene vuelta atrás, y se debe volver a realizar agujeros nuevamente.

Una vez todos los agujeros están realizados y se ha verificado que su posición es correcta, se ha de generar la rosca en el interior del agujero para poder enroscar el tornillo correspondiente. Este proceso es, si cabe, más crítico todavía que el agujereado. Si el roscado no se hace correctamente será imposible introducir un tornillo por dicho agujero. Existe, además, el peligro de partir la broca de roscar, que es mucho más frágil que el radiador. En este procedimiento, la lubricación de la broca y el buen hacer a la hora de retirar el material del agujero hacia fuera son acciones clave.

Tras finalizar el proceso de roscado se puede verificar que los tornillos y las torretas de soporte se introducen perfectamente en el agujero.

En la siguiente secuencia se puede apreciar el proceso de mecanización.

1. Realización de agujeros en la posición deseada y generación de roscado.
2. Vista de planta con todas las torretas colocadas.
3. Vista lateral con todas las torretas colocadas y colocando los tornillos del IPM.
4. Colocación del IPM.



*Figura 94. Secuencia de montaje mecánico radiador-IPM*

La colocación tanto del IPM como del rectificador se realizará utilizando sil pad para mejorar la transferencia de calor y la unión entre el radiador y los componentes de potencia. Este material sirve además como aislante eléctrico, logrando así evitar cualquier tipo de contacto entre tornillos o radiador y partes con tensión de los componentes. Sin embargo, como conductor térmico es excepcional, con lo que siempre es una buena opción para mejorar la transferencia de calor.

### **10.6 Colocación de condensadores de la DC-Link**

Tras todo este proceso sólo falta colocar los condensadores de la DC-Link. El proceso es muy simple, pues estos condensadores vienen preparados para unirse mediante roscado con tornillo de tamaño M5. Sin embargo, al ser tan voluminosos y pesados, se ha esperado a tener toda la PCB montada para llevar a cabo esta última unión. Es muy importante, tal y como se ha comentado anteriormente, que se respete la polaridad positiva y negativa de los electrolíticos, pues explotarían de verse invertida la tensión en sus polos.



*Figura 95. Prototipo montado al completo*

### **10.7 Elementos externos a la PCB**

Finalmente, tan sólo queda la colocación de los elementos externos que, como ya se sabe, son la inductancia de la DC-Link y los ventiladores. Estos elementos van unidos a la PCB mediante terminales de tipo Faston y bornas, respectivamente.

Evidentemente, en un prototipo con chasis cerrado estos elementos deberían ir incluidos dentro de una estructura con perfiles de aluminio o algún sistema similar.

Existen diferentes terminales colocados y preparados para la conexión de otras entradas o salidas. Es el caso de los terminales Faston para la salida trifásica del IPM y para la entrada de tensión a 230 VAC para los relés, o las bornas preparadas para las salidas auxiliares o para la conexión del cableado con origen en el encoder. También se trataría de los conectores IDC de 12 y 16 pines para la comunicación con la placa de evaluación del DSP. Dado que estas señales y terminales no se pueden probar sin entrar a programar el DSP, no se han incluido en el procedimiento de montaje de este prototipo.

Así queda el equipo finalmente montado y construido, estando listo para comenzar a programar modos de trabajo y diferentes tipos de funcionamiento desde el microcontrolador, así como para realizar lecturas y envío de señales de tipo digital y analógico.



## **11. AVANCES Y DESARROLLOS FUTUROS**

Siempre es importante plantear mejoras en los proyectos realizados. A veces las circunstancias, a veces las posibilidades, los recursos o a veces el tiempo condicionan determinadas decisiones y llevan a no poder acometer los diseños de manera óptima. En otras ocasiones simplemente aparecen disyunciones en el camino que finalmente obligan a abandonar ciertas posibilidades que nunca se sabrá si habrían sido más ventajosas o menos. Este proyecto no es una excepción. Es por ello que se van a enumerar y razonar una serie de acciones, modificaciones en el diseño o condiciones que se podrían haber ejecutado de diferente manera y que quizá habrían tenido un efecto más positivo que las tomadas. También, posibles desarrollos y continuaciones del trabajo con el prototipo para lograr un equipo más completo.

### **11.1 Fuente de alimentación interna DC-DC**

Como se ha ido explicado a lo largo de este documento, en este prototipo no existe la posibilidad de modificar el nivel de tensión DC en ningún momento. Se depende en todo momento de la tensión alterna de entrada existente en cada momento, y el sistema a partir de ahí tiene un determinado margen para generar una salida trifásica de mayor tensión (con un máximo, como ya se ha visto) o menor tensión si la frecuencia de trabajo necesaria es más baja de la nominal.

Si las condiciones de entrada son óptimas, 230 Vac monofásica, el prototipo es capaz de trabajar perfectamente con tensiones trifásicas alternas de valores admisibles. Esto es, dentro de los rangos de red establecidos por los códigos de red españoles y europeos. Sin embargo, si la tensión de entrada es más reducida por encontrarse ya en los niveles más bajos del rango admisible por los códigos de red, el sistema no será capaz de generar una salida trifásica cuya tensión esté dentro de dichos límites admisibles.

Esto es debido a que, en toda transformación energética, y más teniendo en cuenta la existencia de componentes como inductancias en el diseño, se genera una pérdida de tensión que es difícil de recuperar. En el caso de un inversor, a pesar de existir posibilidades de realizar una sobremodulación, como ya se ha observado, esta sobremodulación está también limitada en un valor máximo, y el cálculo realizado muestra que la tensión trifásica (entre fases) de salida siempre es menor que la tensión de entrada monofásica (entre fase y neutro).

Para lograr 230 Vac entre fases en la salida trifásica sería necesario tener en bornes de entrada aproximadamente 265 Vac de tensión monofásica, algo que está fuera de los rangos de trabajo habituales en la red. Por tanto, cobra importancia la incorporación de un sistema de fuente de alimentación interna DC-DC entre la DC-Link y el inversor que permita elevar el nivel de la tensión hasta donde sea necesario para poder obtener a la salida 230 Vac entre fases. Este sistema no está introducido dentro de las especificaciones del equipo, pero sería sin duda una buena decisión plantearlo.

La incorporación de una fuente de estas características es algo muy habitual dentro de los equipos comercializables de este tipo, pues permiten independizar la salida de la entrada en cuanto a niveles de tensión se refiere. Evidentemente, la potencia de entrada disponible será la máxima utilizable por el sistema, y en ese aspecto no hay posibilidad de obtener más potencia por otros métodos. Esa restricción siempre estará presente, pero de esta manera se estaría eliminando una restricción bastante importante en determinados puntos de suministro, donde la red dispone de niveles muy bajos de tensión.

Existen diferentes maneras de llevar a cabo esta fuente de alimentación interna, y todas tienen unas ventajas y unos inconvenientes. Los convertidores conmutados DC-DC existentes van desde los más básicos, los conocidos Buck, Boost, Buck-Boost y de Puente Completo (Full-Bridge), sin aislamiento de ningún tipo entre la entrada y la salida, hasta los aislados. En este segundo grupo se encuentran conversores como el Flyback, el Forward, Puente Completo y Semipuente aislados y el Push-pull. Todos ellos pueden ser opciones más convenientes o menos según las especificaciones necesarias, las cuales no se van a abordar en este punto.

Tras todo lo comentado, se puede comprobar que esta opción sería una de las primeras que se tendrían en cuenta a la hora de mejorar el prototipo y hacerlo más completo y competitivo.

### **11.2 Revisión del filtro LC**

Habiendo eliminado el problema de la tensión de entrada, el filtro L-C se podría redefinir para intentar optimizarlo lo máximo posible. Siempre va a ser necesario que exista algún tipo de filtro entre la tensión rectificada por el puente de diodos y el puente inversor (o el convertidor DC-DC), bien sea de tipo L, de tipo C o de tipo L-C.

Como se ha podido ver, con la capacidad elegida para este prototipo el rizado se mantiene dentro de límites admisibles, siendo el coste de dicha capacidad no superior a 20€. Sin embargo, la introducción de la inductancia de 2 mH para 25 A supone un coste aproximado de unos 70€ (aunque para este prototipo se ha obtenido del stock del departamento). Ya se ha visto que el cometido principal de esta inductancia es reducir el pico de corriente de carga de los condensadores, básicamente, con lo que podría evaluarse utilizar una inductancia menor. Para que ello fuera admisible, o bien se podrían redimensionar el resto de los componentes de la DC-Link para soportar dicho pico o bien se podría introducir un sistema de limitación de corriente diferente.

Otra opción sería evaluar, teniendo en cuenta las características del convertidor DC-DC colocado, cómo afecta ese pico de corriente y qué necesidades de rizado habría en la DC-Link, pudiendo quizá reducir la capacidad y, por tanto, también se podría reducir de esa manera el pico de corriente demandado a la red en la carga del condensador.

La eliminación o disminución de la inductancia tendría otras ventajas, como la reducción del peso del equipo y su posible adaptación más sencilla a la PCB.

Como se puede ver, aparecen muchas incógnitas tras introducir el convertidor DC-DC en torno a la función de la inductancia y a su posible modificación, con lo que se entiende que sería uno de los primeros puntos a valorar en el caso de haber llevado a cabo la primera modificación comentada.

### **11.3 Evaluación de los controles de motor que se deseen aplicar al equipo**

Este es un ejemplo de desarrollo a realizar en el futuro. Ya con el prototipo construido, existen multitud de diferentes controles que se pueden aplicar al motor trifásico. En concreto, con las opciones disponibles en este prototipo, es posible realizar mediciones de velocidad de giro del motor (rpm), mediciones de la corriente de alimentación al motor por fase y medición de la tensión del bus DC. Con todas estas opciones es posible ejecutar casi la totalidad de los controles conocidos para motores trifásicos, con lo que otro de los objetivos de obligada realización sería evaluar qué controles obtienen un mejor rendimiento y una mejor adaptación a las aplicaciones comentadas en los primeros puntos. Esta sería una manera de poder definir de qué controles se quiere disponer por defecto en la programación del DSP, generando un software cerrado para lograr un equipo definido y comercializable.

Esta evaluación permitiría conocer si hay alguna de las mediciones que ahora mismo están disponibles que pudieran ser omisibles. Habitualmente, en el mercado estos equipos realizan mediciones de corriente y tensión, pero no de velocidad de giro del motor, por ser esta una variable que no permite la estandarización del prototipo para todos los motores del mercado, al ser cada uno diferente, y al no estar siempre colocados junto a la tarjeta de control. Si esto se confirmara, se podría eliminar toda la electrónica preparada para la lectura de señales provenientes del encoder colocado en el motor trifásico, logrando así una reducción del coste de la tarjeta, una simplificación del equipo y una disminución del espacio utilizado de PCB.

Estos trabajos, de nuevo, van orientados a la obtención de un equipo más completo, más competitivo y compacto, pudiendo entrar con más oportunidades en un sector donde la competencia es muy dura y lleva muchos años de trabajo avanzados.

#### **11.4 Integración de la placa de evaluación de DSP en el equipo**

En este prototipo se ha planteado el control desde el microcontrolador DSP mediante comunicación con la placa de evaluación ya construida y utilizada por el departamento de Sistemas Electrónicos. El objeto de llevar a cabo este control aislado del prototipo, como ya se ha comentado, ha sido no realizar trabajos que se encuentren fuera del alcance de este TFM. Sin embargo, es evidente que, en un momento más avanzado, quizá en una continuación de este proyecto bajo otra titulación diferente (como podría ser un postgrado o similar), la integración del DSP dentro de la misma placa electrónica sería un objetivo primordial. Para ello, habría que introducir el DSP en la placa actual, con todas las protecciones y las adaptaciones necesarias para este prototipo concreto, de manera que el número de canales, puertos, etc. creados y disponibles estén ajustados a los requisitos del equipo diseñado en este TFM. Actualmente, la placa de evaluación utilizada está preparada para todas las posibilidades permitidas por el DSP, y el concepto que habría que aplicar al introducir el DSP en este prototipo sería justamente el opuesto; disponer de todo aquello necesario para el control de inversor por parte del DSP, pero de nada más.

Así, el conjunto permitiría seguir manteniendo todas las funciones ya previstas para el inversor sin introducir elementos adicionales que ocuparían espacio, aumentarían el coste de la tarjeta y serían inútiles.

#### **11.5 Creación de un equipo comercializable**

En un estadio más avanzado del proyecto, con el prototipo completamente optimizado, sería interesante crear un conjunto cerrado dentro de un chasis. De esta manera, el conjunto formado por el prototipo actual, junto con el DSP integrado dentro de la misma placa, con la inductancia resultante de las pruebas del filtro L-C incluida y los ventiladores acoplados al equipo podrían formar un dispositivo ya más cercano a un equipo comercializable como un todo, sin requerir ningún elemento adicional para lograr su funcionamiento.

Llegados a ese punto ya aparecen infinitas opciones, referentes a cómo diseñar dicho chasis y cómo se deseaba que fuera, entrando directamente en aspectos más referidos al diseño y a la apariencia que a la electrónica y a los asuntos técnicos, que ya estarían finalizados tras las mejoras realizadas con los puntos anteriores.

Llevar a cabo todos estos objetivos, hablando en clave de una hipotética continuación del trabajo con este prototipo, acabaría con la obtención de un producto ya definitivo donde se podría evaluar su competitividad con sus equivalentes del mercado, tanto a nivel técnico como económico y de compatibilidad con los sistemas utilizados en los electrodomésticos.

Todos estas posibles mejoras y continuaciones se quedan muy fuera del alcance que puede tener un TFM como el presente, que ya de por si es completo y abarca más aspectos de los habituales, pues se ha iniciado en el diseño base en software, con simulaciones de funcionamiento y ha finalizado con la construcción del equipo.

## 12. CONCLUSIONES

Teniendo en cuenta los objetivos planteados inicialmente y observando los resultados finales, se puede comprobar que los segundos son coherentes con los primeros. Se partió de cero, planteando unos requisitos mínimos de funcionamiento y con una intención definida. Se ha ido evaluando cada punto con sumo detalle, mucho más del que pueda mostrarse en esta memoria, proponiendo y analizando diferentes alternativas. Se puede afirmar que se ha logrado un compromiso total entre búsqueda del objetivo, viabilidad económica, viabilidad de implementación, aprovechamiento de los recursos disponibles y consecución de las condiciones técnicas establecidas o requeridas. Esto, tratándose de un sistema tan completo y con tantas partes diferenciadas, no siempre es fácil.

En concreto, el paso más complicado suele ser la compatibilidad entre un sistema teórico y una implementación física. Cuando se trabaja sobre el papel cualquier solución razonada puede ser válida, pero cuando esa solución debe ser implementada en un equipo fabricable es posible que haya realidades que lo impidan. Estas realidades pueden ser económicas pues, a todos los niveles, si económicamente no se optimizan los recursos, los proyectos no pueden salir adelante, bien sea para la construcción de un prototipo como para la fabricación escalada de un equipo comercializable. Esto es aplicable a un criterio puramente monetario, pero también a criterios de posibilidades logísticas. Si no es posible obtener un componente por ser de excesiva demanda o de baja fabricación, tampoco puede integrarse en el equipo.

Pero no sólo existen impedimentos económicos. También hay que tener en cuenta la implementación física de todo el sistema: el espacio que ocupen los elementos, cómo lograr un conjunto compacto y bien interconectado, donde el funcionamiento de unos equipos no afecte a otros, etc.

En el diseño y construcción de este prototipo se han abordado alternativas y soluciones para cada etapa, logrando un equilibrio que ha permitido finalizar con el montaje de un prototipo definido.

Además, se han podido comparar análisis y desarrollos matemáticos con simulaciones equivalentes en softwares especializados, obteniendo así la validez de los resultados mostrados.

Tras llevar a cabo este trabajo se puede plantear una continuación del prototipo con objetivos más ambiciosos, como ya se ha visto. Se ha establecido una línea de trabajo a partir de la cual es posible proseguir los estudios, mejoras e implementaciones al prototipo diseñado y construido.

## REFERENCIAS

- [1] “Full wave bridge rectifier”, Circuits Today. [En línea]. Disponible en: <http://www.circuitstoday.com/full-wave-bridge-rectifier>. [Accedido: 03-oct-2018]
- [2] Nota de clase de 11408-Sistemas Electrónicos, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universitat Politècnica de València, Valencia, España, 2014.
- [3] Nota de clase de 11431-Tecnología Electrónica, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universitat Politècnica de València, Valencia, España, 2015.
- [4] Nota de clase de 33722-Sistemas Electrónicos de Conversión y de Generación de Energía, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universitat Politècnica de València, Valencia, España, 2017.
- [5] J. M. Benavent García, A. Abellán García y E. Figueres Amorós, *Electrónica de potencia: teoría y aplicaciones*, Valencia: Universidad Politècnica de Valencia, SPUPV 99.4025, D.L. 1999.
- [6] G. Garcerá Sanfelú, *Electrónica industrial: un curso en transparencias*, Valencia: Editorial UPV 2009.88, 2009.
- [7] G. Garcerá Sanfelú, E. Figueres Amorós y A. Abellán García, *Convertidores conmutados: circuitos de potencia y control*, Valencia: Universidad Politècnica de Valencia, SPUPV 98.122, D.L. 1998.
- [8] F. J. Gimeno Sales, S. Seguí Chilet y S. Orts Grau, *Convertidores electrónicos: energía solar fotovoltaica, aplicaciones y diseño*, Valencia: Editorial UPV, 2002.648, D.L. 2002.
- [9] “¿Qué significa que mi electrodoméstico tenga un motor inverter?”, E-Leclerc. [En línea]. Disponible en: <https://www.e-leclerc.es/tendencias/que-significa-que-mi-electrodomestico-tenga-motor-inverter>. [Accedido: 15-jul-2019]
- [10] “CIPOS Mini. Product brief”, InfineON. [En línea]. Disponible en: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-CIPOS\\_MINI-PB-v03\\_02-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014fdf13a033598e](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-CIPOS_MINI-PB-v03_02-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014fdf13a033598e). [Accedido: 17-may-2018]
- [11] “¿Qué es un sistema inverter?”, Airzone. [En línea]. Disponible en: <http://www.airzone.es/blog/climatizacion/que-es-un-sistema-inverter/>. [Accedido: 15-jul-2019]
- [12] “¿Qué es inverter?”, Toshiba. [En línea]. Disponible en: <https://www.toshiba-aire.es/que-es-inverter/>. [Accedido: 15-jul-2019]
- [13] “Fuentes de alimentación de tensión y rectificadores”, Nota de clase de 124-Electrónica Industrial I, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad Nacional de Tucumán, Argentina, marzo de 2017. [En línea]. Disponible en: <https://catedras.facet.unt.edu.ar/e1/wp->

content/uploads/sites/124/2017/03/Tema-4-fuentes-de-alimentacion-y-rectificadores-de-prec.pdf.

[Accedido: 03-ago-2018]

[14] “Circuitos rectificadores con filtro”, Nota de clase de EC1177-Circuitos Electrónicos I, Departamento de Electrónica y Circuitos, Universidad Simón Bolívar, Venezuela, 2012. [En línea]. Disponible en: <http://www.labc.usb.ve/paginas/mgimenez/EC1177/Contenido/clase5-2.pdf>.

[Accedido: 03-ago-2018]

[15] “Capacitor Filtered Diode Bridge Rectifier”, Nota de clase de EE462L-Power Electronics, Department of Electrical and Computer Engineering, Cockrell School of Engineering, The University of Texas at Austin, Texas, EEUU, enero de 2014. [En línea]. Disponible en:

[http://users.ece.utexas.edu/~kwasinski/\\_Lab\\_Week\\_3\\_EE462L\\_Diode\\_Bridge\\_Rectifier.pdf](http://users.ece.utexas.edu/~kwasinski/_Lab_Week_3_EE462L_Diode_Bridge_Rectifier.pdf).

[Accedido: 05-oct-2018]

[16] “Modelling and Control of Power Electronic Systems”, Nota de clase de ECEN 5807, Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering, University of Colorado, Boulder, EEUU, abril de 2015. [En línea]. Disponible en:

[http://ecee.colorado.edu/~ecen5807/course\\_material/Lecture33.pdf](http://ecee.colorado.edu/~ecen5807/course_material/Lecture33.pdf). [Accedido: 06-oct-2018]

[17] S. K. Vemuri *et al.*, “Why are capacitors in rectifier circuits connected in parallel?”, Quora. [En línea]. Disponible en: <https://www.quora.com/Why-are-capacitors-in-rectifier-circuits-connected-in-parallel>. [Accedido: 06-dic-2018]

[18] “Capacitors”, Sparkfun. [En línea]. Disponible en:

<https://learn.sparkfun.com/tutorials/capacitors/all>. [Accedido: 06-dic-2018]

[19] “Filter circuits”, Circuits Today. [En línea]. Disponible en:

<http://www.circuitstoday.com/filter-circuits>. [Accedido: 03-oct-2018]

[20] “Discontinuous Conduction Mode of Simple Converters”, All About Circuits. [En línea]. Disponible en: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/discontinuous-conduction-mode-of-simple-converters/>. [Accedido: 06-oct-2018]

[21] Nota de clase de 33723-Diseño de Sistemas Electrónicos de Potencia, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universitat Politècnica de València, Valencia, España, 2017.

[22] “Single-phase bridge rectifiers with voltage filters”, Nota de clase de Power Electronics Laboratory, “Gheorghe Asachi” Technical University of Iasi, Rumanía. [En línea]. Disponible en: [http://www.euedia.tuiasi.ro/lab\\_ep/ep\\_files/Lab\\_no\\_10\\_c1.pdf](http://www.euedia.tuiasi.ro/lab_ep/ep_files/Lab_no_10_c1.pdf). [Accedido: 03-oct-2018]

[23] S. Pyakuryal y M. Matin, “Filter Design for AC to DC Converter”, *International Refereed Journal of Engineering and Science (IRJES)*, vol. 2, Issue 6, pp. 42-49, Junio 2013.

[24] R. Gupta *et al.*, “A Study of AC/DC Converter with Improved Power Factor and Low Harmonic Distortion”, *International Journal on Computer Science and Engineering (IJCSSE)*, vol. 4, nº 6, pp. 1017-1029, Junio 2012.

[25] “Filter system”, Nota de clase de EE521-Industrial Power Electronics, Electronics Engineering, Polytechnic University Pao Yue-kong, Hong Kong, R.P. China, 2018. [En línea]. Disponible en:

[ftp://ftp.ee.polyu.edu.hk/echeng/EE521\\_Ind\\_Power/Filter%20System\\_2018\\_revised.pdf](ftp://ftp.ee.polyu.edu.hk/echeng/EE521_Ind_Power/Filter%20System_2018_revised.pdf). [Accedido: 06-oct-2018]

[26] “AC to DC Converters”, Nota de clase de EE108-Power Electronics, Electrical Engineering, National Programme on Technology Enhanced Learning (NPTEL), Indian Institute of Technology Kharagpur (IIT Kharagpur), Kharagpur, India, 2018. [En línea]. Disponible en:

[https://nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Power%20Electronics/PDF/L-9\(DK\)\(PE\)%20\(\(EE\)NPTEL\).pdf](https://nptel.ac.in/courses/Webcourse-contents/IIT%20Kharagpur/Power%20Electronics/PDF/L-9(DK)(PE)%20((EE)NPTEL).pdf). [Accedido: 10-oct-2018]

[27] M. Pascual Moltó, J. M. Benavent García, G. Garcerá Sanfelú, E. Figueres Amorós y D. Cerver Lloret, *Componentes electrónicos de potencia. Características, protecciones y circuitos de disparo*, Valencia: Editorial UPV, 2002.727, D.L. 2002.

[28] “Electrical Braking. Technical Guide No.8”, ABB Drives, ABB, 2018. [En línea]. Disponible en: [https://library.e.abb.com/public/20be376000f34dd6b9c513580cf56423/Technical\\_guide\\_No\\_8\\_3AFE64362534\\_RevC.pdf](https://library.e.abb.com/public/20be376000f34dd6b9c513580cf56423/Technical_guide_No_8_3AFE64362534_RevC.pdf). [Accedido: 19-ago-2018]

[29] “DC Drives. Braking systems”, SIEMENS.

[30] J. C. A. Floriani, “Tricks of the Trade: An Overview of Dynamic Braking Systems”, *IEEE Power Electronics Society NEWSLETTER*, Octubre 2001.

[31] “AF-650 GP. General Purpose Drive. Brake Resistor Design Guide”, General Electric Company.

[32] “PHOENIX DX & EX. AC DRIVES. BRAKE CHOPPER MODULE INSTRUCTION MANUAL”, US Drives, Inc.

[33] “Drive System Application. Engineering braking chopper operation”, SIEMENS, Version 1.2, Marzo 2008.

[34] “RPM III IEC Integral HP DC Motors. Rating guide”, BR608, BALDOR, Baldor Electric Company.

[35] “MEDICIÓN DE PARÁMETROS DE UN MOTOR DE C.D. CONTROLADO POR ARMADURA”, Nota de clase de Control Automático, Ingeniería Electrónica, Departamento de Electrónica, Sistemas e Informática, ITESO, Guadalajara, México.

[36] “Baldor GK 1307 15 kW”, Nota de clase, G. Garcerá Sanfelú, Valencia, Marzo, 2014.

[37] “PM2 motor data”, Parvalux, 2016. [En línea]. Disponible en: <https://www.parvalux.com/media/wysiwyg/parvalux/datasheets/pm2-data-sheet-10-10-2016.pdf>. [Accedido: 11-sep-2018]

[38] “Chopper de Frenado Motor Parvalux PM2 160W”, Nota de clase, G. Garcerá Sanfelú, Valencia, Abril, 2012.

[39] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, New York: John Wiley & Sons, 3ª ed., cop. 2003.

[40] “Voltage Level Shifting”, Wiki Analog Devices. [En línea]. Disponible en: <https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/electronics-lab-voltage-level-shifter>. [Accedido: 29-may-2019]



- [41] T. R. Kuphaldt, "Logic Signal Voltage Levels", All About Circuits. [En línea]. Disponible en: <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/digital/chpt-3/logic-signal-voltage-levels/>. [Accedido: 04-sep-2018]
- [42] "Introducción a los relés", Inventable. [En línea]. Disponible en: <https://www.inventable.eu/introduccion-a-los-reles/>. [Accedido: 16-dic-2018]
- [43] "Cómo controlar un relé con un transistor", Inventable. [En línea]. Disponible en: <https://www.inventable.eu/controlar-rele-con-transistor/>. [Accedido: 16-dic-2018]
- [44] "Inductor Design", Nota de clase de ECEN 5797-Fundamentals of Power Electronics, Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering, University of Colorado, Boulder, EEUU, 2015. [En línea]. Disponible en: [http://ecee.colorado.edu/~ecen5797/course\\_material/Ch14slides.pdf](http://ecee.colorado.edu/~ecen5797/course_material/Ch14slides.pdf). [Accedido: 20-oct-2018]
- [45] "Simplified Calculation of Magnetic and Electrical Losses in Unity Power Factor Boost Preregulators", B. Carsten, Micrometals Arnold Powder Cores, Micrometals Inc, 2017, California, EEUU. [En línea]. Disponible en: <https://www.micrometals.com/file-manager/files/shares/Power%20Factor%20Boost%20Calculations.pdf>. [Accedido: 22-oct-2018]
- [46] "Balancing Resistor Values for Series Capacitors", Electrical Engineering. [En línea]. Disponible en: <https://electronics.stackexchange.com/questions/266085/balancing-resistor-values-for-series-capacitors>. [Accedido: 06-dic-2018]
- [47] "Equalizing Resistors for Seriesed Electrolytics", Antique Radios. [En línea]. Disponible en: <https://antiqueradios.com/forums/viewtopic.php?f=1&t=68184&start=40>. [Accedido: 06-dic-2018]
- [48] "Equalizing Resistors for Power Supply", Antique Radios. [En línea]. Disponible en: <https://www.antiqueradios.com/forums/viewtopic.php?f=6&t=207397>. [Accedido: 06-dic-2018]
- [49] "Equalizing Resistors in Context of Electrolytics", UK Vintage Radio. [En línea]. Disponible en: <https://www.vintage-radio.net/forum/showthread.php?t=4483>. [Accedido: 06-dic-2018]
- [50] "Capacitors in Series. What value balancing resistors?", diyAudio. [En línea]. Disponible en: <https://www.diyaudio.com/forums/tubes-valves/135108-capacitors-series-value-balancing-resistors.html>. [Accedido: 06-dic-2018]
- [51] "Paralleling capacitors effect on total ESR reduction", Physics Forum. [En línea]. Disponible en: <https://www.physicsforums.com/threads/paralleling-capacitors-effect-on-total-esr-reduction.600390/>. [Accedido: 06-dic-2018]
- [52] A. Méndez, "Disipadores térmicos para dispositivos electrónicos", Laboratori d'Instrumentació i Bioenginyeria, Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, España, v 1.0, 2016. [En línea]. Disponible en: [https://ieb-srv1.upc.es/gieb/tecnicas/doc/Disipadores\\_tèrmicos\\_12.docx](https://ieb-srv1.upc.es/gieb/tecnicas/doc/Disipadores_tèrmicos_12.docx). [Accedido: 01-jul-2018]
- [53] "Operational Amplifier Comparator", Electronics Tutorials. [En línea]. Disponible en: <https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/op-amp-comparator.html>. [Accedido: 28-may-2019]

[54] “Silkscreen versus assembly layer”, Electrical Engineering. [En línea]. Disponible en: <https://electronics.stackexchange.com/questions/204314/silkscreen-versus-assembly-layer>. [Accedido: 02-jun-2019]

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE 3  
KW BASADO EN MÓDULOS INTELIGENTES DE POTENCIA PARA  
EXCITACIÓN DE MOTORES EN ELECTRODOMÉSTICOS**

**PRESUPUESTO. COSTE DE LA TARJETA  
ELECTRÓNICA**

## **PRESUPUESTO. COSTE DE LA TARJETA ELECTRÓNICA**

Dado que este proyecto se ha llevado a su construcción final es posible calcular un coste detallado de la tarjeta electrónica, con mucha precisión para la realización de tarjetas electrónicas en un volumen de hasta 10 tarjetas.

Para la construcción de este prototipo se ha debido modificar ciertas marcas, modelos o componentes respecto del diseño original para poder adaptar el proyecto a los recursos disponibles y para reducir lo máximo posible el coste del prototipo, siempre sin comprometer el diseño.

Los costes considerados son los correspondientes a fecha de Julio de 2019 para los proveedores disponibles para suministro a la UPV, en este caso RSONline para la totalidad de los componentes. Existen componentes más baratos a través de otros proveedores, pero de entre los disponibles dentro de los acuerdos de suministro actuales para la universidad, RSONline es el más versátil y el que ha permitido adaptar la compra lo mejor posible a las necesidades del proyecto.

Hay que tener en cuenta que el coste de fabricación se ha considerado comprando materiales en volúmenes de hasta 100 unidades, dado que determinados componentes no se comercializan en volúmenes más pequeños o sus gastos de envío serían la gran parte del coste.

Como es lógico, si se considerara una fabricación de miles de unidades el coste de determinados elementos se vería reducido al poder realizar la compra en bloques más grandes.

Se van a presentar los costes considerados para la fabricación íntegra de 1 unidad del prototipo, así como los costes asumidos para la construcción del prototipo real, dado que se han obtenido muchos de los componentes del stock acumulado para otros proyectos del Departamento de Sistemas Electrónicos, consiguiendo hacer así este prototipo mucho más barato del coste que tendría la unidad sin ningún stock acumulado previo.

Se mostrarán los costes diferenciados por áreas, tal y como se ha hecho en alguno de los apartados anteriores, para poder observar la importancia económica de las diferentes etapas del prototipo.

Los costes de la tarjeta electrónica para la fabricación de un rango de hasta 10 tarjetas electrónicas es el siguiente:

ÁREA DE LA PCB	COSTE
ETAPA 1 Y 2. ALIMENTACIÓN Y FUENTES AUXILIARES	117,94 €
ETAPA 3, 4 y 5. RECTIFICACIÓN PUENTE DIODOS, PRECARGA Y DC-LINK	110,53 €
ETAPA 6. CIRCUITO CHOPPER DE FRENADO	8,04 €
ETAPA 7 Y 8. INTERFAZ INVERSOR	72,43 €
ETAPA 9. SEÑALES ENCODER	2,32 €
COMPONENTES AUXILIARES Y COMUNES	69,55 €
<b>COSTE TOTAL</b>	<b>380,81 €</b>

Tabla 24. Coste de una unidad de tarjeta electrónica

Como se puede ver, en las áreas donde la mayor parte de los componentes consisten en pequeña circuitería (Parte 6 y 9) los costes son mínimos gracias al bajo precio que tienen las resistencias, condensadores, etc. de montaje superficial (SMD). En general, los componentes que más peso económico tienen son aquellos relacionados con la potencia, como pueden ser condensadores de la DC-Link, la inductancia de la DC-Link, radiadores, elementos convertidores como IGBTs, Puentes rectificadores o el propio IPM, así como las protecciones. El resto de los componentes suponen un valor muy bajo del total del prototipo.

A continuación, como curiosidad, se va a presentar el coste del prototipo construido, teniendo en cuenta todos los elementos que no han debido de ser comprados por haberse utilizado componentes ya sobrantes de otros proyectos:

ÁREA DE LA PCB	COSTE
ETAPA 1 Y 2. ALIMENTACIÓN Y FUENTES AUXILIARES	67,36 €
ETAPA 3, 4 y 5. RECTIFICACIÓN PUENTE DIODOS, PRECARGA Y DC-LINK	18,94 €
ETAPA 6. CIRCUITO CHOPPER DE FRENADO	0,47 €
ETAPA 7 Y 8. INTERFAZ INVERSOR	44,55 €
ETAPA 9. SEÑALES ENCODER	1,62 €
COMPONENTES AUXILIARES Y COMUNES	37,92 €
<b>COSTE TOTAL</b>	<b>170,86 €</b>

Tabla 25. Coste de tarjeta electrónica asociada a este proyecto concreto

Como se puede ver, se han ahorrado más de 200€, equivalente a una reducción del 55% del coste total originalmente considerado. Para poder llevar a cabo este ahorro se han debido cambiar componentes

seleccionados inicialmente por otros que sí estaban disponibles en los laboratorios y que eran perfectamente compatibles o que necesitaban pequeñas modificaciones para poder adaptarlos al sistema ya definido.

Si se considerara una fabricación en serie con cientos o pocos miles de prototipos se puede estimar que la adquisición de los componentes podría abarataarse entre un 20 y un 40%. Este cálculo se puede estimar teniendo en cuenta el coste de los materiales según volumen en la página web del proveedor RSONline, donde la diferencia desde comprar por volúmenes de hasta 100 unidades a volúmenes de varios miles de unidades suele ser de hasta un 50%. Teniendo en cuenta que hay algunos componentes cuyo precio no se reduce tanto y cuyo peso en el total es bastante importante, como pueden ser las fuentes de alimentación, los diferentes integrados o los ya comentados elementos de potencia, estimar una reducción de entre un 20 y un 40% parece un cálculo realista.

El coste de 380€ por tarjeta electrónica no se puede comparar directamente con el coste de otros equipos comercializables, dado que en este prototipo hay una parte relativamente importante del coste cuyo origen está en el hecho de ser elementos de protección o medida, con lo que estos elementos no se encontrarían en un equipo ya probado y comercializable. Por otra parte, para hacer de este un equipo comercializable habría que integrar este prototipo con la placa de evaluación del microcontrolador, para así formar un conjunto cerrado útil para ser introducido dentro del hardware de cualquier electrodoméstico.

A continuación se detallarán los componentes que forman cada área, sus características principales, su coste unitario y la cantidad de dicho componente que es necesario comprar.

Para el caso del presupuesto de 1 unidad sin tener en cuenta ningún stock previo:

PARTE 1 y 2. ALIMENTACIÓN Y FUENTES AUXILIARES					117,94 €
Referencia PCB	Componente	Modelo	Coste	Uds	Coste total
X1	Magnetotérmico	ABB S202-B32	44,64 €	1	44,64 €
X2_1	Alimentación 15V	TRACO TMG 15115	38,85 €	1	38,85 €
X2_2	Fuente 15V-5V	TRACO TSR 1-2450	5,15 €	1	5,15 €
X2_3	Fuente 15-15V	Traco TEN 3-1213N	13,24 €	1	13,24 €
X2_4	Fuente -15V	TRACO TSRN 1-24150	12,90 €	1	12,90 €
L2_1	L filtro 5V	Wurth 8.2 uH 1,5 A	1,75 €	1	1,75 €
C2_1	C filtro 5V	SAMSUNG 4.7 uF 25V	0,05 €	2	0,09 €
C2_2	C filtro 15V EL	Nichicon 220 uF 25V	0,21 €	1	0,21 €
C2_3	C filtro 5V EL	Nichicon 220 uF 25V	0,21 €	1	0,21 €
C2_4	C filtro 15V iso EL	Nichicon 220 uF 25V	0,21 €	1	0,21 €
C2_5	C filtro -15V	Murata 10 uF 25V	0,20 €	2	0,40 €
C2_6	C filtro 5V HF	Murata 1 uF 25V	0,10 €	1	0,10 €
C2_7	C filtro 15V iso HF	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €
C2_8	C filtro pre 15V iso	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €

<b>PARTE 3, 4 y 5. RECTIFICACIÓN PUENTE DIODOS, PRECARGA Y DC-LINK</b>					
					<b>110,53 €</b>
<b>Referencia PCB</b>	<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>	<b>Coste</b>	<b>Uds</b>	<b>Coste total</b>
D3	Puente rectific.	GBJ2506 25A 600V	0,59 €	1	0,59 €
RL4_1	Relé precarga HV	DPDT 12Ax2 250VAC 230VACcoil	5,70 €	1	5,70 €
RL4_2	Relé precarga LV	Relé 1 A 230VAC 12Vcoil	2,60 €	1	2,60 €
Q4	NPN precarga	BC817	0,10 €	1	0,10 €
R4_1	R señal desde uC	1 kohm 0,33W	0,01 €	1	0,01 €
R4_2	R señal desde uC	15 kohm 1206 0,66W	0,05 €	1	0,05 €
R4_3	Resist. Limitadora	10R 100W	9,87 €	1	9,87 €
R4_4	R pasar de 15 a 12V	18 ohm 1W	0,20 €	1	0,20 €
D4_1	Diodo relé precarga	BAT754 200 mA	0,09 €	1	0,09 €
D4_2	Diodo señal uC	Nexperia 200 mA	0,04 €	1	0,04 €
C4_1	C señal desde uC	EPCOS 10 nF 25V	0,30 €	1	0,30 €
L5	L filtro LC rectificar	2 mH 25A	70,00 €	1	70,00 €
C5_1	C filtro LC rectificar	EPCOS 390 uF 400V	6,08 €	3	18,24 €
C5_2	C filtro LC HF	EPCOS 1,5 uF 630 Vdc	2,74 €	1	2,74 €
<b>PARTE 6. CIRCUITO CHOPPER DE FRENADO</b>					
					<b>8,04 €</b>
<b>Referencia PCB</b>	<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>	<b>Coste</b>	<b>Uds</b>	<b>Coste total</b>
Q6	IGBT Chopper	40A 600V	1,55 €	1	1,55 €
AOP6	AOP 4 salidas	TL084 SOIC	0,37 €	1	0,37 €
X6	Driver disparos	HCPL-316	3,95 €	1	3,95 €
R6_1	R sensado tensión	100 kohm 2W	0,07 €	1	0,07 €
R6_2	R sensado tensión	2,2 k 0,25W	0,05 €	1	0,05 €
R6_3	R desat HCPL	15 kohm 1206 0,66W	0,05 €	1	0,05 €
R6_4	R c HCPL	2,2 ohm 1206 0,25W	0,38 €	1	0,38 €
R6_5	R g HCPL	6,2 ohm 1206 0,33W	0,36 €	1	0,36 €
R6_6	R pull down HCPL	15 kohm 1206 0,66W	0,05 €	1	0,05 €
R6_7	R f HCPL	3,3 kohm 1206 0,25W	0,05 €	1	0,05 €
R6_8	R terminadora CON	1 kohm 0,33W	0,01 €	13	0,17 €
C6_1	C alimentación 5V	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €
C6_2	C alimentación 15V	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €
C6_3	C desat HCPL	Yageo 100 pF 50V	0,13 €	1	0,13 €
C6_4	C alimentación AOP	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	2	0,20 €
D6	Diodo desat HCPL	600V 2A	0,08 €	1	0,08 €
DZ6	Diodo zéner disparo	15V	0,20 €	2	0,40 €

Diseño e implementación de un inversor trifásico de 3 kW basado en módulos inteligentes de potencia para excitación de motores en electrodomésticos

<b>PARTE 7 Y 8. INTERFAZ INVERSOR</b>					<b>72,43 €</b>
<b>Referencia PCB</b>	<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>	<b>Coste</b>	<b>Uds</b>	<b>Coste total</b>
FAN7	Ventilador	230 Vac 65 mA 8 m3/min	14,60 €	1	14,60 €
RL7	Relé ventilador	Relé 1 A 230VAC 12Vcoil	2,60 €	3	7,80 €
Q7	NPN ventilador	BC817	0,10 €	3	0,30 €
R7_1	R señal desde uC	1 kohm 0,33W	0,01 €	3	0,04 €
R7_2	R señal desde uC	15 kohm 1206 0,66W	0,05 €	3	0,14 €
R7_3	R pasar de 15 a 12V	18 ohm 1W	0,20 €	3	0,60 €
C7_1	C señal desde uC	EPCOS 10 nF 25V	0,30 €	3	0,91 €
D7_1	Diodo relé ventilador	BAT754 200 mA	0,09 €	3	0,26 €
D7_2	Diodo señal uC	Nexperia 200 mA	0,04 €	3	0,12 €
IPM8	IPM	20A 600V	16,90 €	1	16,90 €
HS8	Radiador IPM+Pte. Diodos	Fischer SK85-100-SA, 100 x 160	22,28 €	1	22,28 €
R8_1	R señal desde uC	100 ohm 1210 0,66W	0,07 €	6	0,41 €
R8_2	R bootstrap preparado			0	0,00 €
R8_3	R pull down VFO	3,3 kohm 1206 0,25W	0,05 €	1	0,05 €
R8_4	R pull down VFO	1 kohm 0,33W	0,01 €	1	0,01 €
R8_5	R ltrip	100 ohm 1210 0,66W	0,07 €	1	0,07 €
R8_6	Rshunt	50 m ohm 10W	1,31 €	3	3,94 €
R8_7	R ltrip	3,3 kohm 1206 0,25W	0,05 €	1	0,05 €
R8_8	R filtro shunt	100 ohm 1210 0,66W	0,07 €	3	0,20 €
R8_9	R señal a tierra	1 kohm 0,33W	0,01 €	6	0,08 €
R8_10	R AOP sensado I	33 ohm 0,66W	0,05 €	3	0,16 €
R8_11	R AOP sensado I	2,2 k 0,25W	0,05 €	3	0,15 €
C8_1	C señal desde uC	KEMET 1 nF 50V	0,14 €	6	0,82 €
C8_2	C bootstrap HF	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €
C8_3	C bootstrap Elect	Nichicon 2,2 uF 35 V	0,12 €	3	0,35 €
C8_2	C bootstrap HF	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €
C8_3	C bootstrap Elect	Nichicon 2,2 uF 35 V	0,12 €	3	0,35 €
C8_4	C VFO	KEMET 1 nF 50V	0,14 €	1	0,14 €
C8_5	C pull down VFO	KEMET 1 nF 50V	0,14 €	1	0,14 €
C8_6	C ltrip	KEMET 1 nF 50V	0,14 €	1	0,14 €
C8_7	C alimentación 15V	Nichicon 220 uF 25V	0,21 €	1	0,21 €
C8_8	C alimentación VDD	Yageo 100 pF 50V	0,13 €	1	0,13 €
C8_9	C filtro shunt	Murata 1 uF 25V	0,10 €	3	0,30 €
C8_11	C alimentación 5V	Panasonic 100 uF 35 V	0,25 €	1	0,25 €
C8_12	C alimentación 5V HF	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €
D8_1	D bootstrap preparado			0	0,00 €
D8_2	Diodo shunt	BAT754 200 mA	0,09 €	3	0,26 €



<b>PARTE 9. SEÑALES ENCODER</b>						<b>2,32 €</b>
<b>Referencia PCB</b>	<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>	<b>Coste</b>	<b>Uds</b>	<b>Coste total</b>	
C8_14	Alimentación buffer encoder	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	1	0,10 €	
AOP9	Comparador encoder	LM339	1,12 €	1	1,12 €	
B9	Bufer señales encoder	SOIC 14 3 status, quad	0,50 €	1	0,50 €	
R9_1	Descargador ruidos encoder	1 kohm 0,33W	0,01 €	7	0,09 €	
R9_2	Divisor tensión encoder	2,2 k 0,25W	0,05 €	4	0,20 €	
R9_3	Divisor tensión encoder	1 kohm 0,33W	0,01 €	4	0,05 €	
R9_4	Divisor tensión encoder	2,2 k 0,25W	0,05 €	1	0,05 €	
R9_5	Divisor tensión encoder	1 kohm 0,33W	0,01 €	1	0,01 €	
C9_1	Alimentación encoder	Yageo 100 nF 25V	0,10 €	2	0,20 €	
<b>COMPONENTES AUXILIARES Y COMUNES</b>						<b>69,55 €</b>
<b>Referencia PCB</b>	<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>	<b>Coste</b>	<b>Uds</b>	<b>Coste total</b>	
CON1	Comunicación uC-PCB	Conector uC 12 pines	0,89 €	1	0,89 €	
CON2	Comunicación uC-PCB	Conector uC 16 pines	1,17 €	1	1,17 €	
CON3	Comunicación uC-PCB	Conector uC 12 pines	0,89 €	1	0,89 €	
CON4	Comunicación uC-PCB	Conector uC 16 pines	1,17 €	1	1,17 €	
CON5	Comunicación PCB-encoder	Conector relés 3 bornas	0,31 €	1	0,31 €	
CON6	Comunicación PCB-encoder	Conector relés 3 bornas	0,31 €	1	0,31 €	
CON7	Comunicación PCB-encoder	Conector relés 3 bornas	0,31 €	1	0,31 €	
Conector IDC	Hembra para conectar IDC		0,48 €	2	0,96 €	
Conector IDC	Hembra para conectar IDC		0,48 €	2	0,96 €	
Cable plano	Comunicación uc-PCB	20 cm	0,50 €	4	2,00 €	
TP	TestPoint	Mediciones en pistas	0,16 €	136	21,76 €	
Faston macho	Conexión potencia		0,06 €	7	0,42 €	
Faston hembra	Conexión potencia		0,20 €	7	1,40 €	
Cable potencia	Conexión inductancia	20 cm	0,50 €	2	1,00 €	
PCB	PCB 200x200 mm	Fabricación de la PCB	36,00 €	1	36,00 €	

Diseño e implementación de un inversor trifásico de 3 kW basado en módulos inteligentes de potencia para excitación de motores en electrodomésticos

---

				<b>TOTAL</b>	<b>380,81 €</b>

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE 3  
KW BASADO EN MÓDULOS INTELIGENTES DE POTENCIA PARA  
EXCITACIÓN DE MOTORES EN ELECTRODOMÉSTICOS**

**ANEXO I. RESULTADO DE SIMULACIONES  
REALIZADAS EN PSIM**

# ANEXO I. RESULTADO DE SIMULACIONES REALIZADAS

## EN PSIM

A lo largo de este anexo se van a recopilar las curvas o imágenes relativas a las simulaciones realizadas y comentadas a lo largo de la memoria. Se identificarán en la memoria con la designación [AX], siendo "X" el número ordinal asignado para dicha imagen.

- [A01]

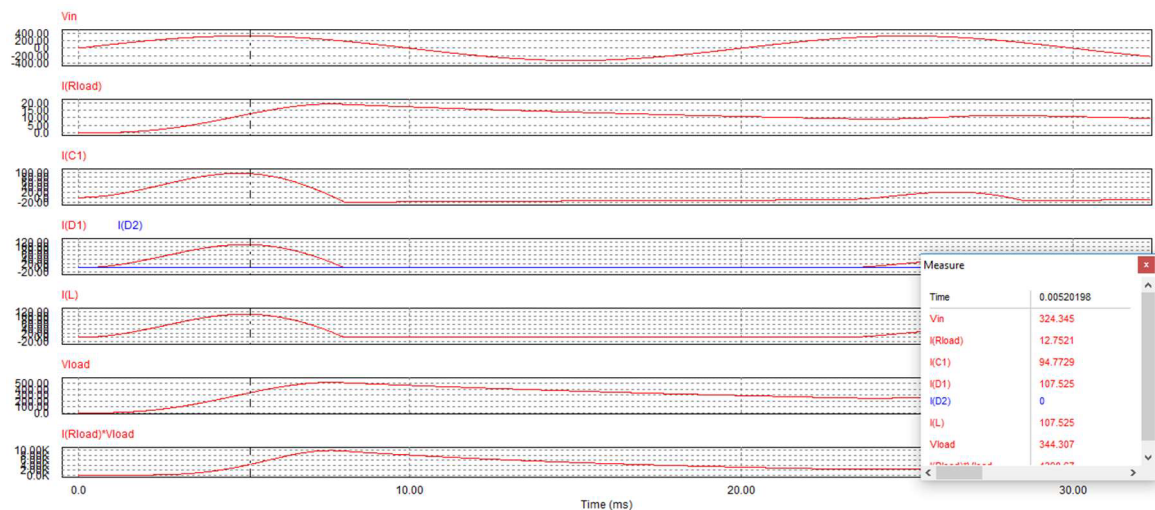


Figura 96. [A01] Pico de corriente inicial sin R limitadora en el circuito. Fuente: propio

• [A02]

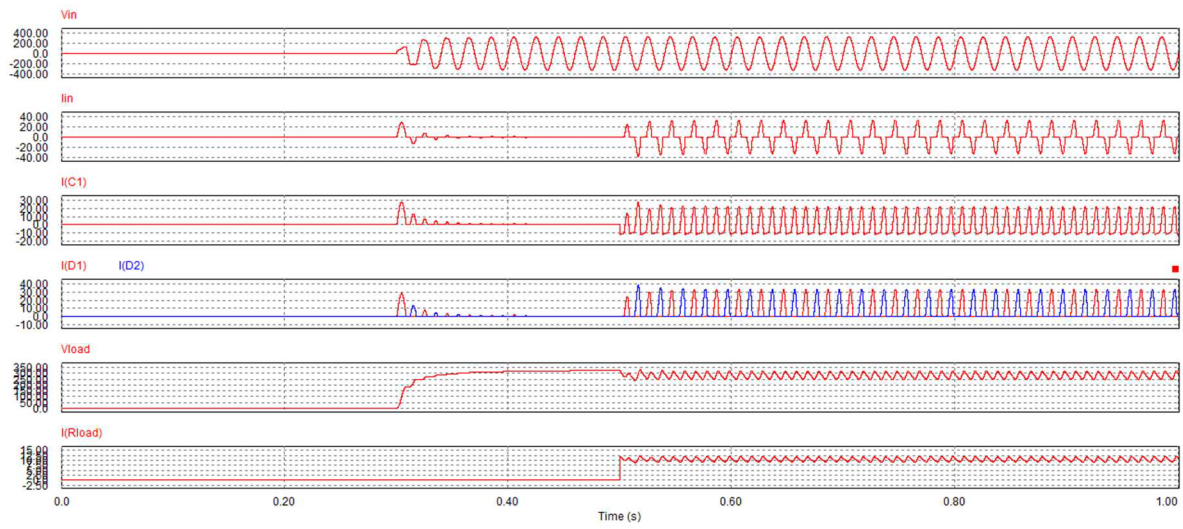


Figura 97. [A02] Resultado de insertar una resistencia de 8 ohmios. Fuente: propio

• [A03]

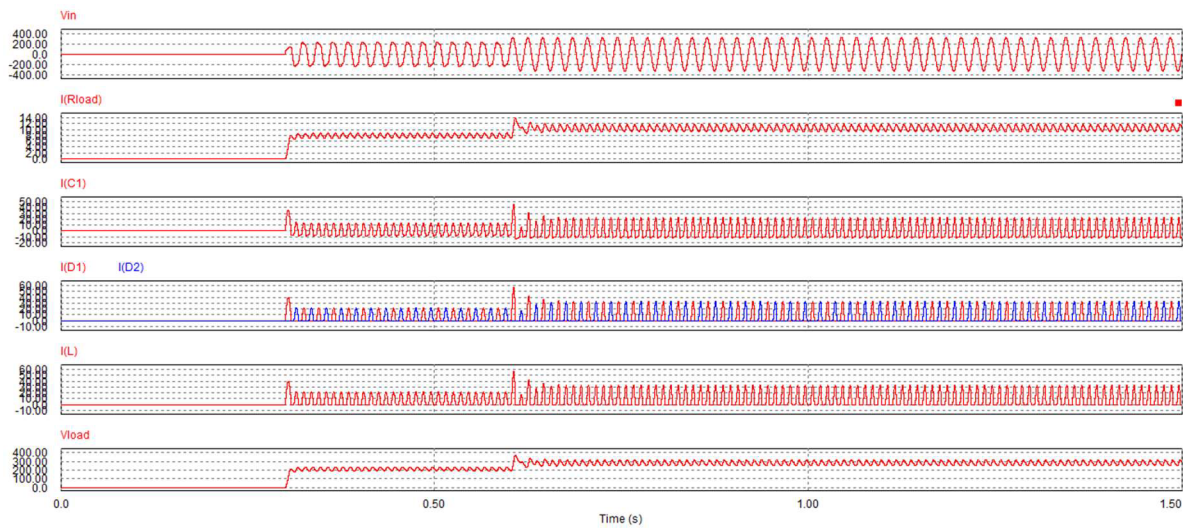


Figura 98. [A03] Resultado de insertar una resistencia de 5 ohmios. Fuente: propio

• [A04]

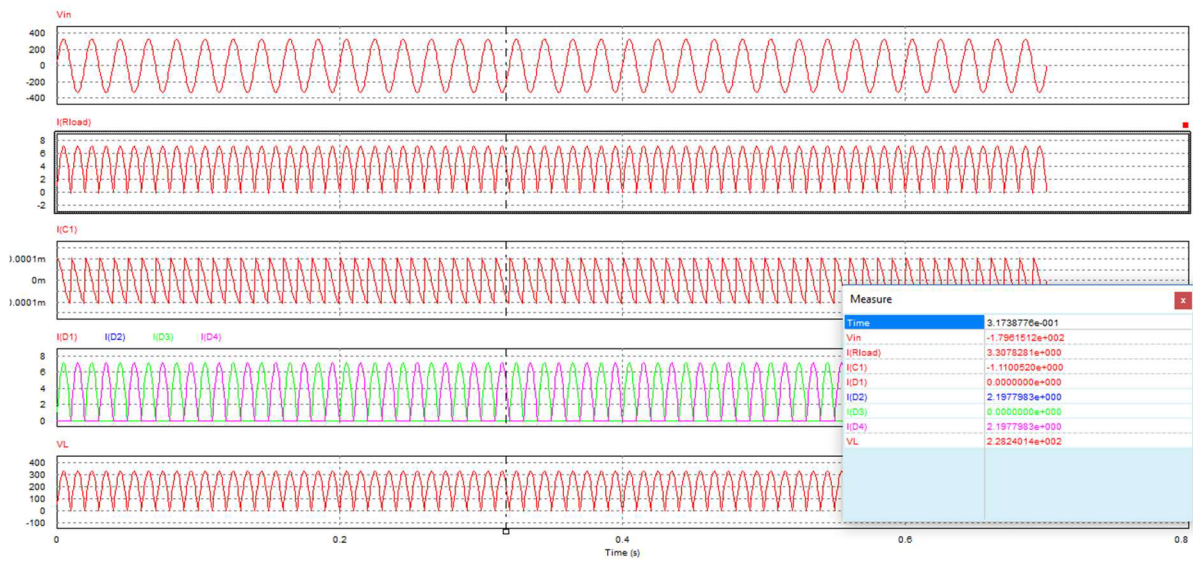


Figura 99. [A04] Resultados de la simulación en PSIM de un puente rectificador simple. Fuente: propio

• [A05]

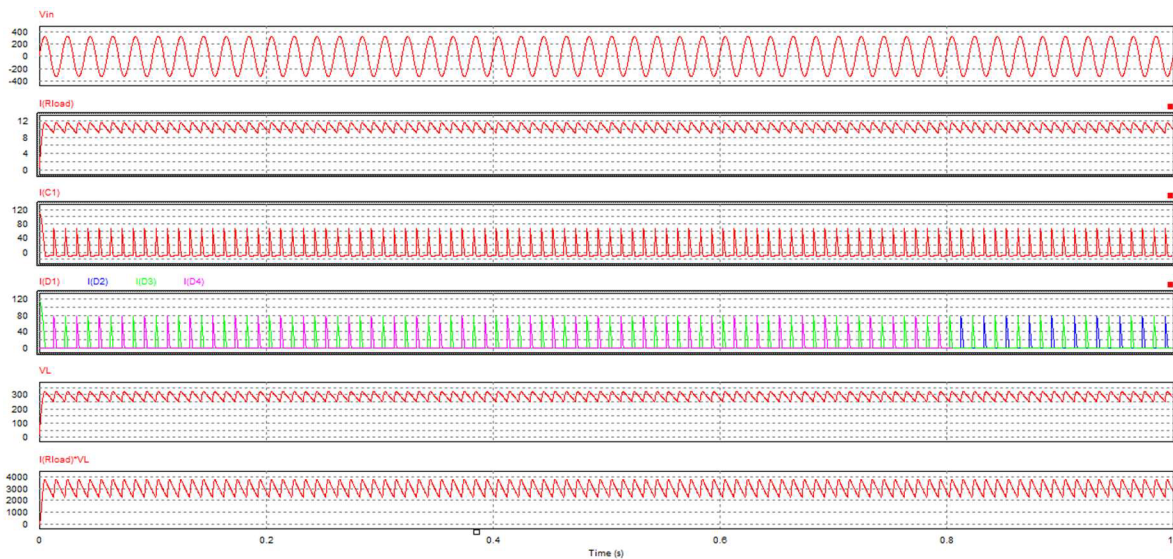


Figura 100. [A05] Resultados de simulación de un rectificador con filtro C. Fuente: propio



• [A06]

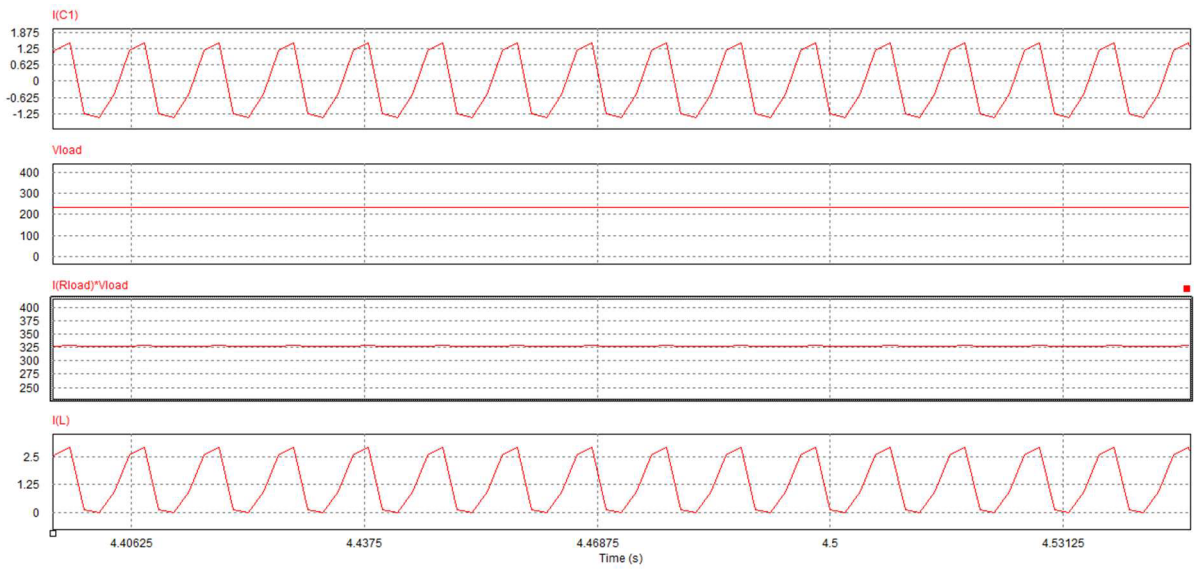


Figura 101. [A06] Resultados de rectificador con filtro LC para  $L=100\text{mH}$ . Fuente: propio

• [A07]

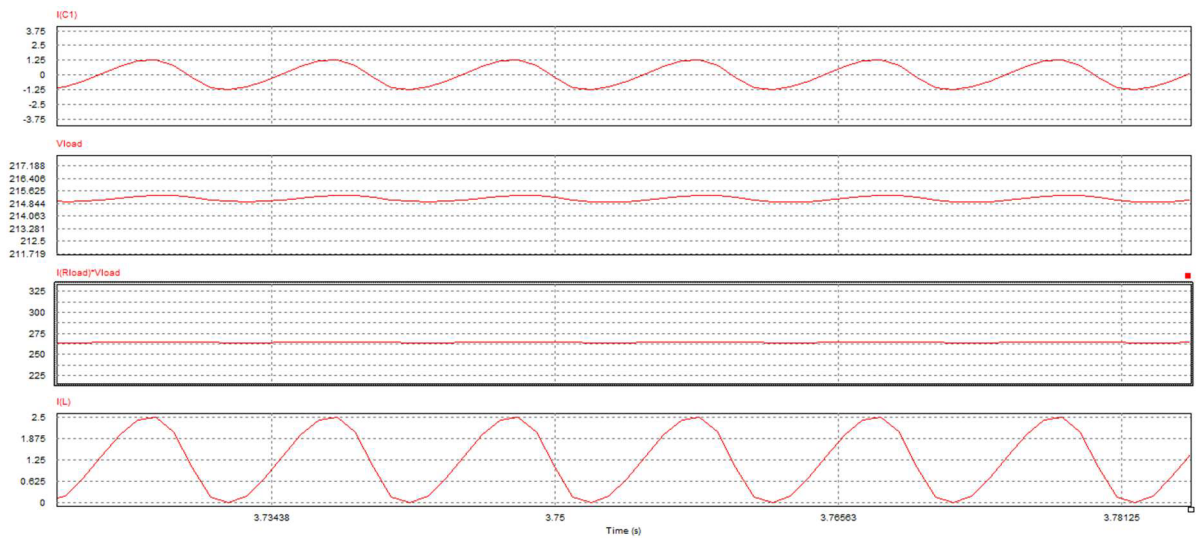


Figura 102. [A07] Resultados de rectificador con filtro LC para  $L= 160\text{mH}$ . Fuente: propio

• [A08]

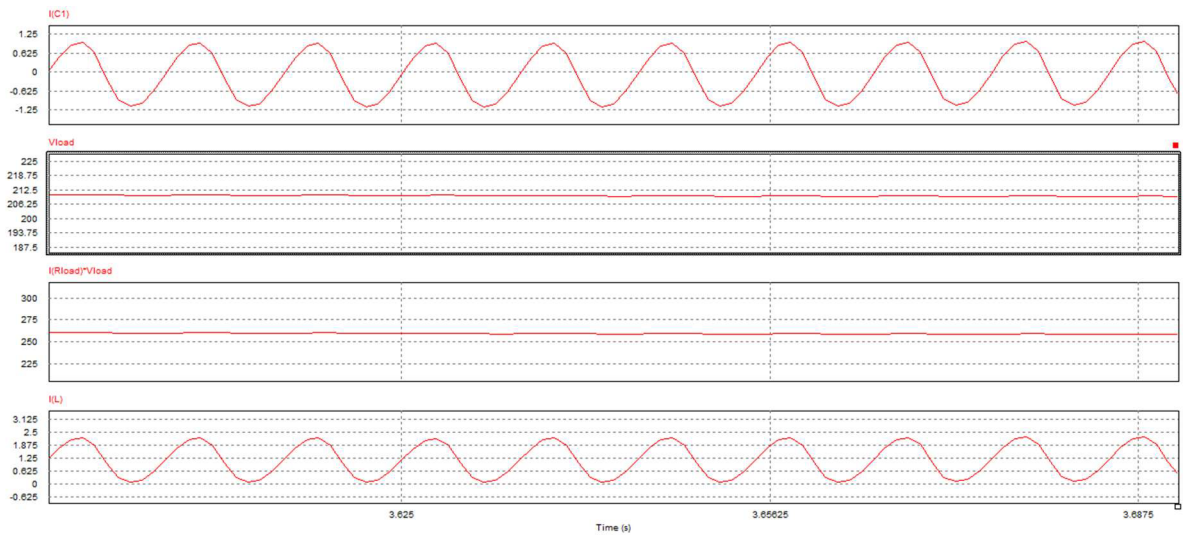


Figura 103. [A08] Resultados de rectificador con filtro LC para  $L=190\text{mH}$ . Fuente: propio

• [A09]

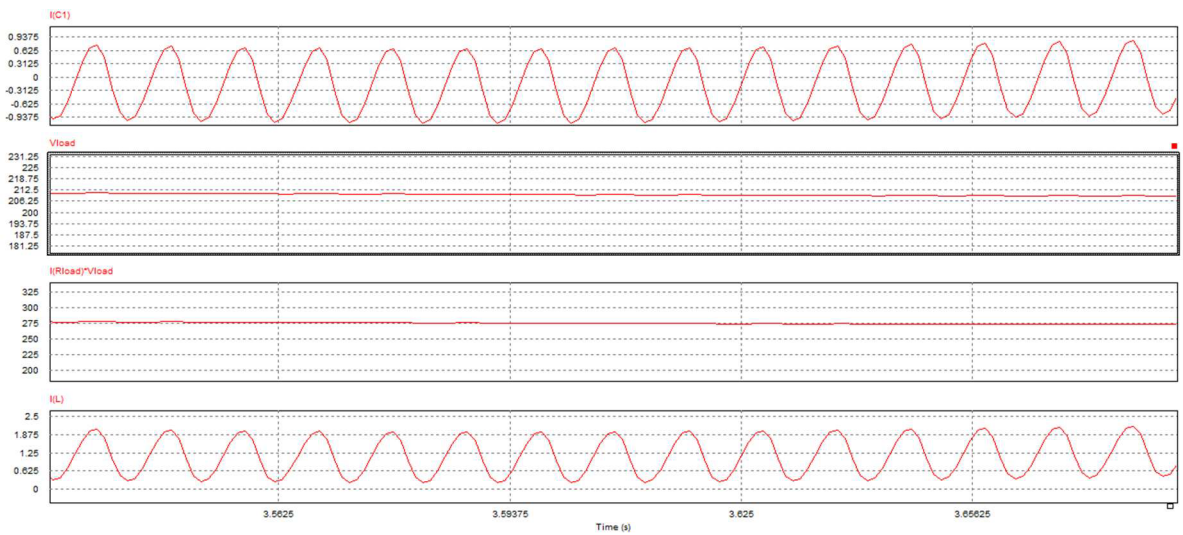


Figura 104. [A09] Resultados de rectificador con filtro LC para  $L=228\text{mH}$ . Fuente: propio



• [A10]

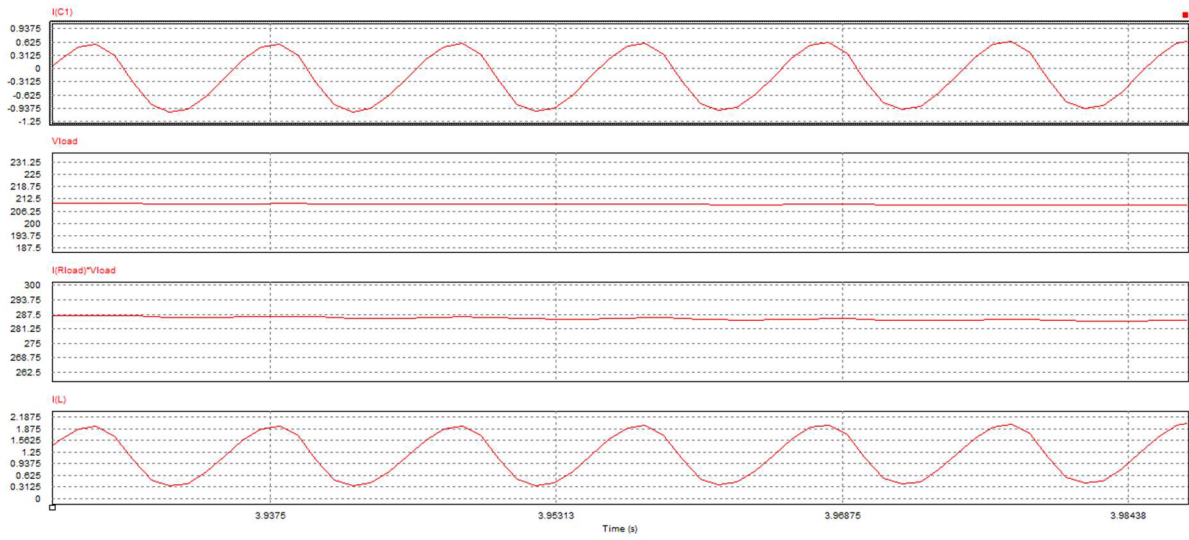


Figura 105. [A10] Resultados de rectificador con filtro LC para  $L=250\text{mH}$ . Fuente: propio

• [A11]

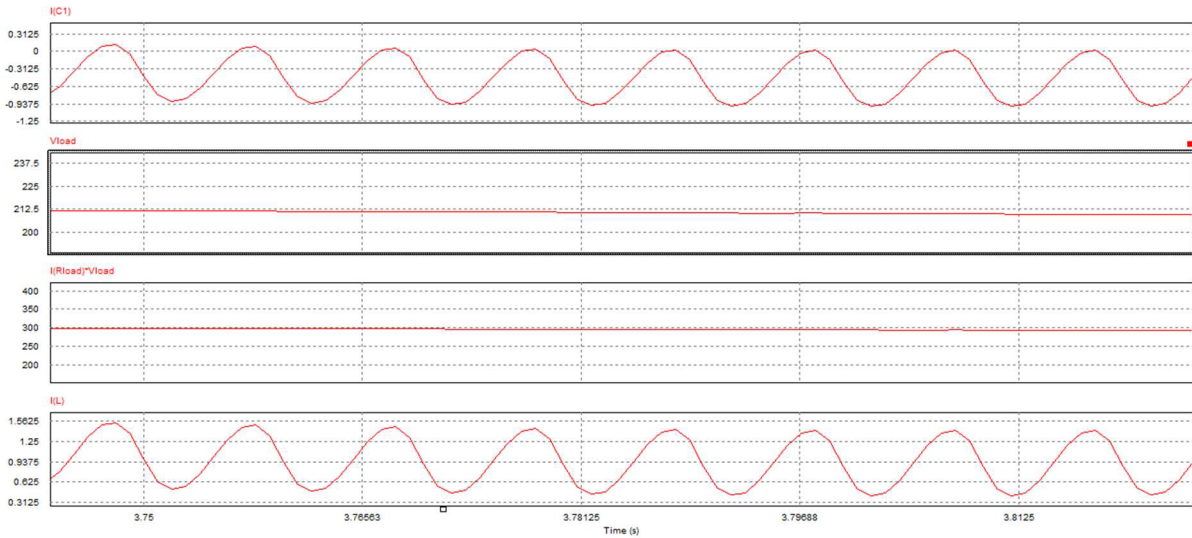


Figura 106. [A11] Resultados de rectificador con filtro LC para  $L=400\text{mH}$ . Fuente: propio

- [A12]

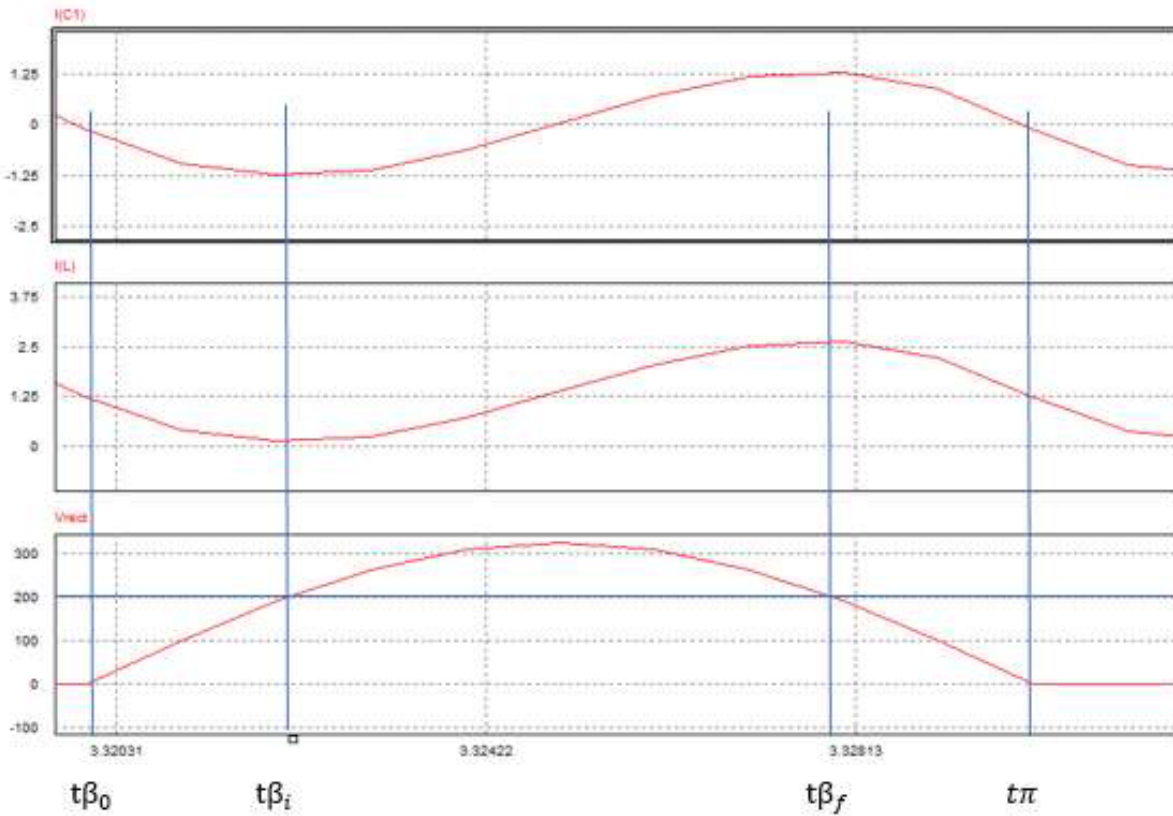


Figura 107. [A12] División de la ilustración anterior en los periodos clave. Fuente: propio

- [A13]

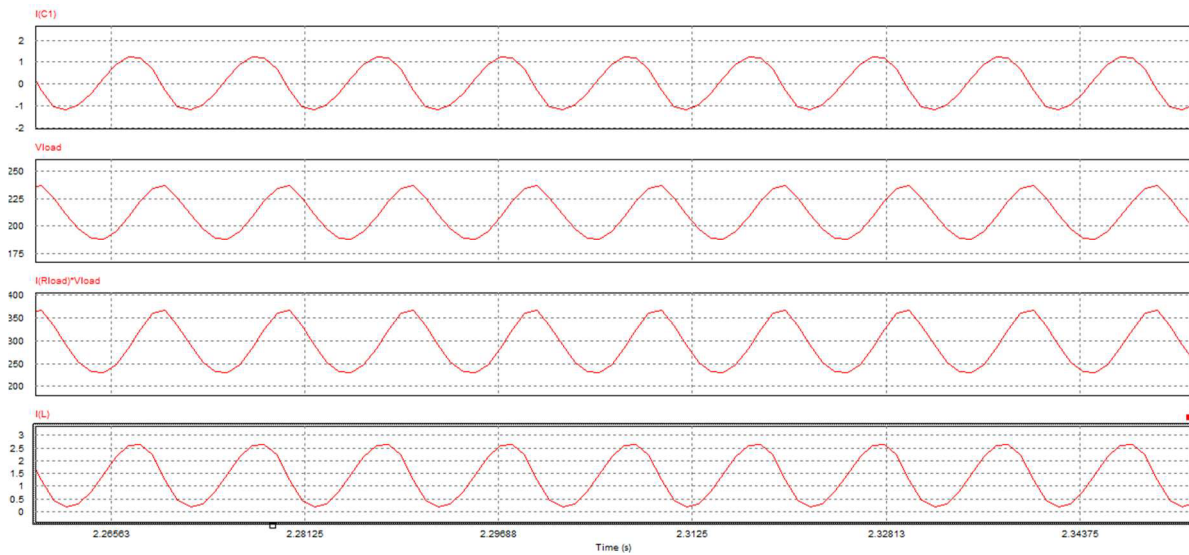


Figura 108. [A13] Resultados de rectificador LC con 10% de carga. Fuente: propio

• [A14]

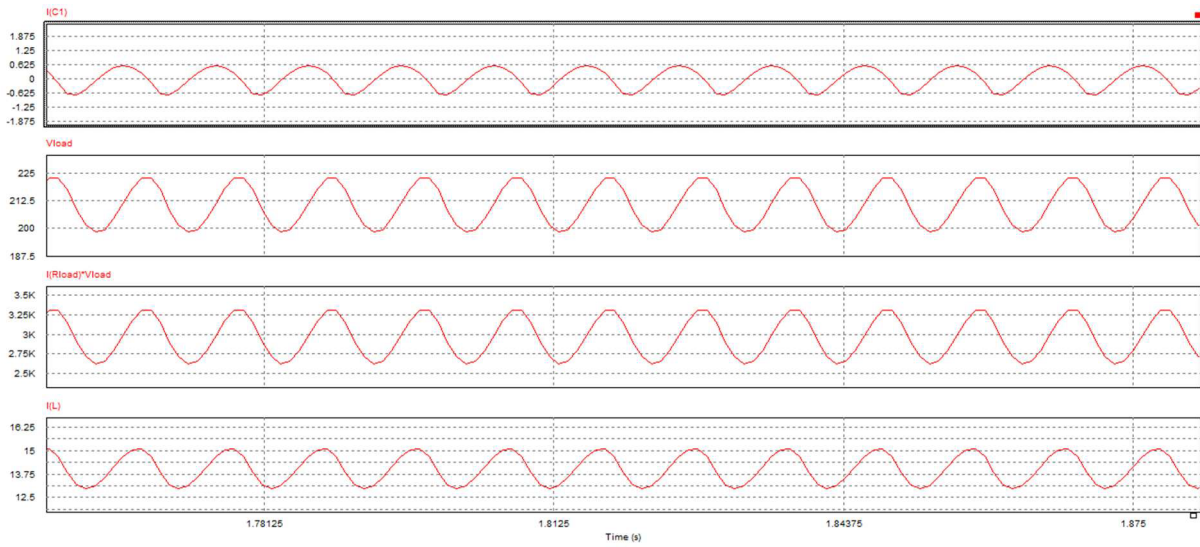


Figura 109. [A14] Resultados de rectificador LC con 100% de carga. Fuente: propio

• [A15]

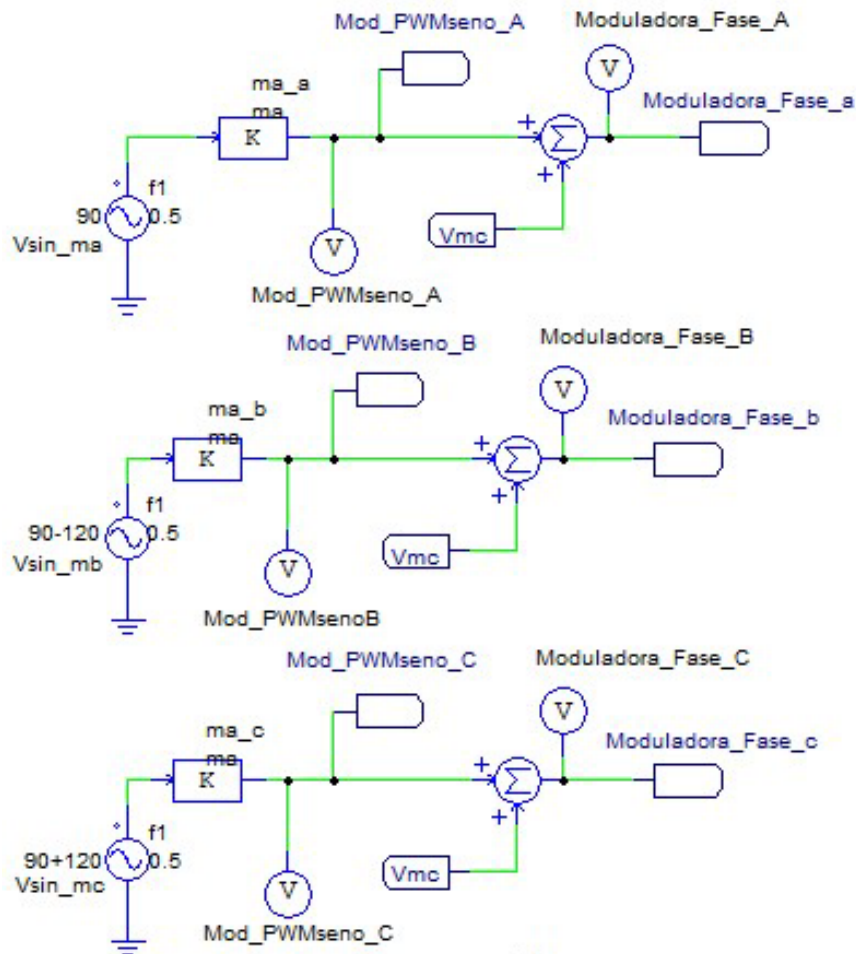


Figura 110. [A15] Generación de modulaciones de fase. Fuente: propio

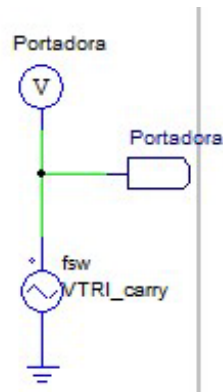


Figura 111. [A16] Generación de la frecuencia de la portadora. Fuente: propio

- [A17]

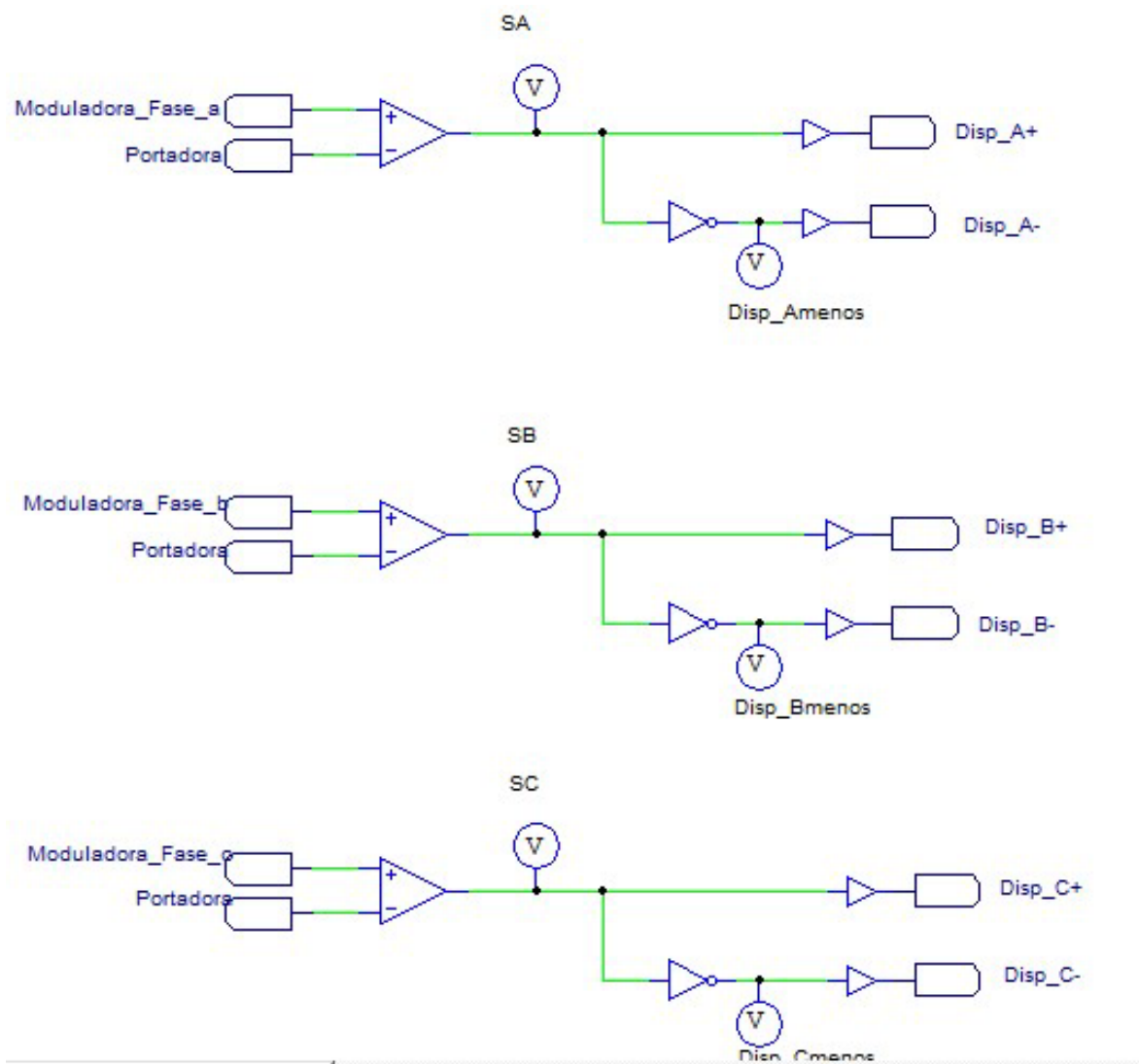


Figura 112. [A17] Generación de disparos de las 3 fases. Fuente: propio



• [A18]

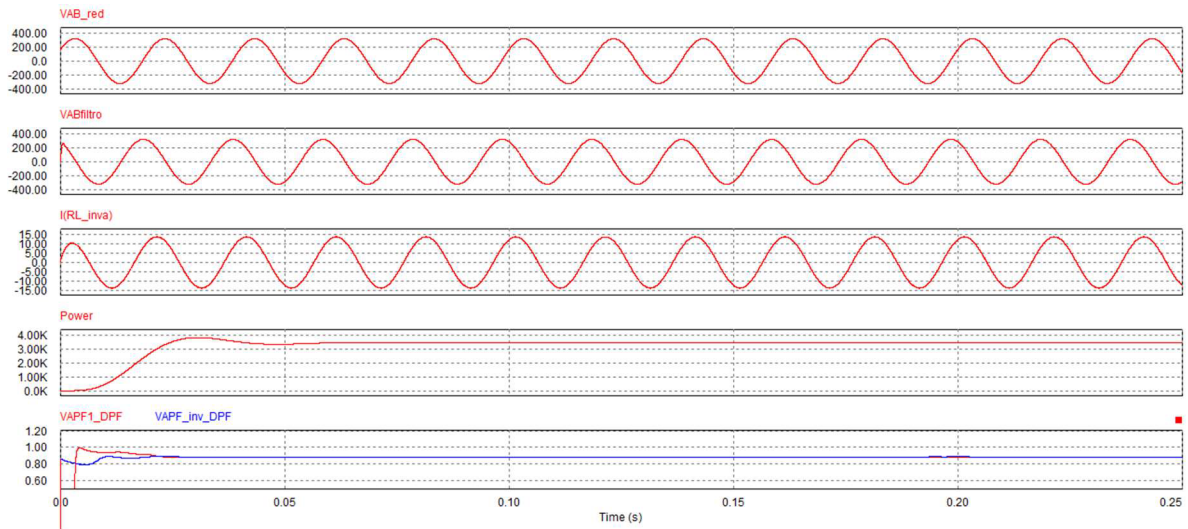


Figura 113. [A18] Resultados inversor con 325 V de entrada. Fuente: propio

• [A19]

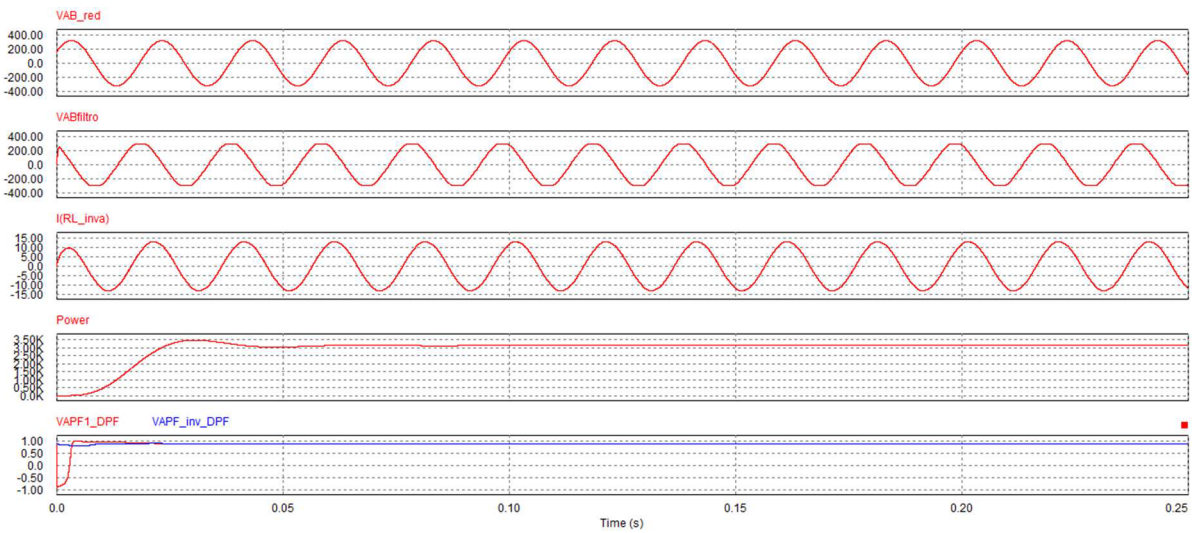


Figura 114. [A19] Resultados de inversor con 300 V de entrada. Fuente: propio

- [A20]

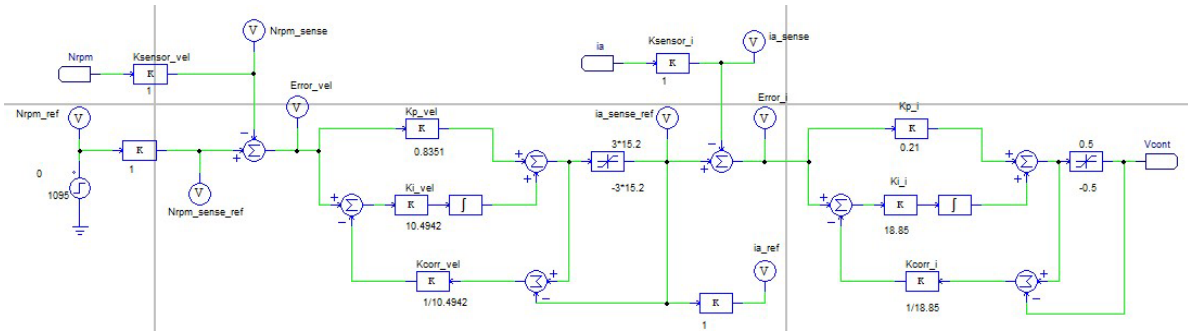


Figura 115. [A20] Control en bucle cerrado de rpm y corriente. Fuente: propio

- [A21]

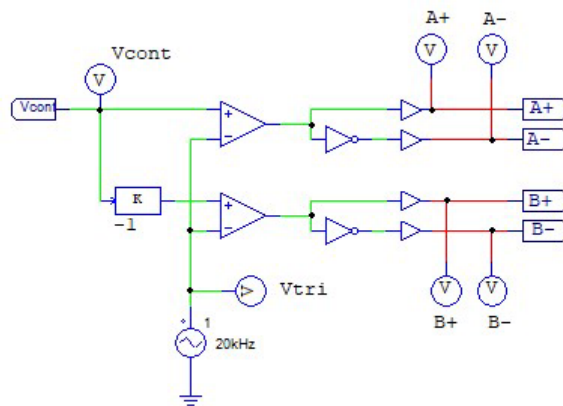


Figura 116. [A21] Generación de disparos. Fuente: propio

- [A22]

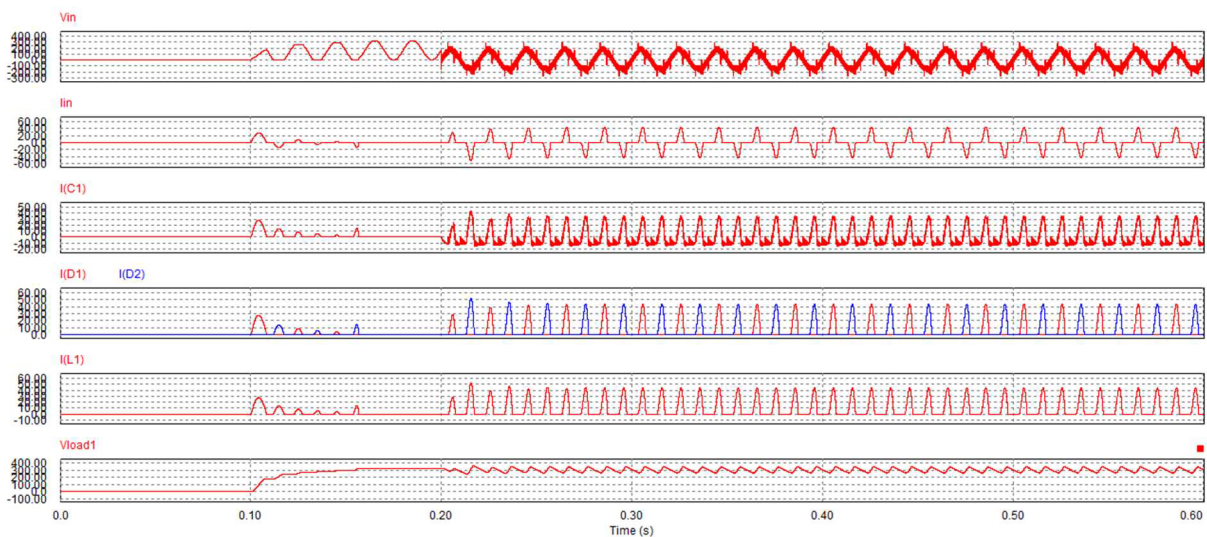


Figura 117. [A22] Resultados Etapa rectificación. Fuente: propio

• [A23]

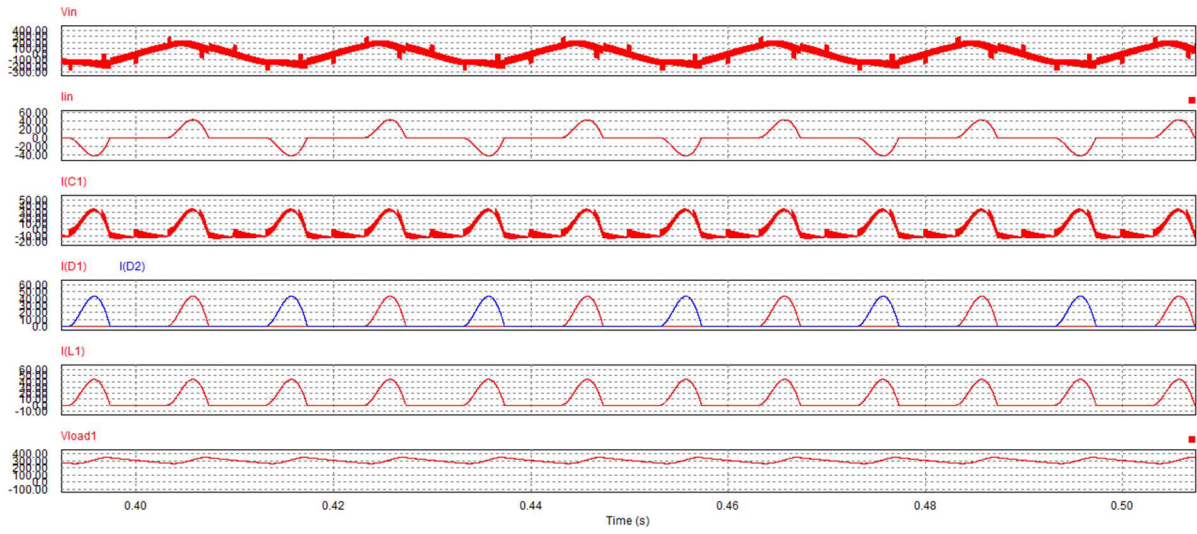


Figura 118. [A23] Detalle de etapa de rectificación estacionario. Fuente: propio

• [A24]

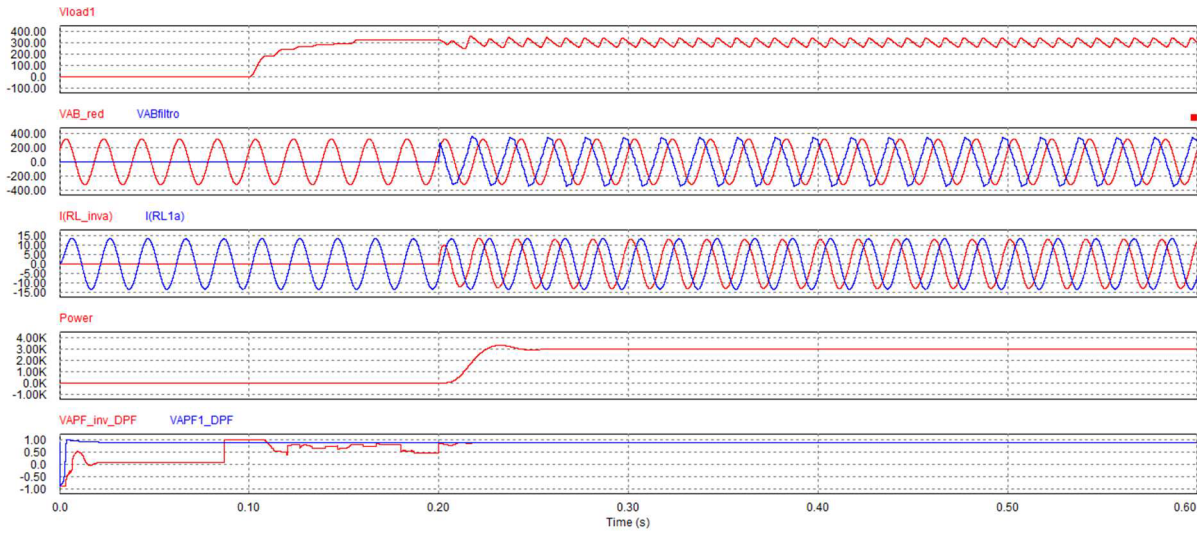


Figura 119. [A24] Resultados etapa inversión. Fuente: propio



- [A25]

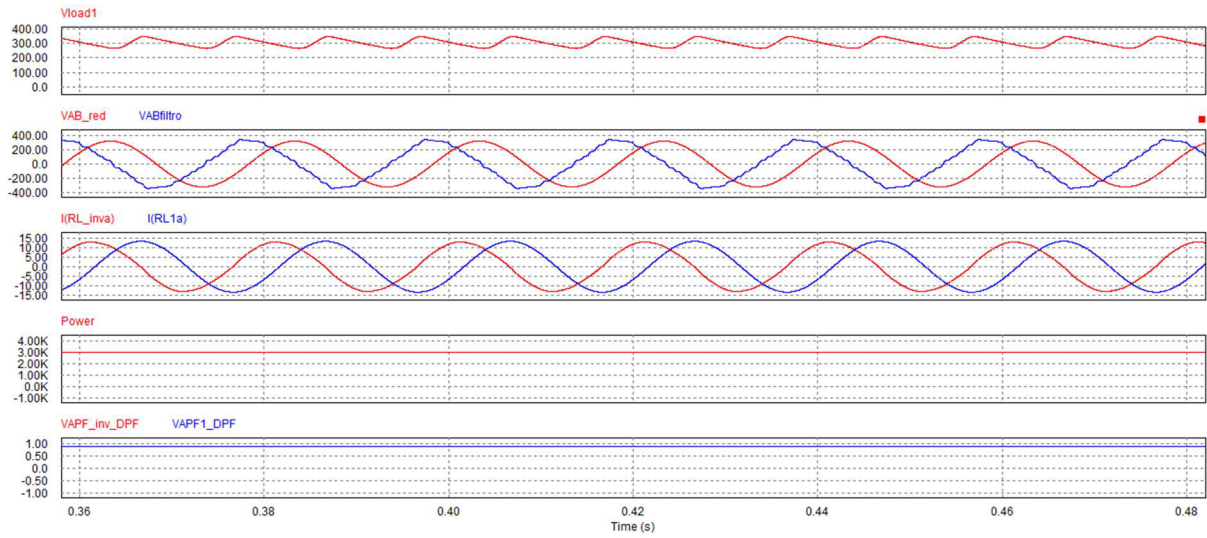


Figura 120. [A25] Detalle estacionario de etapa de inversión. Fuente: propio

- [A26]

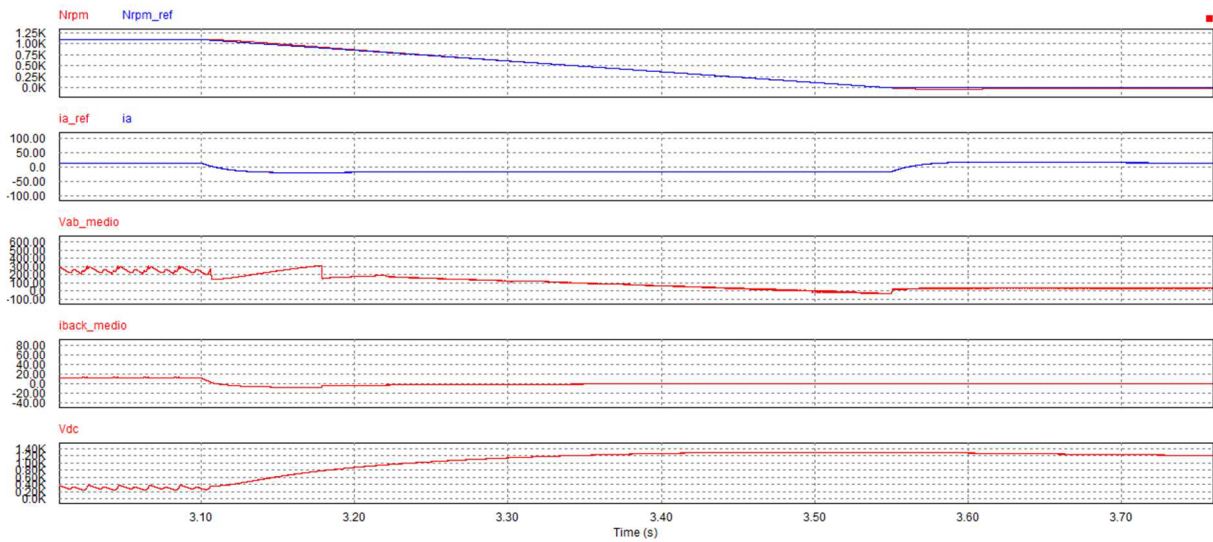


Figura 121. [A26] Resultados de la simulación en PSM de un frenado de motor sin Chopper. Fuente: propio



- [A27]

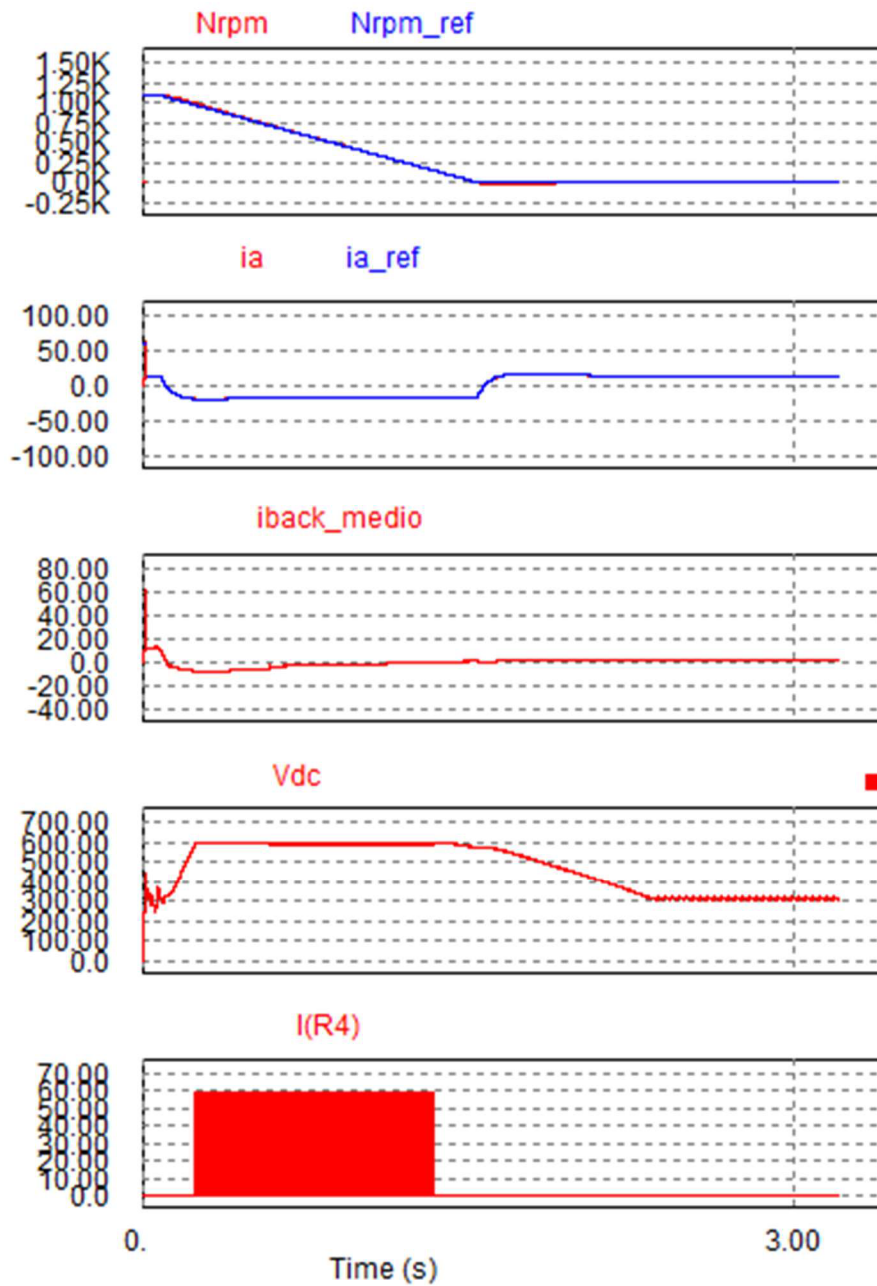


Figura 122. [A27] Resultados de incluir un circuito Chopper. Fuente. Propio

- [A28]

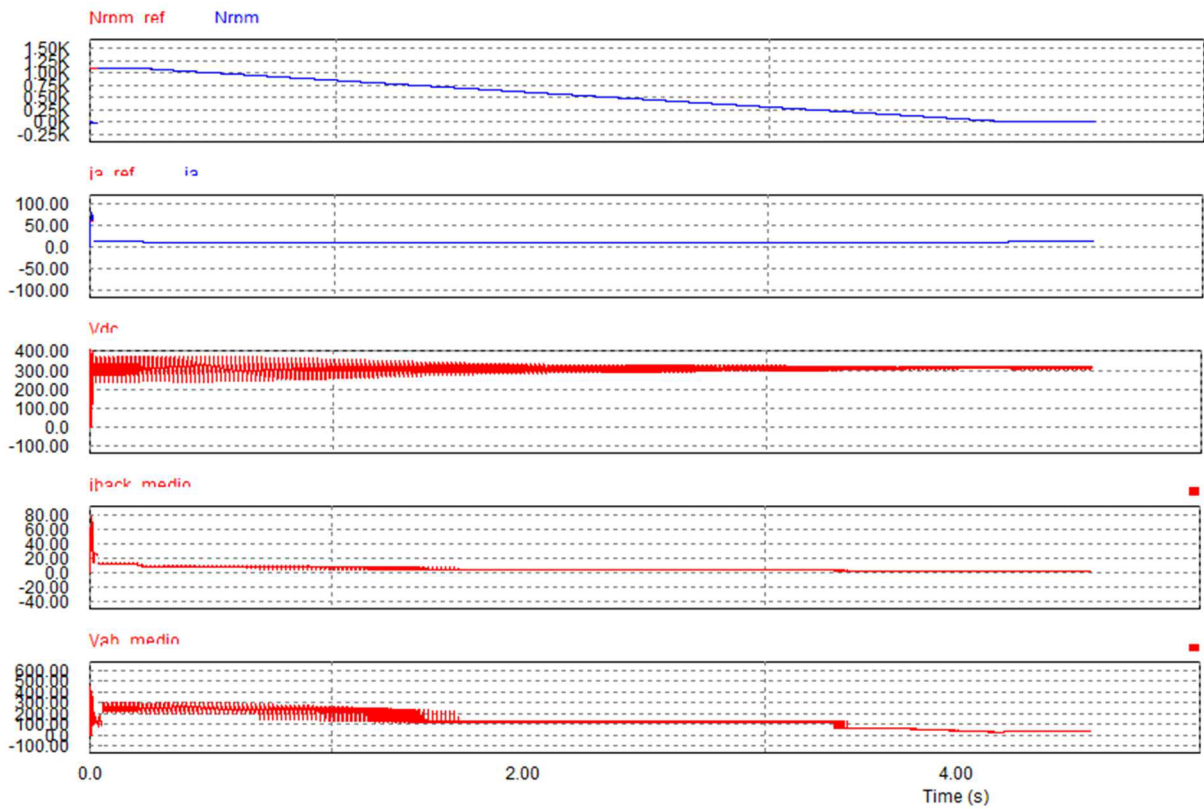


Figura 123. [A28] Simulación de un frenado alargando el tiempo a 4 s. Fuente: propio

- [A29]

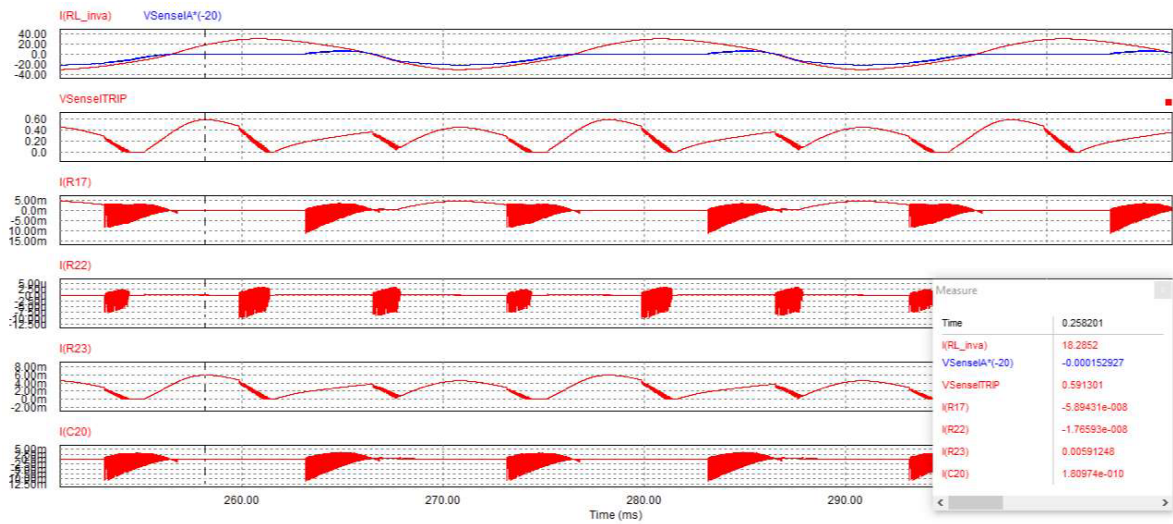


Figura 124. [A29] Simulación de lectura de ITRIP en PSIM. Fuente: propio

• [A30]

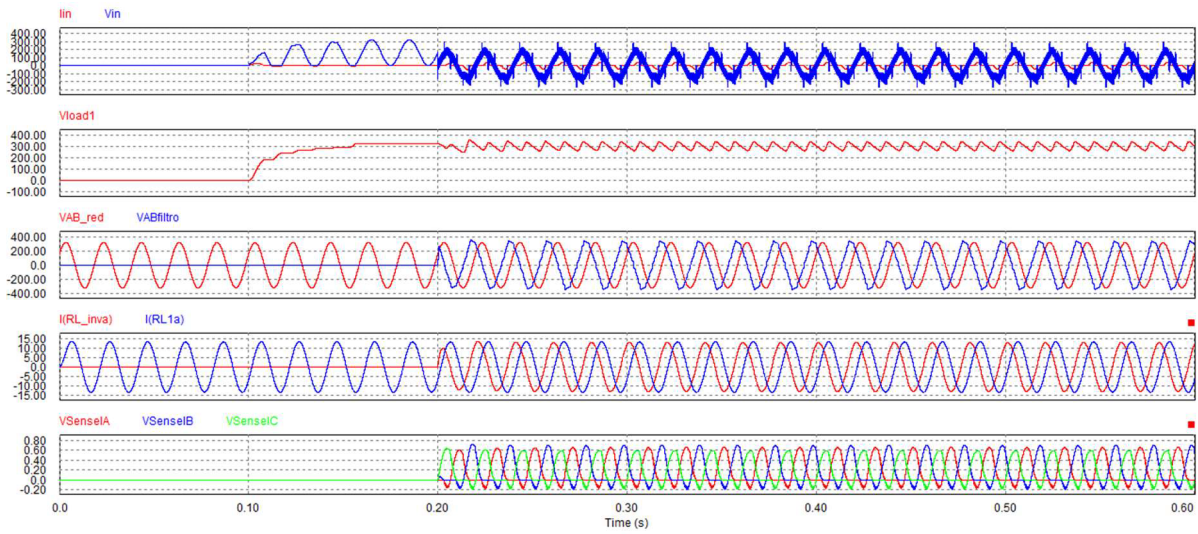


Figura 125. [A30] Resultados de la lectura de la tensión en RShunt simulada. Fuente: propio

• [A31]

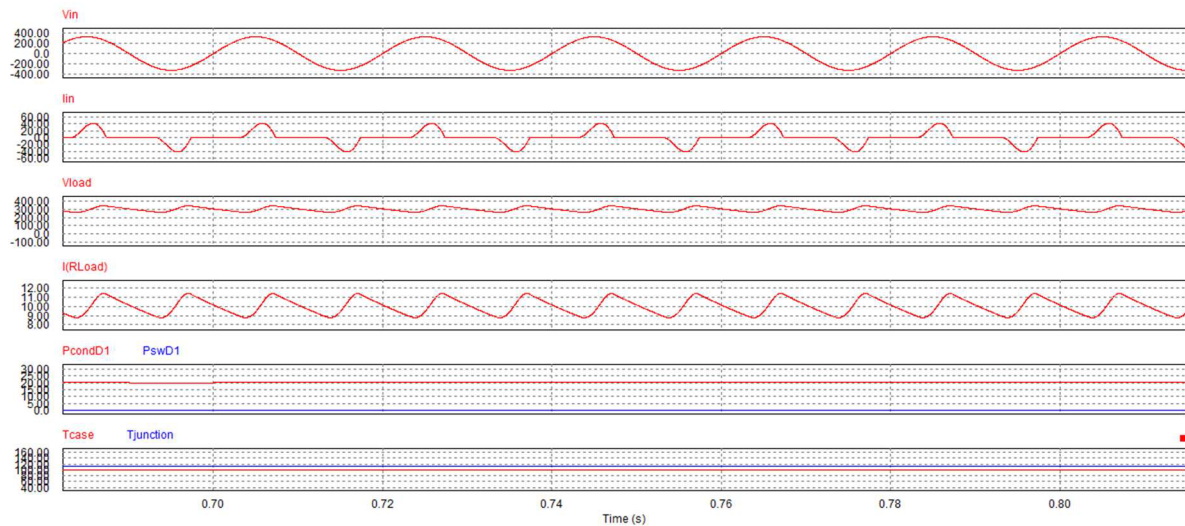


Figura 126. [A31] Resultados de simular térmicamente la etapa de rectificación. Fuente: propio



• [A32]

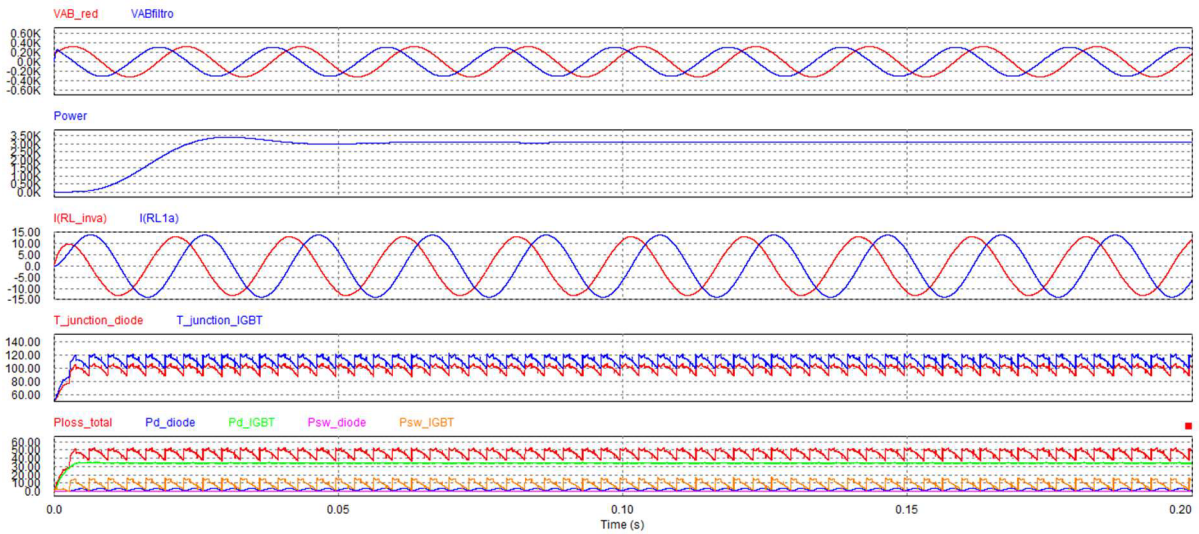


Figura 127. [A32] Resultado de la simulación con Thermal Module del inversor. Fuente: propio

• [A33]

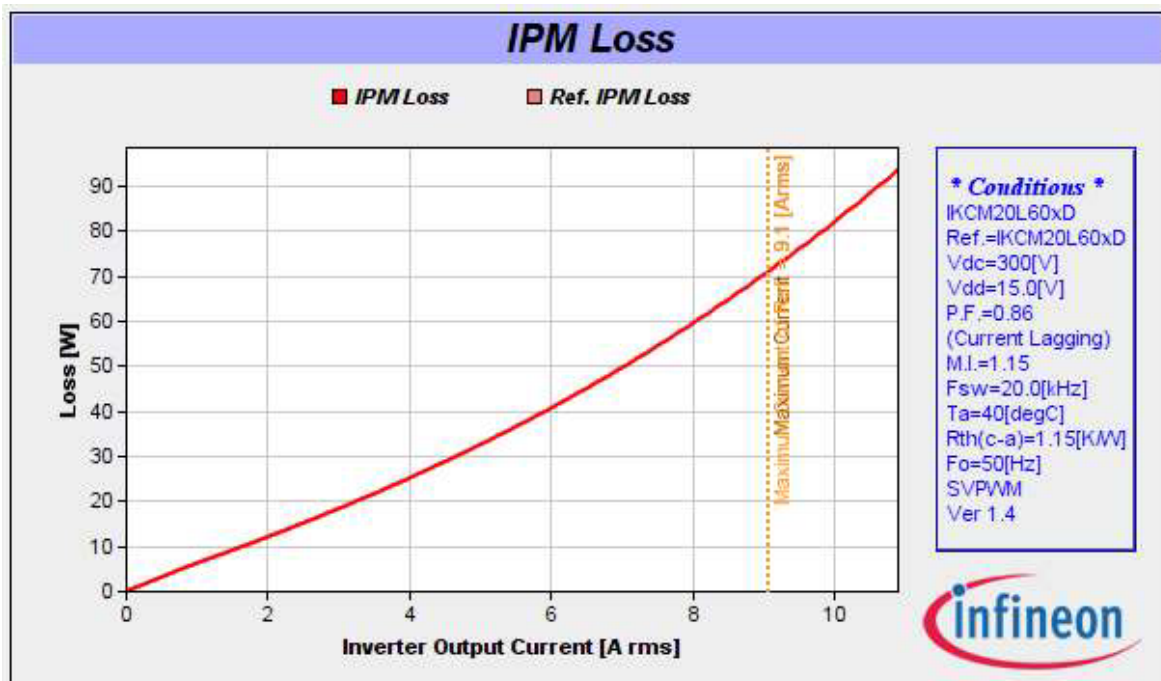


Figura 128. [A33] Curva Pérdidas vs. Corriente obtenida de los resultados del programa

- [A34]

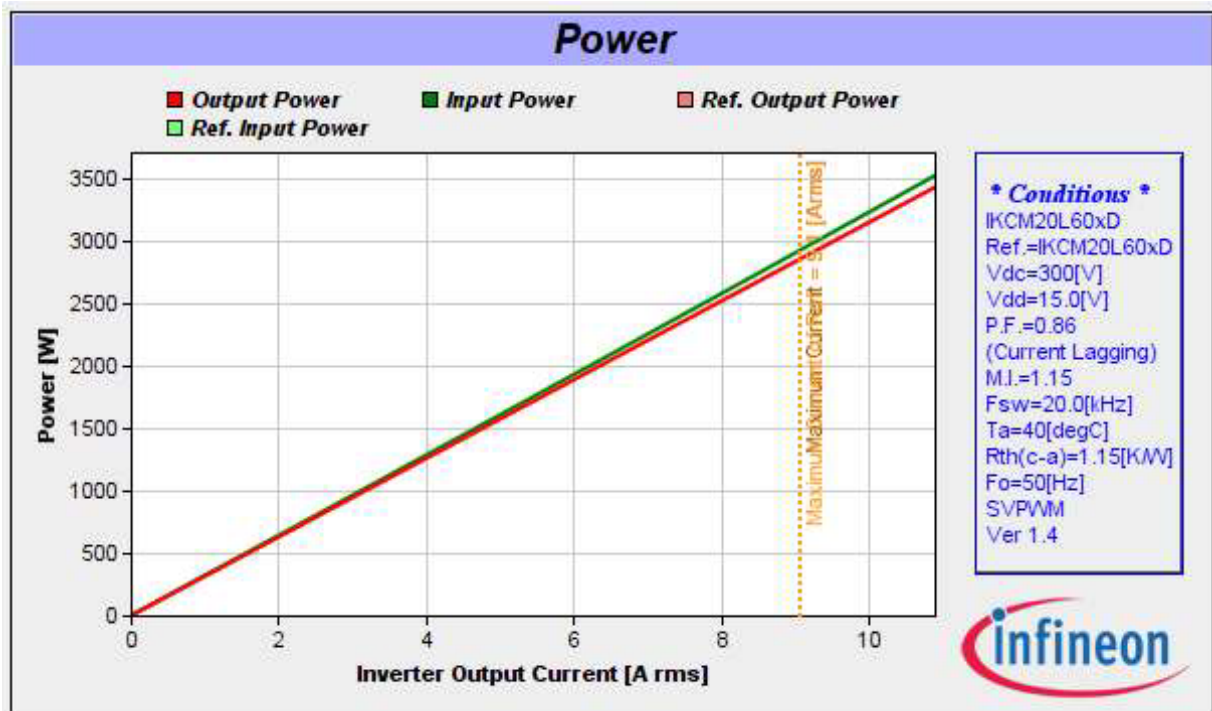


Figura 129. [A34] Relación de potencia de entrada respecto a la potencia de salida del IPM

- [A35]

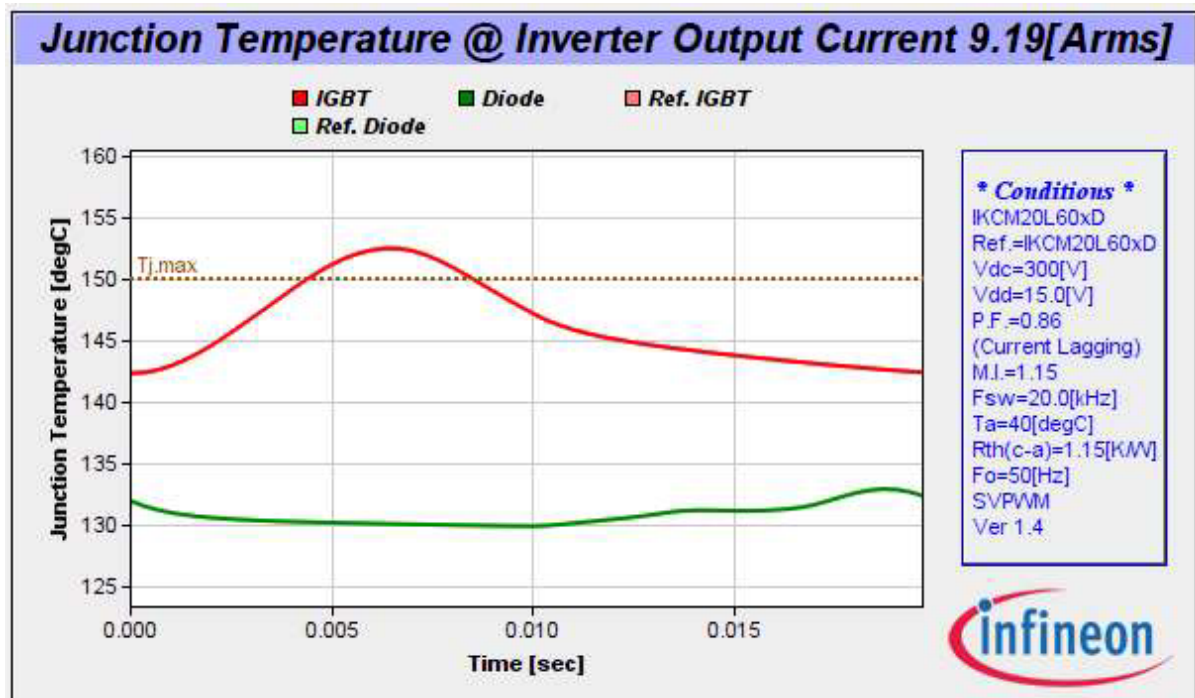


Figura 130. [A35] Curva de temperatura de unión en IPM en los primeros instantes de funcionamiento

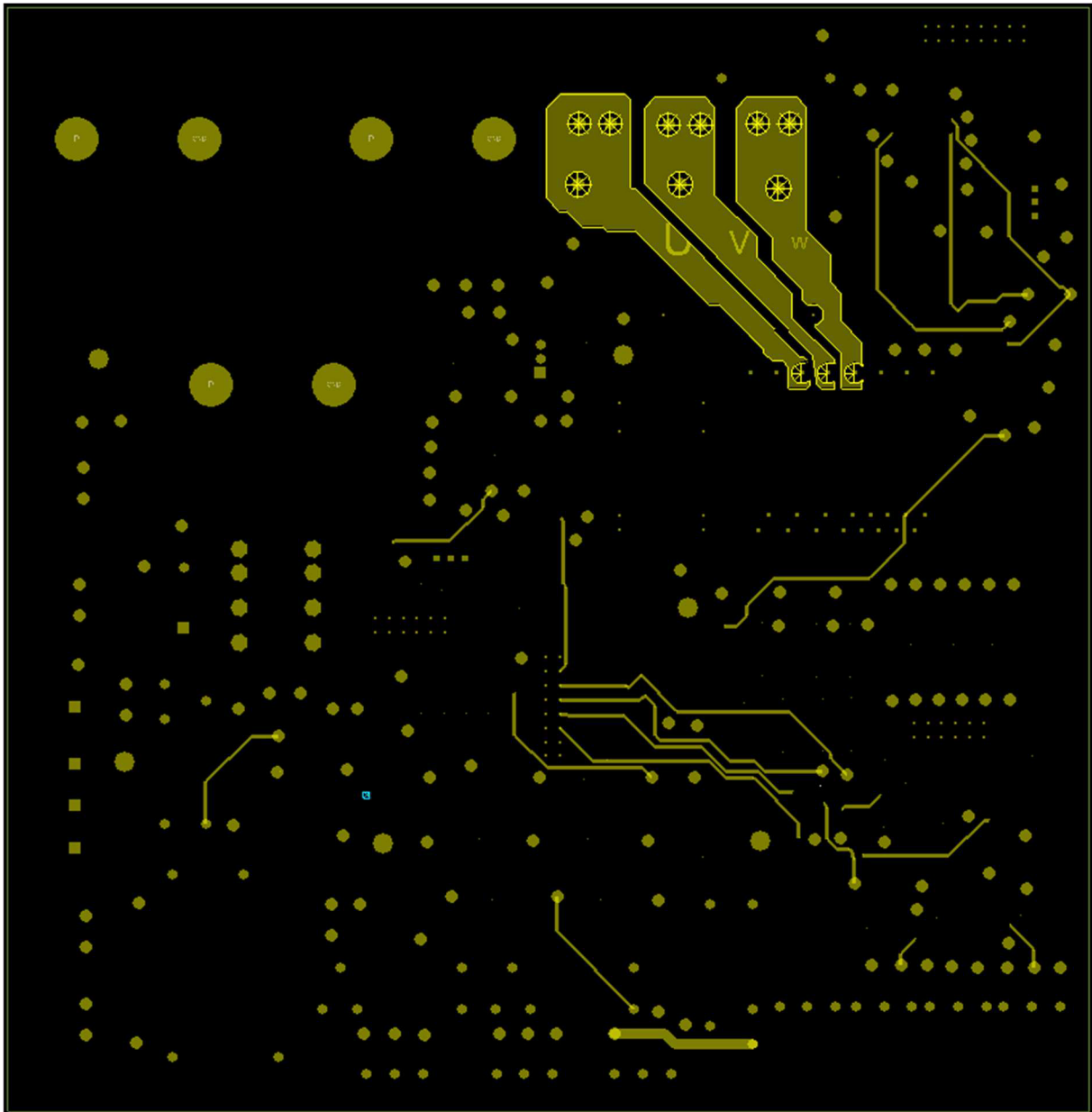
**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE 3  
KW BASADO EN MÓDULOS INTELIGENTES DE POTENCIA PARA  
EXCITACIÓN DE MOTORES EN ELECTRODOMÉSTICOS**

**ANEXO II. ARCHIVOS GENERADOS PARA LA  
FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO**

## ANEXO II. ARCHIVOS GENERADOS PARA LA FABRICACIÓN DEL PROTOTIPO

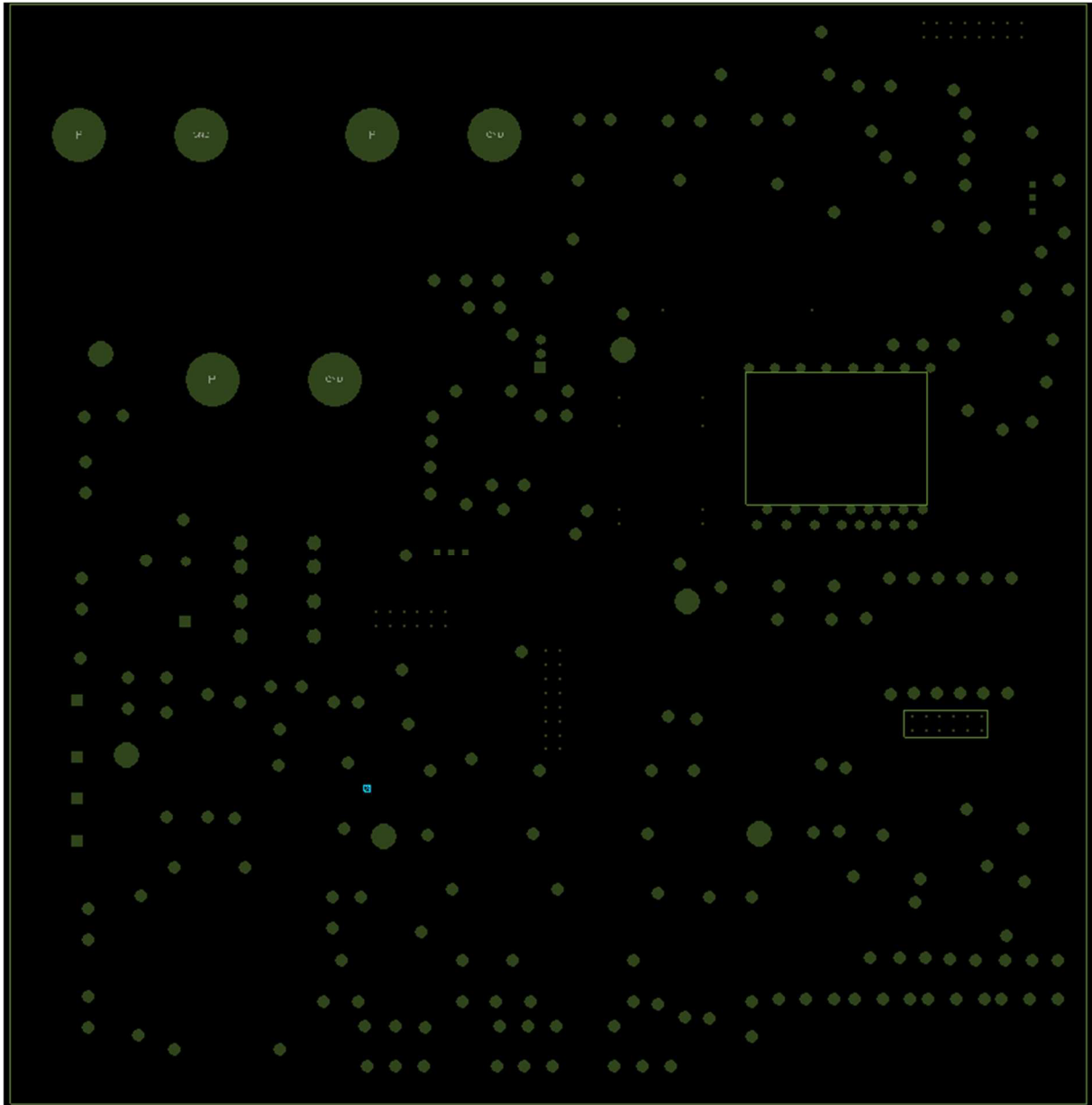
En este anexo se muestran todos los archivos necesarios para poder fabricar la PCB, visualizados desde el programa Orcad PCB Editor para poder observar fácilmente las capas, planos, pistas, etc. diseñados.

- **BOTTOM:**

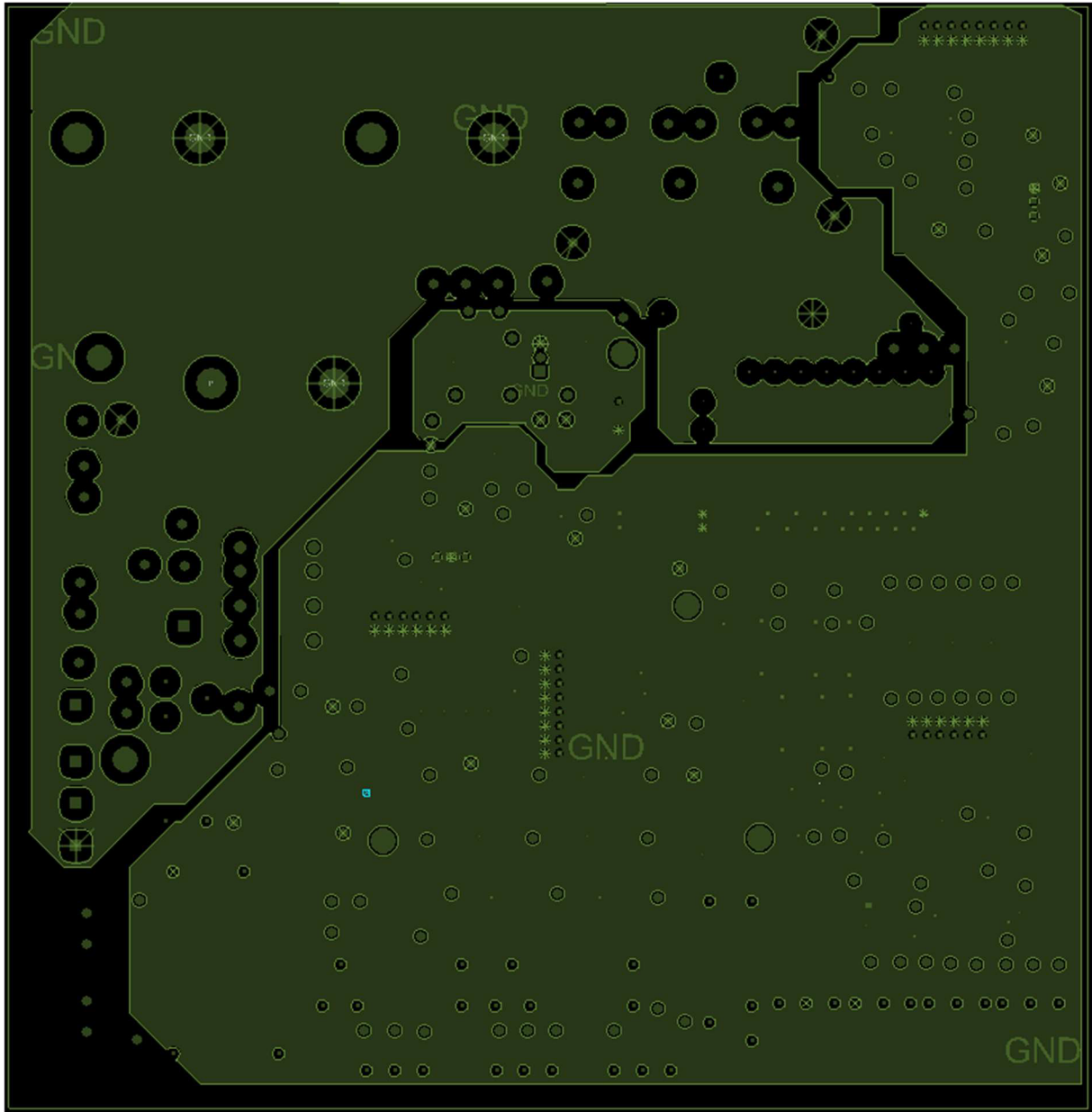




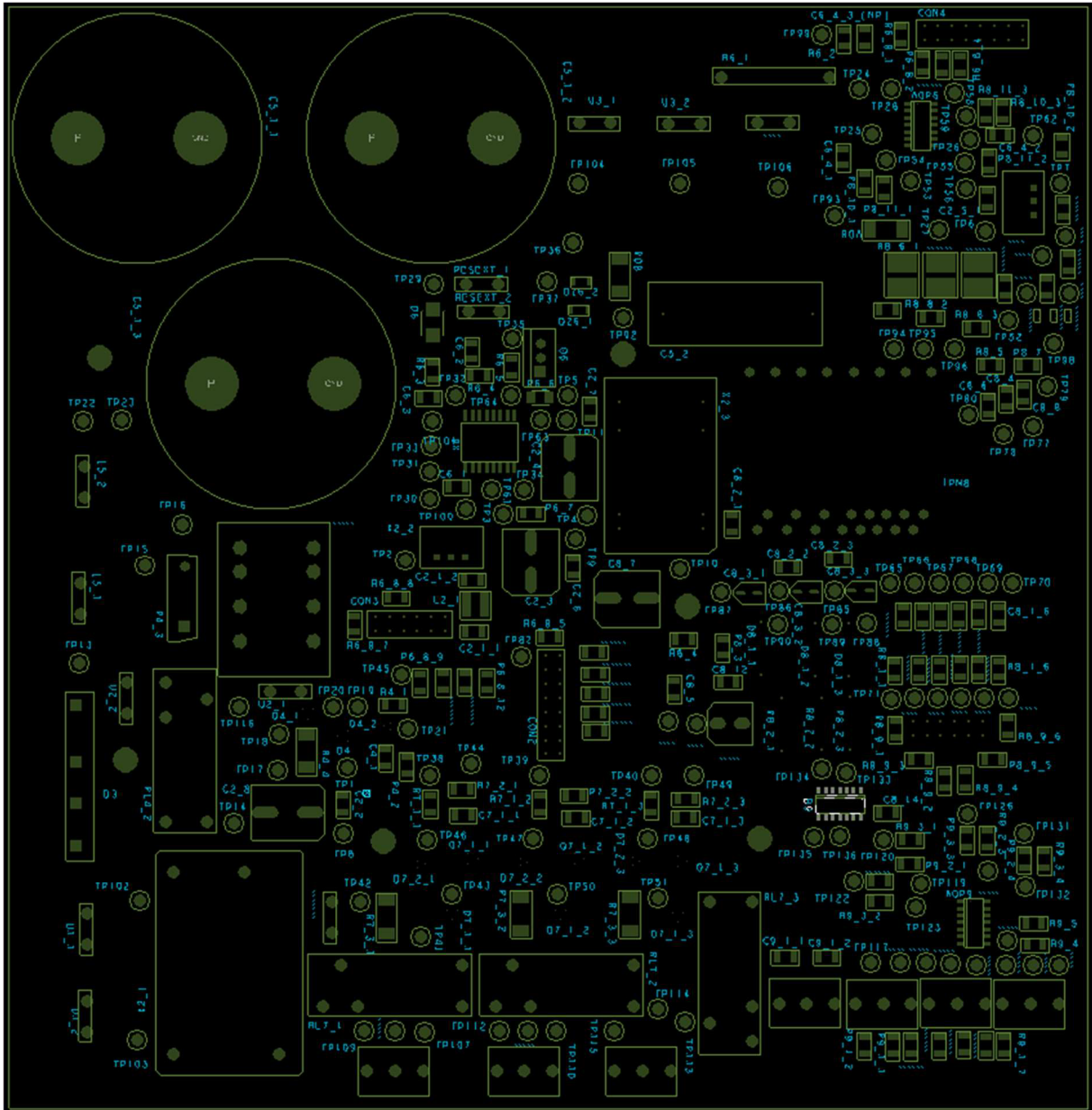
- **GBO.SSB y GBS.SMB:**



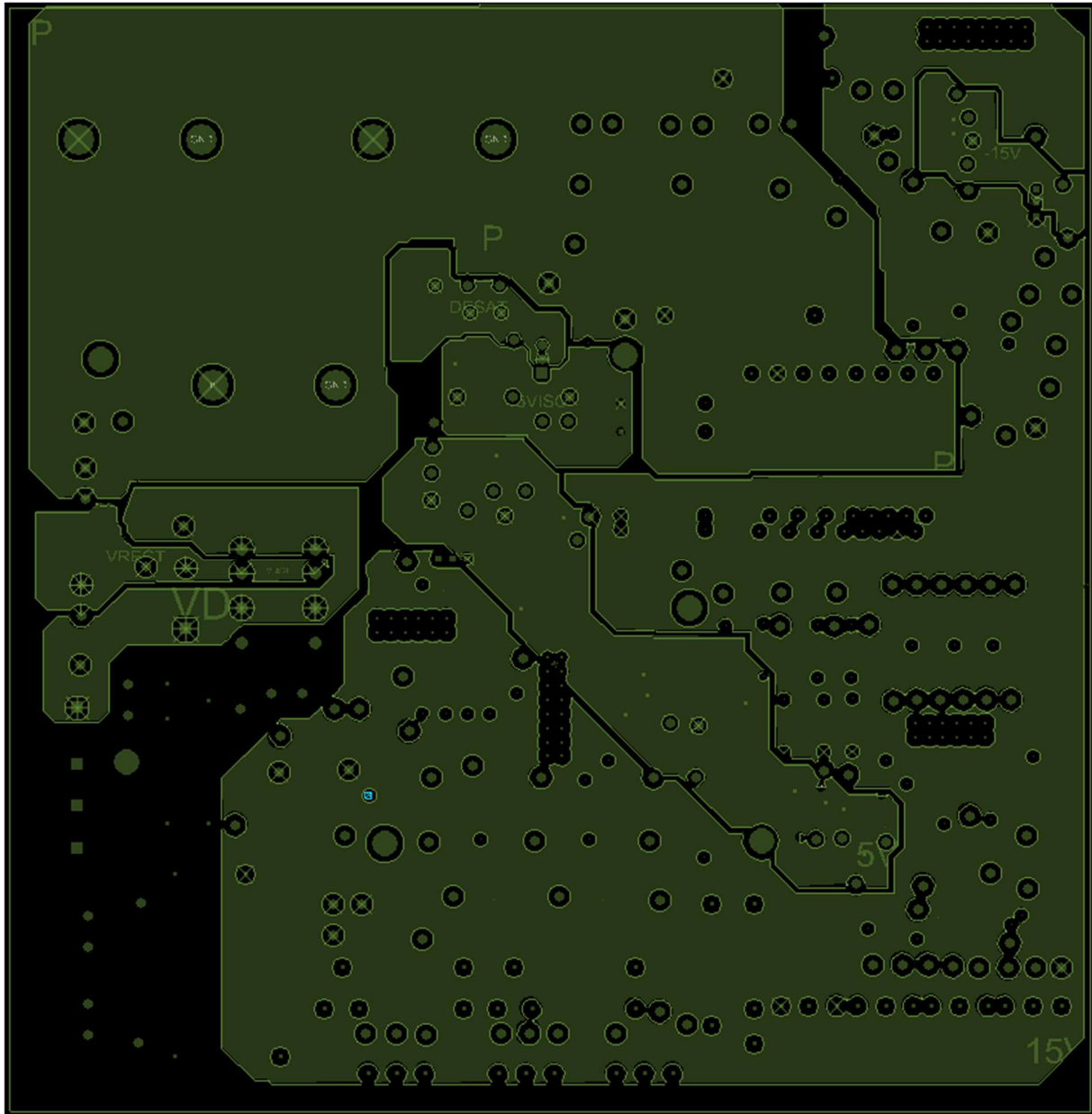
• GROUND\_PLANE:



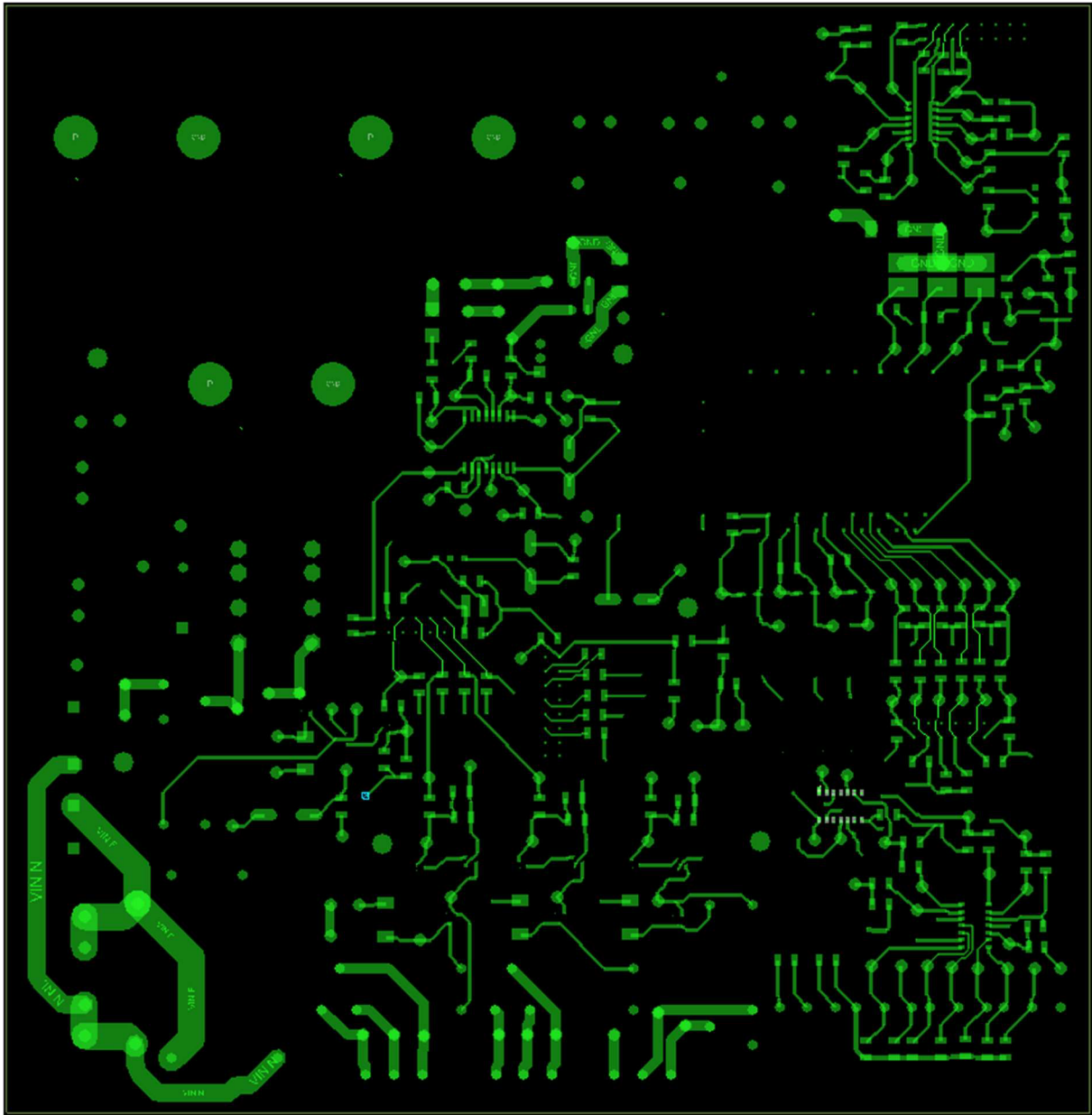
- GTO.SST y GTS.SMT:



- POWER\_PLANE:



• TOP:



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO DE 3  
KW BASADO EN MÓDULOS INTELIGENTES DE POTENCIA PARA  
EXCITACIÓN DE MOTORES EN ELECTRODOMÉSTICOS**

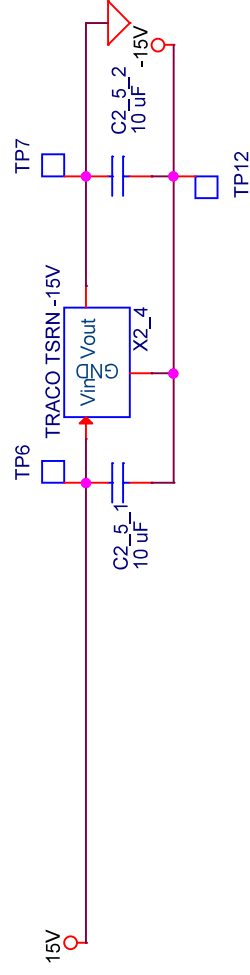
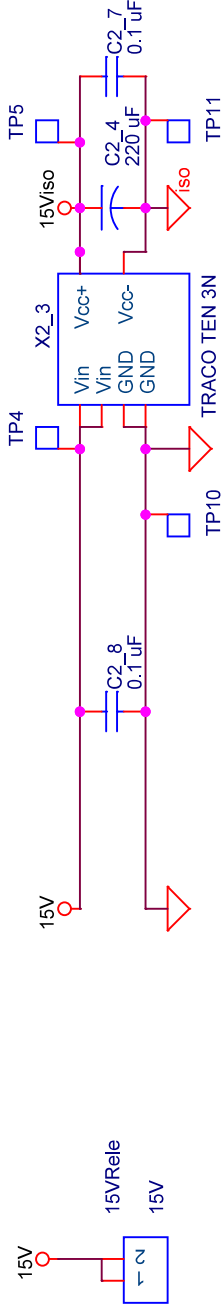
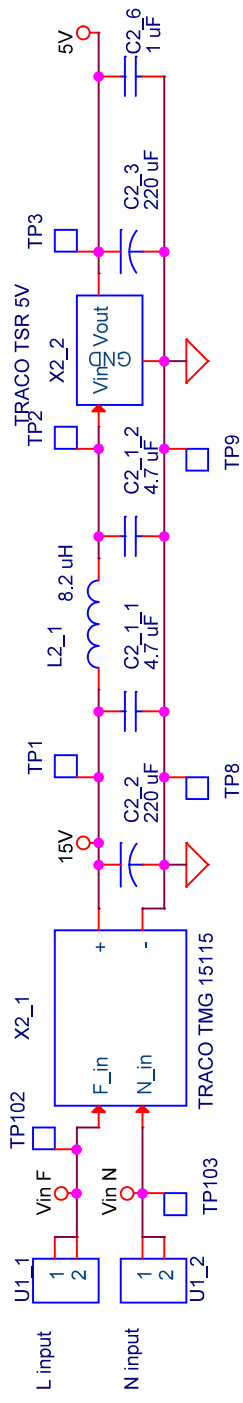
**ANEXO III. ESQUEMAS ELÉCTRICOS DEL  
PROTOTIPO**

## **ANEXO III. ESQUEMAS ELÉCTRICOS DEL PROTOTIPO**

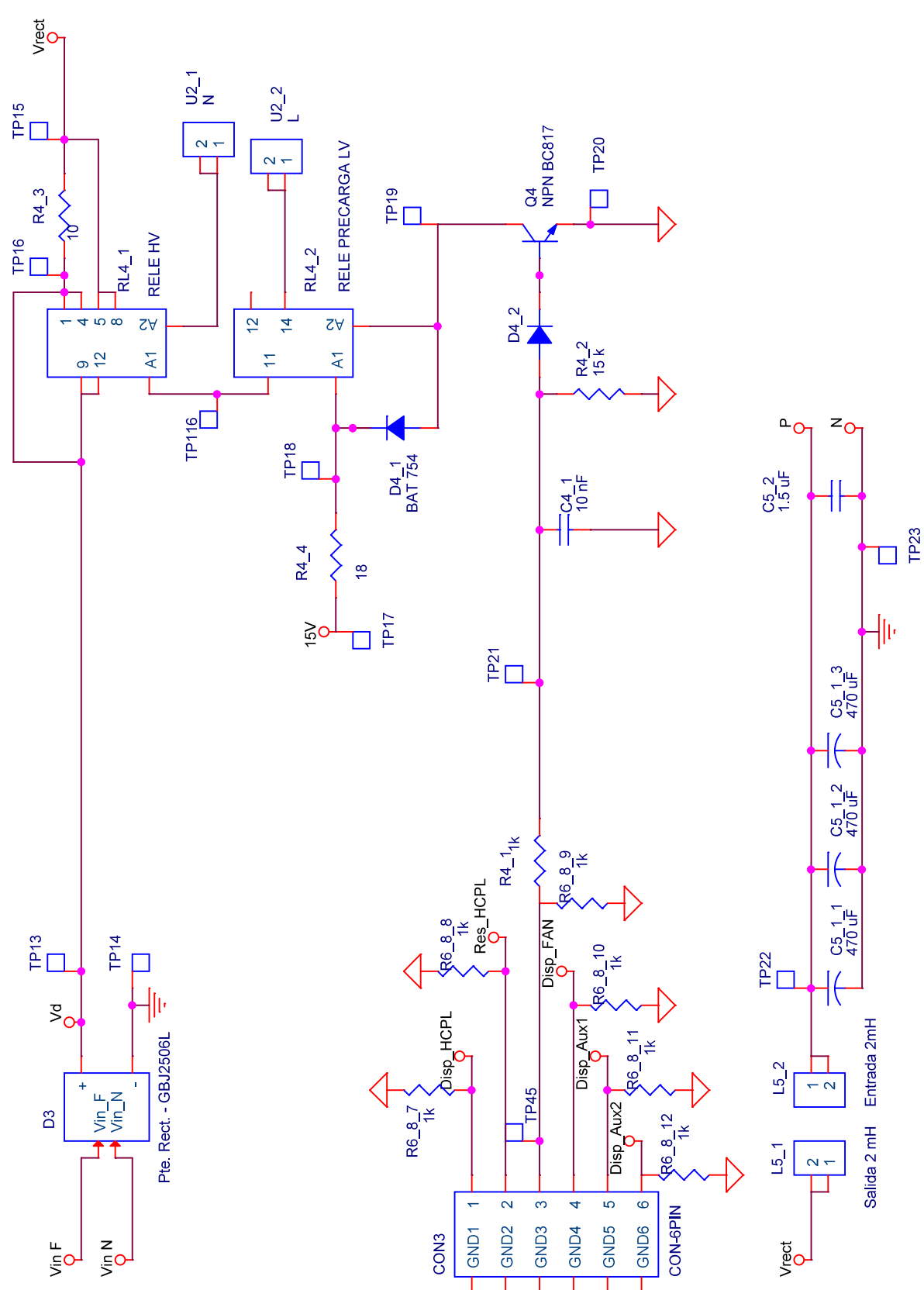
Por orden, se muestran los siguientes esquemas:

- Plano 1. Fuentes de alimentación
- Plano 2. Etapa de rectificación y DC-Link
- Plano 3. Circuito Chopper de frenado
- Plano 4. Alimentación de ventiladores y relés auxiliares
- Plano 5. Interfaz IPM
- Plano 6. Amplificación de corrientes sensadas
- Plano 7. Adaptación de las señales del encoder





Title		Fuentes de alimentación	
Size	A	Document Number	1
Date:	Wednesday, July 10, 2019	Sheet	1 of 1
Rev	0		

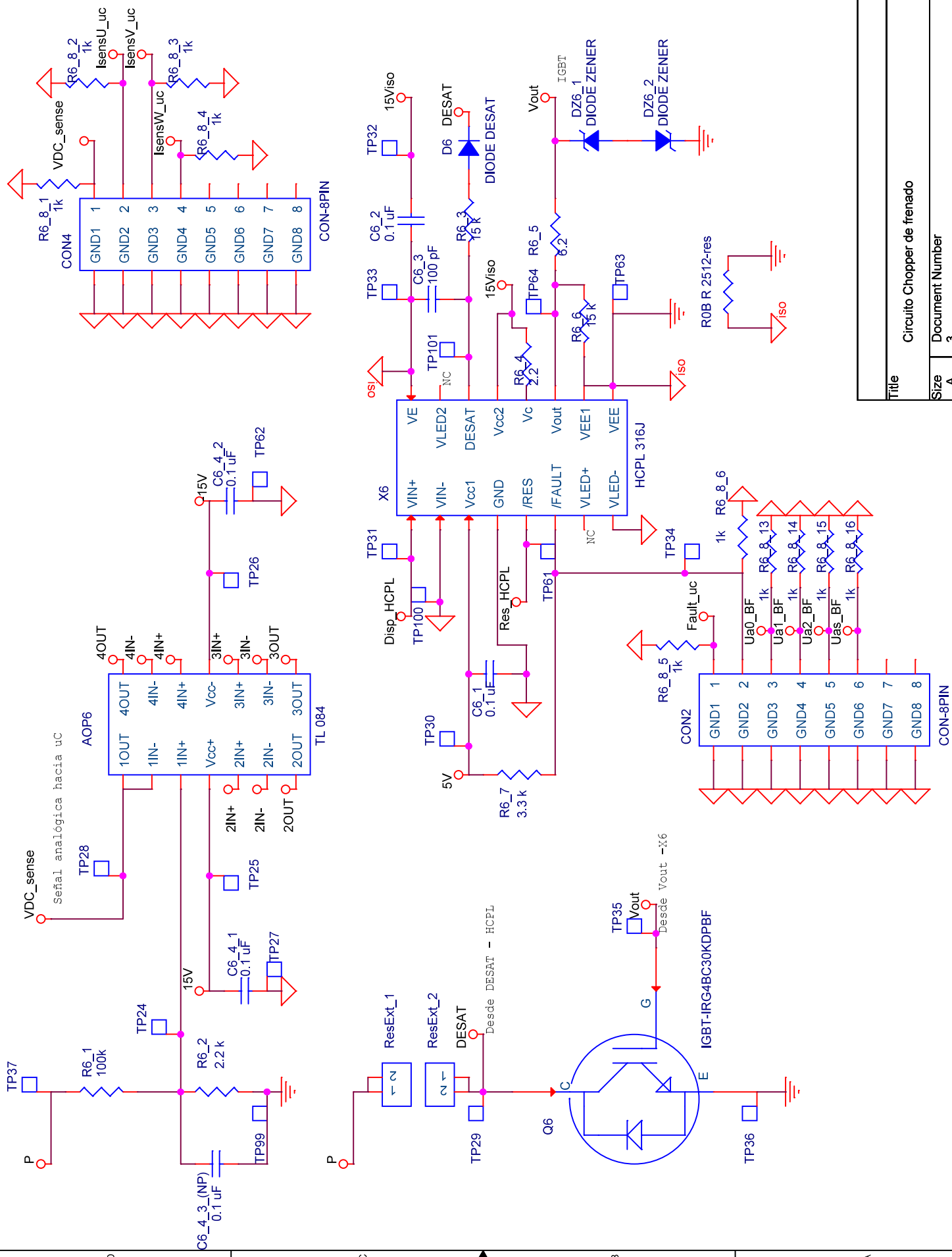


Title		Etapa de rectificacido y DC-Link	
Size	A	Document Number	2
Date:	Wednesday, July 31, 2019	Sheet	1 of 1
Rev	0		

1 2 3 4 5

D C B A

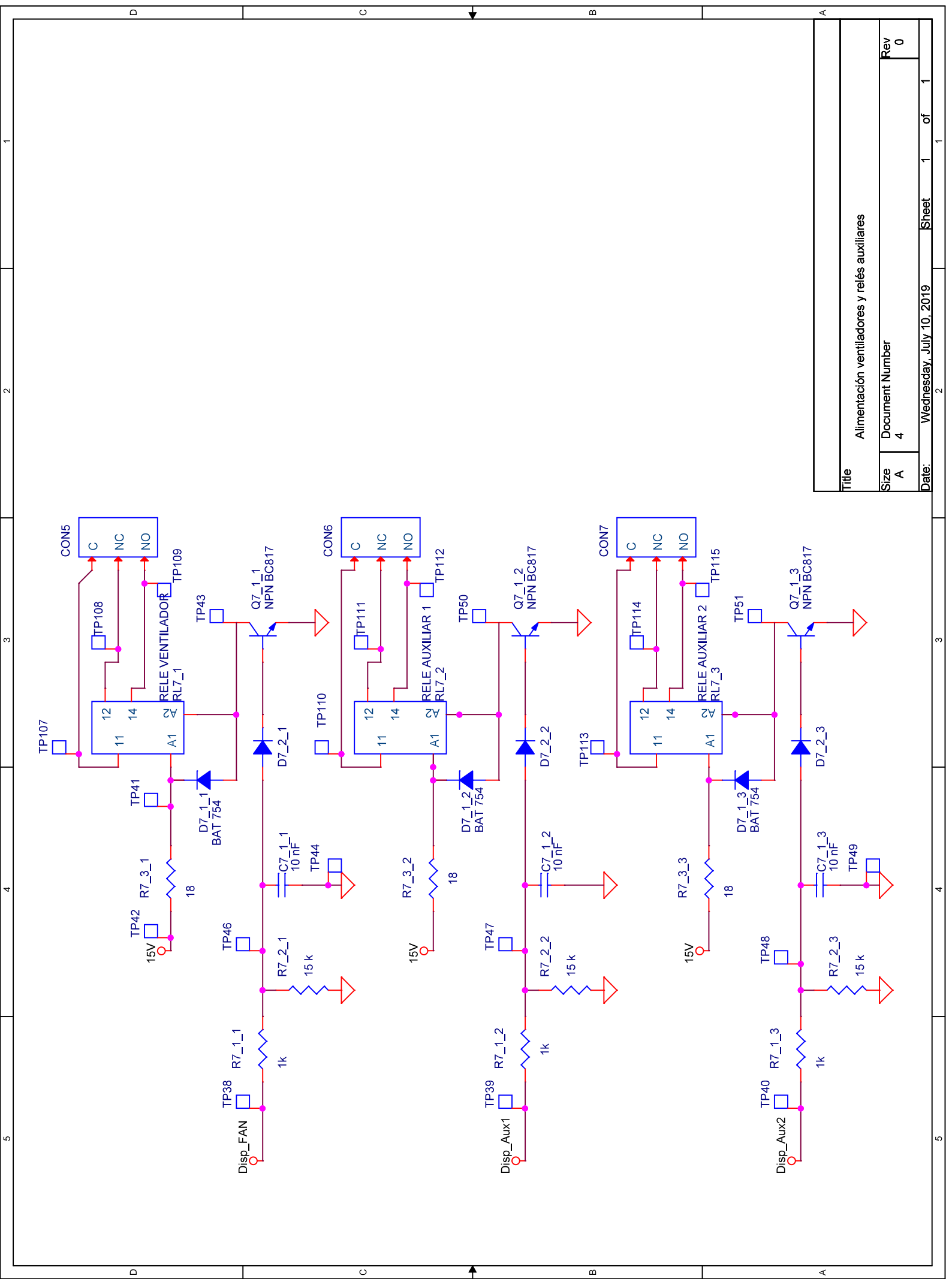
5 4 3 2 1



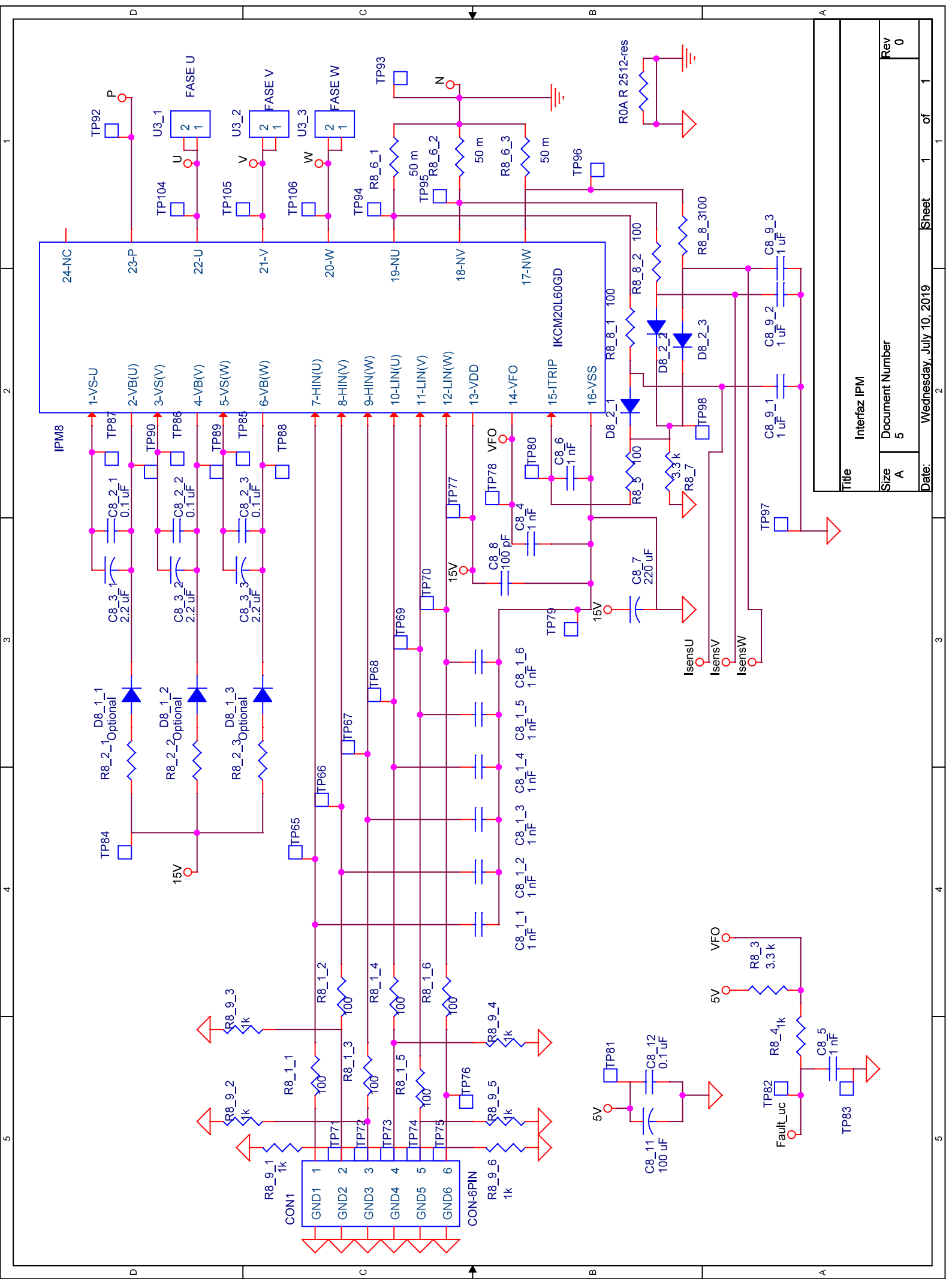
Title		Circuito Chopper de frenado	
Size	A	Document Number	3
Date:	Wednesday, July 10, 2019	Sheet	1 of 1
Rev	0		

1  
2  
3  
4  
5

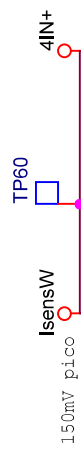
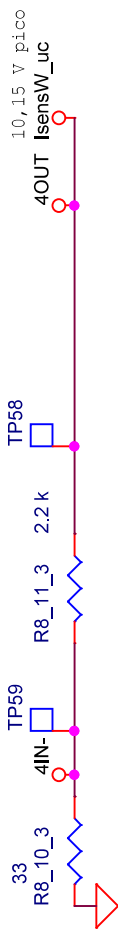
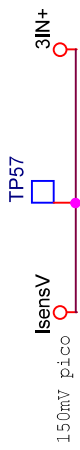
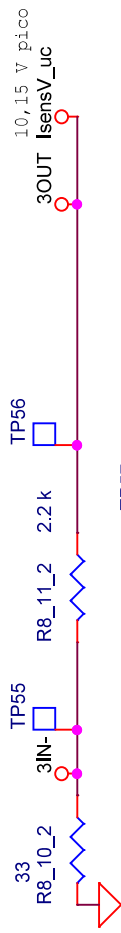
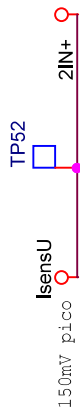
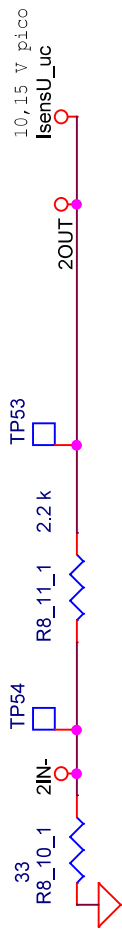
D  
C  
B  
A



Title		Alimentación ventiladores y relés auxiliares	
Size	A	Document Number	4
Date:	Wednesday, July 10, 2019	Sheet	1 of 1
Rev	0		



Title		Interfaz IPM	
Size	A	Document Number	5
Date:	Wednesday, July 10, 2019	Sheet	1 of 1
Rev	0		



Title		Amplificación de corrientes sensadas	
Size	A	Document Number	6
Rev	0	Date:	Wednesday, July 31, 2019
		Sheet	1 of 1

