



UNIVERSIDAD
DE MÁLAGA



ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería electrónica, robótica y mecatrónica

*Diseño y desarrollo de un prototipo de inversor
de potencia para una motocicleta eléctrica de
competición*

Autor: Carlos Domínguez Medina

Tutor: Dr. D. Javier Pérez Fernández

Cotutor: D. Juan María Velasco García

Departamento: Dpto. de Ingeniería Mecánica, Térmica y de Fluidos

Área de Conocimiento: Ingeniería Mecánica

Málaga, julio de 2025

Agradecimientos

Quiero expresar mi agradecimiento al Taller 31 por el apoyo prestado durante el desarrollo de este trabajo, así como a mis amigos Daniel y Guillermo, que me acompañaron a lo largo de este trayecto y supieron motivarme en los momentos en que más lo necesitaba. Extiendo también mi gratitud a mi novia Paula y a mis padres, cuya ayuda y comprensión hicieron posible que pudiera dedicar el tiempo y el esfuerzo necesarios para llevar a cabo este proyecto. Finalmente, agradezco al Omnissiah, por vigilar y bendecir este trabajo para el dios máquina.

Resumen

La competición MotoStudent constituye un entorno de desarrollo en el que equipos universitarios diseñan y fabrican prototipos de motocicletas de carácter eléctrico y de combustión, reproduciendo de manera realista los retos propios de la industria del automóvil. En este contexto, la electrónica de potencia desempeña un papel fundamental, siendo el inversor el dispositivo encargado de transformar la energía de la batería en señales adecuadas para accionar el motor, lo que determina en gran medida el rendimiento y la fiabilidad del sistema de tracción.

El presente Trabajo Fin de Grado tiene como objetivo el diseño y desarrollo de un prototipo de inversor de potencia orientado a motocicletas eléctricas de competición. Este prototipo se concibe como una primera aproximación que permita validar los conceptos fundamentales y sentar las bases para futuras versiones plenamente integradas en el vehículo, con un enfoque en la compactidad, la eficiencia y la capacidad de integración con el resto de los subsistemas.

Para alcanzar dicho objetivo se ha llevado a cabo un estudio comparativo de soluciones comerciales, la selección de semiconductores de potencia y drivers adecuados, el diseño esquemático y de layout mediante EasyEDA, así como el dimensionamiento térmico y la simulación del comportamiento eléctrico en Matlab/Simulink. Los resultados obtenidos demuestran la viabilidad del diseño, identificando al mismo tiempo limitaciones y líneas de mejora que servirán como punto de partida para la evolución del prototipo hacia una solución competitiva en entornos de altas prestaciones.

PALABRAS CLAVE: MotoStudent, inversor de potencia, motocicleta eléctrica, MOSFET, driver, EasyEDA, Matlab, Simulink, disipador, simulación.

Abstract

The MotoStudent competition provides a development framework in which university teams design and build prototypes of motorcycles, both electric and combustion, reproducing in a realistic way the challenges faced in the automotive industry. In this context, power electronics play a fundamental role, with the inverter being the key device responsible for converting the battery energy into signals suitable for driving the motor, thus largely determining the performance and reliability of the traction system.

This Final Degree Project aims at the design and development of a prototype power inverter for electric racing motorcycles. The prototype is conceived as a first stage intended to validate fundamental concepts and establish a solid basis for future versions fully integrated into the vehicle, with an emphasis on compactness, efficiency, and system-level integration.

To achieve this objective, a comparative study of commercial solutions was carried out, followed by the selection of suitable power semiconductors and gate drivers, the schematic and layout design using EasyEDA, and the thermal sizing and electrical behavior simulation using Matlab/Simulink. The results confirm the feasibility of the design while also highlighting limitations and possible improvements, which will serve as a foundation for the evolution of the prototype towards a competitive solution in high-performance environments.

Keywords: MotoStudent, power inverter, electric motorcycle, MOSFET, driver, EasyEDA, Matlab, Simulink, heatsink, simulation.

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN	1
1.1.	ANTECEDENTES	1
1.2.	OBJETIVOS Y PLANIFICACIÓN	2
2.	ESTUDIO COMPARATIVO DE SOLUCIONES COMERCIALES	4
2.1.	Sevcon	4
2.2.	Emsiso.....	4
2.3.	ODrive.....	4
2.4.	VESC.....	5
2.5.	Conclusiones.....	6
3.	ELECCIÓN DE COMPONENTES PRINCIPALES	7
3.1.	TRANSISTORES.....	7
3.1.1.	IPF026N15NM6	7
3.1.2.	IPP029N15NM6	8
3.1.3.	IPT025N15NM6	9
3.1.4.	IPTG025N15NM6.....	10
3.1.5.	IRF150P220.....	10
3.1.6.	IPTC025N15NM6	11
3.1.7.	IPTC034N15NM6	12
3.2.	DRIVERS	14
3.2.1.	UCC21222	14
3.2.2.	UCC21330	15
4.	MARCO TEÓRICO	16

4.1.	TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO DE POTENCIA	16
4.2.	DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL PARA EL TRANSISTOR	17
4.2.1.	Filtro de entrada para el driver	17
4.2.2.	Desacoplo entre VCCI y GND del driver	18
4.2.3.	Frecuencia de la PWM.....	19
4.2.4.	Deadtime	19
4.2.5.	Circuito de Bootstrap	21
4.2.6.	Circuito de control del transistor	23
4.2.7.	Dimensionamiento del DC-LINK	25
4.3.	DESARROLLO DEL ESQUEMÁTICO	25
4.3.1.	EasyEDA.....	25
4.3.2.	Diseño del esquemático	26
4.3.3.	MOSFETs.....	27
4.3.1.	Periferia del controlador	29
4.3.2.	Conectores	31
4.4.	DESARROLLO DEL LAYOUT	33
4.4.1.	Baja tensión	33
4.4.2.	Control.....	35
4.4.3.	Alta tensión	37
4.4.4.	Completo	38
4.5.	CÁLCULOS DE DISIPACIÓN TÉRMICA.....	40
4.5.1.	Potencia disipada en conducción.....	41
4.5.2.	Potencia disipada en conmutación	42
4.5.3.	Total.....	47
4.5.4.	Requisitos de la elección del disipador	47

4.5.5.	Elección de la interfaz	49
4.5.6.	Disipador	50
5.	SIMULACIÓN Y RESULTADOS	52
5.1.	SIMULACIÓN DEL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO	52
5.1.1.	Simulink	52
5.1.2.	Componentes	52
5.1.3.	Implementación y resultados.....	56
5.2.	SIMULACIÓN TÉRMICA.....	59
6.	CONCLUSIONES	63
	Bibliografía	65
	ANEXO I: CIRCUITO ELÉCTRICO Y MODELO 3D	67
	ANEXO II: BOM Y PRESUPUESTO ESTIMADO	68

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1.- IPF026N15NM6 [1].....	8
Ilustración 2.- IPP029N15NM6 [1]	8
Ilustración 3.- IPT025N15NM6 [1].....	9
Ilustración 4.- IPTG025N15NM6 [1]	10
Ilustración 5.- IRF150P220 [1]	11
Ilustración 6.- Empaquetado TOLT [1]	12
Ilustración 7.- Diagrama de bloques de una fase del inversor (elaboración propia).....	16
Ilustración 8.- Deadtime necesario (elaboración propia)	20
Ilustración 9.- Circuito de Bootstrap (elaboración propia)	21
Ilustración 10.- Editor de footprints (elaboración propia).....	28
Ilustración 11.- MOSFETs en esquemático (elaboración propia).....	29
Ilustración 12.- Periferia del controlador: baja tensión (elaboración propia)	30
Ilustración 13.- Periferia del controlador: control, red de compuerta (elaboración propia)	30
Ilustración 14.- Periferia del controlador: tensión de control, condensadores (elaboración propia)	31
Ilustración 15.- Conectores en esquemático (elaboración propia).....	32
Ilustración 16.- Conectores reales [8]	32
Ilustración 17.- Layout: baja tensión (elaboración propia)	34
Ilustración 18.- Layout: control (elaboración propia)	35
Ilustración 19.- Cálculo ancho de pista [12]	36
Ilustración 20.- Layout: alta tensión (elaboración propia).....	37
Ilustración 21.- Layout: baja tensión trifásica (elaboración propia)	39
Ilustración 22.- Layout: conectores (elaboración propia).....	39

Ilustración 23.- Layout: placa completa (elaboración propia)	40
Ilustración 24.- Rdon según temperatura [5]	42
Ilustración 25.- Tensiones de conmutado (elaboración propia)	43
Ilustración 26.- Potencia de conmutado (elaboración propia)	44
Ilustración 27.- Carga de la compuerta [5]	44
Ilustración 28.- Disipación de potencia [5]	47
Ilustración 29.- Disipador Wakefield [14]	50
Ilustración 30.- Disipador ATS [14]	51
Ilustración 31.- Bloque de tensión (elaboración propia)	53
Ilustración 32.- Señal PS (elaboración propia)	53
Ilustración 33.- SPICE imported MOSFET (elaboración propia)	54
Ilustración 34.- Medio puente (elaboración propia)	55
Ilustración 35.- Solver configuration (elaboración propia)	55
Ilustración 36.- Circuito completo de la simulación (elaboración propia)	56
Ilustración 37.- Salida de tensión (elaboración propia)	57
Ilustración 38.- Salidas del bloque de tensión (elaboración propia)	57
Ilustración 39.- Corrientes bloque B (elaboración propia)	58
Ilustración 40.- Corrientes bloque A (elaboración propia)	58
Ilustración 41.- Circuito de cálculo de potencia disipada (elaboración propia)	60
Ilustración 42.- Potencia disipada (Elaboración propia)	60
Ilustración 43.- Circuito térmico (elaboración propia)	61
Ilustración 44.- Elevaciones de temperatura	62

1. INTRODUCCIÓN

1.1. ANTECEDENTES

MotoStudent es una competición internacional en la que equipos universitarios de todo el mundo deben diseñar y construir un prototipo de motocicleta con características similares a las de la categoría Moto3. Este certamen no solo pone a prueba la capacidad técnica de los estudiantes, sino también su ingenio, creatividad y trabajo en equipo, ya que cada proyecto debe desarrollarse desde cero en un entorno que reproduce de manera realista las exigencias del sector de la automoción. La competición se divide en dos modalidades: la categoría Petrol, basada en motores de combustión interna, y la categoría Electric, donde los prototipos cuentan con un sistema de propulsión completamente eléctrico. Esta última se ha consolidado en los últimos años como una plataforma clave para el desarrollo y validación de tecnologías relacionadas con la movilidad sostenible.

El UMA Racing Team participa en MotoStudent desde sus primeras ediciones, con el objetivo de acercar a los estudiantes a un entorno de ingeniería real y competitivo. A lo largo de su trayectoria, el equipo ha demostrado un notable rendimiento, fruto del esfuerzo colectivo de alumnos y profesores. En la actualidad, el equipo centra su trabajo en la categoría eléctrica, alineándose con la tendencia global hacia la electrificación del transporte y el auge de la investigación en sistemas de almacenamiento y conversión de energía.

Dentro de este contexto, los inversores de potencia juegan un papel fundamental. Estos dispositivos son los encargados de transformar la energía de la batería en señales eléctricas adecuadas para accionar el motor, determinando en gran medida la eficiencia y la capacidad de respuesta de la motocicleta. Un diseño correcto del inversor no solo garantiza un mejor rendimiento dinámico, sino que también influye en la fiabilidad y la seguridad del sistema eléctrico de tracción. Por este motivo, el desarrollo de soluciones propias en este ámbito representa un reto tecnológico de primer nivel, con aplicaciones que van más allá de la propia competición y que resultan de gran interés en el campo de la ingeniería eléctrica y de potencia.

El presente Trabajo Fin de Grado se enmarca en esa línea de innovación, con la finalidad de diseñar y desarrollar un prototipo de inversor de potencia orientado a motocicletas eléctricas de

competición. El ímpetu por construir una pieza de tal complejidad por diseño propio, con todos los retos que acarrea, se basa en la necesidad que impone la competición sobre el equipo de explorar cualquier camino posible de mejora, en este caso, tener un mayor control sobre estas señales que accionan el motor es clave para poder sacar todo el potencial de los dispositivos con los que partimos. El prototipo servirá como punto de partida para validar conceptos, evaluar el comportamiento del sistema y sentar las bases para futuras versiones plenamente integradas en la motocicleta del equipo ya que, como cualquier proyecto de ingeniería de este calibre, requiere de varias iteraciones completas de diseño, para poder alcanzar un producto funcional y acorde con las expectativas.

1.2. OBJETIVOS Y PLANIFICACIÓN

El presente Trabajo Fin de Grado tiene como finalidad el diseño y desarrollo de un prototipo de inversor de potencia para motocicleta eléctrica de competición. El prototipo constituye una primera etapa del desarrollo, concebido para validar el concepto y establecer una base sólida que permita su posterior escalado hacia una versión definitiva capaz de integrarse plenamente en la motocicleta.

Para alcanzar el objetivo establecido, se fijan los siguientes pasos:

- Estudio comparativo de soluciones comerciales, se llevará a cabo una revisión de las soluciones comerciales de inversores ya disponibles en el ámbito de la movilidad eléctrica, prestando especial atención a aquellos diseñados para aplicaciones de competición. El objetivo es identificar las tendencias actuales en cuanto a topologías, características técnicas, materiales y costes, y utilizar esta información como referencia para comparar con la propuesta del proyecto.
- Elección de los componentes principales, partir de los requisitos de diseño, se realizará la selección de los semiconductores de potencia y los circuitos de control asociados. Este apartado incluye la evaluación comparativa de diferentes modelos de MOSFETs en términos de resistencia de conducción, pérdidas de conmutación y capacidad de

disipación, así como la elección de drivers adecuados para garantizar un control eficiente y seguro de las compuertas.

- Diseño del circuito, se definirá la topología de potencia más adecuada para el inversor y se desarrollará el circuito de compuerta asociado. También se llevará a cabo el dimensionamiento del condensador de enlace de continua, analizando su influencia en la estabilidad y el rendimiento global del sistema. Además, se propondrá una primera aproximación a la topología de control que permita implementar el prototipo y sentar las bases para futuras mejoras.
- Diseño térmico, se analizarán las necesidades de refrigeración del sistema teniendo en cuenta las pérdidas estimadas en los semiconductores de potencia. Este análisis permitirá determinar el tipo de disipador más apropiado y evaluar posibles métodos de refrigeración adicionales, de forma que el prototipo pueda mantener un funcionamiento seguro y estable bajo condiciones de carga exigentes.
- Documentación y conclusiones, finalmente, se recopilarán y presentarán los resultados del diseño y la validación del prototipo, destacando las fortalezas y limitaciones detectadas, determinando si es viable seguir la línea de desarrollo estipulada o no. A partir de estas conclusiones se propondrán posibles mejoras y líneas de desarrollo futuro, con el objetivo de evolucionar el prototipo hacia una versión final plenamente integrada en la motocicleta de competición.

2. ESTUDIO COMPARATIVO DE SOLUCIONES COMERCIALES

Para aplicaciones automotivas y de motores de media a gran potencia, el mercado de inversores de potencia es un sector en continua expansión impulsado por el creciente número de vehículos eléctricos, drones y otros medios de transporte que recurren a tecnologías de tracción eléctrica. Este desarrollo se ve acelerado por la situación sociopolítica actual y por los objetivos globales de transición hacia sistemas energéticos sostenibles, lo que ha favorecido la aparición de soluciones comerciales cada vez más variadas. En el marco de este proyecto se analizan las alternativas más accesibles y relevantes para su posible aplicación en una motocicleta eléctrica de competición.

2.1. Sevcon

El Sevcon Gen4 es un inversor comercial de altas prestaciones diseñado para motocicletas y vehículos eléctricos de competición. Su principal ventaja reside en la robustez y fiabilidad que ofrece en entornos exigentes, junto con una integración completa mediante comunicación CAN, lo que facilita su uso en arquitecturas complejas. Su elevado coste refleja tanto la calidad de sus protecciones como su capacidad para manejar potencias altas de forma sostenida, lo que lo ha consolidado como una referencia en automoción eléctrica profesional.

2.2. EMDrive

El controlador de EMDrive se sitúa en un rango de características similar, también orientado a aplicaciones de automoción y competición. Su mayor fortaleza radica en la flexibilidad de configuración, que permite ajustar con precisión los parámetros de control en función del motor y las condiciones de trabajo. Aunque su precio es igualmente elevado, la posibilidad de personalización lo convierte en una opción versátil y adecuada para proyectos en los que se requiere un control fino sobre motores de gran potencia en entornos profesionales.

2.3. ODrive

ODrive, en cambio, es un controlador concebido principalmente para robótica y servomotores brushless de corriente continua. Su atractivo se encuentra en el bajo coste y la facilidad de uso,

lo que lo hace muy popular en entornos de prototipado, impresión 3D y pequeños robots. No obstante, sus capacidades de potencia son limitadas y sus mecanismos de protección resultan insuficientes para soportar las exigencias de un vehículo de competición, lo que restringe su utilización a proyectos de menor escala y corta duración.

2.4. VESC

Los controladores basados en la plataforma VESC representan una solución abierta y económica, muy extendida en movilidad ligera como monopatines y patinetes eléctricos. La amplia comunidad de desarrollo permite mejoras constantes en el firmware y facilita la experimentación, lo que los hace muy atractivos para usos recreativos o proyectos de investigación iniciales. Sin embargo, su diseño no está concebido para ofrecer la robustez y la fiabilidad necesarias en aplicaciones de alta potencia, quedando por tanto fuera de los requisitos que demanda la competición.

Se recopilan las características técnicas de versiones concretas de productos pertenecientes a las marcas anteriormente descritas para poder tener una comparación cuantitativa de éstas.

Tabla 1.- Comparación de marcas comerciales de inversor

Inversor	Tensión de trabajo máxima [V]	Corriente pico [Arms]	Corriente continua [Arms]	Frecuencia de trabajo [kHz]
SEVCON Gen4	132	300	120	16
EMDrive H300	450	450	300	16
ODrive S1	50.5	80	40	24
VESC Maxim	120	600	400	30 - 50



2.5. Conclusiones

En este contexto, el UMA Racing Team requiere el desarrollo de un inversor propio que le permita mantener un control absoluto tanto del hardware como del software. Esta estrategia posibilita optimizar el rendimiento del motor a través de iteraciones sucesivas de ajuste y validación, algo que no es alcanzable con soluciones comerciales cerradas. De este modo, se maximiza la capacidad de adaptación del sistema a las condiciones específicas de la motocicleta de competición, extrayendo todo el potencial de la propulsión eléctrica en un entorno altamente competitivo.

3. ELECCIÓN DE COMPONENTES PRINCIPALES

3.1. TRANSISTORES

El inversor se ha dimensionado para una tensión de trabajo de 150 V y una corriente nominal de fase de 150 A. Aunque el reglamento de MotoStudent limita la tensión de la batería a un valor menor, se adopta un valor superior como margen de diseño, ya que resulta más sencillo reducir la tensión máxima de operación que incrementarla una vez fijada la topología. Estos valores representan un escenario de referencia que permite seleccionar y comparar dispositivos de potencia adecuados, si bien en el prototipo desarrollado la corriente real de funcionamiento será considerablemente menor, al tratarse de una primera iteración orientada a validar el concepto antes de alcanzar las condiciones de diseño finales.

Teniendo en cuenta estos requisitos, se ha realizado un estudio comparativo entre varios modelos MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) de canal N, todos con una tensión V_{ds} de 150 V. Los dispositivos evaluados pertenecen a la familia OptiMOS 6 de Infineon, salvo uno de ellos (StrongIRFET). La elección de esta gama responde a que Infineon es uno de los fabricantes líderes en el ámbito de los semiconductores de potencia, con dispositivos ampliamente utilizados en aplicaciones industriales y de automoción. Limitar la comparación a una misma tecnología y proveedor permite además asegurar la coherencia entre encapsulados, parámetros eléctricos y modelos de simulación, lo que facilita una evaluación objetiva de las diferencias entre dispositivos sin introducir variaciones debidas a tecnologías de fabricación distintas.

3.1.1. IPF026N15NM6

El modelo IPF026N15NM6 está fabricado con tecnología OptiMOS 6 y se presenta en encapsulado D²PAK de 7 pines (PG-TO263-7), apto para montaje superficial sobre PCB. Presenta una resistencia de conducción $R_{DS(on)}$ máxima de 2.6 m Ω , lo cual garantiza pérdidas por conducción moderadas. Soporta una corriente de drenador continua de hasta 239 A a 25 °C, siendo por tanto adecuado para aplicaciones de media-alta potencia. Su comportamiento dinámico es competitivo, con tiempos de conmutación de 18 ns (subida) y 20 ns (bajada), y una carga total de compuerta de 105 nC. La capacidad de recuperación inversa también se mantiene en valores aceptables.

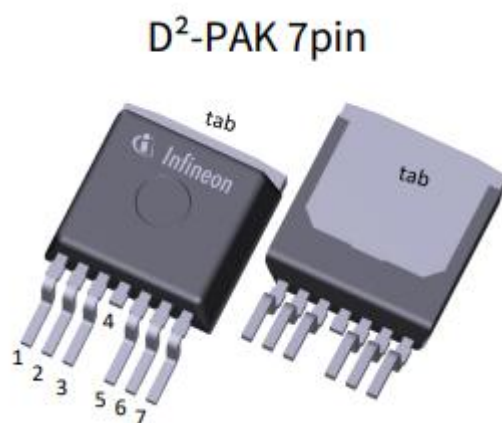


Ilustración 1.- IPF026N15NM6 [1]

Su encapsulado permite cierta flexibilidad en diseño térmico, pero requiere una buena disipación térmica sobre la placa para evitar derating. Este dispositivo ofrece un equilibrio interesante entre compacidad, eficiencia y prestaciones eléctricas.

3.1.2. IPP029N15NM6

El IPP029N15NM6, también de la gama OptiMOS 6, utiliza un encapsulado TO-220 de 3 pines, ampliamente utilizado en aplicaciones industriales por su facilidad de montaje en disipadores mediante tornillo. Presenta una resistencia $R_{DS(on)}$ de 2.9 m Ω y soporta una corriente continua de 197 A a temperatura ambiente. Su carga de compuerta y características dinámicas son prácticamente idénticas al modelo anterior, con 105 nC de QG total y tiempos de subida y bajada del orden de 26 ns y 24 ns, respectivamente.

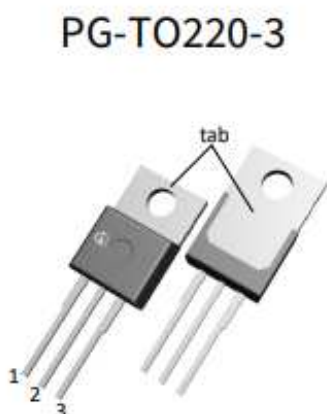


Ilustración 2.- IPP029N15NM6 [1]

A pesar de que sus prestaciones eléctricas son ligeramente inferiores en cuanto a resistencia y corriente, la principal ventaja de este dispositivo reside en su encapsulado estándar y en la simplicidad de integración térmica mediante disipadores convencionales, lo cual facilita prototipado y mantenimiento.

3.1.3. IPT025N15NM6

El transistor IPT025N15NM6 representa una opción de alto rendimiento dentro de la familia OptiMOS 6. Se presenta en encapsulado TOLL (PG-HSOF-8), optimizado para montaje sobre disipadores térmicos planos en la PCB. Este dispositivo ofrece una resistencia $R_{DS(on)}$ máxima de 2.5 m Ω , y soporta una corriente continua de hasta 263 A, lo que lo convierte en uno de los modelos con mayor capacidad de conducción del estudio.

En cuanto a su comportamiento dinámico, muestra tiempos de conmutación más reducidos que los anteriores (16 ns de subida, 19 ns de bajada), manteniendo una carga de compuerta de 105 nC. La recuperación inversa es también más rápida, lo que reduce las pérdidas por conmutación en aplicaciones de alta frecuencia.

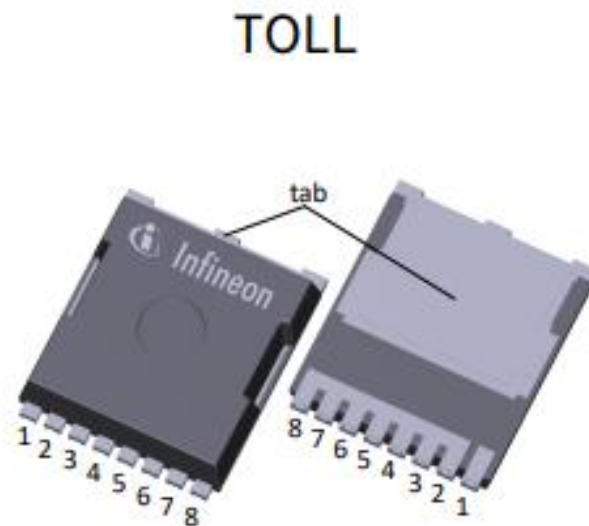


Ilustración 3.- IPT025N15NM6 [1]

Este componente es especialmente adecuado cuando se requiere un diseño compacto con disipación térmica eficiente sobre la PCB. No obstante, su encapsulado requiere un diseño cuidadoso del pad térmico y del layout de la placa.

3.1.4. IPTG025N15NM6

El modelo IPTG025N15NM6 comparte prácticamente todas las características eléctricas con el IPT025N15NM6. También ofrece una $R_{DS(on)}$ de 2.5 m Ω , soporta 264 A y presenta la misma carga de compuerta total y tiempos de conmutación (16 ns de subida, 19 ns de bajada). Sin embargo, se suministra en encapsulado PG-HSOG-8, lo que modifica levemente la geometría de pines y la forma de integrar la disipación en el diseño del circuito impreso.

La elección entre el modelo IPT y el IPTG dependerá principalmente del espacio disponible, la disposición mecánica del sistema y la compatibilidad con el disipador. Su desempeño eléctrico es prácticamente idéntico, por lo que la decisión debe basarse en consideraciones estructurales o de fabricación.



Ilustración 4.- IPTG025N15NM6 [1]

3.1.5. IRF150P220

El IRF150P220 pertenece a la familia StrongIRFET y se distingue de los modelos anteriores al utilizar un encapsulado TO-247, diseñado para aplicaciones de alta potencia con disipación

térmica externa optimizada. Es el único de los cinco modelos que alcanza una corriente máxima en silicio de 316 A, aunque limitada a 203 A por el encapsulado.



Ilustración 5.- IRF150P220 [1]

Su resistencia $R_{DS(on)}$ es de 2.7 m Ω , competitiva, pero presenta una carga de compuerta total de 160 nC, sensiblemente superior a los anteriores, lo que puede penalizar la eficiencia en conmutación rápida.

En términos dinámicos, sus tiempos de conmutación son notablemente más altos (100 ns de subida, 85 ns de bajada), lo cual lo posiciona como una opción más adecuada para frecuencias de conmutación bajas o para sistemas donde la prioridad sea la robustez térmica por encima de la velocidad de conmutación.

3.1.6. IPTC025N15NM6

El modelo IPTC025N15NM6 pertenece a la familia OptiMOS 6 de Infineon y está optimizado para aplicaciones de conmutación de potencia en sistemas de media tensión. Ofrece una resistencia $R_{DS(on)}$ de 2.5 m Ω , soporta hasta 264 A de corriente de drenaje y presenta una carga de compuerta total de aproximadamente 105 nC. Su encapsulado TOLT, con aislamiento integrado, permite una gestión térmica eficiente sin necesidad de pad aislante adicional. Está especialmente indicado para aplicaciones de alta corriente con frecuencias de conmutación moderadas, como inversores de tracción o controladores de motor. Su baja resistencia de conducción lo convierte

en una opción adecuada cuando se prioriza la eficiencia en conducción y la disipación térmica directa.

3.1.7. IPTC034N15NM6

El modelo IPTC034N15NM6 también forma parte de la familia OptiMOS 6 y comparte muchas características estructurales con el IPTC025N15NM6, incluyendo el encapsulado TOLT y la tensión máxima de 150 V. Sin embargo, presenta una $R_{DS(on)}$ algo superior, de $3.4\text{ m}\Omega$, y una corriente máxima de 194 A. A cambio, su carga de compuerta es sensiblemente menor, en torno a 69 nC, lo que se traduce en menores pérdidas por conmutación y mejor respuesta dinámica. Estas características lo hacen más adecuado para aplicaciones donde la velocidad de conmutación y la eficiencia dinámica sean más relevantes que la conducción continua a alta corriente. Su rendimiento es óptimo en diseños donde se busca un compromiso entre eficiencia y simplicidad en el diseño del driver de compuerta.

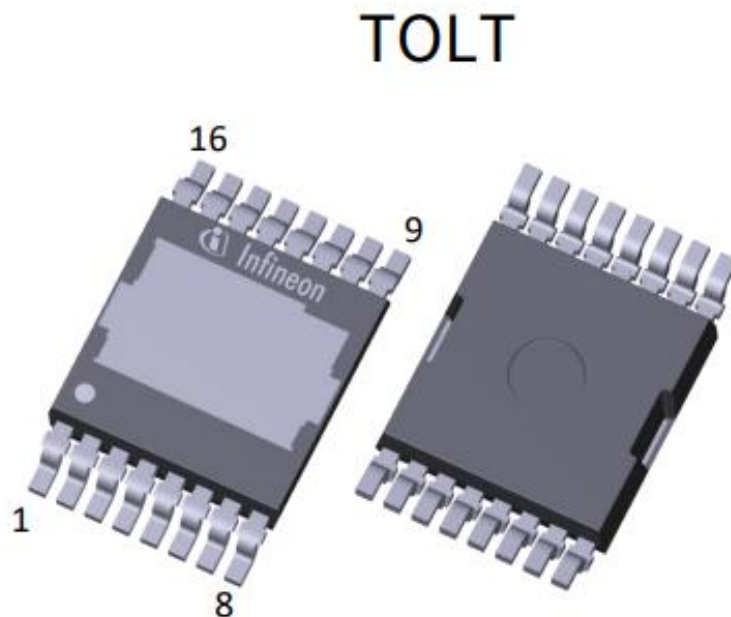


Ilustración 6.- Empaquetado TOLT [1]

En resumen:

Tabla 2.- Comparación de MOSFETs

Modelo	Encap	$R_{DS(on)max}$ (mΩ)	I_D @25 °C (A)	Q_G total (nC)	t_r / t_f (ns)	Disipación (W)
IPF026N15NM6	D ² PAK-7	2.6	239	105	18 / 20	395
IPP029N15NM6	TO-220	2.9	197	105	26 / 24	395
IPT025N15NM6	TOLL (HSOF-8)	2.5	263	105	16 / 19	395
IPTG025N15NM6	HSOG-8	2.5	264	105	16 / 19	395
IRF150P220	TO-247	2.7	316 (silicio) / 203 (pkg)	160	100 / 85	556
IPTC025N15NM6	TOLT	2.5	264	105	16 / 19	395
IPTC034N15NM6	TOLT	3.4	194	69	9 / 12	294

Tras estudio y consideración de los distintos MOSFETs y empaquetados disponibles en el mercado, se ha optado por usar el IPTC025N15NM6 ya que cuenta con una corriente I_D alta, una tensión V_{DS} de 150 V como se requiere, una $R_{ds(on)}$ baja para minimizar las pérdidas y unos tiempos de conmutado aceptables. También se ha escogido este transistor por su empaquetado TOLT, ya que éste nos permite usar toda la potencia de este a través de los terminales en una montura estilo SMD, mientras se refrigera por encima, lo cual permite añadir disipadores para un mejor funcionamiento del componente.

3.2. DRIVERS

Los drivers de puerta son circuitos auxiliares encargados de adaptar las señales de control lógicas a los niveles de tensión y corriente necesarios para conmutar de forma adecuada los MOSFETs de potencia. Su función es garantizar que la compuerta se cargue y descargue con la rapidez suficiente para reducir pérdidas y evitar estados intermedios peligrosos.

En este proyecto se requiere un driver capaz de suministrar corrientes de varios amperios, ya que la carga de compuerta de los dispositivos seleccionados es elevada. Además, es necesario que incorpore un circuito de bootstrap, dado que permite alimentar los transistores del lado alto en una topología medio puente sin necesidad de fuentes adicionales, simplificando el diseño. En cuanto al aislamiento, aunque existen drivers aislados y no aislados, en aplicaciones de alta potencia resulta recomendable utilizar modelos aislados, puesto que protegen al circuito de control frente a fallos en la etapa de potencia y frente a transitorios espurios.

Existen múltiples fabricantes en el mercado con soluciones válidas, pero en este trabajo se han considerado controladores de Texas Instruments por su fiabilidad, amplia disponibilidad en el ámbito de la electrónica de potencia y por su documentación extensiva, la cual se usa para sentar las bases de muchos de los cálculos realizados en este proyecto. A la hora de buscar drivers con las características descritas, uno de los primeros modelos que destaca por sus prestaciones es el UCC21222 de Texas Instruments, ampliamente utilizado en aplicaciones de conmutación rápida gracias a su capacidad de corriente de salida y a su aislamiento integrado. No obstante, también se encuentra otra opción de gran interés dentro del mismo fabricante, el UCC21330, que ofrece una mayor versatilidad en determinadas configuraciones y constituye una alternativa igualmente válida para este diseño.

3.2.1. UCC21222

El UCC21222 es un driver de compuerta aislado de doble canal que puede configurarse como dos controladores low-side, dos high-side o un medio puente. Ofrece hasta 4 A de corriente de salida en encendido y 6 A en apagado, con una inmunidad frente a transitorios en modo común superior a 125 V/ns y una barrera de aislamiento de 3 kV_{RMS}. Incluye funciones de protección como tiempo muerto programable mediante resistencia, apagado rápido simultáneo de salidas y filtros deglitch



integrados para rechazar transitorios de entrada muy cortos. Su tensión de alimentación de salida llega hasta 25 V y presenta tiempos de propagación muy bajos, lo que lo hace apto para el control de MOSFETs, como es el caso de este proyecto.

3.2.2. UCC21330

Este controlador es una evolución del UCC21222 que mantiene las prestaciones fundamentales de doble canal aislado, hasta 4 A de corriente de encendido y 6 A de apagado, alta inmunidad CMTI y aislamiento de 3 kVRMS, pero incorpora mejoras como la posibilidad de elegir distintos umbrales de undervoltage lockout (5 V, 8 V y 12 V), lo que le otorga mayor versatilidad y seguridad en aplicaciones con diferentes dispositivos de potencia.

Por estas razones se selecciona el UCC21330 frente al UCC21222, al ser una versión más reciente y robusta que amplía la compatibilidad sin sacrificar rendimiento.

4. MARCO TEÓRICO

4.1. TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO DE POTENCIA

Se han considerado dos opciones distintas para la disposición física de los MOSFETs. La primera opción contempla el uso de dispositivos con encapsulado tipo TO-220 o similares, montados de manera que permitan la disipación térmica mediante contacto con pletinas metálicas y la fijación de un disipador sobre los encapsulados. La segunda opción, que es la seleccionada para este diseño, emplea MOSFETs con encapsulado TOLT dispuestos en configuración vertical, donde los dispositivos correspondientes a cada fase se apilan uno sobre otro para optimizar el espacio y facilitar la conexión térmica y eléctrica.

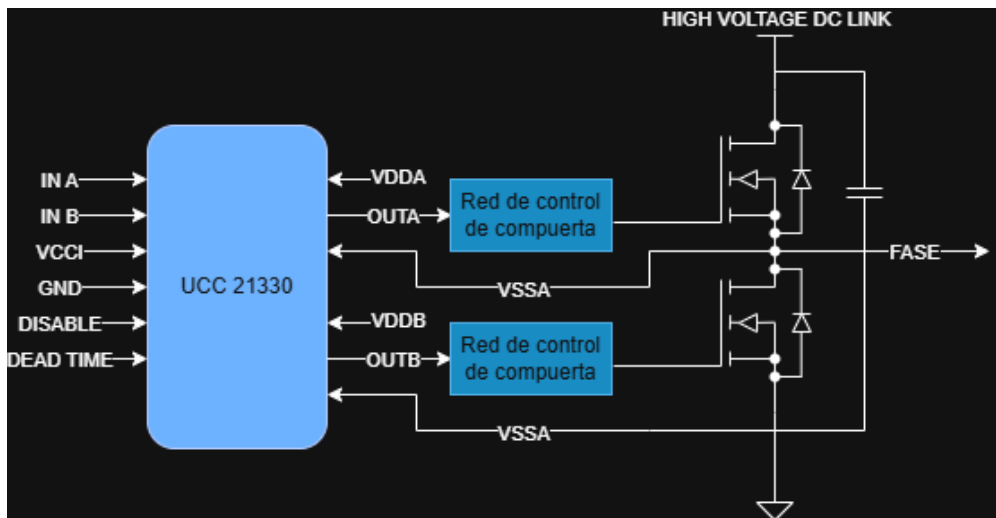


Ilustración 7.- Diagrama de bloques de una fase del inversor (elaboración propia)

El resto del circuito sigue la estructura típica de un inversor de potencia, en el que las señales PWM generadas por la unidad de control son adaptadas en tensión y corriente por los drivers de compuerta, permitiendo así la conmutación adecuada de los MOSFETs y la transferencia de potencia al motor, como se muestra en la figura 4.1.1, donde se aprecia el diagrama de bloques de una fase del inversor.

4.2. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL PARA EL TRANSISTOR

El diseño del circuito de control requiere determinar una serie de parámetros clave que condicionan su funcionamiento. Estos apartados comprenden toda la periferia del controlador, desde las etapas que adaptan y protegen las señales de entrada hasta las que permiten la conmutación segura de los transistores de potencia.

En primer lugar, es necesario filtrar las señales de entrada y desacoplar la tensión de alimentación VCCI respecto a GND, con el fin de garantizar que la parte lógica del driver reciba una señal estable y libre de perturbaciones. A continuación, se introduce un tiempo muerto o *deadtime*, que consiste en un retardo controlado entre el encendido y el apagado de los transistores de una misma rama para evitar que ambos conduzcan simultáneamente y se produzca un cortocircuito. Simultáneamente, se fija una frecuencia de conmutado, necesaria para controlar los transistores. Para alimentar correctamente los MOSFETs de lado alto se recurre al circuito de bootstrap, que genera una referencia flotante a partir de la propia señal de fase. Junto a ello, la red de control de compuerta regula la entrega de corriente a las puertas de los transistores, lo que permite controlar la velocidad de conmutación y minimizar los riesgos asociados a activaciones indeseadas.

Finalmente, el dimensionamiento del condensador de enlace de continua o DC-link asegura la estabilidad del bus de continua y aporta la reserva de energía necesaria durante los transitorios de alta exigencia. Todos estos elementos se integran en torno al bloque de drivers y MOSFETs, constituyendo la base del esquema de potencia del inversor.

4.2.1. Filtro de entrada para el driver

Dado que las señales de entrada al driver pueden verse afectadas por interferencias o rebotes debidos a trazas largas o acoplamientos parásitos en el PCB, se implementa un filtro RC de entrada con el objetivo de atenuar componentes de alta frecuencia que pudieran generar conmutaciones espurias.

Para ello, se ha optado por un filtro pasa baja compuesto por una resistencia en serie R_{IN} y un condensador C_{IN} conectado a tierra. Se seleccionan valores de R_{IN} en el rango de 10 Ω a 100 Ω y

valores de C_{IN} entre 10 pF y 100 pF [2], de forma que la frecuencia de corte del filtro se mantenga suficientemente elevada para no introducir retardos significativos en la propagación de la señal, pero baja respecto a los armónicos indeseados. En el presente diseño, se han adoptado los valores $R_{IN} = 51 \Omega$ y $C_{IN} = 33$ pF, que proporcionan una frecuencia de corte aproximada de 94 MHz. Esta configuración ofrece un equilibrio adecuado entre inmunidad al ruido y tiempo de conmutación, minimizando el riesgo de distorsión en las señales de control.

Cabe señalar que el propio UCC21330 dispone de un filtro deglitch integrado con un umbral mínimo de 5 ns, que elimina pulsos breves no deseados [2]. Sin embargo, la inclusión del filtro RC externo proporciona una capa adicional de robustez frente a interferencias electromagnéticas y perturbaciones de alta frecuencia generadas durante la conmutación de los dispositivos de potencia.

4.2.2. Desacoplo entre VCCI y GND del driver

Para asegurar una operación fiable del circuito de control, se ha implementado un sistema de desacoplo adecuado entre la alimentación primaria del driver (VCCI) y su referencia de tierra (GND). Esta etapa de desacoplo tiene como objetivo proporcionar una fuente local de corriente ante demandas transitorias generadas durante la conmutación, además de filtrar interferencias de alta frecuencia que puedan afectar a la lógica de entrada del dispositivo.

Se ha dispuesto un condensador cerámico multicapa de 100 nF y baja impedancia serie equivalente, colocado físicamente lo más cerca posible entre los terminales de VCCI y GND. Esta ubicación minimiza los efectos de inductancias parásitas en el trazado del PCB.

Además del condensador cerámico de 100 nF colocado junto al encapsulado, se ha añadido otro de 1 μ F en paralelo para mejorar la estabilidad frente a fluctuaciones de baja frecuencia en la alimentación, típicamente provocadas por perturbaciones en la red eléctrica. Esta combinación permite mantener una tensión de VCCI estable en todo momento.

4.2.3. Frecuencia de la PWM

En los inversores, la mayor parte de las pérdidas tiene lugar en el conmutado de los transistores, es por esto por lo que a mayor sea la frecuencia de conmutación, más grandes serán las pérdidas. No obstante, para frecuencias bajas los componentes de filtrado como bobinas o condensadores necesitarían un gran tamaño para funcionar, a parte, por debajo de los 10 kHz la frecuencia es audible.

Teniendo en cuenta estos problemas, el inversor a diseñar debe funcionar en un punto intermedio. En aplicaciones de vehículos eléctricos, fabricantes como Sevcon emplean frecuencias de entre 10 y 20 kHz, rango que representa un compromiso entre eficiencia, tamaño de los componentes y reducción del ruido acústico. Dentro de este intervalo, se ha seleccionado una frecuencia de 16 kHz, no por ser un valor estrictamente único en términos de pérdidas, sino por tratarse de una referencia ampliamente adoptada en la industria [3] [4] y por su facilidad de implementación en sistemas de control digital, al derivarse directamente de relojes habituales de los microcontroladores y DSPs (Procesador Digital de Señales).

4.2.4. Deadtime

Esta variable establece el tiempo de diferencia entre los cambios de estado de dos MOSFETs de la misma fase. Su principal propósito es procurar que ambos MOSFETs no entren en conducción a la vez, ya que esto supondría un cortocircuito que podría resultar fatal en aplicaciones de potencia como la de este proyecto. El valor que debe tomar viene dado por la ecuación 4.2.1.

$$t_{DT}[ns] = 8.6 \cdot R_{DT}[k\Omega] + 13 \quad (4.2.1)$$

Donde se calcula el tiempo de deadtime en nano segundos a partir de la resistencia de deadtime en KΩ. El tiempo mínimo para que sea eficiente y proteja al circuito depende a su vez de las características de los MOSFETs, como se muestra en la figura 4.2.1.

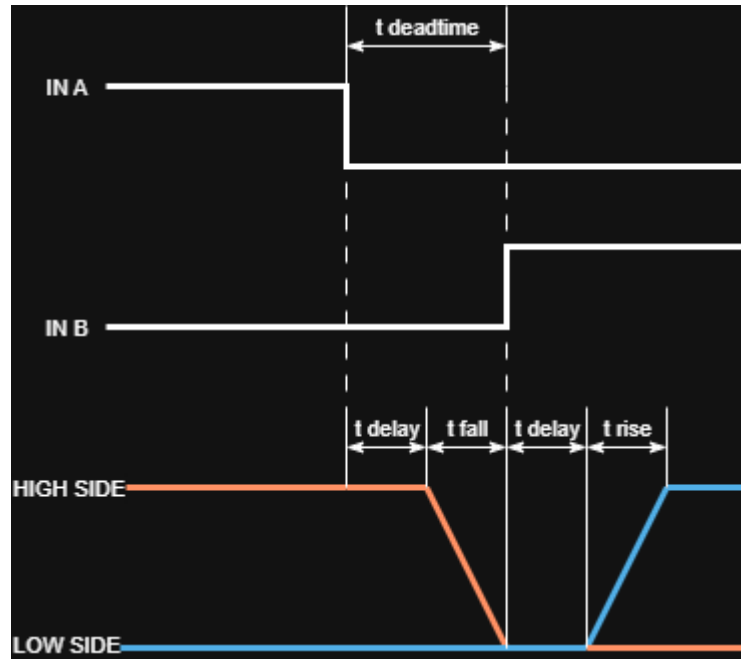


Ilustración 8.- Deadtime necesario (elaboración propia)

Partiendo de que, en el driver elegido para este proyecto (UCC 21330 A) el Deadtime comienza en el flanco de bajada [2], el tiempo que tarda en apagarse o entrar en corto su MOSFET correspondiente es la suma del tiempo de retraso de encendido y el tiempo de bajada, en ese momento es cuando es seguro para el circuito activar la pareja del MOSFET ya que, combinando tiempo de retraso de encendido y tiempo de subida de éste, no llegarán a estar conduciendo ambos a la vez.

$$t_{DT} = t_{\text{delay off}} + t_{\text{fall}} = 34 + 19 = 53 \text{ [ns]} \quad (4.2.2)$$

$$R_{DT} = \frac{t_{DT}[\text{ns}] - 13}{8.6} = \frac{53 - 13}{8.6} \cong 4.65 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad (4.2.3)$$

Tomando las características del MOSFET (IPTC025N15NM6) [5] se puede calcular el deadtime y la R_{DT} mediante las ecuaciones 4.2.2 y 4.2.3 respectivamente. Ante el resultado de 4.65 k Ω , la resistencia normalizada más cercana es de 4.7 k Ω , que deja un nuevo valor de deadtime de

$$t_{DT} = 8.6 \cdot R_{DT}[\text{k}\Omega] + 13 = 8.6 \cdot 4.7 + 13 = 53.42 \text{ [ns]} \quad (4.2.4)$$

53.42 ns, como se muestra en la ecuación 4.2.4, lo que, sumando al delay de encendido que tienen estos MOSFETs, resulta en un deadtime completamente seguro. No obstante, al tomar estos datos del datasheet, observamos que las corrientes que usan para cargar la compuerta del MOSFET son relativamente grandes, en los apartados de 4.2.6 Red de control de compuerta y 4.6.2 Potencia disipada en conmutación, se desarrollan los cálculos que explican por qué estos tiempos son bastante más pequeños de lo que serán los aplicados a este proyecto. Es por esto por lo que el Deadtime mínimo real que se busca es de 160 ns.

$$R_{DT} = \frac{t_{DT}[ns] - 13}{8.6} = \frac{160 - 13}{8.6} \cong 17.09 [k\Omega] \quad (4.2.5)$$

$$t_{DT} = 8.6 \cdot R_{DT}[k\Omega] + 13 = 8.6 \cdot 18 + 167.8 [ns] \quad (4.2.6)$$

Tras recalcular la resistencia R_{DT} y tomar el valor normalizado más próximo se obtiene un Deadtime de 167.8 ns, mayor pero aún realista y más seguro que el teórico de la primera iteración.

4.2.5. Circuito de Bootstrap

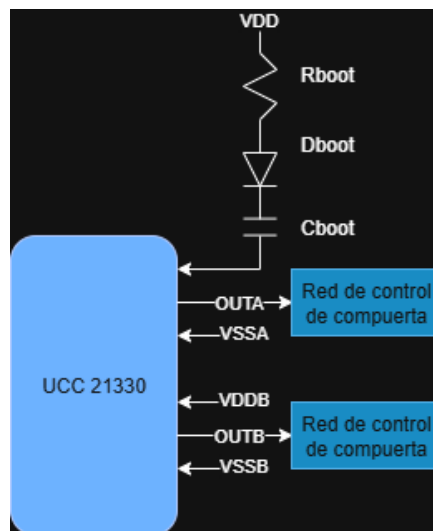


Ilustración 9.- Circuito de Bootstrap (elaboración propia)

El Bootstrap es una parte del circuito que permite alimentar la compuerta del transistor High-side en un driver de medio puente, ya que éste no está conectado a tierra como tal por lo que necesita

una tierra flotante, la cual se crea en un esfuerzo combinado de un diodo, una resistencia y un condensador. Este condensador se carga usando la tensión actual del punto de fase para generar la diferencia de voltaje necesaria y así crear una tierra virtual.

Siguiendo las recomendaciones del fabricante del UCC21330, Texas Instruments [2], se escoge un diodo de alto voltaje y recuperación rápida, como lo son los diodos Schottky. Debe haber un margen amplio entre el rating de tensión del diodo y la tensión del DC LINK, por lo que se ha elegido el diodo IDD06SG60C SiC (Carburo de Silicio) Schottky de Infineon, con una capacidad de tensión dc de 600 V, una corriente en continua de 6 A y una caída de tensión de 2.3 V [6].

La resistencia de Bootstrap, en serie con el diodo anteriormente elegido, se recomienda por Texas Instruments de valores entre 1 y 20 Ω , su propósito es limitar la corriente de irrupción para no superar la capacidad máxima del diodo [2], en este caso se elige un valor de resistencia de 1.8 Ω .

El cálculo de la corriente de pico en el peor caso se basa en la ecuación 4.2.5 [2].

$$I_{DBOOT (peak)} = \frac{V_{DD} - V_{BDF}}{R_{BOOT}} = \frac{12 - 2.3}{1.5} \cong 5.39 [A] \quad (4.2.5)$$

Donde V_{BDF} es la tensión de caída en el diodo, y como se observa, la corriente pico en el peor caso sería menos de la capacidad máxima del diodo, por lo que es seguro continuar.

En cuanto al condensador, debe ser cuidadosamente dimensionado, ya que es una parte crítica del circuito de Bootstrap. Para este proceso primero se debe estimar la carga total necesitada por cada ciclo de conmutación Q_{Total} , que se calcula mediante la ecuación 4.2.6 [2].

$$Q_{TOTAL} = Q_G + \frac{I_{VDD}}{f_{SW}} = 105 [nC] + \frac{2.5 [mA]}{16 [kHz]} \cong 261.25 [nC] \quad (4.2.6)$$

La cual depende de la carga de la compuerta del MOSFET Q_G , la intensidad de autoconsumo del driver I_{VDD} y la frecuencia de conmutación del driver f_{SW} . Tomando este valor de carga y teniendo en cuenta una tensión de rizado de unos 0.5 V recomendada por el fabricante para no activar

prematuramente el UVLO (Under Voltage Lock Out), podemos calcular la capacidad mínima necesaria del condensador de Bootstrap para este caso.

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOTAL}}{\Delta V_{VDDA}} = \frac{261.25 [nC]}{0.5 [V]} \cong 522.5 [nF] \quad (4.2.6)$$

Por lo que se puede colocar un condensador de 1 μF , lo que resultaría en una diferencia de voltaje al descargarse distinta, calculada usando la ecuación anterior.

$$\Delta V_{VDDA} = \frac{Q_{TOTAL}}{C_{BOOT}} = \frac{261.25 [nC]}{1 [\mu F]} \cong 0.26 [V] \quad (4.2.7)$$

Lo cual disminuye considerablemente el riesgo de activar la protección de UVLO accidentalmente. Para acompañar a este condensador, se añade uno con baja impedancia y de 100 nF, colocado muy cerca de los pines VDD y VSS a modo de bypass, para mejorar los estados transitorios de conmutado. Los condensadores elegidos tendrán una tensión nominal de 50 V, esto es para mitigar posibles picos de tensión que no provoquen daño en los condensadores, asimismo, serán de construcción MLCC y con dieléctrico X7R.

Paralelamente, para el sistema de VDDb, se escogen dos condensadores MLCC de 50 V, uno de 10 μF y otro de 220 nF.

4.2.6. Circuito de control del transistor

El circuito de control del transistor, como su nombre indica, se encarga de la carga y descarga de los MOSFETs, esto se debe a que la puerta de estos transistores actúa a efectos prácticos como un condensador, por lo que hay unos requerimientos de corriente que cambian según el propósito del diseño. Estas corrientes estarán limitadas por resistencias y serán distintas para la carga y la descarga de los transistores, y regidas por las ecuaciones 4.2.8 y 4.2.9 [2].

$$I_{OA+} = \min(4 A, \frac{V_{DD} - V_{BDF}}{(R_{NMOS} || R_{OH}) + R_{ON} + R_{GFET_Int}}) \quad (4.2.8)$$

$$I_{OB+} = \min(4 \text{ A}, \frac{V_{DD}}{(R_{NMOS} || R_{OH}) + R_{ON} + R_{GFET_Int}}) \quad (4.2.9)$$

Desde el punto de vista del driver, sabiendo que la corriente máxima de carga es de 4 A, podemos calcular la corriente de pico según la ecuación 4.2.8. Donde V_{BDF} es la caída de tensión en el diodo de Bootstrap, R_{OH} y R_{NMOS} son resistencias internas del driver, R_{ON} es la resistencia de encendido que limita la corriente y R_{GFET_Int} es la resistencia de puerta del MOSFET.

Teniendo en cuenta los datos del datasheet y una resistencia de encendido de 2.7Ω para el canal A y una de 3.9Ω para el canal B, podemos calcular el valor de corriente de pico.

$$I_{OA+} = \frac{12[V] - 2.1[V]}{(1.47[\Omega] || 5[\Omega]) + 2.7[\Omega] + 1.06[\Omega]} \cong 2.02 [A] \quad (4.2.10)$$

$$I_{OB+} = \frac{12[V]}{(1.47[\Omega] || 5[\Omega]) + 3.9[\Omega] + 1.06[\Omega]} \cong 1.97 [A] \quad (4.2.11)$$

Lo mismo se calcula para el drenado o la descarga de la puerta del transistor, solo que en este caso la corriente que el driver puede admitir es mayor.

$$I_{OA-} = \min(6 \text{ A}, \frac{V_{DD} - V_{BDF} - V_{GDF}}{R_{OL} + (R_{OFF} || R_{ON}) + R_{GFET_Int}}) \quad (4.2.12)$$

$$I_{OB-} = \min(6 \text{ A}, \frac{V_{DD} - V_{GDF}}{R_{OL} + (R_{OFF} || R_{ON}) + R_{GFET_Int}}) \quad (4.2.13)$$

Con las ecuaciones 4.2.12 y 4.2.13 se puede calcular la corriente pico de drenado, siendo V_{GDF} la tensión de caída del diodo antiparalelo, el cual para este caso es el SS3N42 de Vishay Semiconductors. Tomando unas resistencias R_{off} de 10Ω para A y 12Ω para B podemos calcular las corrientes pico.

$$I_{OA-} = \frac{12[V] - 2.1[V] - 0.45[V]}{0.55[\Omega] + (10[\Omega] || 2.7[\Omega]) + 1.06[\Omega]} \cong 2.53 [A] \quad (4.2.14)$$

$$I_{OB-} = \frac{12[V] - 0.45[V]}{0.55[\Omega] + (12[\Omega] || 3.9[\Omega]) + 1.06[\Omega]} \cong 2.54 [A] \quad (4.2.15)$$

Después de la elección de estos componentes, se ha colocado una resistencia de 10 kΩ entre la puerta y la fuente del MOSFET para asegurar que la compuerta se descargue correctamente cuando el driver no está activo. Esto ayuda a evitar encendidos accidentales causados por la corriente de Miller, que aparece durante los transitorios debido a la capacitancia entre drenador y compuerta. El valor de 10 kΩ es un compromiso habitual que evita problemas sin afectar al funcionamiento normal del driver.

4.2.7. Dimensionamiento del DC-LINK

Para garantizar un comportamiento robusto del bus de continua en un sistema pensado para alimentar motores de altas prestaciones, se ha dimensionado el condensador de DC-link con una capacidad total de 800 μF. Este valor se ha establecido considerando no solo la corriente nominal del sistema, estimada en torno a 150 A por fase, sino también la posibilidad de que se produzcan picos breves de corriente durante transitorios agresivos.

4.3. DESARROLLO DEL ESQUEMÁTICO

4.3.1. EasyEDA

EasyEDA es una plataforma de diseño electrónico que integra en un mismo entorno las funciones de esquemático, simulación, diseño de placas de circuito impreso y generación de archivos de fabricación. Se trata de una herramienta en línea que combina rapidez y accesibilidad con una amplia base de componentes, lo que facilita la construcción de circuitos tanto a nivel de control como de potencia.

Se usa test software principalmente por su carácter gratuito y su ágil interfaz, combinadas con una buena base de componentes, aunque no cubre por completo las necesidades de este

proyecto, ya que se tratan aspectos relativamente específicos de la electrónica de potencia, permite actualizar sus librerías con facilidad para añadir todo lo necesario.

Existen otras aplicaciones de diseño ampliamente utilizadas en el ámbito profesional, como Altium Designer o KiCad. Sin embargo, Altium presenta una curva de aprendizaje elevada y requiere licencias de pago que no resultan viables en el contexto de un prototipo académico. Por su parte, KiCad constituye una alternativa libre y potente, pero con un entorno menos intuitivo y una integración más limitada de librerías específicas de electrónica de potencia, lo que habría exigido un mayor esfuerzo de configuración. En este sentido, EasyEDA ofrece un equilibrio adecuado entre simplicidad, rapidez de implementación y disponibilidad de recursos, lo que lo convierte en una opción más apropiada para los objetivos de este trabajo.

Además, el hecho de ser una aplicación en línea le aporta una ventaja adicional en términos de portabilidad y trabajo colaborativo. Todos los proyectos se gestionan mediante una cuenta compartida, lo que permite mantener un control de versiones fiable y asegurar que las modificaciones realizadas en los diseños quedan accesibles para todo el equipo de desarrollo. Además, su empleo se ha extendido a otras áreas de diseño dentro del equipo, lo que refuerza su utilidad como herramienta común de trabajo.

4.3.2. Diseño del esquemático

El esquemático ha sido elaborado siguiendo criterios de diseño propios de la motocicleta de competición y los definidos en el apartado de diseño del circuito. Estos comprenden tensiones de los distintos apartados, separación entre alta y baja tensión y similares. En cuanto al circuito se separó en bloques funcionales, en este caso: MOSFETs, driver y conectores. La motivación para este paso es mejorar la facilidad de lectura del circuito, no solo a modo de buenas prácticas, sino que también para simplificar la comprensión desde un punto de vista externo.

Se utilizaron principalmente componentes de la librería de EasyEDA, lo que facilitó la inclusión de resistencias, condensadores y conectores estándar. En el caso de los elementos principales, como los MOSFET de potencia y los controladores UCC21330, se revisó con detalle la correspondencia entre el símbolo eléctrico y la huella física, creando versiones personalizadas cuando fue

necesario. Esto permitió asegurar la compatibilidad entre el esquemático y la PCB en las siguientes fases del diseño.

Al ser un prototipo, la parte de conexión a las señales de control ha sido diseñada de tal forma que se conecten a una placa externa encargada de generarlas, vía conector de marca MOLEX estilo MicroFit 3.0 [7], ya que han sido bastante usados componentes del estilo a lo largo de la historia del equipo por su resistencia y fiabilidad. A su vez el circuito se ha diseñado en tres partes por cada rama:

- **Baja tensión**, esta comprende las señales de control externas que llegan a la primera parte del circuito, esta hace un pequeño tratado de la señal y conecta con la parte de baja tensión del controlador, es apta para 3.3 – 5 V, pero en este caso particular se usa 3.3 V, ya que es más familiar con sistemas del estilo ESP32.
- **Tensión de control**, o control para simplificar, es la parte que comprende los circuitos para el control de los MOSFETs y la parte de bootstrapping, alimenta la parte de más alta tensión del controlador a 12 V.
- **Alta tensión**, este tramo está comprendido por la tensión de la batería directamente, en carrera unos 126 V, pero para este prototipo hemos ampliado hasta 150 V a modo de margen de operación. Esta parte es la que controlan directamente los MOSFETs.

Para cada una de estas tres partes se ha diseñado un sistema de planos de masa, para así ofrecer caminos para las corrientes de retorno, lo que disminuye considerablemente los ruidos que pueda generar todo el conmutado que se lleva a cabo en el circuito. Este tema se explica en profundidad más adelante, en el apartado de Layout.

4.3.3. MOSFETs

El diseño contempla una estructura trifásica, por lo que existen tres ramas equivalentes, una por cada fase del motor, cada una formada por un medio puente. Todas ellas comparten la misma disposición de componentes y la misma configuración eléctrica, diferenciándose únicamente en la numeración de las señales y en la asignación física dentro de la placa. Las imágenes mostradas en este apartado ilustran una de estas ramas como ejemplo, donde se aprecia la disposición de

los MOSFETs seleccionados y su conexión con el condensador de enlace de continua. En el esquemático completo, estas ramas se repiten de forma idéntica para conformar las tres fases necesarias en la topología del inversor trifásico.

Para el diseño de esta parte, se tomaron referencias de la web de Infineon, que ofrecen modelos del IPTC025N15NM6 [1], así como símbolo, footprint y modelo 3d que se obtuvieron de Mouser. Posteriormente, mediante la opción de creación de nuevo componente en EasyEDA, se importaron dichos archivos y se ajustaron los parámetros necesarios para garantizar la correcta correspondencia entre pines y pads. De este modo, el componente quedó integrado en la librería del proyecto y pudo emplearse directamente en el esquemático y en la posterior fase de diseño de la PCB.

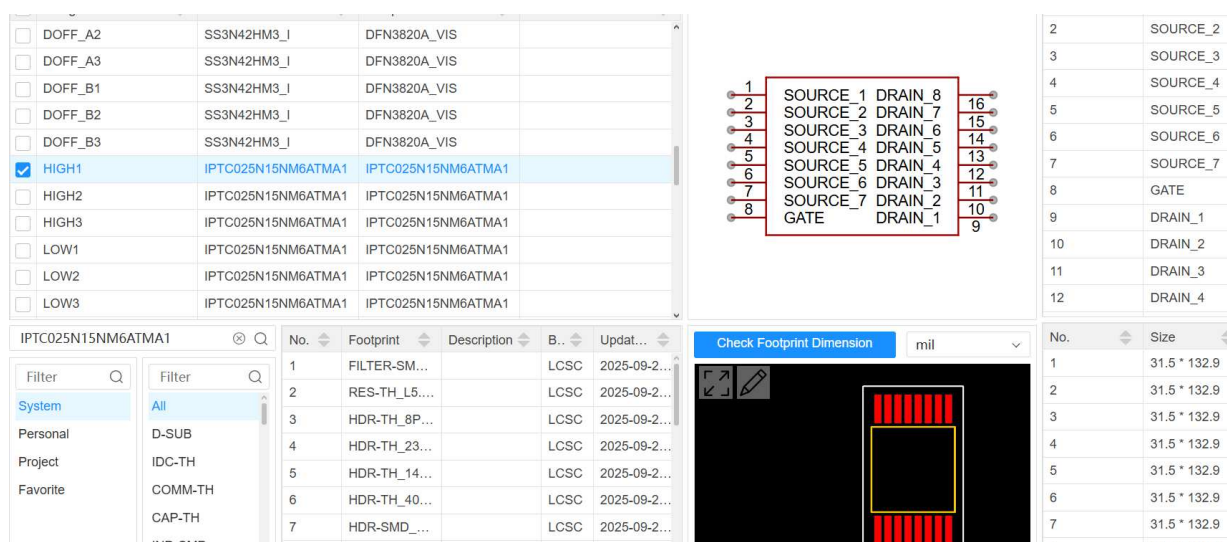


Ilustración 10.- Editor de footprints (elaboración propia)

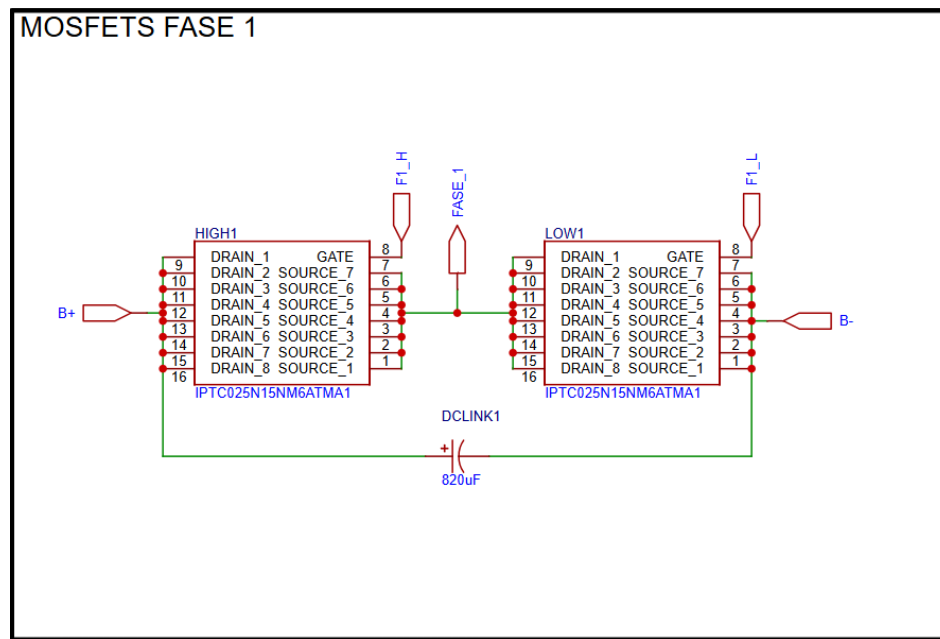


Ilustración 11.- MOSFETs en esquemático (elaboración propia)

El símbolo resultante en el esquemático tiene, al igual que el componente original, 16 pines, 8 drenadores, 7 fuentes y una compuerta, la cual se conecta al resto del circuito mediante una Net. En EasyEDA, net es el nombre que recibe cada conexión eléctrica del esquemático. Identifica de forma única a todos los nodos que deben estar unidos entre sí, permitiendo que el programa trate esas uniones como un mismo circuito incluso aunque estén dibujadas en distintas partes del esquema. Siguiendo este método, se nombra cada net conforme al circuito que representa y se realizan las conexiones entre todos los pines que pertenecen a la misma. Para terminar, se añade el condensador cuyo valor viene detallado en la sección dedicada al DCLink de este documento.

4.3.1. Periferia del controlador

Para el diseño de esta parte, se siguieron las recomendaciones del proveedor del driver, Texas Instruments [2], tanto para el cálculo del valor de los componentes como para su disposición en esquemático y Layout. Se procede en dos partes, una para bajo y otra para alto voltaje.

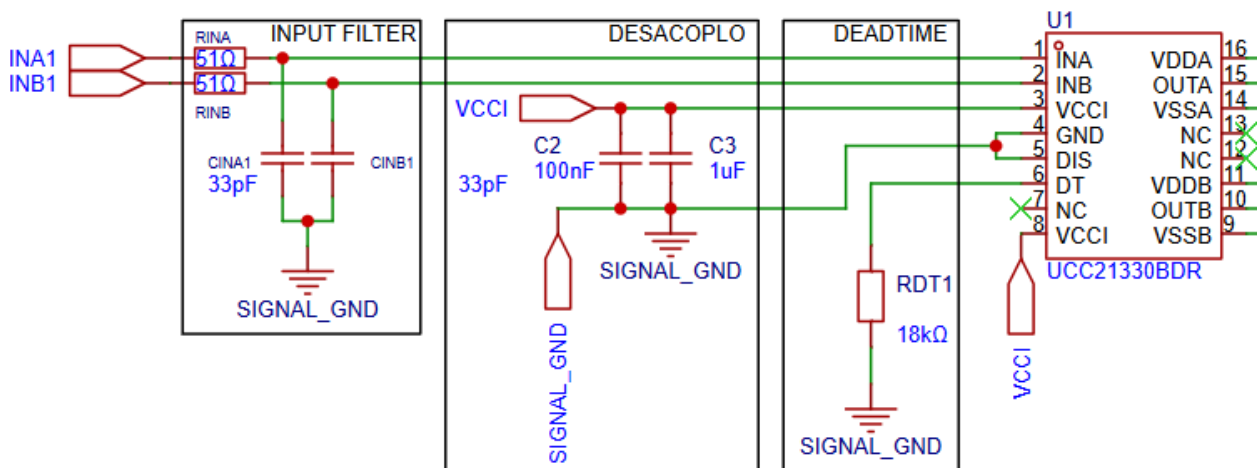


Ilustración 12.- Periferia del controlador: baja tensión (elaboración propia)

Se toman los valores calculados para todos los componentes y se colocan en torno al dispositivo y la tierra para señales, llamada Signal GND. Para cada entrada distinta se genera su net correspondiente para así poder realizar las conexiones necesarias en el circuito. En los pines indicados como no usar del controlador se colocan No Connect, para indicar que no se van a usar.

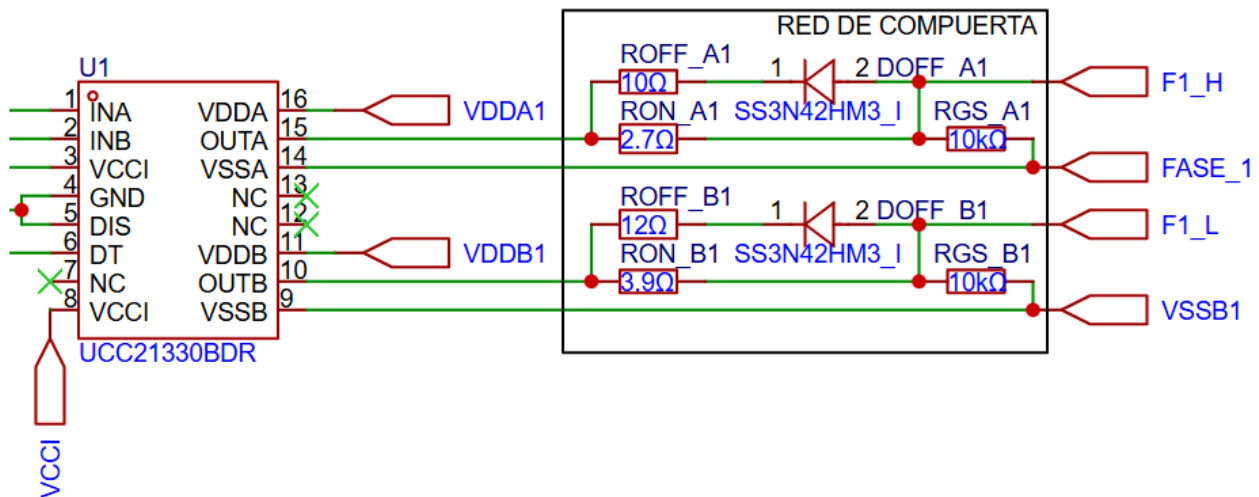


Ilustración 13.- Periferia del controlador: control, red de compuerta (elaboración propia)

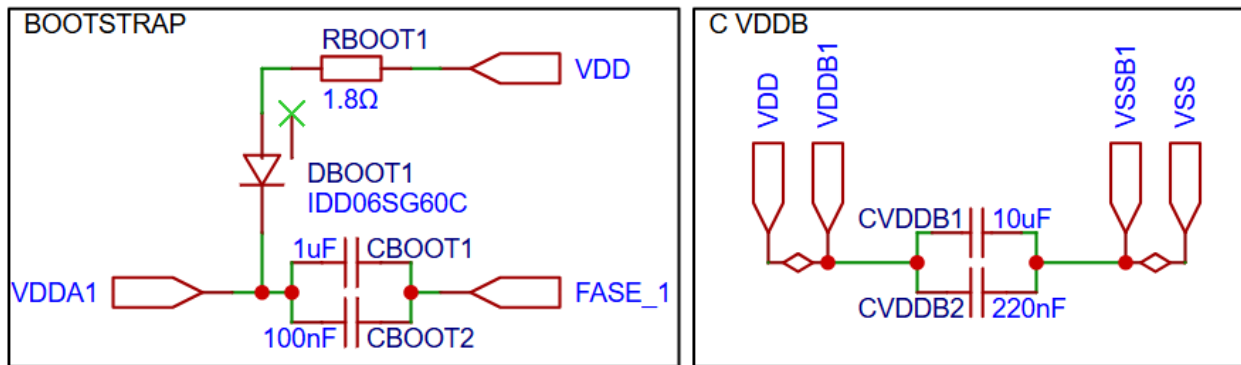


Ilustración 14.- Periferia del controlador: tensión de control, condensadores (elaboración propia)

La zona de control se compone de la red de compuerta explicada en el apartado 4.2 de diseño del circuito de compuerta, junto a todos los condensadores de desacoplo y sistema de Bootstrap, los cuales se han separado mediante nets para obtener un resultado más limpio y legible.

En todo el sistema tenemos las señales básicas, VCCI o tensión de alimentación del driver, Signal GND o tierra de baja tensión, VDD y VSS que son la tensión y tierra de control, respectivamente, y todas las señales de salida del controlador: VDDA, VDDDB, VSSA, VSSB, OUTA y OUTB. Así como las señales de salida hacia los MOSFETs, F1_H y F1_L. Como se observa, todas están numeradas, esto se debe a que al ser trifásico el circuito consta de tres ramas idénticas, pero por simplificación aquí solo se muestra una para la explicación.

Los diodos, al igual que los MOSFETs, se han añadido de forma externa a la librería del proyecto, usando archivos tanto de los proveedores, Vishay e Infineon, como de páginas de componentes y footprints como Mouser.

4.3.2. Conectores

Para este proyecto se usan tres conectores de alimentación distintos, uno por cada zona de tensión. Uno de ellos es el ya mencionado MicroFit de Molex, para los otros dos se han tenido consideraciones de potencia mayor, ya que no solo transfieren mayor tensión, sino que también mayor corriente.

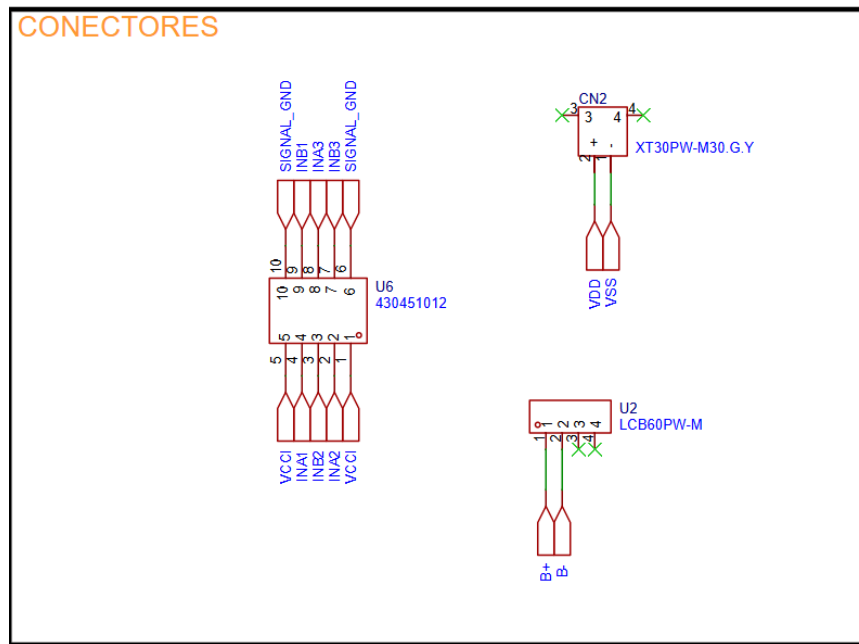


Ilustración 15.- Conectores en esquemático (elaboración propia)

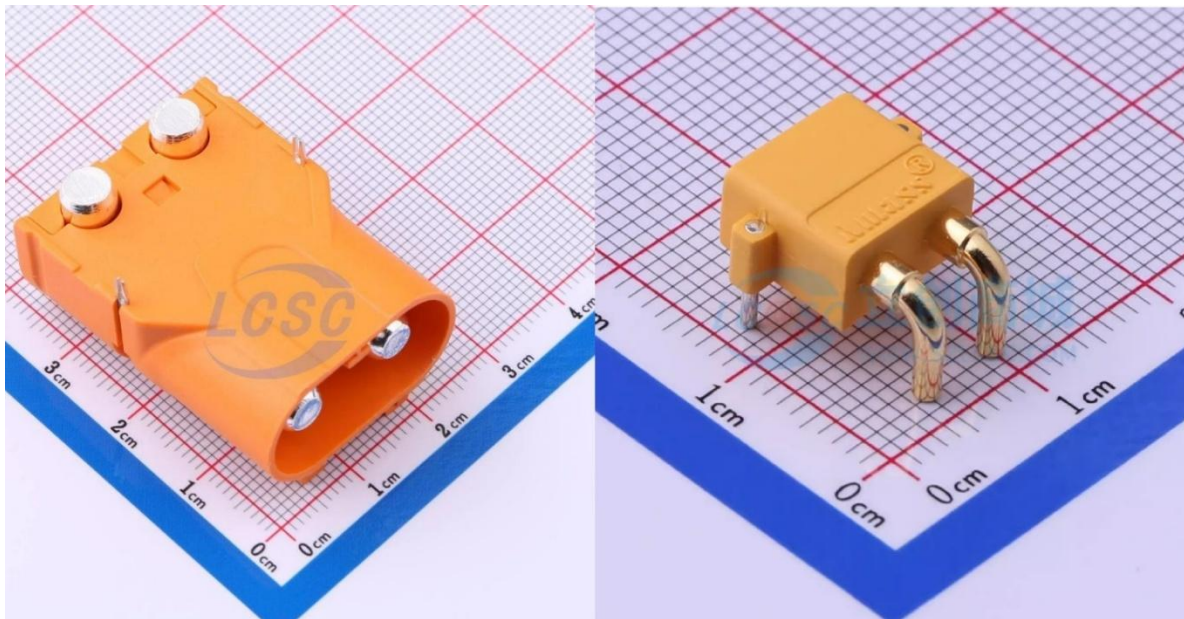


Ilustración 16.- Conectores reales [8]

Componentes de la marca Amass, dedicada principalmente a la fabricación de conectores de alta potencia y fiabilidad que, además, está ya registrada en la base de LCSC, una de las dos bases de componentes que se usa en EasyEDA. El LCB60PW-M, será el conector dedicado a la parte de alta potencia, por lo que debe soportar grandes valores de potencia, el cual a pesar de estar marcado como corriente máxima de 110 A en su datasheet correspondiente [9], en la

página web del proveedor mencionan como realmente es apto hasta para 150 A [10], así como una tensión de trabajo de hasta 1000 V DC. En cuanto al XT30PW-M30, se dedica a alimentar el sistema de control del transistor, con una corriente y tensión de trabajo de 30 A y 500 V DC, respectivamente [11].

4.4. DESARROLLO DEL LAYOUT

Los principales objetivos por seguir para este apartado del diseño han sido:

- La integridad eléctrica del dispositivo, cuidando pistas para disminuir en lo posible el ruido generado por la conmutación.
- La integridad térmica de la placa, donde el tamaño de las pistas se ha escogido acorde a la corriente que pasa por ellas, para que tengan suficiente cobre a la hora de disipar el calor.

Como se mencionó en el apartado de desarrollo del esquemático, el Layout se divide en tres zonas de tensión; baja, media y alta.

El diseño del Layout se lleva a cabo usando ciertos elementos básicos. Como las pistas, que se encargan de establecer la interconexión entre los distintos componentes, dimensionándose según la corriente que deben conducir. Las zonas de cobre se utilizan para distribuir corrientes elevadas o como planos de referencia, reduciendo la resistencia y la inductancia del circuito. La solder mask permite exponer ciertas superficies de cobre y así eliminar su aislamiento con el exterior. Por último, las vías permiten interconectar diferentes capas de la placa, garantizando continuidad eléctrica en todo el diseño.

4.4.1. Baja tensión

El concepto en el que se basa este diseño se repite a lo largo del desarrollo del Layout completo. Se han definido varias zonas principales, con un plano de masa en la cara inferior que actúa como superficie de retorno para las señales y como referencia común de baja impedancia.

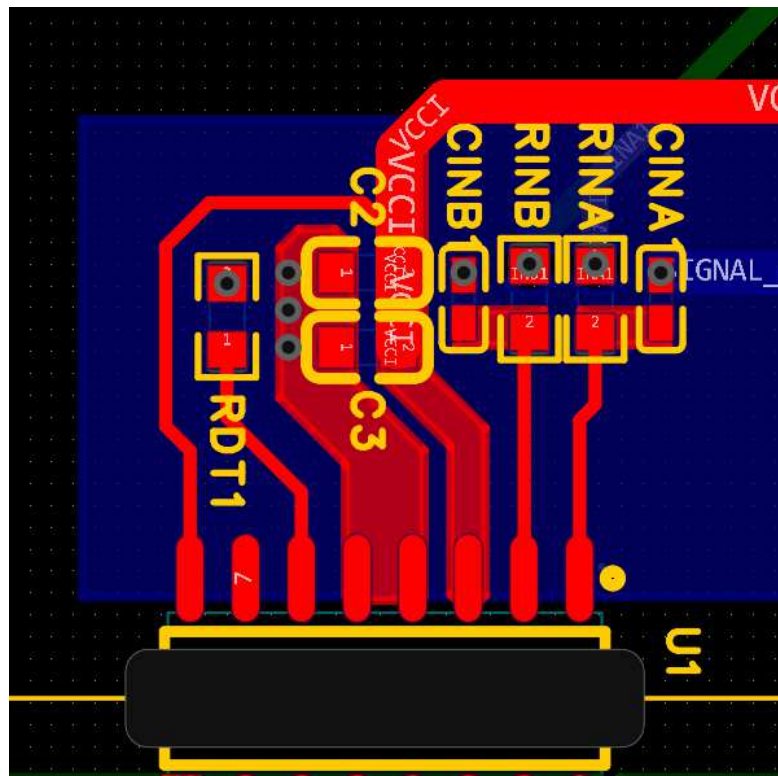


Ilustración 17.- Layout: baja tensión (elaboración propia)

En la parte mostrada, se ha dispuesto una gran zona de cobre conectada a masa con el objetivo de minimizar la inductancia de retorno y reducir la susceptibilidad a interferencias. Los condensadores de desacoplo se han colocado próximos a las patillas de alimentación del circuito integrado, asegurando así una respuesta rápida frente a transitorios. De igual forma, las pistas que conducen las señales de entrada se han mantenido cortas y directas para reducir la inductancia parásita y mejorar la integridad de señal. Estas dos zonas de tierra y señales/potencia, se han conectado mediante vías, las cuales atraviesan todas las capas de la PCB para conectar las pistas necesarias.

Este criterio de distribución y retorno de corriente se ha aplicado de manera sistemática en todo el diseño para garantizar la estabilidad y el correcto funcionamiento del controlador.

Asimismo, puede observarse en la imagen un área sin cobre bajo el encapsulado del UCC21330, esto se llevó a cabo siguiendo las recomendaciones del fabricante. Esta medida evita la formación de capacitancias parásitas entre las zonas de alta y baja tensión, lo que contribuye a

preservar el aislamiento galvánico del dispositivo y a reducir la propagación de interferencias durante la conmutación.

4.4.2. Control

En esta sección se ha seguido una estrategia de diseño similar a la descrita anteriormente, introduciendo algunas variaciones. En lugar de emplear un único plano de masa como superficie de retorno, se han definido dos planos independientes en las capas internas de la PCB, destinados a VDD y VSS. Esta modificación responde a la necesidad de manejar una mayor potencia de alimentación, lo que implica un aumento en el tamaño de las pistas. El uso de planos dedicados permite distribuir mejor la corriente, reducir el calentamiento asociado y, al mismo tiempo, mantener bajo control los problemas de ruido eléctrico. Además, al situarse en las capas internas, permite realizar el conexionado de los componentes tanto en la capa superior como en la inferior.

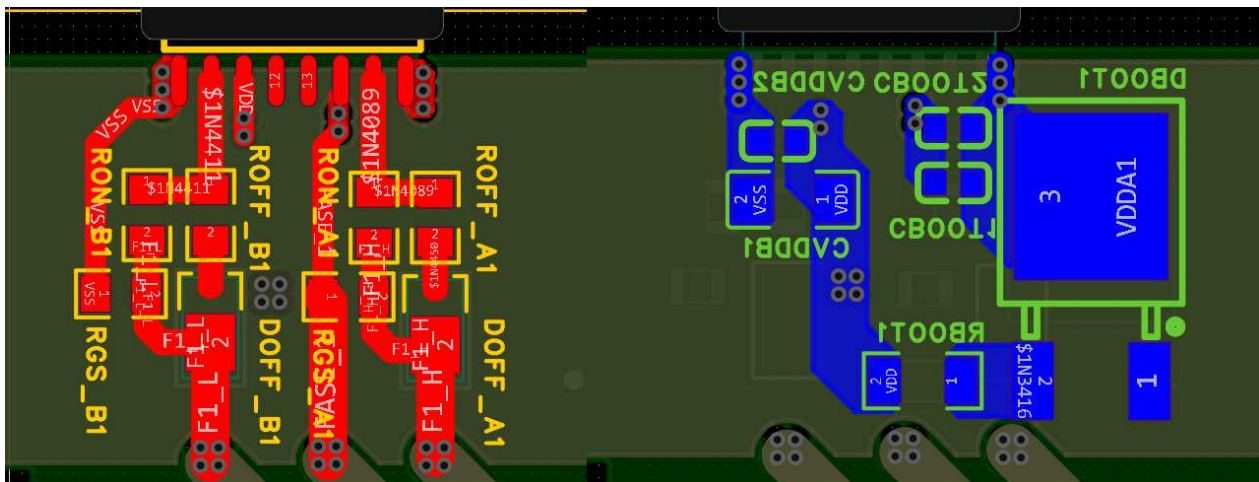


Ilustración 18.- Layout: control (elaboración propia)

Se sigue exactamente la misma filosofía que en la parte de baja tensión, solo que en este caso el tamaño de las pistas crece por los motivos mencionados. Como se aprecia en la imagen, la parte del circuito de compuerta se diseña en la capa superior (roja) mientras que el compuesto de Bootstrap y condensadores de desacoplo se disponen en la capa inferior (azul), todo conectado mediante vías dimensionadas en tamaño y cantidad según las necesidades de corriente del circuito. Para este dimensionamiento podemos usar herramientas como calculadoras online de ancho de pista, como la que ofrece Pcbway [12].

actual (I)	Temperatura ambiente
6 A	40 °C
Espesor (t)	Longitud de trazo
2 oz/ft²	2 in
Aumento de la temperatura (T_{Rise})	
20 °C	

Ilustración 19.- Cálculo ancho de pista [12]

Así se calcula el tamaño para una pista por la que pasan 6 amperios, de 2 onzas de cobre, con una temperatura ambiente de 40 grados aproximadamente, y una variación de temperatura permitida de hasta 20 grados centígrados, obtenemos un ancho de pista de 1.16 mm. En este caso, la única zona que experimentará este tipo de corrientes es el Bootstrap, el cual se ha diseñado usando planos formados en lugar de pistas para abarcar una superficie mucho mayor a la mínima recomendada por el cálculo térmico.

La elección de estos parámetros responde a criterios prácticos de diseño. El espesor de cobre de 2 oz/ft² se adopta por ser un valor estándar en placas de potencia, que permite conducir corrientes elevadas sin recurrir a espesores especiales más costosos. La temperatura ambiente de 40 °C se considera como condición de referencia en los cálculos térmicos, mientras que la variación máxima de 20 °C representa un margen de seguridad razonable para asegurar que la pista opere dentro de límites seguros sin comprometer la integridad del sustrato FR-4.

Siguiendo esta operación de dimensionamiento se van generando las distintas partes del circuito acorde a los cálculos de la sección 4.2 de este documento, tratando en el proceso de ocupar el mínimo espacio posible sin llegar a comprometer el funcionamiento del diseño, para poder hacerlo compacto y a un precio más reducido.

- Tanto en la capa superior como en la inferior se ha hecho uso de solder mask entre los terminales del DCLink y los del MOSFET, con vistas a poder añadir estaño manualmente. Esto aumentaría el grosor de las capas en un camino corto y directo lo que disminuye el calentamiento de las pistas.
- Uno de los terminales throughhole del condensador tiene forma ovalada, ya que la placa es un prototipo y el DCLink tiene una dependencia directa con el modo de control y el motor que se usa, puede ser necesario cambiar el condensador, para esto se crea un pad que puede permitirse usar condensadores de distintos tamaños. Además, la zona restante del óvalo que se rellena con estaño actúa como una capa ancha que sirve para transmitir altas cantidades de corriente.
- Las pistas intermedias se usan para las señales de control y de referencia de tensión necesarias, OUTA, OUTB y FASE para el bootstrap. Como se observa, estas pistas se acompañan de un gran plano de masa correspondiente a VSS. Esta disposición es una práctica común en electrónica, ya que la conmutación de corrientes moderadas en estas líneas genera campos eléctricos y magnéticos variables que inducen tensiones parásitas, equivalentes a una fuerza electromotriz no deseada sobre los conductores próximos. Dichas tensiones inducidas se manifiestan como ruido en las señales, lo que puede afectar a la integridad del control. El uso de un plano de masa cercano actúa como referencia de baja impedancia, absorbiendo los campos y cerrando los bucles de corriente con trayectorias mínimas, lo que reduce tanto la interferencia emitida como la susceptibilidad del sistema frente a perturbaciones externas.

4.4.4. Completo

Una vez se ha completado el diseño de cada bloque, se puede proceder a la repetición de las dos ramas restantes usando la primera como plantilla y al conexionado con todos los conectores.

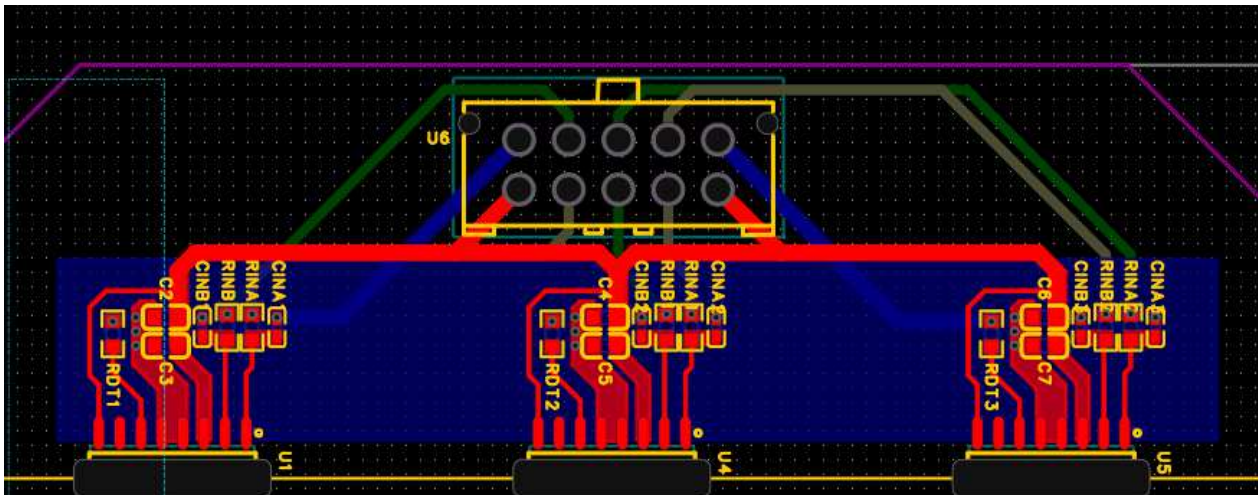


Ilustración 21.- Layout: baja tensión trifásica (elaboración propia)

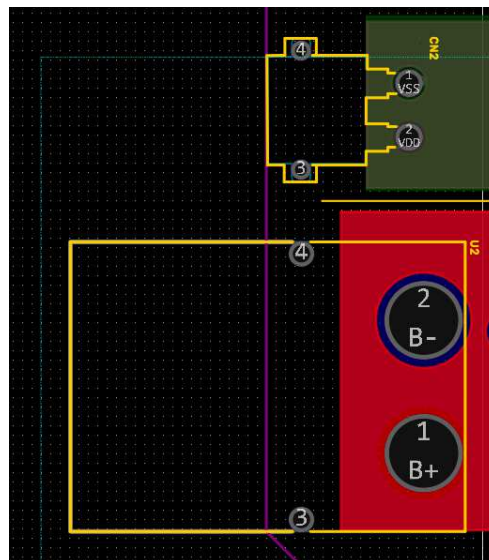


Ilustración 22.- Layout: conectores (elaboración propia)

Todas las conexiones se realizan siguiendo el orden del esquemático, añadiendo las vías y pads de soporte para los conectores de media y alta tensión, las cuales se encuentran ya integradas en los propios footprints de los componentes.

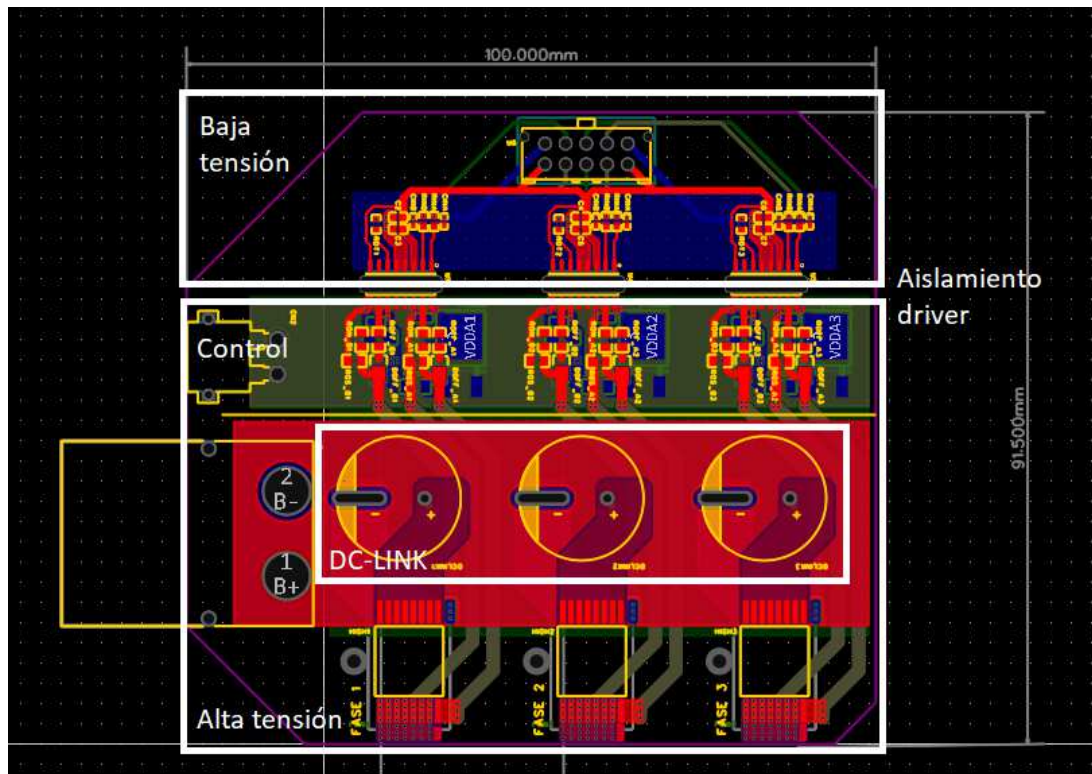


Ilustración 23.- Layout: placa completa (elaboración propia)

La forma final que adopta la placa es el equivalente a un recuadro de todos los componentes con las esquinas recortadas, el resultado es un diseño compacto de poco más de 10 x 10 cm. En la imagen se observan las distintas zonas del inversor señaladas y separadas, asimismo, en el anexo I, se muestra de nuevo la placa con más detalle.

4.5. CÁLCULOS DE DISIPACIÓN TÉRMICA

En este apartado se realiza la estimación de las pérdidas térmicas asociadas al sistema de potencia. Dado que la única cantidad realmente significativa de potencia pasa a través del MOSFET, los cálculos térmicos se centrarán en este dispositivo. El resto de los elementos electrónicos, incluido el diodo antiparalelo del propio transistor, presentan pérdidas despreciables en comparación y no contribuyen de manera significativa al calentamiento del sistema, por lo que no se consideran en los cálculos térmicos.

La potencia disipada por el dispositivo la podemos dividir en dos, la disipada en conducción y en conmutación.

4.5.1. Potencia disipada en conducción

Cuando una corriente eléctrica circula a través de un material con resistencia finita, parte de la energía eléctrica se convierte en calor debido a las colisiones de los electrones con la red cristalina del material. Este fenómeno se describe por la ley de Joule, que establece que la potencia disipada es proporcional al cuadrado de la corriente y a la resistencia, $P = I^2 \cdot R$. De este modo, cualquier conductor real, por pequeño que sea su valor de resistencia, genera pérdidas térmicas cuando transporta corriente.

En el momento en el que el MOSFET está encendido, es decir, cuando la diferencia de tensión drenador y fuente $V_{ds} = 0$ y la corriente que pasa entre drenador y fuente es igual a I_D , el dispositivo presenta una resistencia de encendido llamada R_{DSon} . Esta resistencia junto a la corriente nos da la disipación de potencia.

La corriente usada en este cálculo es la corriente eficaz, ya que la tensión que se aplica al control del MOSFET no es fija, sino una onda cuadrada modulada en ancho de pulso. Aunque esta tensión tenga forma de PWM, la inductancia de la máquina suaviza la respuesta de corriente, de manera que la componente fundamental se aproxima a una sinusoidal cuyo valor eficaz depende del ciclo de trabajo.

En la práctica, el diseño se realiza a partir de la corriente eficaz de fase especificada para la aplicación, que en este caso es de 150 A, tomando dicho valor como referencia para la estimación de las pérdidas.

$$P_{Cond}[W] = I_{RMS}^2 \cdot R_{DSon} = 150^2 \cdot 2.1 \cdot 10^{-3} = 47.25 \text{ W} \quad (4.5.1)$$

Tomando este valor y el de referencia del datasheet para R_{DSon} típico de 2.1 mΩ, obtenemos una potencia disipada resultante de 47.25 W. Si bien es cierto que este cálculo podría ser válido, para ser más exactos debemos tomar una R_{DSon} a la temperatura prevista de funcionamiento del dispositivo, dato que se ofrece en el datasheet en forma de tabla.

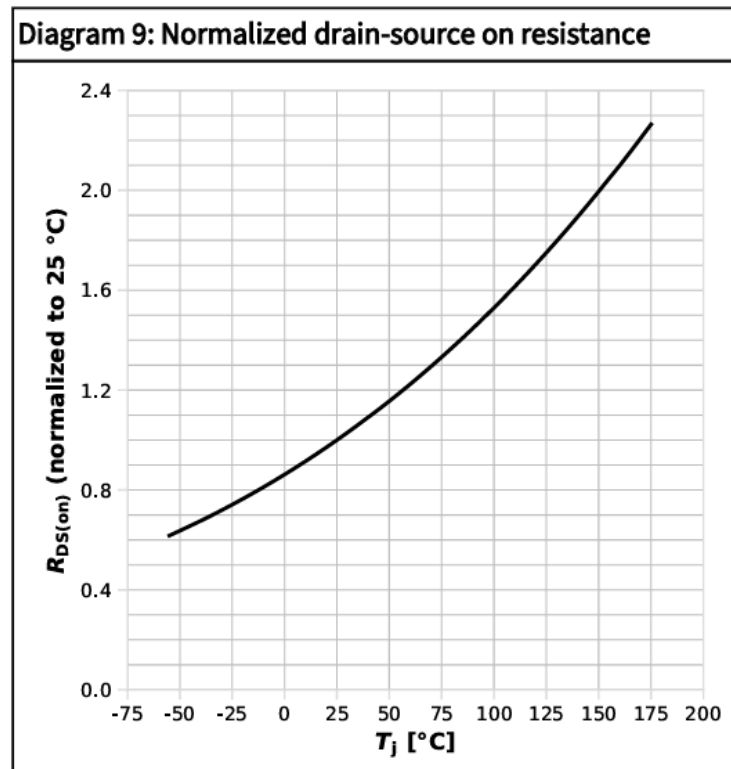


Ilustración 24.- Rdon según temperatura [5]

Esta tabla coincide mejor con nuestro caso de estudio, ya que está calculada para el caso de una corriente de drenador de 120 A y una tensión de compuerta de 10 V, valores muy similares a los usados en este trabajo. Si tomamos una temperatura conservadora de unos 100°C de funcionamiento, dejando margen hasta el máximo funcional de 175 grados marcado por el proveedor, vemos que la resistencia de encendido sube hasta 1.6 veces la original calculada a 25°C.

$$P_{Cond}[W] = I_{RMS}^2 \cdot R_{DSon} = 150^2 \cdot 2.1 \cdot 1.6 \cdot 10^{-3} = 75.6 W \quad (4.5.2)$$

Como se observa, obtenemos una gran diferencia, llegando ahora a casi 76 W de potencia disipada.

4.5.2. Potencia disipada en conmutación

Cuando el MOSFET conmuta no se encuentra todavía en conducción plena ni completamente abierto. En ese intervalo el canal se está formando o desapareciendo, y el dispositivo soporta a

la vez una diferencia de potencial entre drenador y fuente y el paso de corriente a través de él. En términos físicos, los electrones atraviesan una región donde el campo eléctrico aún es elevado, de modo que parte de la energía eléctrica que deberían transferir a la carga se transforma en calor dentro del propio semiconductor. Esta disipación proviene del solapamiento temporal de tensión y corriente durante la transición entre los dos estados.

Para poder calcular la disipación de energía en este periodo, primero es necesario comprender que sucede en la conmutación de un MOSFET a nivel más detallado.

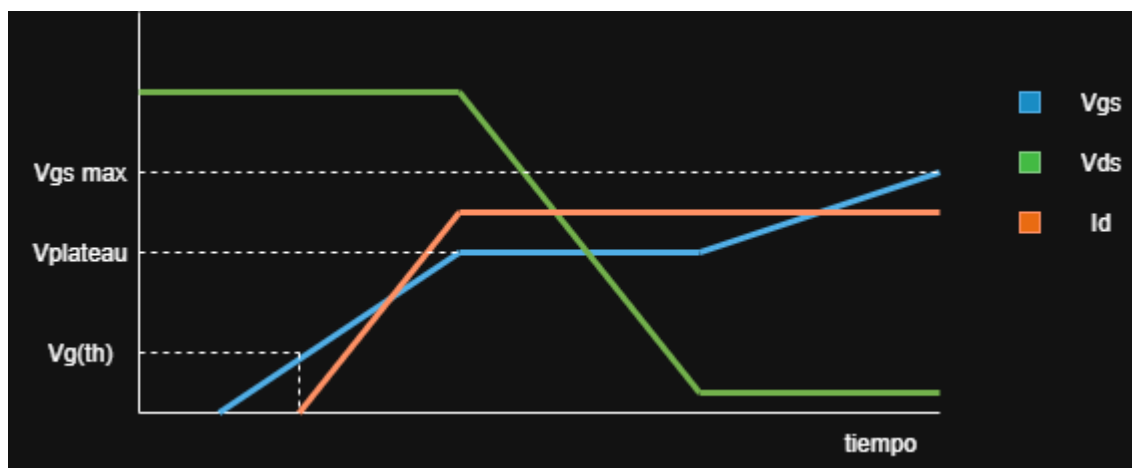


Ilustración 25.- Tensiones de conmutado (elaboración propia)

El gráfico comienza cuando se aplica una tensión a la puerta del MOSFET, esto hace que V_{gate} suba hasta llegar a un punto de threshold, donde la corriente I_d comienza a fluir entre drenador y fuente. Esta tensión V_g continúa subiendo hasta alcanzar el plateau de Miller, una zona plana debido a que la carga de compuerta inyectada en ese intervalo se destina casi por completo a descargar la capacitancia compuerta–drenador, manteniendo V_{gs} prácticamente constante mientras varía V_{ds} , al comienzo de esta zona es cuando V_{ds} comienza a caer, es decir, el dispositivo comienza a conducir como tal poco a poco. Al terminar este plateau V_{ds} cae prácticamente a cero.

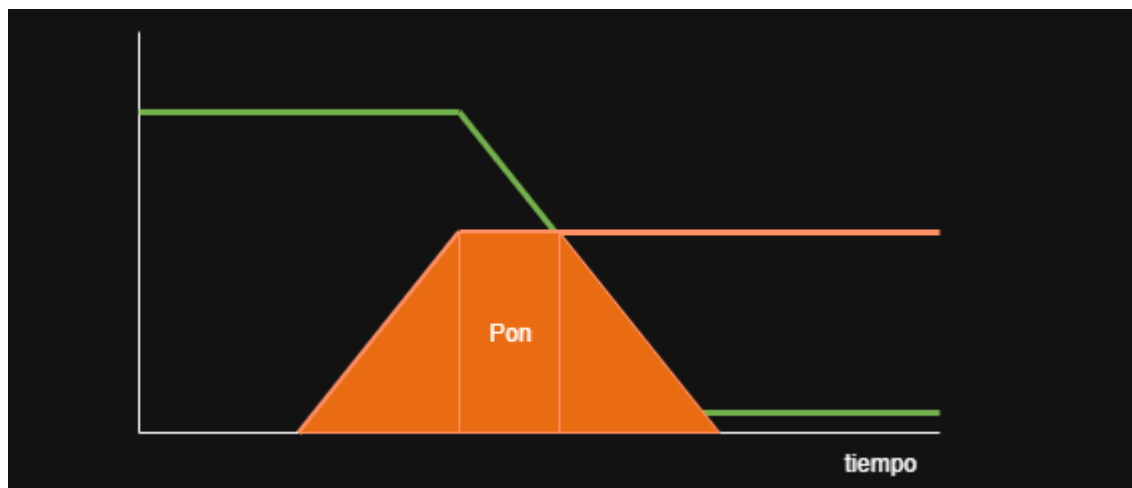


Ilustración 26.- Potencia de conmutado (elaboración propia)

En el gráfico se aprecia la tensión (verde) y corriente (naranja) y la zona que forman es la potencia disipada en el encendido, o P_{on} . Esta zona donde tenemos solapamiento tensión – corriente es cuando se producen las pérdidas por conmutación principales, siguen un esquema similar en apagado, solo que la corriente de drenador comienza en su valor máximo y la tensión drenador fuente comienza en casi cero.

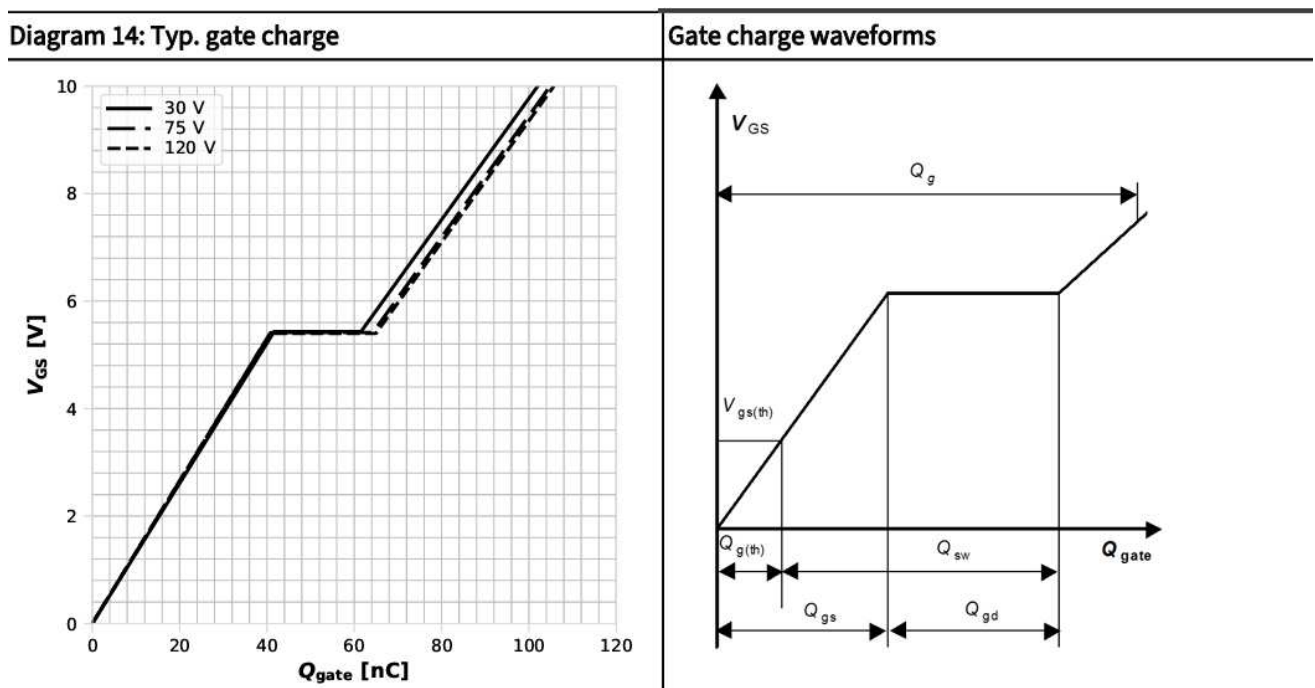


Ilustración 27.- Carga de la compuerta [5]

En la figura se representan las curvas de carga de compuerta del MOSFET. La gráfica de la izquierda muestra la evolución de la tensión de puerta V_{gs} en función de la carga acumulada Q_{gate} para distintas tensiones de drenador, evidenciando un comportamiento común en todas ellas: una región inicial de carga, una meseta y un tramo final hasta alcanzar la tensión máxima de puerta.

La gráfica de la derecha esquematiza estas regiones y define las cargas parciales. La primera corresponde a Q_{gs} , asociada al incremento inicial de V_{gs} hasta el umbral de encendido. A continuación, aparece Q_{gd} , vinculada al plateau de Miller y a la conmutación de V_{gs} . La suma de ambas constituye la carga de conmutación Q_{sw} , mientras que Q_g representa la carga total de compuerta necesaria para llevar al dispositivo a conducción plena. Estos parámetros son clave para estimar los tiempos de conmutación y dimensionar el circuito de puerta.

Para poder calcular el valor de la potencia disipada, primero es necesario saber el tiempo de subida y bajada, tanto de la tensión como de la corriente. El datasheet nos ofrece gráficos sobre la forma que sigue la carga de la compuerta según la tensión V_{gs} , así como la tensión a la que se produce el plateau y todas las cargas que se muestran en el diagrama. Para poder usar esto, es necesario realizar algunas suposiciones:

- La tensión aplicada desde el driver es constante y controlada por el circuito
- La corriente aplicada a compuerta no es constante, sino exponencial, ya que según aumenta la tensión de compuerta, la diferencia de tensión entre V_{driver} y V_g va disminuyendo. Para simplificar estos cálculos se usan las corrientes pico por tramo, la corriente inicial calculada en la sección 4.2.4 Deadtime de este trabajo, una corriente de plateau teniendo en cuenta la tensión a la que sucede, en este caso 5.4 V, y una última tomando un valor medio entre $V_{plateau}$ y $V_{g\ max}$, para este caso de 7.65 V. Así se puede aproximar el cálculo por tramos.

Con estas aproximaciones y sabiendo que el tiempo viene dado según la corriente aplicada tal y como se muestra en la ecuación 4.5.3.

$$I_D[A] = I_D \left[\frac{C}{s} \right] = I_D \left[\frac{nC}{ns} \right] \rightarrow \frac{Q_g[nC]}{I_D \left[\frac{nC}{ns} \right]} = t[ns] \quad (4.5.3)$$

Se puede hacer una tabla donde estén calculados todos los tiempos necesarios para el encendido y otra para el apagado.

Tabla 3.- Cálculo de tiempos

			A+	B+	A-	B-
Vg [V]	0	I1 [A]	2.02	1.97	2.53	2.54
	5.4	I2 [A]	0.92	1.08	1.08	1.35
	7.65	I3 [A]	0.46	0.71	0.48	0.86
Q [nC]	27	t1 [ns]	13.36	13.73	19.39	19.30
	35	t2 [ns]	38.11	32.35	32.32	25.89
	49	t3 [ns]	106.71	68.71	56.10	31.50
		t total [ns]	158.19	114.79	107.81	76.70
		t Vds/Id fall [ns]	51.47	46.07	88.42	57.39

Donde en el encendido del mosfet el tiempo de disipación comienza tras alcanzar Qg(th), y termina cuando Vds cae a cero, mientras que para la descarga de la compuerta comienza cuando Vg llega al plateau y termina cuando Ids cae a cero.

Con estos tiempos calculados, podemos simplificar el cálculo de la energía disipada como se muestra en la ecuación 4.5.4.

$$E_{on} = I_D \cdot V_{DD} \cdot \frac{t_{rise\ id} + t_{fall\ vds}}{2} = 150 \cdot 150 \cdot \frac{51.47 + 88.42}{2} \cdot 10^{-9} \quad (4.5.4)$$

$$E_{off} = I_D \cdot V_{DD} \cdot \frac{t_{rise\ vds} + t_{fall\ id}}{2} = 150 \cdot 150 \cdot \frac{46.07 + 57.39}{2} \cdot 10^{-9} \quad (4.5.5)$$

$$P_{conmutación} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{conmutado} = 43.81\ W \quad (4.5.6)$$

Así tenemos que el cálculo de la potencia es como se muestra en las ecuaciones 4.5.4-6, y nos da 43.81 W.

4.5.3. Total

Sumando las dos potencias calculadas se obtiene que disipa un total de 119.41 W a 100°C.

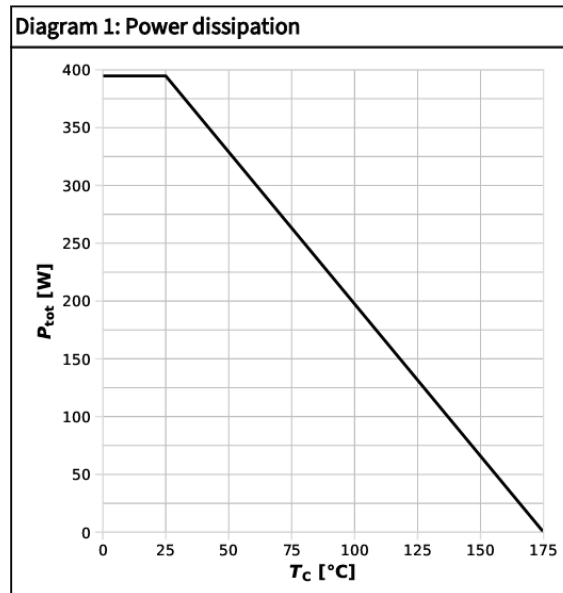


Ilustración 28.- Disipación de potencia [5]

Tomando la gráfica del proveedor de P_{tot} dependiente de la temperatura a modo de límite teórico, se observa que para este caso el límite está en 200 W, por lo que cumple especificaciones físicas del encapsulado.

4.5.4. Requisitos de la elección del disipador

Para saber la temperatura a la que se encuentra la unión del MOSFET, se trata el circuito térmico como uno eléctrico, donde las resistencias se miden en °C/W y las fuentes de calor en W. Así resulta un circuito en el que la temperatura de la unión se puede calcular como se muestra en la ecuación 4.5.7.

$$T_{junction} - T_{ambiente} = P_{disipada} \cdot R_{térmica} \quad (4.5.7)$$

Donde los datos de resistencia térmica se obtienen del datasheet [5]. Para calcular una temperatura de la unión base, se toma la resistencia térmica que ocurre entre la unión y el encapsulado, sin tener en cuenta la que hay entre encapsulado y ambiente.

$$T_{junction} = T_{ambiente} + P_{disipada} \cdot R_{térmica}$$

$$T_{junction} = 100 [^{\circ}C] + 119.41[W] \cdot 0.38[\frac{^{\circ}C}{W}] = 145.37^{\circ}C \quad (4.5.8)$$

Como se muestra en la primera aproximación, simplemente transmitiendo el calor generado de la unión hasta su propio encapsulado hace que la temperatura de la misma suba hasta $145.37^{\circ}C$, lo que supondría un margen de seguridad ínfimo y, en la práctica, resulta inviable. Esto se debe a que los requerimientos especificados inicialmente son bastante conservadores y exigentes al mismo tiempo, para poder si quiera comenzar a seleccionar un disipador para el dispositivo, primero se debe hacer una segunda iteración de los cálculos de disipación con unos requerimientos más laxos, para poder llevarlo a la práctica. Estos son:

- Tomar una corriente de fase de 80 A en lugar de 150 A, ya que este modelo se trata de un prototipo, no será necesario que mueva un motor a máxima potencia, sino más bien, su tarea es comprobar que el diseño teórico se puede efectuar.
- Tomar una temperatura de trabajo menor, los $100^{\circ}C$ a los que se ha estimado la disipación de conducción es una medida bastante conservadora, en combinación con todos los valores tomados para las cargas y cálculos de los tiempos que han sido los máximos establecidos por el fabricante, esto resulta en un requerimiento muy estricto. Por lo tanto, podemos bajar esta temperatura de trabajo/ambiente a unos $40^{\circ}C$ para comenzar con los cálculos.

Con estas medidas en efecto, se realiza una repetición de los cálculos de disipación térmica, lo que resulta en una disipación de conducción de 14.78 W, con una $R_{ds(on)}$ a $40^{\circ}C$ sólo 1.1 veces mayor que la nominal [5], y una disipación por pérdidas de conmutación de 23.36 W, lo que resulta en una potencia total de 38.14 W. Al repetirse el cálculo realizado en la ecuación 4.7.2. con los nuevos valores, se obtiene una temperatura de unión de $54.49^{\circ}C$, un valor más razonable a partir del cual ya se puede establecer un disipador para tratar de situarse alrededor de los $100^{\circ}C - 125^{\circ}C$ de unión, los cuales son valores arbitrarios establecidos a modo de margen de seguridad, teniendo en cuenta que la temperatura máxima que soporta es de $175^{\circ}C$ según el proveedor [5].

El objetivo de estos cálculos térmicos es ver cómo sacar del sistema el calor generado por este dispositivo, por eso cuando se habla de ver cuanto aporta un disipador, realmente se está haciendo referencia a la resistencia térmica de este, la cual hará que la temperatura de la unión sea algo mayor. Esto puede parecer contraintuitivo a primera vista, no obstante, la resistencia que tendría la parte de encapsulado – ambiente es órdenes de magnitud mayor a la del disipador más básico que se puede obtener, de hecho, la ofrece el proveedor, y es de $62^{\circ}\text{C}/\text{W}$ [5].

4.5.5. Elección de la interfaz

Estos nuevos requisitos permiten tener una resistencia hacia el ambiente de hasta $1.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$, lo cual sigue siendo un ámbito bastante exigente pero realizable. Se debe tener en cuenta la necesidad de una interfaz entre el encapsulado del MOSFET y el disipador, ya que este encapsulado está conectado al drenador, lo cual supone que está cargado eléctricamente, para solucionar este problema existen medios como SilPad, que son aislantes eléctricos pero buenos conductores térmicos. No obstante, la resistencia térmica en la mayoría de las marcas que ofrecen este producto suele estar en $0.2^{\circ}\text{C}\cdot\text{inch}^2/\text{W}$, o lo que es lo mismo, $129.032^{\circ}\text{C}\cdot\text{mm}^2/\text{W}$ [13].

$$R_{thSilPad} \left[\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right] = \frac{129.032 \left[\frac{^{\circ}\text{C} \cdot \text{mm}^2}{\text{W}} \right]}{71.4 [\text{mm}^2]} = 1.81^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (4.7.3)$$

Es decir, para la superficie de este MOSFET concreto, que es de $10.2 \times 7 \text{ mm}$, supondría una resistencia térmica de $1.81^{\circ}\text{C}/\text{W}$, como se muestra en la ecuación 4.7.3, esto ya coloca el dispositivo por encima del margen que se quiere obtener, por lo que se debe buscar otra solución. Este otro método se lleva a cabo mediante resistencias de nitruro de aluminio (AlN), las cuales siguiendo el datasheet de ejemplo de la marca Innovacera, se puede calcular su resistencia térmica como se muestra en la ecuación 4.7.4.

$$R_{thAIN} \left[\frac{^{\circ}C}{W} \right] = \frac{t [mm]}{k \left[\frac{W}{mm \cdot ^{\circ}C} \right] \cdot A [mm^2]} = \frac{1}{\frac{170}{1000} \cdot 71.4} \cong 0.08 ^{\circ}C/W \quad (4.7.4)$$

Lo cual presenta un perfil más optimista en términos de resistencia térmica.

4.5.6. Disipador

A la hora de seleccionar un disipador real, se debe tener en mente las limitaciones tanto económicas como de espacio, debidas a la geometría de la placa. Esto hace que opciones como placas frías de refrigeración líquida a pesar de ser buena opción, no se consideran por tamaño y precio elevado. La selección se reduce a disipadores de aletas mediante convección forzada, ya que son los únicos capaces de cumplir los requisitos que se proponen por el diseño.



Ilustración 29.- Disipador Wakefield [14]

Una opción inicial que se explora son los productos de Wakefield, especialmente los disipadores de la serie 900, los cuales presentan opciones de convección forzada de 27 x 27 mm, con distintas opciones de velocidad de convección, las cuales dan resistencias de 1.82°C/W y 1.39°C/W para velocidades de 2 y 3 m/s respectivamente. Lo cual sitúa la temperatura de unión a 126.95°C y 110.56°C respectivamente, las cuales no son óptimas, pero cumplen en cierto modo con el margen de seguridad, lo que permitiría usarlos. Una característica positiva de este proyecto es que se sitúa en una motocicleta de competición, donde se puede usar parte del flujo de entrada de aire a altas velocidades para este tipo de refrigeración mediante conductos de ventilación, lo cual hace posible este tipo de implementaciones de cara al futuro.

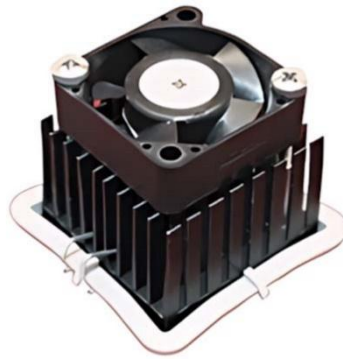


Ilustración 30.- Disipador ATS [14]

Otro modelo explorado sería el ATS-61270W-C2-R0, el cual cuenta con una resistencia térmica de 1.9°C/W , la cual supone peor resultado que el modelo anterior, no obstante, esta resistencia está fijada para un caudal de 1 m/s, por lo que se puede deducir una mejor respuesta a mayores velocidades de refrigeración. Sin embargo, el fabricante no ofrece datos para estas velocidades, lo que le impide ser usado en este diseño.

Estos modelos mostrados son simplemente demostraciones de la existencia de soluciones comerciales reales, con el único propósito de evidenciar que los requisitos planteados en cuanto a dimensiones y resistencia térmica son alcanzables. No constituyen una selección definitiva de componentes, sino ejemplos representativos que permiten validar la viabilidad del diseño y justificar que existen alternativas en el mercado capaces de integrarse en el sistema propuesto.

5. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

La simulación se emplea para comprobar de forma preliminar el comportamiento del sistema y verificar que el diseño responde a lo esperado. Los resultados obtenidos permiten y sirven para confirmar el funcionamiento del trabajo realizado.

5.1. SIMULACIÓN DEL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO

Esta etapa ha sido implementada para la validación básica de algunos aspectos del diseño. El objetivo principal no fue realizar un análisis exhaustivo del comportamiento eléctrico del sistema, sino disponer de un entorno simplificado que permitiera comprobar el funcionamiento general de determinados bloques del proyecto.

5.1.1. Simulink

Matlab es un entorno de programación y cálculo numérico ampliamente utilizado en ingeniería por su versatilidad para el análisis de datos, la simulación de sistemas y el desarrollo de algoritmos. Sobre esta base se integra Simulink, una plataforma gráfica que permite modelar sistemas dinámicos mediante diagramas de bloques, facilitando la comprensión y la experimentación con distintos esquemas de control. Para el caso de sistemas eléctricos se emplea además Simscape Electrical, que aporta librerías específicas de componentes y facilita la construcción de modelos sin necesidad de implementar manualmente las ecuaciones que rigen su comportamiento.

5.1.2. Componentes

Al igual que en el diseño del esquemático, para los componentes más simples se ha usado la librería básica de Simscape, la cual cuenta con un gran número de componentes con buena posibilidad de configuración, lo que permite crear desde las resistencias hasta incluso los diodos de descarga de las puertas, no de forma completa, pero tomando simplificaciones que permiten hacer una breve pero eficaz validación del diseño llevado a cabo.

Unos de los componentes más difíciles de simular es el controlador, el cual se ha sustituido por dos bloques generadores de señal.

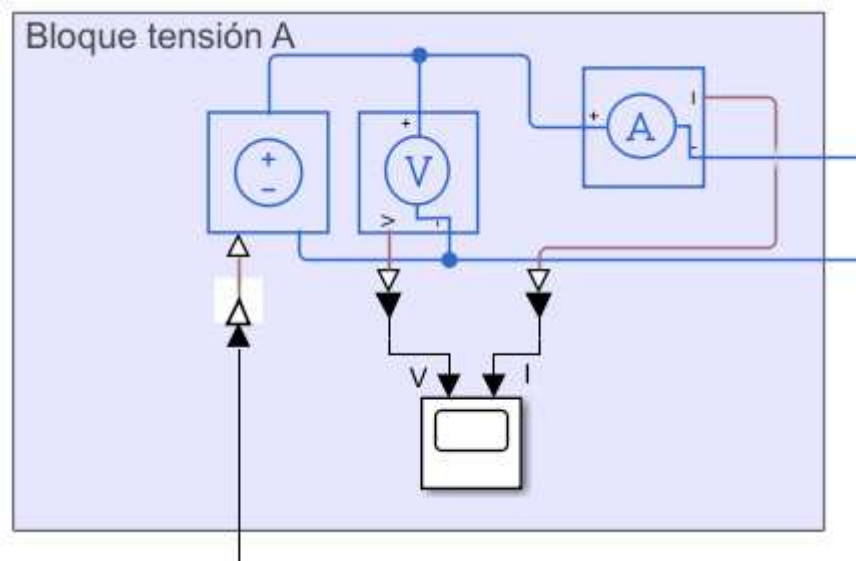


Ilustración 31.- Bloque de tensión (elaboración propia)

El bloque en sí tiene un funcionamiento simple, usando una fuente ideal controlada de tensión se aplica el voltaje necesario a la puerta del MOSFET, esto erradica toda necesidad tanto de Bootstrap como de cualquier desacoplo vía condensador usado, lo que permite comprobar si las corrientes de carga y descarga de la compuerta teóricas son realistas o correctas.

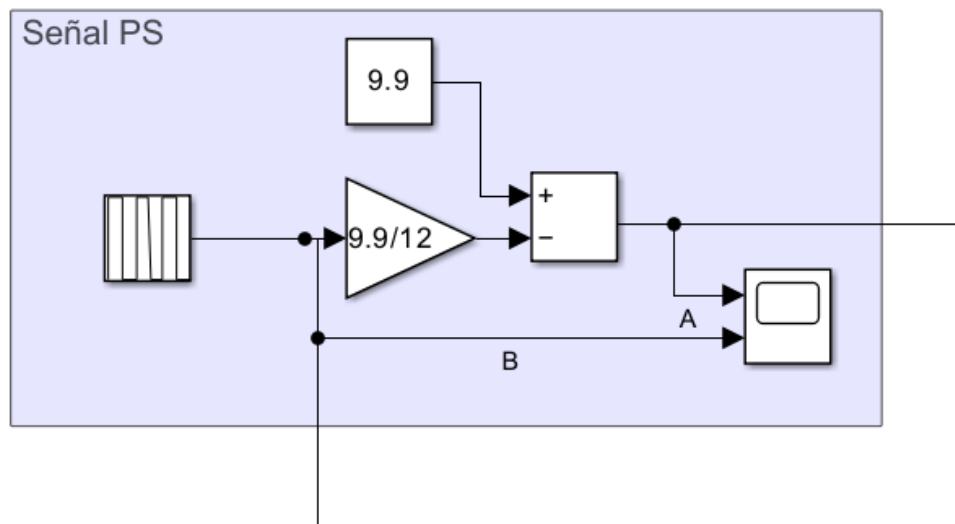


Ilustración 32.- Señal PS (elaboración propia)

Para controlar la fuente de tensión, se requiere una señal física, implementada usando el sistema de señales de Simulink, mediante el cual se genera una pwm y se invierte restando del total para el lado alto. Se pueden observar varias cosas del esquema, primero, la tensión total

del lado alto no es 12 V como se estipula en el marco teórico, esto se debe a que tras el diodo de Bootstrap, la tensión real que se aplica a la compuerta del lado alto es la tensión de VDD menos la tensión forward del diodo de Bootstrap. Segundo, el bloque generador de onda no es una PWM como tal, sino que se usa un bloque de forma de onda por puntos, lo que permite simular una PWM con rampas de subida y bajada, en este caso la onda principal es de 16 kHz y los tiempos de subida/bajada son del orden de 45 ns. Esto mitiga un poco los efectos rebote de conmutados duros de tensiones ideales.

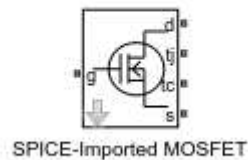


Ilustración 33.- SPICE imported MOSFET (elaboración propia)

Una de las piezas clave y difíciles de implementar en la simulación correctamente es el MOSFET. Para el cual se ha usado el bloque de Simscape llamado SPICE imported MOSFET, el cual permite utilizar en Simulink un dispositivo SPICE de simulación eléctrica. No obstante, la librería básica carece de dispositivos tan concretos como el que se usa en este proyecto, lo que lleva a la necesidad de añadirlo de forma externa, para ello se siguen varios pasos:

1. Se descarga el archivo de la librería SPICE del proveedor que contiene el dispositivo en concreto.
2. Una vez descargado y descomprimido el archivo, se usa sobre él un comando de Matlab llamado `subcircuit2ssc`, el cual permite transformar una Netlist tipo SPICE en un bloque de Simscape.
3. Una vez transformado el archivo de la librería completa, se obtiene un archivo de carpetas anidadas con la información de todos los dispositivos de la librería, para transformarlo en un archivo de librería legible por Simulink, se usa el comando `ssc_build`.
4. Una vez listo el archivo, se añade al Library Browser de Simulink para poder darle uso.

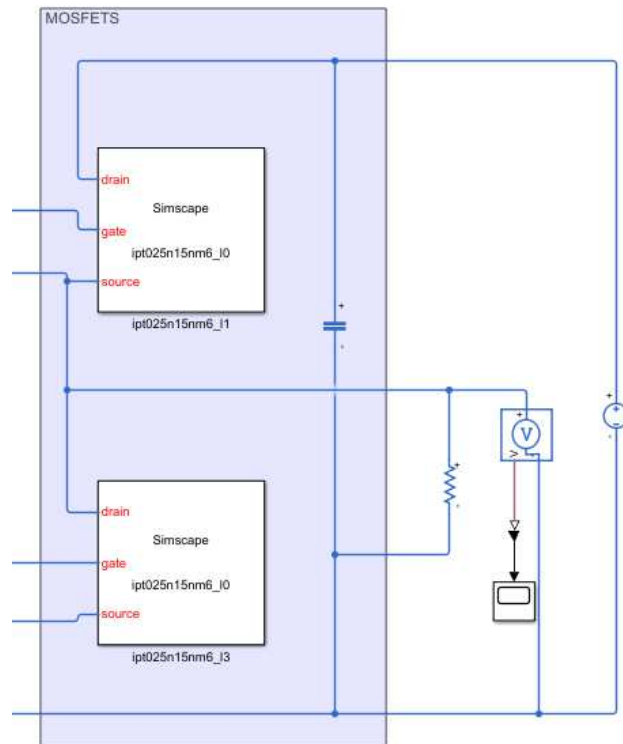


Ilustración 34.- Medio puente (elaboración propia)

Esto nos deja con el bloque de medio puente formado por los dos transistores como se muestra en la imagen.

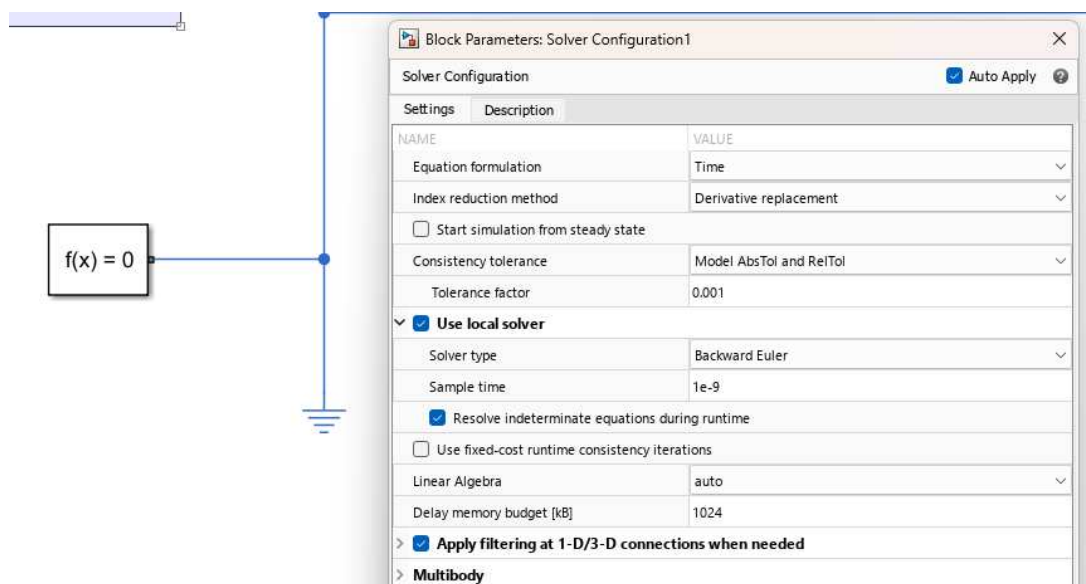


Ilustración 35.- Solver configuration (elaboración propia)

En cualquier simulación realizada con Simscape Electrical es imprescindible definir tanto un solver como una referencia a tierra. El solver permite resolver las ecuaciones diferenciales y algebraicas que describen el comportamiento dinámico del sistema eléctrico, mientras que la referencia a tierra asegura un potencial común necesario para que el sistema esté bien definido y no aparezcan errores de singularidad en la matriz de conductancias. En este trabajo se ha optado por un solver local configurado con el método Backward Euler y un paso de simulación de un nanosegundo, esta elección se debe a que este método, al ser implícito, ofrece una mayor estabilidad numérica en sistemas rígidos y con gran número de componentes no lineales. El paso de integración reducido a un nanosegundo se ha considerado adecuado para minimizar los problemas de convergencia, especialmente en transitorios muy rápidos, garantizando así resultados fiables sin interrupciones de la simulación.

5.1.3. Implementación y resultados

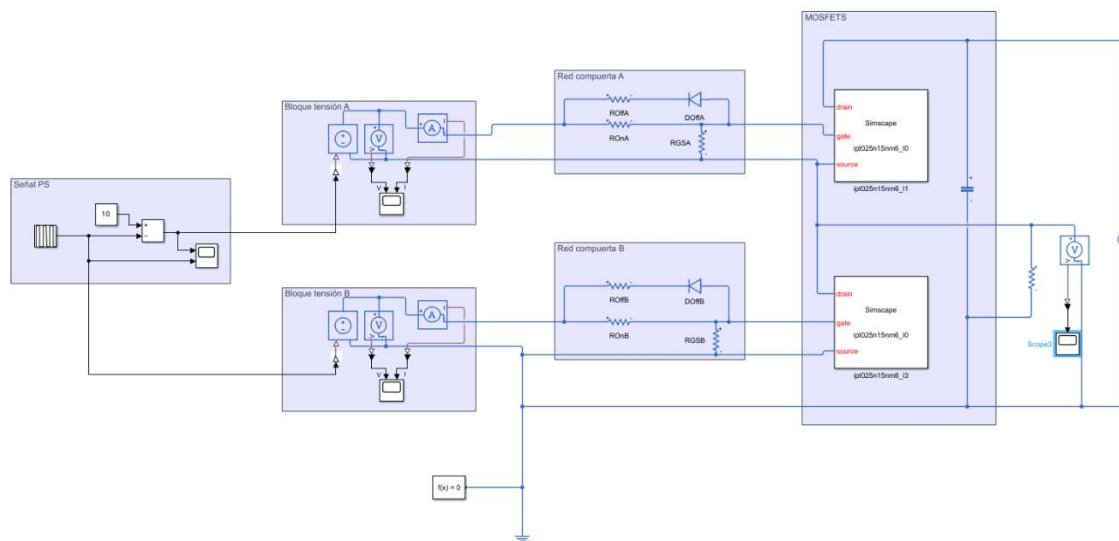


Ilustración 36.- Circuito completo de la simulación (elaboración propia)

Para una implementación simple, se hace uso de los bloques ya definidos, manteniendo un orden claro para evitar errores por confusión y mejorar la legibilidad del documento, misma práctica con la que se llevó a cabo el diseño del circuito en EasyEDA. Para poder simular se ha probado con una señal equivalente a una PWM de 16 kHz, realmente el circuito no funcionaría de esta forma ya que el único componente que conmutaría a esta velocidad es el MOSFET alto, se ha elegido esta señal para simplificar la simulación, ya que, debido al paso reducido necesario

para eliminar errores de convergencia, disponer de una simulación más larga de la duración estipulada de 100 us supondría largos tiempos de cálculo por parte del dispositivo.

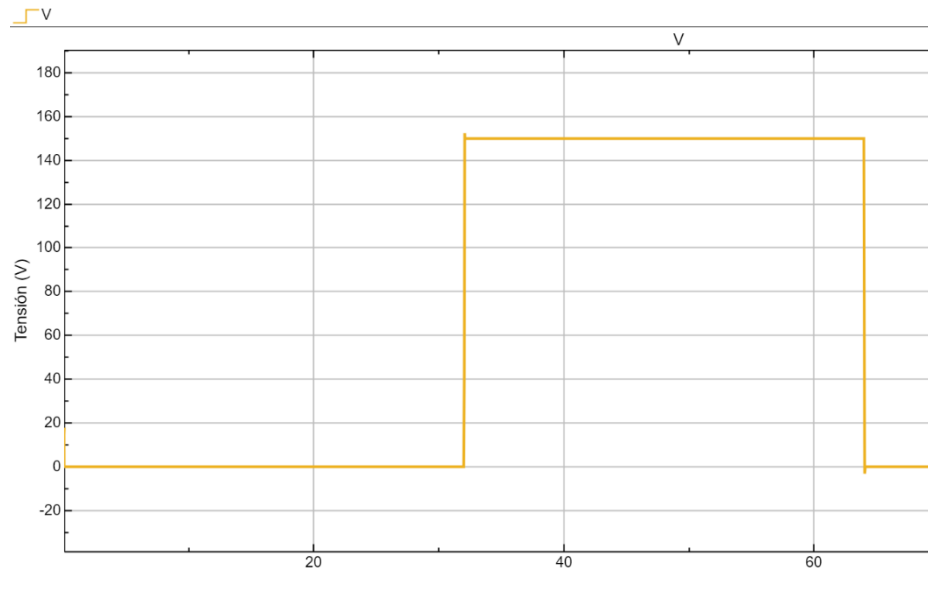


Ilustración 37.- Salida de tensión (elaboración propia)

Tras una primera simulación, se observa que la salida de tensión con respecto al tiempo es como se esperaba, una réplica de la onda de entrada solo que a 0 – 150 V, se observan pequeñas perturbaciones en los inicios de los escalones, previsible y completamente normales que ya esta prueba se lleva a cabo con unos conmutados bastante agresivos.

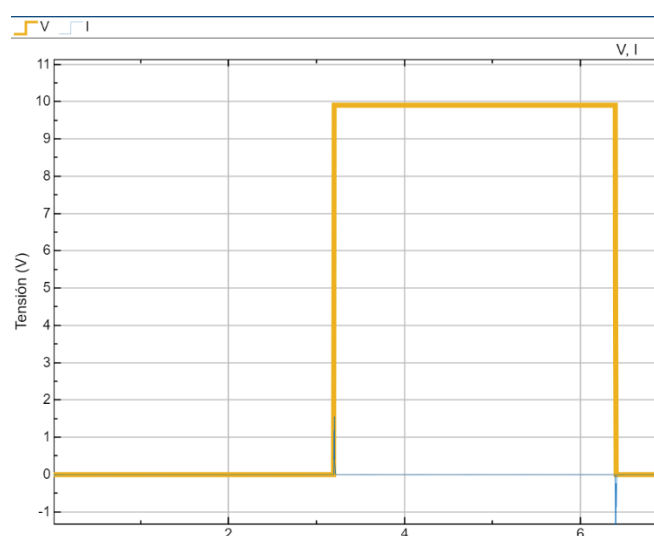


Ilustración 38.- Salidas del bloque de tensión (elaboración propia)

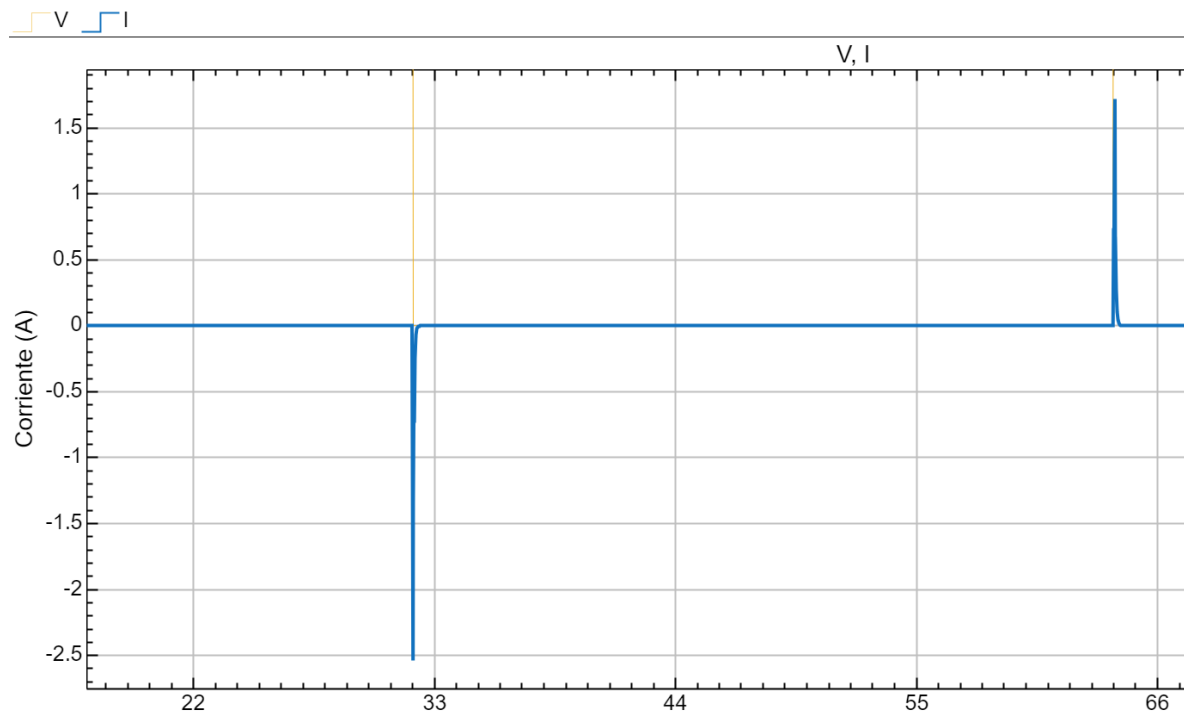


Ilustración 39.- Corrientes bloque B (elaboración propia)

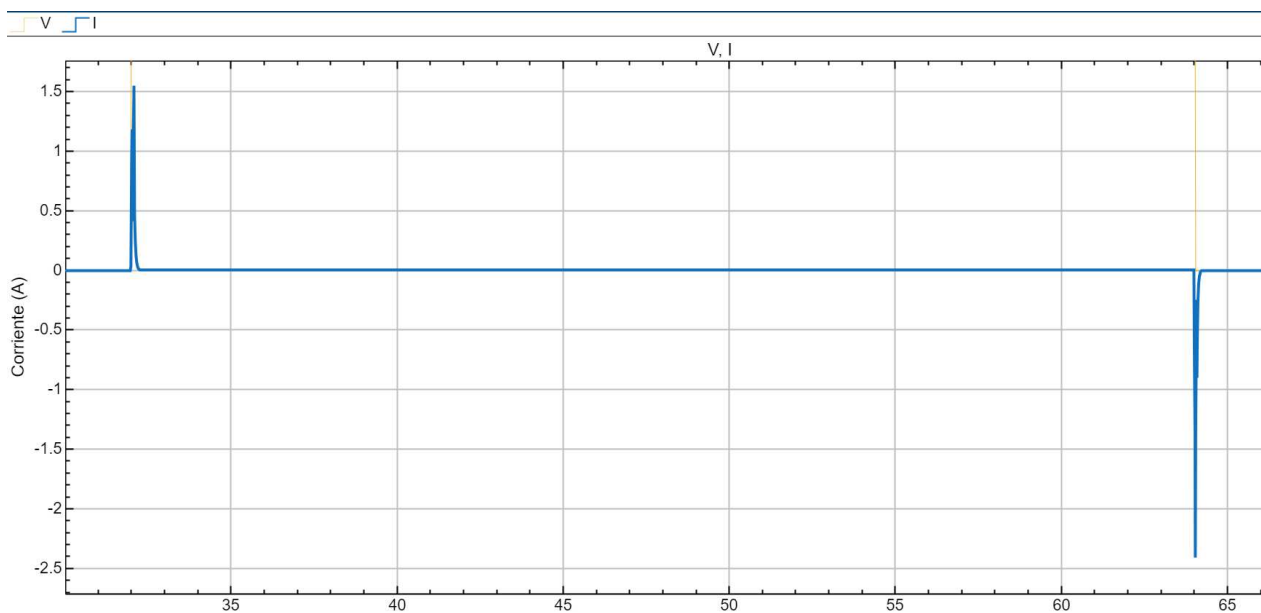


Ilustración 40.- Corrientes bloque A (elaboración propia)

Asimismo, se puede apreciar la salida del bloque de tensión A, ya que está comprendida entre 0V – 9.9V. Al ampliar la imagen del scope, se observan los valores de las corrientes de carga (positivas) y de descarga (negativas). Se obtienen unos valores de 1.68A y 2.52A, para loa+ e loa- respectivamente, y de 1.74A y 2.55A para lob+ e lob- respectivamente. Lo que son valores

bastante próximos a los cálculos realizados, teniendo en cuenta variaciones posibles por las simplificaciones realizadas en simulación tanto en esquemático como en comportamiento de componentes. No obstante, se tiene una corriente de descarga mayor que la de carga y, a su vez, corrientes del lado bajo del controlador mayores que las del lado alto, al igual que las predichas por los cálculos del apartado 4.2.5. de este trabajo. Destacar que todas las gráficas están representadas con respecto al tiempo, en sus dominios correspondientes de tensión y corriente.

En vista a estos resultados, se confirma como el modelado matemático del sistema se aproxima con suficiente fiabilidad al comportamiento del sistema real, que a su vez sigue las líneas establecidas por los requisitos.

5.2. SIMULACIÓN TÉRMICA

Para validar los cálculos de potencia obtenida, se toman el mismo circuito realizado anteriormente, solo que esta vez se medirá la corriente de salida del medio puente junto a la tensión que cae en el MOSFET de lado alto. Esto resulta en un producto corriente – tensión equivalente a la potencia disipada por el dispositivo, el cual se puede integrar para mostrar la potencia disipada.

Cabe mencionar que para la simulación se ha empleado una carga puramente resistiva en lugar de una carga inductiva equivalente a un motor. Esta elección se debe a que, en el caso de una carga RL, los valores reducidos de inductancia propios de la aplicación darían lugar a constantes de tiempo elevadas y, por tanto, a periodos de onda de corriente mucho mayores que el rango temporal considerado en la simulación, centrado en el nanosegundo. Con el uso de una resistencia simple se obtiene una respuesta más inmediata y acorde con el objetivo del análisis, que se limitaba a evaluar el comportamiento del circuito de conmutación en escalas de tiempo muy reducidas. Esto provoca que las formas de onda sean distintas de lo que supondría un motor, y en este caso menores, lo que provoca unas pérdidas por disipación más pequeñas.

Asimismo, en el circuito de la simulación, está presente la existencia de fuentes ideales y el MOSFET se encuentra a temperatura ambiente, sucesos que reducen la disipación de potencia que se obtendría en práctica. No obstante, estos resultados sirven como una nota para

comprender los resultados teóricos del cálculo térmico como un límite máximo, ya que para este se han tomado valores mayoritariamente conservadores, aun habiendo recurrido a una relajación de los requisitos para el dispositivo.

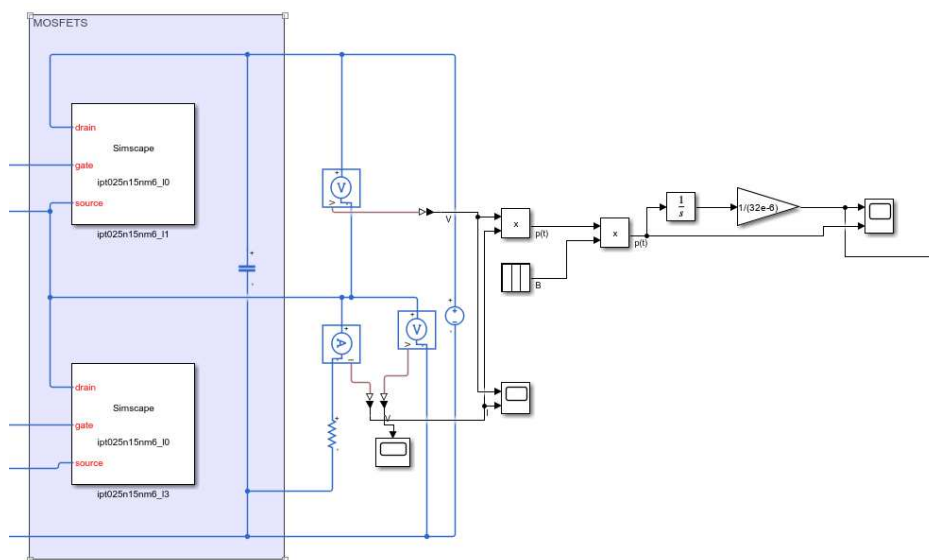


Ilustración 41.- Circuito de cálculo de potencia disipada (elaboración propia)

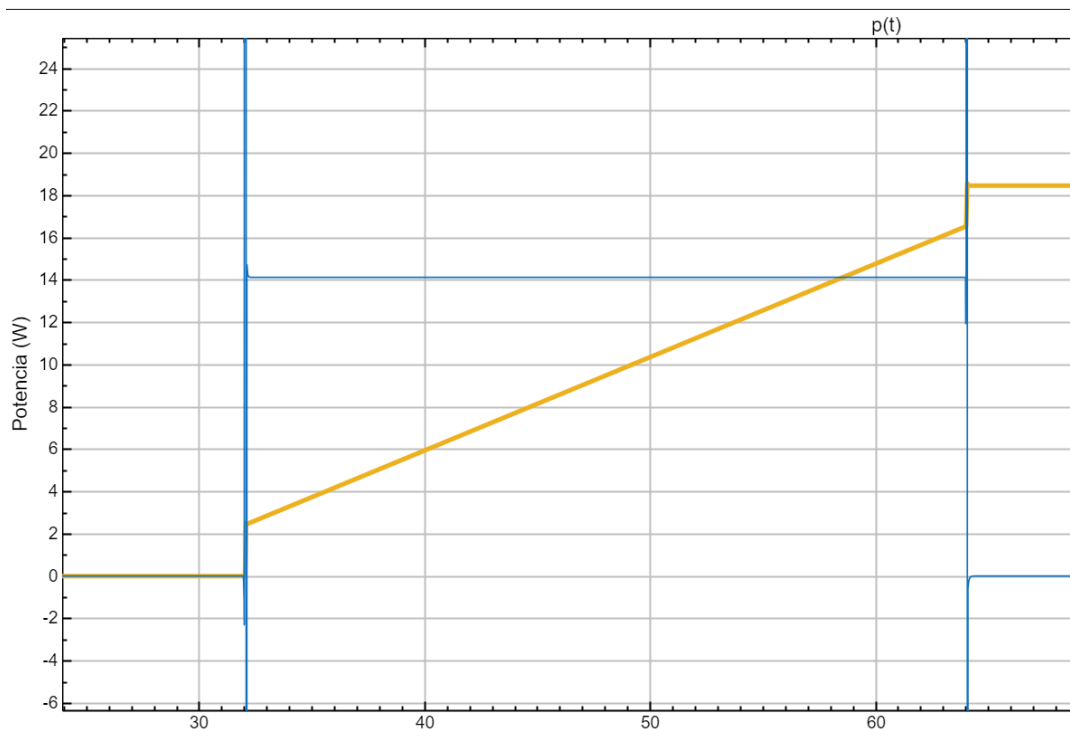


Ilustración 42.- Potencia disipada (Elaboración propia)

Se muestra la gráfica de la potencia disipada calculada frente al tiempo, donde la línea azul representa la potencia instantánea $I \cdot V$ según el circuito de la imagen anterior, y la línea amarilla muestra la integral de la potencia dividida por el tiempo que toma un pulso encendido, con su flanco de subida y bajada, lo que resulta en una potencia simulada de 18.5 W, menor que la calculada teóricamente por las razones descritas.

Teniendo en cuenta esta información, se puede continuar a la simulación el circuito térmico, tomando estos datos como un caso optimista a temperatura ambiente al que se hará referencia como caso 1, y simulando una fuente de calor con la potencia calculada, para llegar al extremo conservador que presentan los cálculos realizados, al que se hará referencia como caso 2.

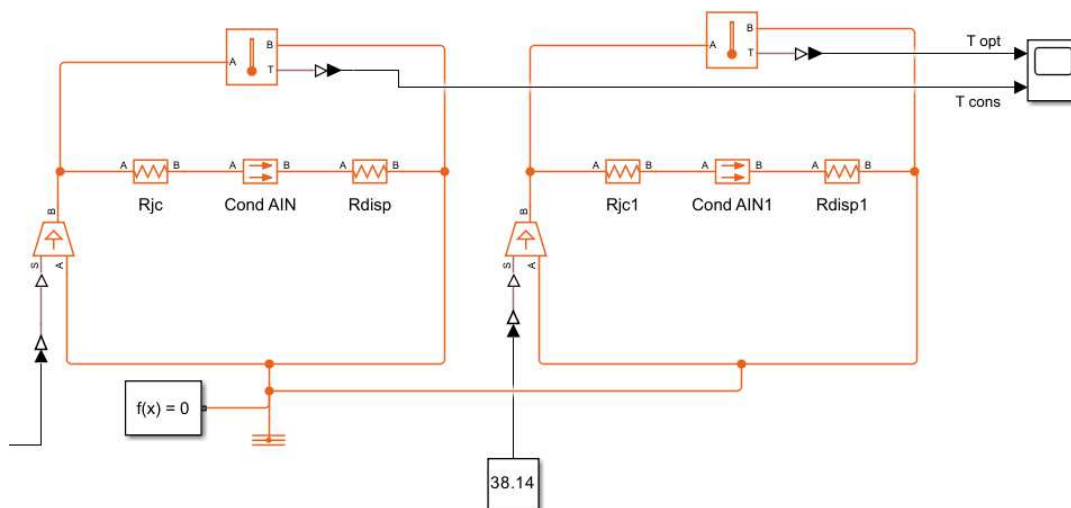


Ilustración 43.- Circuito térmico (elaboración propia)

El circuito térmico se diseña usando Simscape thermal, similar a como funcionaría un circuito eléctrico, donde las resistencias simulan las resistencias térmicas propias del MOSFET y del disipador, mientras que el nodo de conducción de calor simula la placa de AIN. Mediante una fuente controlada de calor se fija la potencia a disipar por el MOSFET, para el caso 2, mientras que para el caso 1 se utiliza la potencia calculada en el mismo circuito de Simulink.

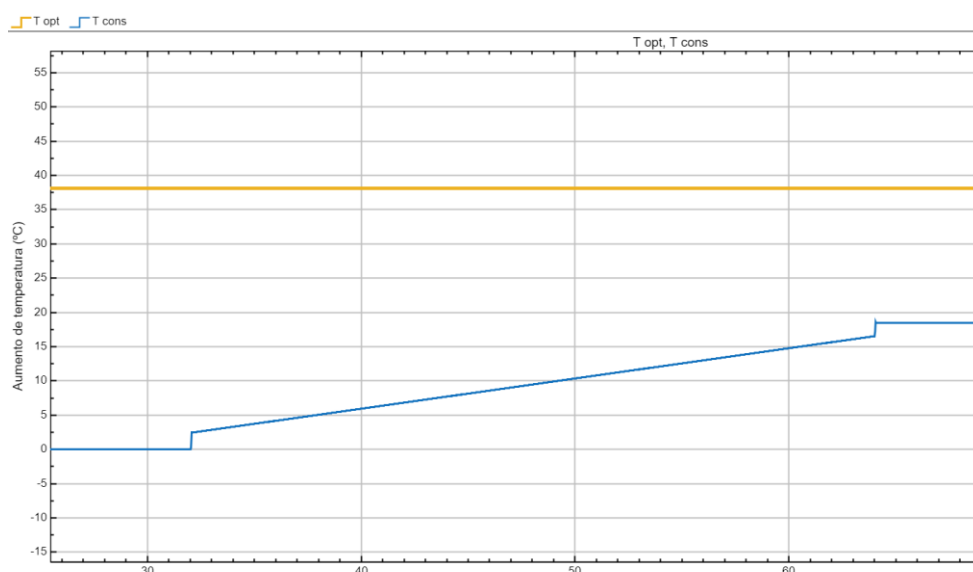


Ilustración 44.- Elevaciones de temperatura

Los resultados muestran directamente la temperatura de la unión PN, donde se observan dos temperaturas, la de los casos 1 y 2. La temperatura en el caso 1 no es fija, ya que lo que se visualiza es el resultado de una potencia disipada creciente, por la naturaleza integradora del circuito que ofrece los resultados de temperatura para este caso, frente a la fuente ideal de calor usada para el caso 2 que marca una temperatura fija debido a que el sistema simulado carece de inercia térmica, esto se ha realizado así para simular el procedimiento y diseño de la simulación, ya que no aporta datos relevantes para las conclusiones a las que se aspira en este apartado. Para ambos casos, la temperatura no está referenciada más que a un nodo de thermal ground, por lo que lo que se muestra no es la temperatura, sino la elevación o variación de temperatura con respecto al ambiente, y a lo largo del tiempo.

En este gráfico se aprecia como la temperatura simulada, con todas las consideraciones anteriores es menor a la calculada teóricamente por 20 grados centígrados, un margen no muy amplio pero considerable. Tomando estos resultados se puede estimar una temperatura real del dispositivo en un punto medio entre los dos casos, tendiendo más hacia el caso conservador, ya que en la realidad los transistores no son los únicos elementos del complejo que disipan calor.

6.CONCLUSIONES

El trabajo desarrollado ha permitido demostrar la viabilidad de diseñar un prototipo de inversor de potencia orientado a motocicletas eléctricas de competición. A través de la selección de componentes, el desarrollo esquemático, el diseño del layout y la validación mediante simulaciones, se ha conseguido establecer una primera versión funcional que sirve como base para futuras iteraciones. Si bien se trata de un prototipo, los resultados confirman que es posible alcanzar un diseño compacto, eficiente y acorde con los requisitos planteados por la competición.

No obstante, el proyecto presenta ciertas limitaciones. La validación se ha llevado a cabo únicamente en el ámbito de la simulación, por lo que no se dispone aún de resultados experimentales sobre un prototipo físico, esto se debe a la falta de presupuesto y tiempo por parte del equipo, ya que es un diseño exigente que requiere una inversión inicial moderada. Del mismo modo, el diseño térmico se ha abordado de manera preliminar, estableciendo escenarios de operación conservadores que deberán contrastarse con pruebas reales de disipación y refrigeración.

Estas limitaciones pueden abordarse mediante varias mejoras. La fabricación de una primera unidad permitirá comprobar en la práctica la fiabilidad del circuito y ajustar parámetros críticos como el dimensionamiento del disipador o la configuración de la red de compuerta. Igualmente, la integración con el sistema completo de la motocicleta facilitará la evaluación en condiciones reales de funcionamiento, lo que permitirá identificar cuellos de botella eléctricos y térmicos que no se aprecian en la simulación.

A partir de los resultados alcanzados, se plantean varias líneas de desarrollo futuro. Entre ellas se encuentran:

- La optimización del diseño térmico mediante técnicas de refrigeración avanzadas
- La exploración de topologías alternativas de inversor que reduzcan pérdidas de conmutación, así como rediseño del espacio y disposición de los componentes para una

mejor refrigeración, o un aumento en el número de transistores por rama para aumentar la disipación de calor y poder mejorar la potencia ofrecida por el dispositivo

- La implementación de algoritmos de control sofisticados a partir de esta o futuras disposiciones del circuito, para mejorar la respuesta dinámica del motor
- La exploración de distintos dispositivos tanto de control como de conmutado, con nuevas y/o diferentes tecnologías que puedan aportar más al proyecto

Finalmente, la validación experimental será clave para consolidar el prototipo como una solución viable dentro de la motocicleta de competición del equipo.

Por último, cabe señalar que el desarrollo de un inversor compacto y eficiente no se limita al ámbito de la motocicleta de competición. La tendencia hacia sistemas de propulsión eléctricos ligeros y de alta densidad de potencia abre la puerta a su aplicación en otros campos, como el de los vehículos aéreos no tripulados. En la actualidad, el sector de los drones experimenta un notable crecimiento, impulsado tanto por aplicaciones civiles como por la creciente demanda en entornos de defensa y seguridad. En este contexto, el prototipo presentado en este trabajo puede servir como base tecnológica para abordar dichas necesidades, contribuyendo a mejorar la eficiencia y la autonomía en aplicaciones emergentes de gran relevancia.



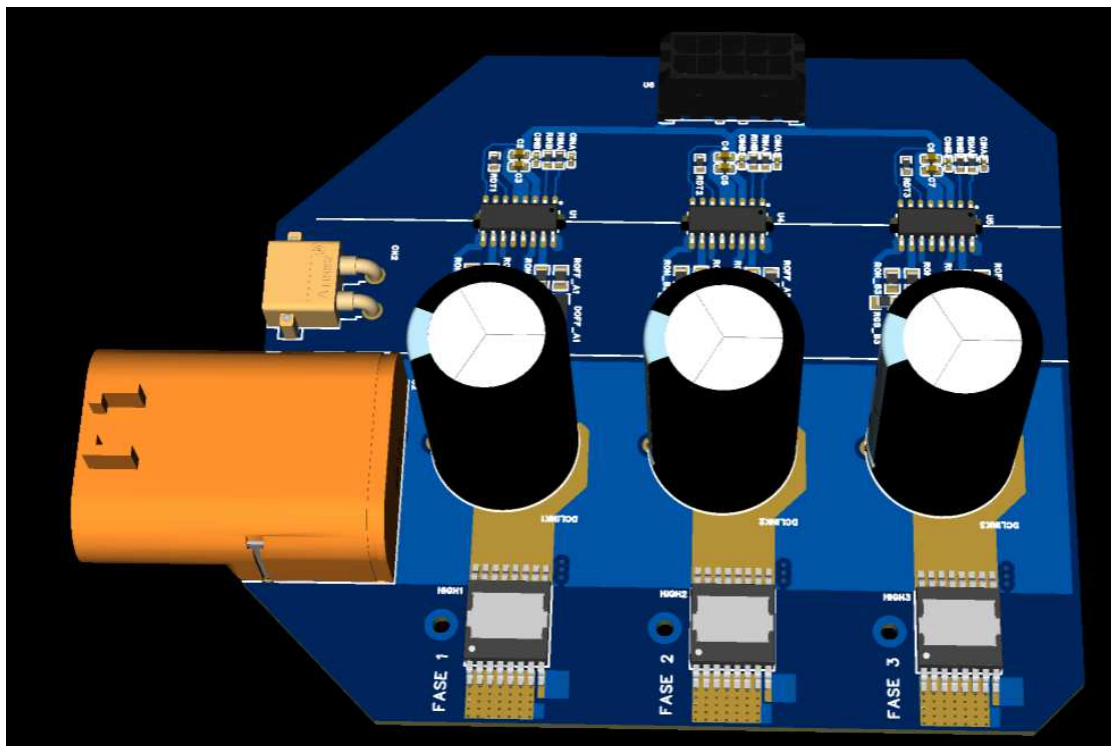
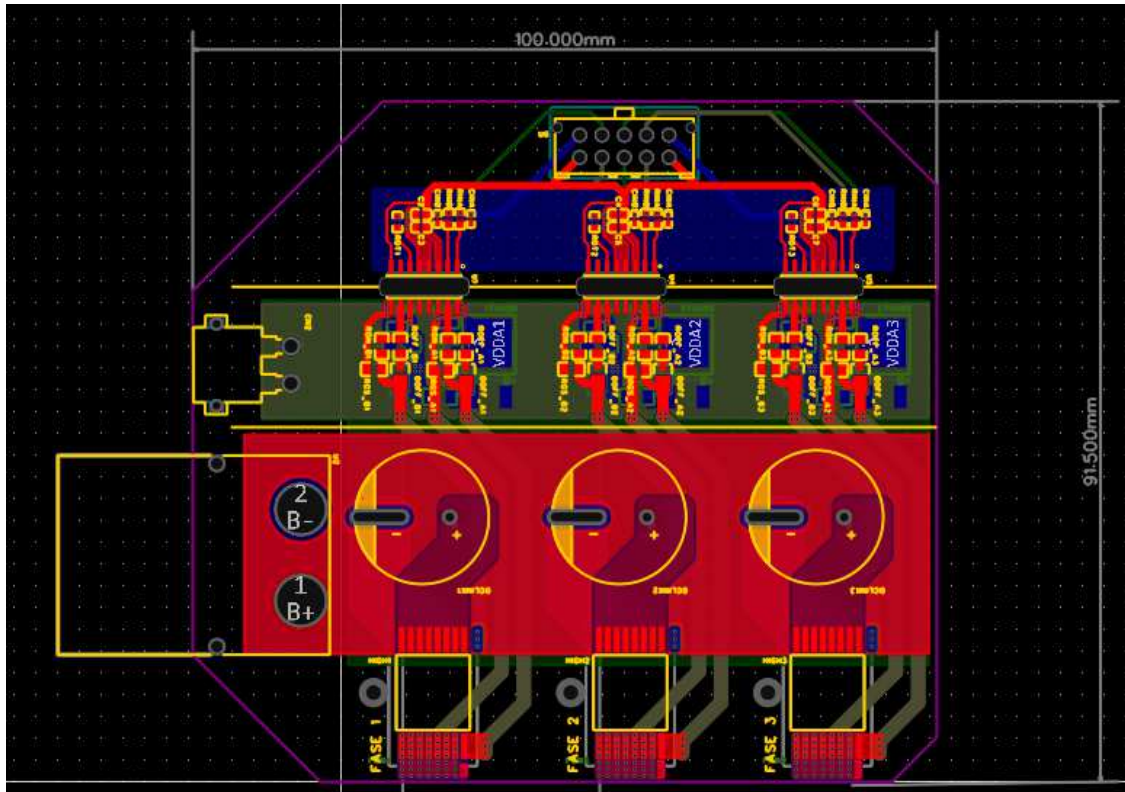
Bibliografía

- [1] Infineon, «N channel MOSFETs,» [En línea]. Available:
<https://www.infineon.com/products/power/mosfet/n-channel>.
- [2] Texas Instruments, *UCC 21330 Dataheet*.
- [3] EmDrive, *H300 BLDC motor controller Datasheet V1.7*.
- [4] SEVCON, *Gen4 Applications Reference Manual*.
- [5] Infineon , *IPTC025N15NM6 Final Datasheet*.
- [6] Infineon, *Third Generation Think!™ SiC Schottky Diode*.
- [7] MOLEX, «Productos,» [En línea]. Available: <https://www.molex.com/en-us/home>.
- [8] LCSC Electronics, «Componentes,» [En línea]. Available: <https://www.lcsc.com/>.
- [9] AMASS, *LCB60PW Datasheet*.
- [10] AMASS, [En línea]. Available: <https://www.china-amass.net/>.
- [11] AMASS, *XT30PW Datasheet*.
- [12] PCBway, «Calculadora de trazas,» [En línea]. Available:
https://www.pcbway.com/pcb_prototype/trace-width-calculator.html.



- [13] HENKEL, «Silpad properties,» [En línea]. Available: <https://next.henkel-adhesives.com/es/es/aplicaciones/materiales-de-gestion-termica/materiales-thermal-silpad.html>.
- [14] QATS, «Elección de Heat Sinks,» [En línea]. Available: <https://www.qats.com/>.
- [15] ODrive, «ODrive s1 datasheet,» [En línea]. Available: <https://docs.odriverobotics.com/v/latest/hardware/s1-datasheet.html>.
- [16] VESC, «VESC maxim 120V,» [En línea]. Available: <https://www.vesclabs.com/product/vl-maxim-120v/>.
- [17] A. D., «Battery Management Systems for Large Lithium Ion Battery Packs. Artech House.,» 2010.
- [18] J. W. & R. S. D. Kolar, «Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems.,» 2006.
- [19] Infineon, *Input capacitor (DC link) calculation for single phase motor bridge (Application Note, Rev. 1.00).*, 2023.

ANEXO I: CIRCUITO ELÉCTRICO Y MODELO 3D



ANEXO II: BOM Y PRESUPUESTO ESTIMADO

COMPONENTES					
Cantidad	Nombre	Designator	Proveedor	Precio unitario (€/Ud)	Precio (€)
6	100nF	C2,C4,C6,CBOOT2,CBOOT3,CBOOT5	YAGEO(国巨)	0.0004	0.0024
6	1uF	C3,C5,C7,CBOOT1,CBOOT4,CBOOT6	SAMSUNG(三星)	0.0007	0.0042
6	33pF	CINA1,CINA2,CINA3,CINB1,CINB2,CINB3	YAGEO(国巨)	0.0002	0.0012
1	XT30PW-M30.G.Y	CN2	AMASS(艾迈斯)	0.0558	0.0558
3	10uF	CVDDDB1,CVDDDB4,CVDDDB6	SAMSUNG(三星)	0.0047	0.0141
3	220nF	CVDDDB2,CVDDDB3,CVDDDB5	YAGEO(国巨)	0.0019	0.0057
3	IDD06SG60C	DBOOT1,DBOOT2,DBOOT3	Infineon(英飞凌)	0.7132	2.1396
3	820uF	DCLINK1,DCLINK2,DCLINK3	rubycon(红宝石)	0.557	1.671
6	SS3N42HM3_I	DOFF_A1,DOFF_A2,DOFF_A3,DOFF_B1,DOFF_B2,DOFF_B3		0.0011	0.0066
10	IPTC025N15NM6ATMA1	HIGH1,HIGH2,HIGH3,LOW1,LOW2,LOW3		6.97	69.7
3	1.8Ω	RBOOT1,RBOOT2,RBOOT3	UNI-ROYAL(厚声)	0.0007	0.0021
3	4.7kΩ	RDT1,RDT2,RDT3	UNI-ROYAL(厚声)	0.0002	0.0006
6	10kΩ	RGS_A1,RGS_A2,RGS_A3,RGS_B1,RGS_B2,RGS_B3	UNI-ROYAL(厚声)	0.0003	0.0018
6	51Ω	RINA,RINA1,RINA2,RINB,RINB1,RINB2	UNI-ROYAL(厚声)	0.0002	0.0012
3	10Ω	ROFF_A1,ROFF_A2,ROFF_A3	UNI-ROYAL(厚声)	0.0003	0.0009
3	12Ω	ROFF_B1,ROFF_B2,ROFF_B3	FOJAN(富捷)	0.0003	0.0009
3	2.7Ω	RON_A1,RON_A2,RON_A3	FOJAN(富捷)	0.0004	0.0012
3	3.9Ω	RON_B1,RON_B2,RON_B3	UNI-ROYAL(厚声)	0.0005	0.0015
3	UCC21330BDR	U1,U4,U5	TI(德州仪器)	2.02	6.06
1	LCB60PW-M	U2	AMASS(艾迈斯)	2.6	2.6



1	430451012	U6	MOLEX	0.1151	0.1151
TOTAL POR PLACA					82.3859
PRECIO PCB					53.63
PRECIO ASSEMBLY PCB					89.03
TOTAL					225.0459