

# MÁSTER EN INGENIERÍA DE SISTEMAS Y DE CONTROL

TRABAJO FIN DE MÁSTER



UNIVERSIDAD  
COMPLUTENSE  
MADRID

UNED

**DISEÑO, MODELADO Y SIMULACIÓN DE CIRCUIT  
BREAKER PARA UNIDAD DE CONTROL DE CALOR EN  
AUTOMÓVIL**

**ALUMNO:** David Guerrero Padilla

**TUTOR:** Prof. D. Sebastián Dormido Canto

**JUNIO 2022**



# AGRADECIMIENTOS

*Cuando decidí embarcarme en este proyecto, sabía que iba a ser duro el compaginarlo con trabajar a tiempo completo. Escuché que era imposible, que estaba definitivamente loco. Pero, si de algo estaba seguro, era de que los retos están para luchar por ellos y de que podía hacerlo. Por ello, tras 9 meses de intenso trabajo, puedo decir con orgullo que lo he conseguido.*

*Quiero agradecer a mis padres, Fernando y Ana María, el estar ahí apoyándome día tras día, en cada reto que me propongo. A mi hermana, Laura, por ese carácter tan positivo que siempre transmite y que te hace volver a creer en todo. A mis amigos y compañeros de trabajo por darme siempre ese enfoque diferente. A Mahle Electronics, por permitir que este proyecto sea posible.*

*Por último, he de agradecer al profesor Don Sebastián Dormido Canto por su implicación a lo largo del proyecto. Es realmente agradable el trabajar con personas que dan el máximo en todo lo que hacen.*

*Gracias a todos, de corazón*



# **SUMARIO**

# SUMARIO

AGRADECIMIENTOS

SUMARIO

ÍNDICES

ABREVIATURAS

RESUMEN

1. INTRODUCCIÓN
2. ESTADO DEL ARTE Y FUNDAMENTOS TEÓRICOS
3. DISEÑO Y MODELADO DE CIRCUIT BREAKER
4. SIMULACIÓN DE CIRCUIT BREAKER
5. ESTUDIO DE CONSUMO DE CIRCUIT BREAKER
6. PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER
7. CONCLUSIONES
8. ANEXOS
9. BIBLIOGRAFÍA

# ÍNDICES

## Índice general

AGRADECIMIENTOS.....	iii
SUMARIO.....	v
ÍNDICES .....	vii
Índice general .....	viii
Índice de figuras.....	xi
Índice de tablas.....	xii
Abreviaturas .....	xiii
RESUMEN.....	15
ABSTRACT .....	16
1.    INTRODUCCIÓN.....	17
1.1.    Motivación original del problema .....	18
1.2.    Objetivos.....	19
1.3.    Organización de la memoria.....	19
1.4.    Normativa .....	20
1.4.1.    Normativa del proyecto .....	20
1.4.2.    Normativa técnica.....	20
1.4.3.    Normativa ambiental .....	22
2.    ESTADO DEL ARTE Y FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....	23
2.1.    Estado del arte .....	23
2.1.1.    Protecciones de sobrecorriente .....	23
2.1.2.    Reducción de emisiones contaminantes en vehículos .....	24
2.2.    Fundamentos teóricos .....	25
2.2.1.    HCU.....	25
2.2.2.    Circuit Breaker .....	27
2.2.2.1.    Circuito de mando .....	28
2.2.2.2.    Circuito de control.....	29
2.2.3.    Componentes de electrónica de potencia.....	30
3.    DISEÑO Y MODELADO DE CIRCUIT BREAKER.....	33
3.1.    Especificaciones del diseño .....	33
3.2.    Esquemático .....	35
3.2.1.    Explicación general del circuito .....	35
3.2.1.1.    Funcionamiento del driver .....	35
3.2.1.2.    MOSFETs principales .....	38
3.2.1.3.    Funcionamiento circuito de precarga .....	39
3.2.1.4.    Funcionamiento de sensado y protección de temperatura.....	43
3.2.1.5.    Funcionamiento de sensado y protección de corriente.....	44

## ÍNDICES

---

3.2.1.6.	Funcionamiento condensador de bootstrap .....	46
3.2.2.	Cálculos .....	47
3.2.2.1.	Habilitación del driver.....	47
3.2.2.2.	Selección de estado pines PU y PD.....	48
3.2.2.3.	Circuito de precarga .....	49
3.2.2.3.1.	Circuito de habilitación de precarga .....	49
3.2.2.3.2.	Circuito de acción directa precarga .....	52
3.2.2.4.	Circuito de sensado y protección de temperatura.....	57
3.2.2.5.	Circuito de sensado y protección de corriente .....	58
3.2.2.5.1.	Monitorización de corriente.....	58
3.2.2.5.2.	Umbral de protección de sobrecorriente.....	61
3.2.2.5.3.	Umbral de protección de cortocircuito .....	62
3.2.2.5.4.	Temporizadores de Circuit Breaker y de fallo.....	62
3.2.2.6.	Circuito de condensador de bootstrap .....	64
3.3.	Selección y listado de componentes .....	70
3.3.1.	Selección de componentes y reajuste de cálculos .....	70
3.3.2.	Bill Of Materials.....	71
3.4.	Layout PCB .....	75
4.	<b>SIMULACIÓN DE CIRCUIT BREAKER</b> .....	79
4.1.	Modelo de simulación en PSpice .....	79
4.2.	Resultados y análisis de simulación .....	80
4.2.1.	Simulación circuito principal.....	81
4.2.2.	Simulación circuito de precarga .....	83
4.2.3.	Simulación circuito de error de sobrecorriente.....	84
5.	<b>ESTUDIO DE CONSUMO DE CIRCUIT BREAKER</b> .....	86
5.1.	Consumo de circuito de precarga .....	87
5.1.1.	Consumo de circuito de habilitación de precarga.....	87
5.1.1.1.	Cálculos generales de consumo.....	87
5.1.1.2.	Worst-case: derating.....	89
5.1.1.3.	Consumo total en circuito de habilitación de precarga .....	91
5.1.2.	Consumo de circuito de acción directa de precarga .....	91
5.1.2.1.	Cálculos generales de consumo.....	91
5.1.2.2.	Worst-case: derating.....	92
5.1.2.3.	Consumo total en circuito de precarga.....	94
5.2.	Consumo de circuito de sensado y protección de temperatura.....	94
5.2.1.	Consumo general .....	94
5.2.1.1.	Cálculos generales de consumo.....	94

## ÍNDICES

---

5.2.1.2.	Worst-case: derating.....	95
5.2.2.	Consumo total en circuito de sensado y protección de temperatura.....	95
5.3.	Consumo de circuito de sensado y protección de corriente .....	96
5.3.1.	Consumo del circuito completo.....	96
5.3.1.1.	Cálculos generales de consumo.....	96
5.3.1.2.	Worst-case: derating.....	98
5.3.1.3.	Consumo total en circuito de sensado y protección de corriente .....	98
5.4.	Consumo de circuito de condensador de bootstrap .....	99
5.4.1.1.	Cálculos generales de consumo.....	99
5.4.1.2.	Worst-case: derating.....	99
5.4.1.3.	Consumo total en circuito de condensador de bootstrap.....	100
5.5.	Consumo de MOSFETs principales del Circuit Breaker.....	100
5.5.1.1.	Cálculos generales de consumo.....	100
5.5.1.2.	Worst-case: derating.....	101
5.5.1.3.	Consumo total de MOSFETs .....	102
5.6.	Consumo total del Circuit Breaker .....	102
6.	<b>PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER.....</b>	<b>103</b>
6.1.	Mediciones .....	104
6.2.	Listado de materiales valorado .....	105
6.3.	Presupuesto.....	107
6.4.	Resumen de presupuesto .....	109
7.	<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>110</b>
7.1.	Comparación cálculos teóricos y simulación del Circuit Breaker.....	110
7.2.	Conclusiones generales.....	111
7.3.	Línea futura de investigación .....	112
8.	<b>ANEXOS .....</b>	<b>114</b>
8.1.	Hoja de cálculo: Circuit Breaker .....	114
8.2.	PCB: stack-up.....	118
8.3.	PCB: representación 3D .....	118
8.4.	Hoja de características transistor de temperatura .....	119
9.	<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>126</b>

## Índice de figuras

Figura 1. Esquema de reducción de emisión de gases mediante HCU.....	25
Figura 2. Esquema conceptual del sistema HCU .....	26
Figura 3. Concepto de protección de sobrecorriente con MOSFETs .....	28
Figura 4. Esquema del circuito de mando del Circuit Breaker.....	29
Figura 5. Esquema del circuito de control del Circuit Breaker .....	29
Figura 6. Esquema del Circuit Breaker .....	30
Figura 7. Símbolo de componente: resistencia.....	30
Figura 8. Símbolo de componente: condensador .....	31
Figura 9. Símbolo de componente (de izquierda a derecha): normal, Zener, Schottky .	31
Figura 10. Símbolo de componente: MOSFET canal N y canal P.....	32
Figura 11. Driver TPS48111-Q1 .....	36
Figura 12. Gráfica de área de operación segura (SOA).....	38
Figura 13. MOSFETs principales del Circuit Breaker .....	39
Figura 14. Circuit Breaker: topología MOSFETs principales con precarga .....	40
Figura 15. Circuit Breaker: precarga en funcionamiento (VBAT=10 V).....	40
Figura 16. Circuit Breaker: precarga en funcionamiento (VBAT=48 V).....	41
Figura 17. Circuit Breaker: funcionamiento normal (precarga ya desactivada).....	41
Figura 18. Circuit Breaker: circuito de habilitación de precarga .....	42
Figura 19. Circuit Breaker: circuito de habilitación de precarga ON.....	42
Figura 20. Circuit Breaker: circuito de habilitación de precarga OFF .....	43
Figura 21. Topología de circuito de sensado y protección de temperatura .....	44
Figura 22. Topología de circuito de sensado y protección de corriente .....	45
Figura 23. Topología de circuito de carga de puerta del MOSFET (bootstrap).....	46
Figura 24. Circuito diseñado: habilitación del driver .....	48
Figura 25. Circuito diseñado: selección de estado pines PU y PD.....	48
Figura 26. Circuito de habilitación de precarga (INP_G) .....	49
Figura 27. Circuito diseñado: habilitación de precarga (INP_G).....	52
Figura 28. Circuito de precarga .....	53
Figura 29. Gráfico de tensión, corriente y potencia de precarga.....	55
Figura 30. Circuito diseñado: sensado y protección de temperatura.....	57
Figura 31. Circuito diseñado: monitorización de corriente (I) .....	59
Figura 32. Circuito diseñado: monitorización de corriente (II).....	61
Figura 33. Gráfica de comportamiento de temporizador de Circuit Breaker y fallo.....	63
Figura 34. Circuito diseñado: temporizadores de Circuit Breaker y de fallos .....	64
Figura 35. Operación de bomba de carga (charge pump).....	65
Figura 36. Circuito diseñado: condensador de bootstrap .....	68
Figura 37. Circuit Breaker diseñado.....	69
Figura 38. Diseño del Circuit Breaker: valores finales .....	72
Figura 39. Posicionamiento de componentes y enrutado PCB: vista 2D top.....	77
Figura 40. Posicionamiento de componentes y enrutado PCB: vista 2D bottom.....	77
Figura 41. PCB: diseño final en vista 3D .....	78
Figura 42. Circuit Breaker para simulación en PSpice.....	79
Figura 43. Directrices de simulación en PSpice: ejemplo .....	80
Figura 44. Resultados de simulación: circuito principal .....	81
Figura 45. Valores de tensión y tiempo de circuito principal en simulación .....	82
Figura 46. Tensión condensador de bootstrap en simulación.....	83
Figura 47. Circuito de precarga simulado .....	84
Figura 48. Error de sobrecorriente simulado .....	85
Figura 49. Derating de temperatura general .....	86

Figura 50. Ejemplo de curva de derating de potencia con la temperatura.....	89
Figura 51. Ejemplo obtención de ratio de potencia .....	90
Figura 52. Gráfica de potencia disipada: resistencia pulse-proof.....	93

### Índice de tablas

Tabla 1. Especificaciones de diseño Circuit Breaker .....	33
Tabla 2. Descripción de requisitos Circuit Breaker.....	34
Tabla 3. Patillaje del driver TPS48111-Q1 .....	37
Tabla 4. Datos generales del Circuit Breaker .....	47
Tabla 5. Datos de MOSFET de habilitación de precarga - BSS138P .....	50
Tabla 6. Datos de MOSFET de precarga – ZXMN7A11G .....	53
Tabla 7. Valor de tensión en la salida del Circuit Breaker (100 - 200 ms) .....	56
Tabla 8. Escalado para medición de corriente .....	59
Tabla 9. Reajuste de componentes del Circuit Breaker.....	71
Tabla 10. Bill of Materials.....	74
Tabla 11. Especificaciones técnicas para PCB .....	75
Tabla 12. Datos MOSFET habilitación de precarga: BSS138P .....	87
Tabla 13. Cálculos de worst-case en circuito de habilitación de precarga .....	90
Tabla 14. Datos MOSFET precarga: ZXMN2A01F .....	91
Tabla 15. Cálculos de worst-case en circuito de precarga.....	93
Tabla 16. Cálculos de worst-case en circuito de sensado y protección de temperatura .	95
Tabla 17. Cálculos de worst-case en circuito de sensado y protección de corriente .....	98
Tabla 18. Cálculos de worst-case en circuito de condensador de bootstrap.....	100
Tabla 19. Datos de MOSFET de potencia del Circuit Breaker: STL135N8F7AG .....	101
Tabla 20. Cálculos de worst-case de MOSFETs principales.....	102
Tabla 21. Comparación de cálculos y simulación del Circuit Breaker .....	110

## Abreviaturas

<b>HCU</b>	Heating Control Unit	Unidad de Control de Calor
<b>CB</b>	Circuit Breaker	Cortacircuitos / Disyuntor
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board	Placa de Circuito Impreso
<b>MOSFET</b>	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor
<b>PSPIICE</b>	Personal Computer Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis	Programa de Simulación Computacional Personal con Énfasis en Circuitos Integrados
<b>EMI</b>	Electromagnetic Interference	Interferencia Electromagnética
<b>TFM</b>	-	Trabajo Fin De Máster
<b>FAP</b>	-	Filtro Antipartículas
<b>CAN</b>	Controller Area Network	Red de Área de Controlador
<b>RC</b>	Resistor – Capacitor	Resistencia - Condensador
<b>GaN</b>	Gallium Nitride	Nitruro de Galio
<b>SiC</b>	Silicon Carbide	Carburo de Silicio
<b>LDO</b>	Low Dropout	Baja caída
<b>DC</b>	Direct Current	Corriente Continua
<b>SOA</b>	Safe Operating Area	Área de operación segura

*La verdadera felicidad radica  
en la finalización del trabajo  
utilizando tu propio cerebro  
y habilidades.*

*- Soichiro Honda -*

## RESUMEN

En este trabajo final del Máster de Ingeniería de Sistemas y de Control se pretende diseñar, modelar y simular un circuito de protección de sobrecorriente, conocido como Circuit Breaker. Este circuito se aplica entre la entrada del sistema y el filtro de entrada de una unidad de control de calor (Heating Control Unit – HCU) instalada en la salida de gases de un automóvil.

El diseño del Circuit Breaker incluye dos circuitos ligeramente diferenciables, que son el circuito de mando y el circuito de control. Mientras el circuito de mando actúa físicamente como puente entre la entrada de 48 voltios y el filtro de entrada, el circuito de control se encarga de decidir cuándo debe el circuito de mando de alimentar el filtro de entrada y cuándo debe de abrirse el circuito, impidiendo dicha alimentación. Esta última casuística ocurre en caso de que se detecte un problema de sobrecorriente.

Por otro lado, se realiza la simulación del circuito de protección de sobrecorriente mediante un modelo Spice que facilita un primer acercamiento al comportamiento del circuito, además de visualizar ciertos puntos de funcionamiento. Para dicha simulación se introducen los modelos específicos de simulación de cada componente, que son proporcionados por el fabricante para asemejar el modelo a la realidad lo máximo posible.

Posteriormente al diseño y la simulación del Circuit Breaker se modela dicho circuito en una placa de circuito impreso (PCB) que, en conjunto con el resto de los circuitos del sistema, conforman el HCU.

Con el Circuit Breaker diseñado, modelado y simulado, se procede al cálculo del consumo del circuito completo. En este estudio se incluyen tanto el consumo de los MOSFETs principales como del driver de control y otros elementos del circuito como son las resistencias.

En última instancia, se plantea el presupuesto del diseño y fabricación de la placa de circuito impreso. Aunque en un principio se planeaba también implementar el circuito y testarlo, este paso no se ha podido realizar por motivos ajenos a la empresa MAHLE. Es por ello que se incluye en el presupuesto (en un futuro próximo, esto se fabricará), aunque no en este proyecto. En dicho presupuesto se incluyen costes de componentes, horas de trabajo, materiales empleados y otros conceptos requeridos para la finalización del proyecto.

En definitiva, este proyecto incluye el proceso industrial completo de un sistema, desde el diseño hasta el modelado y simulación de este. Con ello, se pretende mostrar la importancia que tiene cada una de las fases de ejecución del proyecto. Asimismo, es relevante tener en cuenta cómo funcionan las protecciones por sobrecorriente en el sector de la automoción para evitar daños irreversibles en el vehículo.

**Palabras clave:** *Circuit Breaker, Unidad de Control de Calor (HCU), Placa de Circuito Impreso (PCB), MOSFET, PSPICE.*

## ABSTRACT

In this final thesis of the Systems and Control Engineering Master's degree, an overcurrent protection circuitry, known as Circuit Breaker, is aimed to be designed, modelled and simulated. This circuit is applied between the system input and the input filter of a Heating Control Unit (HCU) installed in the exhaust pipe of a vehicle.

The design of the circuit breaker includes two circuits that can be lightly identified, which are the command circuit and the control circuit. While the command circuit acts physically as a bridge between the 48-volt input and the input filter, the control circuit is in charge of deciding when the command circuit must supply the input filter and when the circuit must be opened, impeding this supply of power. This last case occurs in case of an overcurrent problem detection.

Furthermore, the simulation of the overcurrent protection circuit is run through a Spice model in order to make a first approach to the behavior of the circuitry and visualize some critical points in that circuitry as well. For the simulation mentioned, the specific simulation models from each component are introduced. These models are provided by the manufacturer so as to run the simulation as close to reality as possible.

After the design and simulation of the Circuit Breaker, this circuit is modelled in a printed circuit board (PCB) which, together with the rest of the circuits in the system, builds the HCU.

Having the Circuit Breaker designed, modelled and simulated, the next step is to calculate the power consumption of the circuitry. In this report, the consumption of the main MOSFETs, the control driver and some other circuit elements such as resistors are included.

The last section of this project gathers the costs of the whole design and manufacturing of the printed circuit board. Although the plan at the beginning was to implement the circuit and test it, this step could not be finally done due to external reasons from MAHLE. Therefore, the costs of the manufacturing and testing are included in the budget (in the future, this will be done) but not in this project. In the budget mentioned, the costs of the components, working hours and materials used in order to complete the whole circuitry of the project are included.

In summary, this project gathers the industrial process of a system, from the design to its modelling and simulation. With this, it is shown that each execution phase of the process is of highly relevance. It is also important to take into account how the overcurrent protections work in the automotive sector in order to avoid irreversible damage in the vehicle.

**Keywords:** *Circuit Breaker, Heating Control Unit (HCU), Printed Circuit Board (PCB), MOSFET, PSPICE.*

# 1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día, se considera tan importante que un sistema realice las funciones para las que está diseñado como su protección en caso de acaecer fenómenos que impidan su funcionamiento habitual. Es por ello por lo que los circuitos de protección juegan un papel cada vez más importante en cualquier sistema que se quiera modelar. En el caso concreto de este proyecto, nuestro circuito de protección se encarga de proteger el sistema frente a una posible sobrecorriente entre el conector de entrada y el filtro de entrada de la unidad de control de calor (HCU).

La HCU se diseña e implementa con la finalidad de regular una resistencia de valor reducido (del orden de miliohmios) que calienta los gases expulsados por el tubo de escape y que proceden del motor de combustión del vehículo. Esta resistencia permite que los gases se quemen y las emisiones se reduzcan. Consecuentemente, la contaminación del vehículo a la atmósfera se reduce considerablemente, cumpliendo así la normativa europea de emisiones de gases. Las emisiones de dióxido de carbono de cualquier vehículo deben de ser inferiores a 95 gramos por kilómetro. La unidad de control de calor está formada por subsistemas como el Circuit Breaker, el filtro de entrada, la etapa de potencia (que incluye transistores de efecto de campo de nitruro de galio, GaN), el microcontrolador, el circuito de medición de corriente, el circuito de protección de corriente y el circuito para la interfaz de 12 voltios. Todos ellos, en conjunto, conforman el HCU.

Centrándonos en el Circuit Breaker, que es el circuito que se pretende diseñar, modelar y simular en este proyecto, se desarrolla en el ámbito del automovilismo, campo de aplicación donde se requiere que todo aquel sistema que contenga alguna protección actúe como circuito abierto en caso de detectarse un comportamiento anómalo. En concreto, el Circuit Breaker es un subcircuito del HCU diseñado para un sistema de reducción de emisiones de gases en automóviles. Dicho subcircuito se sitúa entre la entrada de alimentación del sistema y el filtro de entrada y consta tanto del circuito de mando como del circuito de control. El circuito de mando se compone de varias ramas de MOSFETs (de carburo de silicio, SiC) en paralelo que permiten el paso de corriente al filtro de entrada en determinadas condiciones. Este circuito es gobernado asimismo por el circuito de control, que se compone principalmente de un driver acondicionado con elementos electrónicos tanto activos como pasivos y que determinan en qué estado se posicionan los MOSFETs.

De modo que el proyecto incluya todo lo necesario para que el Circuit Breaker pueda formar parte de un sistema industrial en producción, se incluye, además del diseño, la simulación del circuito. Con ello se pretende tener una primera aproximación del comportamiento del circuito y se viabiliza la modificación del diseño en caso de que haya funcionalidades a optimizar. Es un paso muy importante en términos de ver en primera instancia y en líneas generales cómo funciona el circuito y si realmente cumple los requisitos establecidos antes del diseño.

Otro de los procesos que se pretende mostrar en este proyecto es el modelado del circuito. Para ello, se siguen unos pasos específicos en el diseño y layout de la PCB y en la colocación de cada uno de los componentes en la placa de circuito impreso mencionada. Por otro lado, las simulaciones realizadas en el Circuit Breaker incluyen, además de ver si teóricamente protege el sistema ante una sobrecorriente, los disparos de los MOSFETs para ver la rapidez o lentitud con las que el sistema deja de suministrar corriente o la proporciona.

Acto seguido, en el proyecto se procede a realizar un estudio de consumo, calculando el consumo de energía de los MOSFETs, del driver, y de resistencias, entre otros. La realización de un estudio de consumo sobre el circuito que se diseña ayuda al ingeniero a visualizar si hay algún componente que consume más o menos energía de la esperada (posible funcionamiento no óptimo) o si el circuito en general es eficiente en términos energéticos. Se recuerda que, en un sistema que funciona durante largos periodos de tiempo, se premia una reducción en el consumo que permita ahorrar energía a largo plazo.

En última instancia, se realiza el presupuesto del proyecto. Esto implica descifrar la rentabilidad del proceso para la empresa en términos de costes. Para ello, se incluyen las horas de trabajo del ingeniero que diseña, los materiales empleados, los componentes de la PCB y otros costes indirectos que permiten concluir este proyecto de manera satisfactoria.

### **1.1. Motivación original del problema**

La motivación del presente Trabajo Fin de Máster viene apoyada en la necesidad del departamento de 48V, BLDC e ICE de la empresa MAHLE Electronics SLU de diseñar un circuito de protección de sobrecorriente (Circuit Breaker) para una unidad de control de calor. Esta, mediante el calentamiento de una resistencia situada en el tubo de escape, quema los gases procedentes del motor de combustión del vehículo. Por ende, se reduce la emisión de gases de dicho vehículo a la atmósfera, especialmente de dióxido de carbono, cuya influencia es controlada de manera exhaustiva por la actual normativa europea.

Con el diseño del Circuit Breaker se pretende que el sistema permita o impida el paso de una corriente de aproximadamente 137 amperios entre el conector de entrada del HCU (donde se tiene una tensión nominal de 48 voltios) y el filtro de entrada del HCU, que se encarga de adecuar la señal introducida a la etapa de potencia del sistema. Para realizar este proyecto se han estudiado, previamente al diseño, diversos tipos de MOSFETs y drivers para obtener el funcionamiento óptimo del Circuit Breaker. Es a partir de este punto donde se comienza el TFM para diseñar, modelar y simular el circuito de protección de sobrecorriente.

### 1.2. Objetivos

Los objetivos de este trabajo fin de máster son los siguientes:

- Diseñar un circuito electrónico capaz de proteger el sistema principal frente a una posible sobrecorriente en la entrada, evitando así daños irreparables tanto en la circuitería como en el vehículo que contiene el HCU.
- Exponer la normativa vigente al completo desde el punto de vista electrónico, de emisiones y de redacción de proyectos que se cumple para la comercialización del producto.
- Simular el Circuit Breaker mediante el uso de la herramienta Pspice con el modelo real proporcionado por el fabricante, de manera que se pueda ver el funcionamiento aproximado del circuito, prever posibles mejoras, fallos y parámetros a optimizar, así como la modificación del diseño si fuese necesario.
- Modelar el sistema, es decir, realizar el layout para colocar el circuito en una PCB y fabricar el prototipo.
- Calcular el consumo del Circuit Breaker al completo cuando está en funcionamiento (circuito de mando y circuito de control).
- Comparar los resultados de cálculos teóricos en el diseño con resultados obtenidos de la simulación, de modo que se tenga una idea de si el circuito funciona bien a partir del diseño planteado.
- Presupuestar el proyecto industrial al completo para determinar su rentabilidad en términos económicos y dar cuenta de su coste a partir de las diferentes partidas.

### 1.3. Organización de la memoria

La memoria de este trabajo final de máster se divide esencialmente en seis capítulos, aunque existen adicionalmente espacios habilitados para resumen, conclusiones, anexos y bibliografía. El resumen explica el TFM en general; la conclusión hace una recopilación general de los resultados del proyecto; los anexos incluyen documentos que profundizan en cuanto al grado de explicación del proyecto y la bibliografía expone las referencias utilizadas para buscar información relevante y referente al proyecto.

El primer capítulo se corresponde con la introducción, es decir, se presentan al lector ciertas generalidades sobre el proyecto, su estructura, la motivación de este y la normativa a cumplir en los diferentes campos que se tratan en el proyecto.

El segundo capítulo trata sobre el estado del arte y los fundamentos teóricos. Con respecto al estado del arte, se explica aquí en qué punto se encuentra actualmente el diseño, el modelado y la implementación de los circuitos de protección de sobrecorriente y las normativas sobre emisiones de gases a la atmósfera y diseño, modelado y simulación de circuitos electrónicos. Asimismo, los fundamentos teóricos dan nociones básicas sobre los principios de los circuitos electrónicos que se incluyen en el proyecto.

El tercer capítulo muestra el diseño del Circuit Breaker en detalle y el modelado en PCB. Desde las especificaciones del diseño hasta la elección de los componentes que conforman el circuito, pasando por el diseño del esquemático y los cálculos de valores de resistencias, condensadores y otros elementos. Además, se muestra la simulación realizada en Pspice y sus resultados, representando las señales más representativas del funcionamiento del circuito. Por otro lado, se realiza el layout para el modelado del circuito en una PCB, de manera que se optimiza el espacio ocupado por la circuitería y se tienen en cuenta efectos como EMIs o aislamiento de señales, entre otros.

El cuarto capítulo se basa en las simulaciones del Circuit Breaker. A partir del modelo real de simulación proporcionado por Texas Instruments, se construye el esquema de simulación con el circuito que se ha diseñado y se realiza un análisis temporal de las señales de interés, como son el voltaje de salida o la precarga.

El quinto capítulo de este proyecto hace referencia al estudio y cálculo del consumo del Circuit Breaker al completo. En definitiva, se estudiará el consumo en funcionamiento de cada uno de los elementos del circuito, ya sean activos o pasivos, para hacer un análisis energético del Circuit Breaker.

El sexto capítulo se centra en el presupuesto del proyecto. A partir de todo lo realizado en el mismo, se calculan los costes de cada una de las fases y los costes totales, además de tener en cuenta los impuestos adicionales que se han de abonar debido a la realización del mismo proyecto.

### **1.4. Normativa**

Se presenta a continuación la normativa requerida en los distintos ámbitos de este proyecto final de máster, dividida en normativa general, normativa técnica y normativa ambiental.

#### **1.4.1. Normativa del proyecto**

Se expone, en primera instancia, la normativa que rige al proyecto.

- **Norma UNE 157001**, sobre redacción de proyectos.
- **Norma UNE 50132**, sobre el sistema de numeración de las divisiones y subdivisiones de los documentos escritos.
- **Norma UNE 157001:2014**, sobre criterios generales para la elaboración formal de los documentos que constituyen un proyecto técnico.

#### **1.4.2. Normativa técnica**

A continuación, se especifica la normativa técnica por la que se lleva a cabo el diseño del Circuit Breaker.

- **Estándar AEC-Q100**, sobre el test de calificación basado en el fallo del mecanismo para circuitos integrados empaquetados que se emplean en el sector automotriz.

- **Estándar AEC-Q200**, sobre la resistencia al estrés que todos los componentes electrónicos pasivos deben de cumplir si se emplean en el sector automotriz<sup>1</sup>.
- **Norma IATF 16949:2016**. Gestión de la Calidad en el Sector de la Automoción. Requisitos para organizaciones productoras de piezas y piezas de recambio en automoción.
- **Norma IPC 2152**, sobre los estándares para determinar la capacidad de corriente admisible en el diseño de PCBs.
- **Norma IPC 4761**, sobre la protección de PCBs en cuanto a estructuras de vía.
- **Norma UNE 21302-195/2001**, capítulo 195, puesta a tierra y protección contra choques eléctricos.
- **Norma UNE-EN 16258:2013**, metodología para el cálculo y la declaración del consumo de energía y de las emisiones de gases de efecto invernadero en los servicios de transporte (transporte de mercancías y de pasajeros).
- **Norma UNE-EN 301575 V1.1.1**, sobre ingeniería de Equipo (EE). Método de medición del consumo de energía de los equipos en las instalaciones del cliente (CPE).
- **Norma UNE-EN 50178:1998**, sobre equipos electrónicos para uso en instalaciones de potencia.
- **Norma UNE-EN 6100**, por la cual se especifican restricciones técnicas sobre compatibilidad electromagnética.
- **Norma UNE-EN 61188-1-1:1997**, sobre tarjetas con circuito impreso y conjunto de tarjetas con circuito impreso. Diseño y uso. Parte 1-1: Requisitos genéricos. Consideraciones planas para conjuntos electrónicos.
- **Norma UNE-EN 61188-5-1:2002**, sobre tarjetas con circuito impreso y conjunto de tarjetas con circuito impreso. Diseño y uso. Parte 5-1: Consideraciones sobre las uniones pistas-soldaduras. Requisitos genéricos.
- **Norma UNE-EN 61189-5-1:2016**, sobre métodos de ensayo para materiales eléctricos, tarjetas impresas y otras estructuras de interconexión y montajes. Parte 5-1: Métodos generales de ensayo para materiales y montajes. Guía para montajes de tarjetas impresas.
- **Norma UNE-EN 61523-1:2002**, sobre normas para el cálculo del retardo y de la potencia. Parte 1: Circuitos integrados de retardo y sistemas para el cálculo de la potencia.
- **Norma UNE-EN 62040-4:2013**, sobre sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI). Parte 4: Aspectos ambientales. Requisitos e informes.
- **Norma UNE-EN 62040-5-3:2017**, sobre sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI). Parte 5-3: SAI de salida en corriente continua. Funcionamiento y requisitos de ensayo.
- **Norma UNE-EN IEC 60068-2-21:2021**, sobre ensayos ambientales. Parte 2-21: Ensayos. Ensayo U: Robustez de los terminales y de los dispositivos de montaje incorporados<sup>2</sup>.
- **Norma UNE-EN IEC 61188-6-4:2019**, sobre tarjetas con circuito impreso y conjunto de tarjetas con circuito impreso. Diseño y uso. Parte 6-4: Requisitos genéricos para diseños dimensionales de SMD desde el punto de vista del diseño de patrón de tierra.

---

<sup>1</sup> AEC (1990). Automotive Electronics Council. <https://www.aec.es/>

<sup>2</sup> IPC (1957). Institute for Printed Circuits. <https://www.ipc.org/>

- **Norma UNE-EN IEC 61188-6-4:2019**, sobre tarjetas con circuito impreso y conjunto de tarjetas con circuito impreso. Diseño y uso. Parte 6-4: Requisitos genéricos para diseños dimensionales de SMD desde el punto de vista del diseño de patrón de tierra.
- **Real Decreto 1407/1992**, sobre comercialización de equipos de protección individual.
- **Real Decreto 1644/2008**, por el que se establecen las normas para la comercialización y puesta en servicio de las máquinas.
- **Real Decreto 614/2001**, por el que se aprueba el Reglamento sobre condiciones técnicas y garantías de seguridad frente al riesgo eléctrico.
- **Real Decreto 842/2002**, por el que se aprueba el reglamento electrotécnico de baja tensión y las instrucciones complementarias MI BT.
- **Reglamento (UE) 2019/1783 de la Comisión de 1 de octubre de 2019**, por el que se desarrolla la Directiva 2009/125/CE del Parlamento Europeo y del Consejo en lo que respecta a los transformadores de potencia pequeños, medianos y grandes.
- **Reglamento electrotécnico de baja tensión**, por el cual se define de manera técnica el modo de trabajo en proyectos que incluyan este ámbito.

### 1.4.3. Normativa ambiental

En última instancia, la normativa ambiental que se expresa en este apartado ha de ser cumplida para la conservación del medio ambiente.

- **Norma UNE-EN IEC 62321-2:2021**, sobre la determinación de ciertas sustancias en productos electrotécnicos. Parte 2: Desmontaje, separación y preparación de muestras mecánicas<sup>3</sup>.
- **Norma UNE-EN IEC 62430:2019**, sobre el diseño ecorresponsable (ECD). Principios, requisitos y guías.
- **Norma UNE-EN IEC 62474:2019**, sobre la declaración de material para productos de y para la industria electrotécnica.
- **Real Decreto Ley 1131/88**, sobre la evaluación de impacto ambiental<sup>4</sup>.
- **Reglamento (UE) 2017/1347 de la comisión del 13 de julio de 2017**, sobre la homologación de tipo de los vehículos de motor por lo que se refiere a las emisiones procedentes de turismos y vehículos comerciales ligeros (Euro 5 y Euro 6) y sobre el acceso a la información relativa a la reparación y el mantenimiento de los vehículos<sup>5</sup>.
- **Reglamento (UE) 2019/631 del Parlamento Europeo y del Consejo del 17 de abril de 2019**, por el que se establecen normas de comportamiento en materia de emisiones de CO<sub>2</sub> de los turismos nuevos y de los vehículos comerciales ligeros nuevos.

---

<sup>3</sup> UNE (2021). Asociación Española de Normalización. <https://www.une.org/> AENOR (2021). Asociación Española de Normalización y Certificación. <https://www.aenor.com>

<sup>4</sup> WIPO (2021). World Intellectual Property Organization. [www.wipo.int](http://www.wipo.int)

<sup>5</sup> EUR-Lex (2021). Acceso al Derecho. Unión Europea. <https://eurlex.europa.eu/homepage.html>

## 2. ESTADO DEL ARTE Y FUNDAMENTOS TEÓRICOS

En la segunda fase del proyecto se llevan a cabo las explicaciones pertinentes sobre el estado del arte del proyecto y los fundamentos teóricos en los que se basan los cálculos y el diseño general del proyecto.

### 2.1. Estado del arte

El estado del arte es la exposición de los últimos avances en la tecnología que se trata, así como el entendimiento desde el cual se ha llegado hasta esa tecnología, pasando por los diferentes acontecimientos históricos del campo de investigación.

#### 2.1.1. Protecciones de sobrecorriente

En consonancia con el proceso evolutivo de los sistemas electrónicos de potencia, la ingeniería ha dado cuenta de la necesidad de adaptar sus procesos de funcionamiento a las dinámicas condiciones que impone la dependencia cada vez mayor de los sistemas electrónicos.

Desde los primitivos sistemas de corriente directa de finales del siglo XIX, surge la necesidad de proteger las redes, equipos y sistemas de cualquier perturbación o proceso transitorio que pueda afectar a su funcionamiento normal o provocar daños físicos que puedan provocarse a las personas.

El campo de las protecciones tiene una antigüedad del orden de más de 70 años y, a lo largo de este periodo, ha habido grandes evoluciones con la utilización de distintas tecnologías. Los fenómenos físicos y eléctricos siguen siendo prácticamente los mismos y las fallas de las que proteger también.

Los conceptos que teorizan la verdadera naturaleza de un sistema de protección son varios, pero todos coinciden en que su función principal es originar el retiro rápido del servicio de cualquier elemento de un sistema de potencia cuando este sufre un cortocircuito o cuando empieza a funcionar en cualquier forma inusual e inapropiada que pueda desembocar en un daño irreversible o que interfiera de otra manera con el funcionamiento eficaz del resto del sistema<sup>6</sup>.

Tanto es así que, de manera progresiva, las protecciones de corriente han evolucionado hasta sistemas verdaderamente complejos donde, a partir de la medición de corriente que circula a través del sistema, se emplea un driver capaz de tomar decisiones en base a esa medición sobre si dos circuitos deben de estar eléctrica y físicamente aislados<sup>7</sup>. La función de abrir o cerrar el puente entre ambos circuitos es realizada generalmente por MOSFETs de carburo de silicio, cuya velocidad de actuación es realmente rápida y cuyas pérdidas en conducción son realmente bajas. Este tipo de protecciones se emplean en valores de potencia del orden de los 4.7 kilovatios. Para sistemas de mayor envergadura se requieren otros elementos como disyuntores o relés de potencia que sean capaces de abrir el contacto eléctrico y físico frente a corrientes elevadas.

---

<sup>6</sup> Wedmore, R.B., Cassie, A.M., Whitney, W. Bevan (1931). *Electric Circuit Breaker Research (Nature 128, 675)*. Publicado independientemente.

<sup>7</sup> Casey, K. (2012). *Circuit Protection Overview for Automotive Applications*. Mouser Electronics.

### 2.1.2. Reducción de emisiones contaminantes en vehículos

A lo largo de la historia del automóvil, la preocupación por la emisión de gases contaminantes a la atmósfera nunca ha sido de gran interés para las marcas que fabrican estos vehículos. En los años 60 es cuando se comienza a investigar en nuestras tecnologías capaces de reducir las emisiones<sup>8</sup>.

Los vehículos funcionaban, en su mayoría, con gasolina, debido a la simplicidad tecnológica de estos coches. Su sistema de alimentación se basaba en la inyección mecánica (carburación), proceso en el cual los carburadores mezclaban gasolina y aire para introducirla en la cámara de combustión. El problema reside en que la gasolina se introduce de manera descontrolada, lo que aumenta las emisiones. A mediados de los años 80, los componentes electrónicos comienzan a emplearse en los vehículos para conseguir un mayor control sobre el combustible a partir de una centralita que calcula los parámetros necesarios para administrar la cantidad justa de gasolina a través de unos inyectores<sup>9</sup>.

De ahí en adelante aparecen las siguientes normas europeas centradas en la reducción de contaminación de vehículos:

- **Normativa Euro 1. Implantación del catalizador:** en el año 1992 se introducía la primera normativa europea sobre contaminación, que obligaba a reducir las emisiones tanto a vehículos diésel como gasolina. Para ello se implementó un componente (catalizador) en el tramo intermedio del tubo de escape, cuya función era reducir y transformar los gases de combustión del coche. El mecanismo utilizado es reacciones REDOX (reducción-oxidación) donde en una primera parte, los dióxidos de nitrógeno se convierten en nitrógeno molecular (reducción), y en la segunda parte los hidrocarburos no quemados y el monóxido de carbono, se convierten en dióxido de carbono y agua (oxidación). El catalizador está formado por cerámicas y metales preciosos que favorecen junto a las altas temperaturas que alcanza el catalizador (300°C), las reacciones REDOX.
- **Normativas Euro 2, 3, 4. Mejoras mecánicas:** estas normas se centran básicamente en modificar o mejorar el catalizador de la normativa Euro 1, aunque otros fabricantes optan por disminuir el tamaño de los motores de los vehículos para que consuman menos combustible. Para ello, se usan sistemas de sobrealimentación (turbos, compresores) que obtienen los mismos rendimientos en menores cilindradas, desembocando en menores consumos y emisiones. Otra forma de mejorar la mecánica es aumentar el número de marchas de las cajas de cambios, con el fin de circular a menores regímenes de motor y consumir menos combustible. Al circular a menores revoluciones, se genera menos monóxido de carbono (por la mayor calidad de la mezcla al darle tiempo a reaccionar mejor al combustible con el comburente), menos hidrocarburos sin quemar (se aprovecha mejor el combustible) y menos óxidos de nitrógeno (se alcanza menores temperaturas en el motor).

---

<sup>8</sup> Riveros, G.H., Cabrera, E., Martínez, J. (2000). *Emisiones Vehiculares*. Instituto de Física UNAM.

<sup>9</sup> Soldá, P.L., Estefano Oliveira, M.J. (2020). *Importancia de la evaluación de la dioxina causada por los vehículos de motor: importancia de evaluar la emisión de dioxinas de los vehículos de motor de gasolina y diésel*. Sciencia Scripts.

- **Normativa Euro V. Filtro antipartículas:** aborda, sobre todo para los vehículos diésel, la eliminación de la materia particulada que producen. Esta materia particulada es originaria de las impurezas del diésel y tiene diferentes tamaños, siendo los más peligrosos los más pequeños, pues tienen mayor poder de penetración en los organismos vivos. Para eliminar estas partículas se obliga a todos los fabricantes a implementar un filtro antipartículas (FAP o DPF), que consiste en una trampa para las partículas sólidas en suspensión, quedando retenidas en una especie de panal de cerámica con poros muy finos. Cuando este filtro se satura se regenera automáticamente mandando una orden a la centralita para que aumente la temperatura de los gases de combustión para eliminar estas partículas. Es necesario un periodo de 10-20 minutos donde el motor no ha de pararse y el consumo de diésel aumenta entorno un 20%.
- **Normativa Euro VI. AdBlue:** se recurre a un compuesto líquido llamado AdBlue que se va administrando en pequeñas dosis en los gases de combustión generando una reacción química a alta temperatura que produce amoníaco que descompone las moléculas de óxidos de nitrógeno en nitrógeno molecular y agua, que no son nocivos para el medio ambiente.

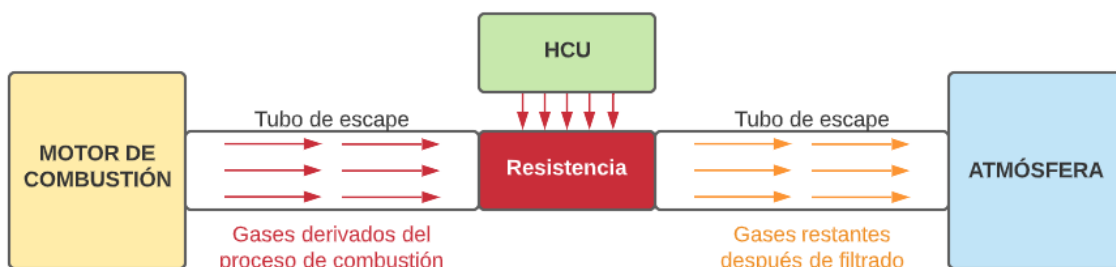
Con esta normativa, los vehículos propulsados tanto por gasolina como por diésel han podido reducir en cantidad las emisiones de gases a la atmósfera. Aun así, se ve en este proyecto con un alto grado de detalle otro de los elementos que reduce las emisiones de gases: el HCU (Heating Control Unit).

## 2.2. Fundamentos teóricos

En este apartado se trata la base teórica de la que requiere el lector para entender fases posteriores del proyecto.

### 2.2.1. HCU

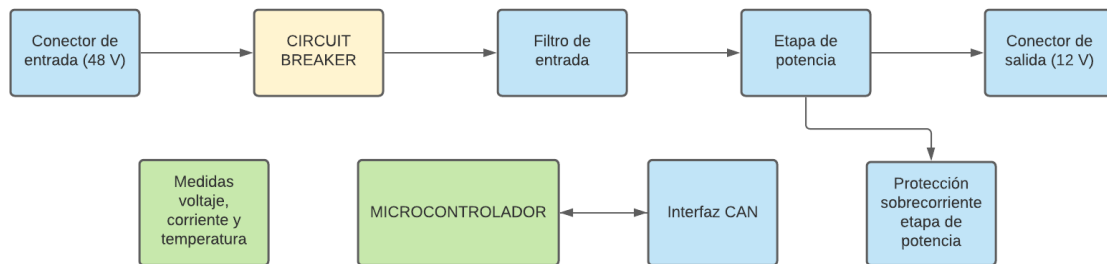
Adentrándonos en los fundamentos teóricos del sistema de control de calor, se explica el funcionamiento del HCU. Como se apuntaba en pasos previos, este sistema se encarga de calentar una resistencia situada en el tubo de escape y que quema los gases expulsados del motor de combustión. De este modo, los gases emitidos a la atmósfera por parte del vehículo se reducen.



**Figura 1.** Esquema de reducción de emisión de gases mediante HCU  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 1 se muestra el esquema de cómo la emisión de gases es reducida en el paso de dichos gases por la resistencia que controla el HCU.

Para diseñar un sistema de este tipo, se crea un circuito electrónico con etapas de filtrado y potencia, controlando además el proceso en todo momento mediante la medición de parámetros con sensores y el empleo de controladores que adecúan el funcionamiento del HCU según las medidas de los parámetros mencionados. Asimismo, se incluye una interfaz de comunicación CAN para el intercambio de datos entre el HCU y la centralita del vehículo. La estructura que tiene el HCU es la siguiente:



**Figura 2.** Esquema conceptual del sistema HCU  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 2 se representan: en color azul algunos de los subsistemas de los que dispone el HCU. En color verde se exponen los sistemas del HCU que se interconectan con cada una de las etapas del HCU (tanto el microcontrolador como el módulo de mediciones están presentes en varias de las etapas del HCU). En color naranja, el subsistema del que trata este TFM y en el que nos centraremos más adelante: el Circuit Breaker.

Para entender el esquema anterior con mayor nivel de detalle, se explica cada uno de los subsistemas de manera unilateral.

**Conector de entrada (48 V):** es el elemento que recibe la alimentación proporcionada al sistema desde el vehículo y la transmite al Circuit Breaker.

**Circuit Breaker:** es el puente entre la alimentación de entrada y el filtro de entrada, encargándose así de aislar ambas partes. Un driver interno decide, a partir de la medida de corriente, si el HCU es alimentado a 48 voltios o no (es decir, si los MOSFETs están en configuración de circuito abierto o en configuración de circuito cerrado).

**Filtro de entrada:** recibe la alimentación del conector de entrada si el Circuit Breaker lo permite. Una vez alimentado este filtro, se aumenta la calidad tanto del voltaje como de la corriente que recibirá la etapa de potencia. Este filtro será, en su configuración más básica, una red RC.

**Etapa de potencia:** es el subsistema principal del HCU. Mediante un driver que controla los disparos de los MOSFETs de nitruro de galio (GaN), el voltaje se reduce desde los 48 voltios de entrada hasta 12 voltios que van directamente al conector de salida. Esto se consigue ya que el driver regula el ciclo de trabajo de la señal PWM que dispara cada uno de los MOSFETs.

**Conector de salida (12 V):** es el elemento que recibe tanto voltaje como corriente de la etapa de potencia. Es el último eslabón del HCU y va conectado directamente a la resistencia situada en el tubo de escape del vehículo, que es la encargada de quemar los gases emitidos por el motor de combustión.

**Medidas de voltaje, corriente y temperatura:** en esta caja negra se incluye toda la circuitería correspondiente a las mediciones de voltaje, corriente y temperatura realizadas en diferentes subsistemas del HCU.

**Microcontrolador:** es, coloquialmente, el “cerebro” del HCU. Controla todas las operaciones y decisiones del sistema y se comunica con todos los subcircuitos de la unidad, de manera que conoce en todo momento el estado de cada una de las etapas. Se comunica mediante CAN con el exterior, para lo cual es necesaria una interfaz específica en el HCU.

**Interfaz CAN:** permite al microcontrolador del HCU comunicarse con la centralita del vehículo. Se alimenta a 12 voltios e incluye un driver específico para la comunicación por CAN y un convertidor en configuración FLYBACK que, junto con el funcionamiento de diversos reguladores LDO, genera voltajes en DC constantes que alimentan a circuitos de menor envergadura en el HCU.

**Protección sobrecorriente etapa de potencia:** como la etapa de potencia es la más importante del proceso, requiere de un constante control de la corriente de salida de los MOSFETs de GaN. Por tanto, este subsistema se dedica única y exclusivamente a la medición de esa corriente mediante una resistencia “shunt” (método de medición de corriente a través de una resistencia de valor muy reducido).

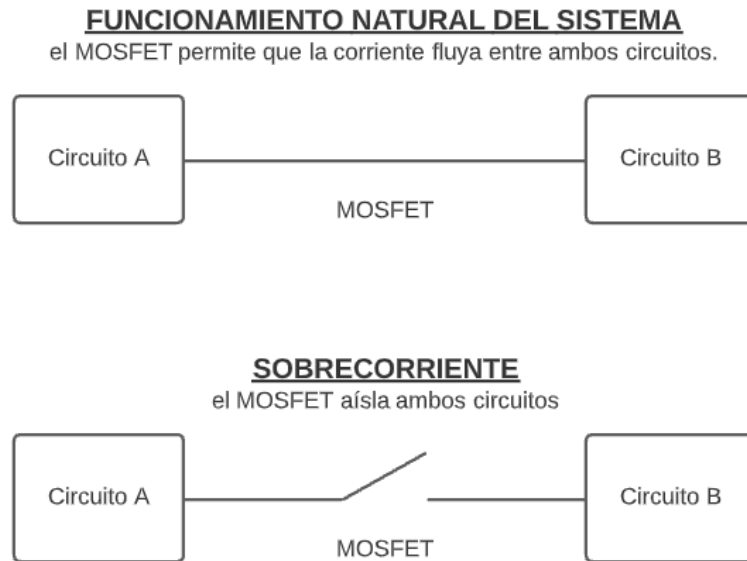
### 2.2.2. Circuit Breaker

En el sector de la automoción se considera fundamental que cualquier sistema instalado en el vehículo funcione cumpliendo tanto con la normativa como con los requisitos para los que se diseña ese sistema. Sin embargo, hay un detalle a tener en cuenta y que es, si cabe, más importante aún: la protección de dicho sistema<sup>10</sup>. Esto es, evitar cualquier daño que pueda causar tanto al vehículo como a las personas que lo manejan. Por tanto, las protecciones por sobrecorriente cobran una gran relevancia en el funcionamiento de un dispositivo.

Cuando el sistema general funciona de manera atípica, la corriente que circula a través del sistema puede superar el valor de corriente máxima. En esa región de corriente se requiere de un aislamiento entre las conexiones físicas del circuito, que deben de abrirse e impedir que esa corriente continúe fluyendo a través del sistema. Cuando se abre esa conexión física (función realizada por los MOSFETs de carburo de silicio), las dos zonas del sistema que antes estaban unidas quedan eléctricamente aisladas la una de la otra. En definitiva, la protección de sobrecorriente funciona, esencialmente, como un interruptor que se abre o se cierra dependiendo del estado de la corriente que está circulando.

---

<sup>10</sup> Kumbasi, A. (2019). *Enabling and Integrating wired & wireless technologies for grid interoperability. Circuit Breaker*. Texas Instruments.



**Figura 3.** Concepto de protección de sobrecorriente con MOSFETs  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 3 se expone de manera conceptual el funcionamiento del MOSFET. Para que funcione de manera óptima, se tienen dos circuitos diferenciados: el circuito de mando y el circuito de control.

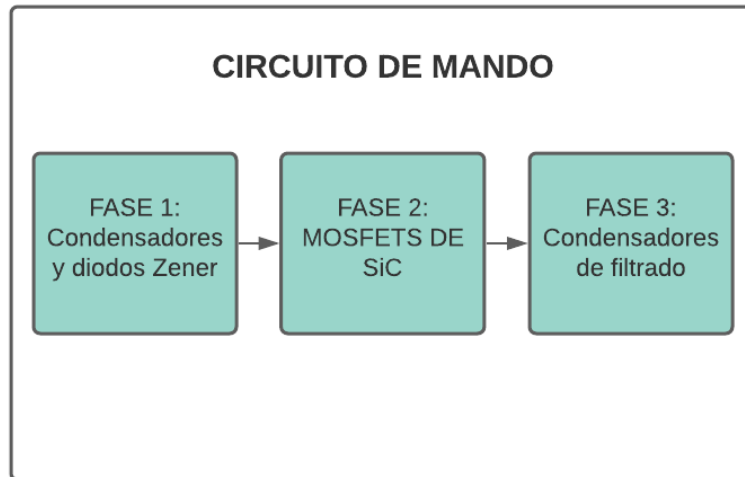
#### 2.2.2.1. Circuito de mando

El circuito de mando es, principalmente, el actuador del Circuit Breaker. Une o separa físicamente la unión entre el conector de entrada del HCU y el filtro de entrada. Se compone, esencialmente, de tres fases:

- Una fase previa de condensadores y diodos Zener. Los primeros realizan un filtrado de la señal de entrada (48 voltios), mientras que los segundos protegen la circuitería en caso de una posible alimentación inversa, limitando dicha tensión.
- Una fase principal de MOSFETs de carburo de silicio colocados en paralelo (para dividir de manera equitativa la corriente que circula por cada uno de ellos). Estos incluyen también un diodo parásito que limita la tensión drenador – surtidor de los MOSFETs<sup>11</sup>.
- Una fase posterior de condensadores. Estos filtran la señal procedente de la entrada y que pasa por los MOSFETs<sup>12</sup> para que el voltaje de entrada al filtro de entrada tenga un rizado inferior (aunque la señal sea de 48 voltios, esta tiene tolerancias. Cuando se instalan condensadores, esas tolerancias se reducen).

<sup>11</sup> Carrillo-Caicedo, G. (2019). *Fundamentos de Protecciones Eléctricas*. Editorial Académica Española.

<sup>12</sup> Papadopoulos, G. (2019). *State-of-the-art DC Current Interruption Concept Using SiC MOSFETs*. KTH Royal Institute of Technology.

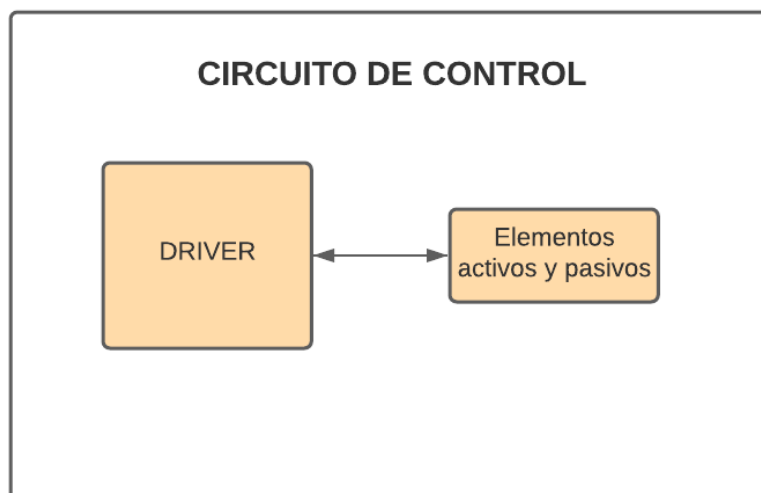


**Figura 4.** Esquema del circuito de mando del Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 4 se expone el esquema del circuito de mando del Circuit Breaker, que se compone de tres fases: una primera de condensadores y diodos Zener, una segunda de MOSFETs de carburo de silicio, y una tercera de condensadores de filtrado.

#### 2.2.2.2. Circuito de control

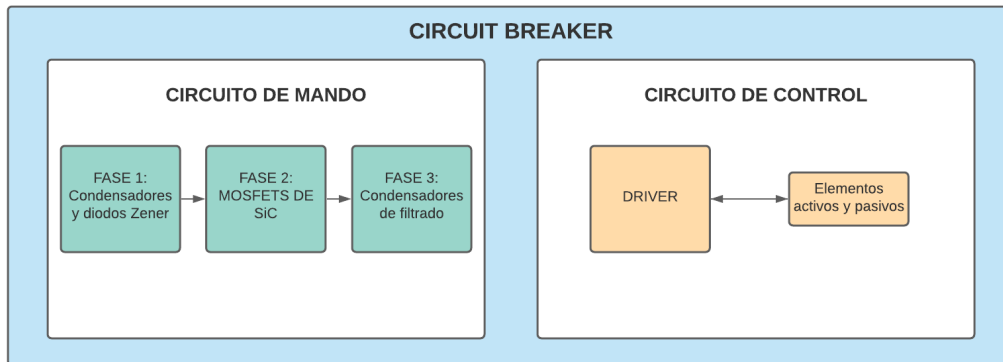
El circuito de control viene claramente determinado por el driver. El driver es un componente multifunción que permite controlar los disparos de los MOSFETs de carburo de silicio del Circuit Breaker, además de posibles alarmas por sobrevoltaje o sobrecorriente, entre otras. En definitiva, el circuito de control se basa en el driver que se menciona y en elementos pasivos que adaptan las órdenes del driver al Circuit Breaker.



**Figura 5.** Esquema del circuito de control del Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 5 se representa el esquema del circuito de control, compuesto principalmente por el driver y los elementos activos y pasivos.

En definitiva, la estructura del Circuit Breaker tiene la siguiente representación gráfica:



**Figura 6.** Esquema del Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 6 se muestra el esquema del Circuit Breaker en una tipología básica. Más adelante, en el diseño no se diferencia entre ambos circuitos. Al tener un objetivo común, dicho diseño se realiza de manera conjunta. Cabe asimismo indicar que, en el diseño hardware para una PCB, se añaden componentes que, en primera instancia, no se montan (aparecerán tachados con una cruz en rojo). Esto se debe a que no siempre el diseño funciona en la primera prueba, por lo que esos componentes que no se montan podrían ser necesarios en un futuro para optimizar el funcionamiento del Circuit Breaker. En definitiva, son posibles variantes del circuito que nos facilitan su modificación.

### 2.2.3. Componentes de electrónica de potencia

Antes de entrar en detalles más técnicos del proyecto, es conveniente para el lector conocer los componentes electrónicos básicos que se han de conocer para entender el funcionamiento del Circuit Breaker.

**Resistencia:** es un componente electrónico pasivo diseñado para causar una caída de tensión al flujo de electricidad en un punto dado. Es decir, se opone al paso de la corriente en un circuito. Su unidad es el ohmio.



**Figura 7.** Símbolo de componente: resistencia  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 7 se representa el símbolo de una resistencia eléctrica en esquemáticos.

**Condensador:** es un componente electrónico pasivo diseñado para almacenar energía sustentando un campo eléctrico. Está formado por un par de superficies conductoras que, en forma de láminas o placas, adquieren una determinada carga eléctrica (positiva en una de ellas y negativa en la otra, siendo nula la variación de carga total).



**Figura 8.** Símbolo de componente: condensador  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 8 se muestra el símbolo de un condensador cerámico en el esquemático.

**Diodo**<sup>13</sup>: es un componente electrónico de dos terminales que permite la circulación de la corriente eléctrica a su través en un solo sentido, bloqueando el paso si la corriente circula en sentido contrario. Además de servir para la circulación de corriente eléctrica, sirve para controlarla y oponer resistencia ante ella. Dentro de los diodos, se tratan en este proyecto tres tipos:

- Diodo normal: funciona exactamente según lo explicado anteriormente.
- Diodo Zener: además de realizar el funcionamiento explicado, limita la tensión entre sus terminales cuando se polariza en inversa.
- Diodo Schottky: es similar al diodo Zener, pero su funcionamiento es prácticamente instantáneo. Se instala en zonas del Circuit Breaker donde se necesitan conmutaciones rápidas en los pasos de polarización directa a inversa.

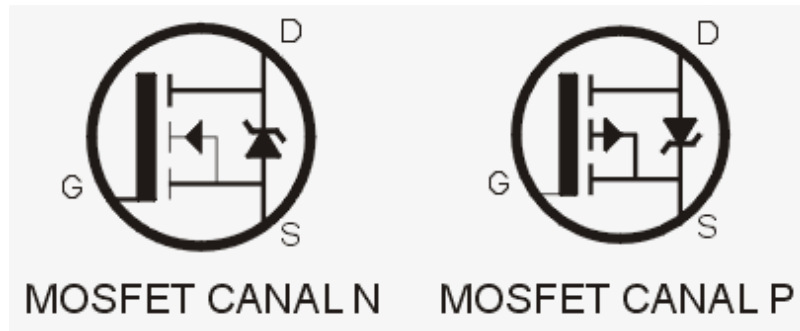


**Figura 9.** Símbolo de componente (de izquierda a derecha): normal, Zener, Schottky  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 9 se muestran los diferentes símbolos para cada tipo de diodo, siendo estos de un diodo normal, un diodo Zener y un diodo Schottky.

<sup>13</sup> Rashid, M. (2004). Electrónica de potencia (3a. ed.). Pearson Education.

**MOSFET:** es un componente electrónico semiconductor utilizado para amplificar o conmutar señales eléctricas<sup>14</sup>. En el caso que nos ocupa, el MOSFET actúa como interruptor, conectando o aislando dos subcircuitos según la señal de puerta (voltaje) que reciba. Generalmente, un diodo parásito es colocado entre los terminales drenador – surtidor para limitar la tensión inversa que pueda darse entre ambos terminales. Los MOSFETs pueden ser de tipo canal N o canal P (se diferencian en la señal de puerta que necesitan para ser disparados)<sup>15</sup>.



**Figura 10.** Símbolo de componente: MOSFET canal N y canal P  
(Fuente: Inventable.eu)

En la Figura 10 se expone el símbolo de un MOSFET, ya sea de canal tipo N o canal tipo P. Mientras en el primero se experimenta un voltaje de puerta mayor que el de surtidor, el segundo funciona junto de manera inversa (el voltaje de puerta es menor que el de surtidor).

---

<sup>14</sup> Barkhordarian, V. (2017). *Power MOSFET Basics*. International Rectifier.

<sup>15</sup> Pelly, B. R. *A New Gate Charge Factor Leads to Easy Drive Design for Power MOSFET Circuits*. International Rectifier, Application Note 944A.

### 3. DISEÑO Y MODELADO DE CIRCUIT BREAKER

En el diseño electrónico de un circuito, es conveniente diferenciar entre los pasos a seguir para ser capaces de hacer un sistema que funcione lo mejor posible con respecto a las especificaciones iniciales. Para el diseño del Circuit Breaker, se recorren paso a paso cada uno de los puntos a tener en cuenta en un diseño ordenado, óptimo, eficaz y eficiente.

#### 3.1. Especificaciones del diseño

El primer paso antes de comenzar el diseño de un circuito electrónico son las especificaciones técnicas del sistema. Aunque algunas de estas especificaciones vienen dadas por el cliente, el ingeniero suele añadir las especificaciones oportunas conforme el diseño avanza. Esto último se debe al ajuste del funcionamiento conjunto necesario por parte de todos los componentes para optimizar el proceso.

En este caso en particular, el cliente requiere de un sistema HCU que permita realizar la función deseada en sus vehículos. Como el Circuit Breaker es uno de los subcircuitos que conforman el HCU, las especificaciones que se presentan a continuación vienen desglosadas por el propio ingeniero (como es lógico, estas especificaciones forman parte únicamente del estudio del ingeniero sobre cómo realizar el Circuit Breaker).

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO DE CIRCUIT BREAKER		
Parámetro	Valor mínimo	Valor máximo
Tensión de operación	36 V	52 V
Temperatura de operación	-40 °C	125 °C
Capacidad de salida	1377.58 $\mu$ F	1377.58 $\mu$ F
Tiempo de precarga	100 ms	200 ms
Tensión precarga	40 V	48 V
Corriente DC conducción	137.43 A	164.92 A
Potencia salida	4.7 kW	4.7 kW
Corriente detección cortocircuito	164.92 A	164.92 A
Escala medición corriente	0 V – 0 A	3 V – 164.92 A
Protección de corriente		Sí
Protección de temperatura		Sí
Respuesta de fallo	Tiempo fijo 512 ms	

**Tabla 1.** Especificaciones de diseño Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 1 se recogen las especificaciones de diseño del Circuit Breaker, que nos determinan los parámetros iniciales de diseño.

Para entender en mayor medida cada una de las especificaciones, se expone la descripción de cada una de ellas a continuación:

<b>DESCRIPCIÓN REQUISITOS CIRCUIT BREAKER</b>	
<b>PARÁMETRO</b>	<b>DESCRIPCIÓN</b>
Tensión de operación	Hace referencia a la tensión de entrada del Circuit Breaker. Como el HCU es un sistema que opera a 48 V y este circuito se posiciona entre la alimentación y el filtro de entrada, opera entre 36 V y 52 V, siendo su tensión nominal de 48 V (es decir, en funcionamiento, el Circuit Breaker recibe 48 V).
Temperatura de operación	Define el rango de temperatura en el cual opera el Circuit Breaker. Por definición del cliente, se establece la temperatura mínima en -40 °C y la temperatura máxima en 125 °C.
Capacidad de salida	Es el banco de condensadores que se encuentra a la salida del Circuit Breaker. Su valor es relativamente elevado debido a que este HCU se instala en un vehículo.
Tiempo de precarga	Establece el rango de tiempo dentro del cual la salida del Circuit Breaker ha de tener una tensión de entre 40 V y 48 V.
Tensión precarga	Es la tensión que se requiere en la precarga. La precarga se realiza para reducir el estrés al que se someten los MOSFETs del Circuit Breaker en el momento que comienzan a operar.
Corriente DC conducción	Conforma la corriente continua que fluye a través de los MOSFETs del Circuit Breaker.
Potencia salida	Es el producto de voltaje e intensidad que debe de entregar el HCU para que, en su conexión con la resistencia del tubo de escape, funcione de manera óptima.
Corriente detección cortocircuito	Es el valor umbral que determina la detección de un cortocircuito y que, posteriormente, activa las protecciones para desactivar el funcionamiento del circuito.
Escala medición corriente	Determina cómo mide el microcontrolador la corriente. Se establecen los límites mínimo y máximo según la entrada analógica del microcontrolador, relacionando ese voltaje con la corriente que fluye a través del Circuit Breaker.
Protección de corriente	El cliente requiere de, en caso de tener una corriente circulando mayor del umbral, que el circuito deje de funcionar y el HCU pare su funcionamiento.
Protección de temperatura	Se requiere de un corte de funcionamiento en caso de que la temperatura supere un determinado valor umbral.
Respuesta de fallo	Si la temperatura es superior al umbral, salta un fallo que el microcontrolador recibe, actuando en consecuencia sobre el sistema.

**Tabla 2.** Descripción de requisitos Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 2 se describen los requisitos del Circuit Breaker explícitamente redactados, de manera que el lector pueda asimilar los conceptos de manera amplia.

### 3.2. Esquemático

Una vez se han establecido los requisitos que ha de tener el Circuit Breaker, el siguiente paso es realizar el esquema electrónico. Para ello se emplea el software Altium, que permite tanto la creación de esquemáticos como la realización de layout de la PCB que se modela en pasos más avanzados del proyecto.

#### 3.2.1. Explicación general del circuito

El funcionamiento del Circuit Breaker se basa, esencialmente, en un driver principal que, además de controlar los disparos de los MOSFETs principales del circuito, incluye funcionalidades como sensados y protecciones de corriente y temperatura o la capacidad de precargar el circuito. Se añade como circuitería adicional y recomendada por el fabricante del driver un condensador bootstrap, que facilita al driver el disparo de los MOSFETs en cuanto a la carga mínima necesaria.

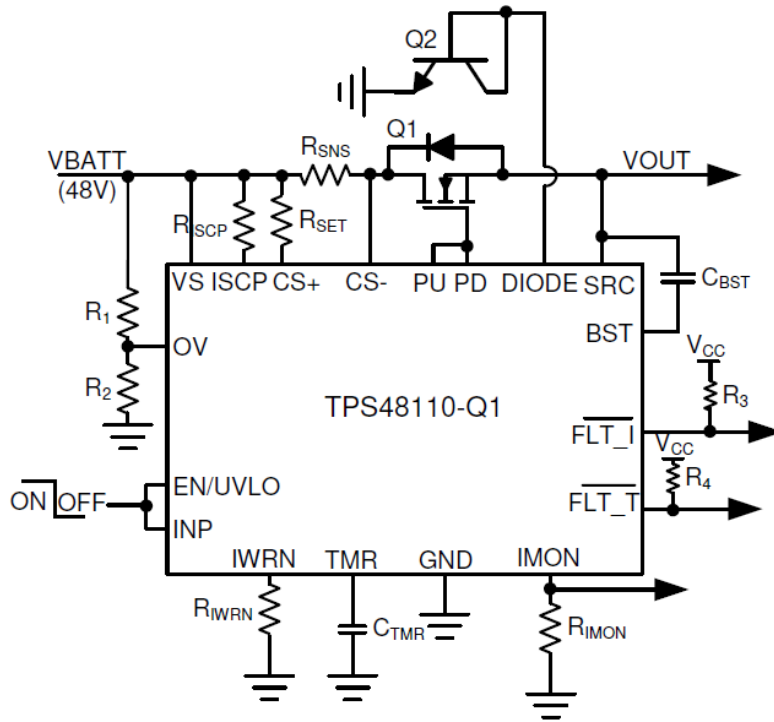
A estos subcircuitos explicados anteriormente se añaden los componentes que el ingeniero estima conveniente y calcula en consecuencia para optimizar el funcionamiento general del Circuit Breaker, como pueden ser la adición de los siguientes componentes:

- *Resistencia + voltaje*: esto se emplea, especialmente, en terminales donde se quiere fijar un nivel de tensión (ya sea alto o bajo) y, de ese modo, evitar que un pin del driver mantenga un nivel de tensión cambiante o erróneo.
- *Diodo normal*: bloquea el flujo de corriente cuando está polarizado inversamente, lo que evita corrientes en sentidos no deseados.
- *Diodo Zener*: limita la tensión cuando se polariza inversamente.
- *Condensador*: filtra la señal, además de suministrar alimentación a ciertos pines cuando estos requieren de la misma.

##### 3.2.1.1. Funcionamiento del driver

El driver, como se apuntaba anteriormente, es el elemento principal del Circuit Breaker, ya que agrega funcionalidades realmente necesarias en un circuito de protección de corriente. Para el diseño de este circuito electrónico, es primordial elegir el driver y, a partir de este, esbozar el resto del circuito.

En consonancia con las especificaciones, se requiere de un driver que incluya protecciones por corriente y temperatura. Además, se requiere de un circuito de precarga que evita el estrés tanto electrónico como térmico de los MOSFETs de precarga. Tras sondear el mercado actual, el driver elegido es el TPS48111-Q1, proporcionado por el fabricante Texas Instruments.



**Figura 11.** Driver TPS48111-Q1  
(Fuente: Texas Instruments)

En la Figura 11 se muestra la tipología del driver empleado para controlar el Circuit Breaker (driver TPS48111-Q1 diseñado por Texas Instruments). Para saber cómo funciona este componente, se procede a la explicación individual de cada pin. Es importante, previo al diseño, que el ingeniero conozca a la perfección el funcionamiento del TPS48111-Q1, ya que es este componente sobre el que se diseña el resto del Circuit Breaker.

Nombre	Pin	Tipo	Descripción
<b>EN/UVLO</b>	1	Entrada	Pin de habilitación del driver. Un voltaje superior a 1.21 V hace que el circuito integrado comience a funcionar. Un voltaje por debajo de 0.3 V apaga el driver, reduciendo la corriente a 0.3 $\mu$ A. Si se deja este pin al aire, el dispositivo se mantiene apagado.
<b>INP_G</b>	2	Entrada	Pin de habilitación de pin activador de precarga (G). Si se deja al aire, se pone a nivel SRC (nivel bajo).
<b>INP</b>	3	Entrada	Pin de disparo de MOSFETs principales. Si tiene la tensión correspondiente, PD y PU se fuerzan a SRC y BST respectivamente.
<b>FLT_T</b>	4	Salida	Pin de alarma por temperatura. Se pone a nivel bajo en caso de que esa temperatura supere los valores normales.
<b>FLT_I</b>	5	Salida	Pin de alarma por sobrecorriente. Se pone a nivel bajo si el voltaje en el pin TMR alcanza el umbral de fallo. El transistor de paso se va a desactivar y su nivel bajo se alcanza tras cumplir la condición de sobrecorriente y agotar el tiempo de reintento (auto-retry).

<b>GND</b>	6	Tierra	Pin de tensión referencia nula del sistema (tierra).
<b>IMON</b>	7	Salida	Pin de salida que indica la corriente que circula por la resistencia $R_{sns}$ (resistencia de sensado de corriente) mediante el uso de una resistencia entre este pin y GND para convertir la medida de corriente a un valor de tensión.
<b>IWRN</b>	8	Entrada	Pin de configuración de detección de sobrecorriente. Una resistencia entre este pin y GND establece el umbral comparador de sobrecorriente.
<b>TMR</b>	9	Entrada	Pin de tiempo de fallo. Requiere de un condensador entre TMR y GND que sirve para determinar el tiempo de reintento, de aviso de fallo y de apagado.
<b>DIODE</b>	10	Entrada	Pin de medición de temperatura. Se conecta un modelo de BJT concreto (MMBT3904) con base y colector conectados entre sí. La variación de voltaje es lineal y directamente proporcional a la variación de temperatura.
<b>G</b>	11	Salida	Pin se conecta a la puerta del MOSFET de precarga y ejecuta el disparo de ese MOSFET.
<b>BST</b>	12	Salida	Pin de alimentación del High-Side del Bootstrap.
<b>SRC</b>	13	Salida	Pin de conexión al surtidor del MOSFET principal del Circuit Breaker.
<b>PD</b>	14	Salida	Pin de pull-down que controla el tiempo de apagado del MOSFET mediante una resistencia en serie entre este pin y la puerta del MOSFET. Para realizar este apagado se pone a nivel SRC. Si no se pone esa resistencia, el MOSFET se apagará tan rápido como el driver pueda provocarlo.
<b>PU</b>	15	Salida	Pin de pull-up que controla el tiempo de encendido del MOSFET mediante una resistencia en serie entre este pin y la puerta del MOSFET. Para realizar este encendido se pone a nivel BST.
<b>CS-</b>	17	Entrada	Pin de entrada positiva del sensado de corriente.
<b>CS+</b>	18	Entrada	Pin de entrada positiva del sensado de corriente. Requiere de una resistencia de 100 ohmios ( $R_{set}$ ) conectada a $R_{sns}$ (resistencia de sensado corriente).
<b>ISCP</b>	19	Entrada	Pin de configuración de umbral de cortocircuito. Se conecta una resistencia a CS+ para establecer el umbral de comparación del cortocircuito.
<b>VS</b>	20	Alimentación	Pin de alimentación del driver.

**Tabla 3.** Patillaje del driver TPS48111-Q1  
(Fuente: elaboración propia)

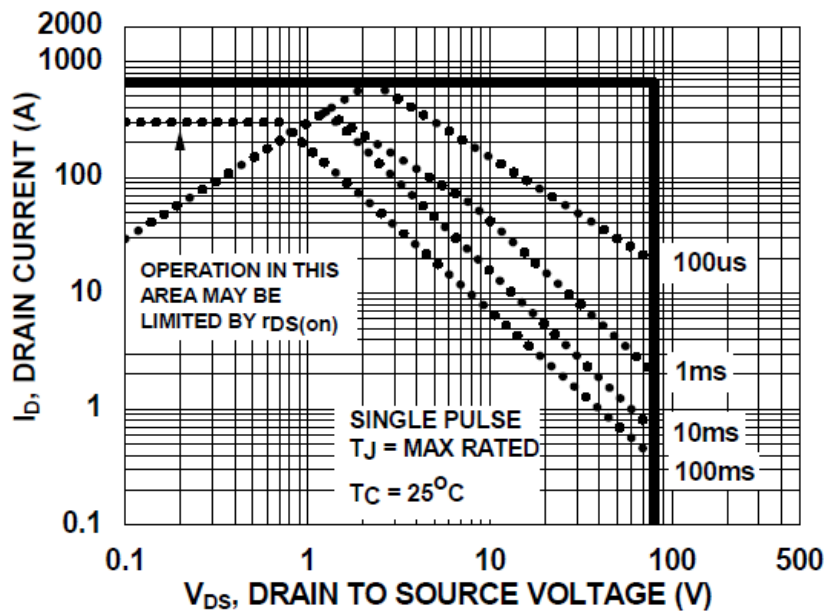
En la Tabla 3 se describen cada uno de los pines del driver TPS48111-Q1, indicando si es entrada, salida u otro pin y, además, la descripción de funcionamiento.

3.2.1.2. MOSFETs principales

Para abrir o cerrar el camino eléctrico que une la alimentación del HCU y el filtro de entrada, el Circuit Breaker emplea una serie de MOSFETs principales (también se conocen como MOSFETs externos si se habla en referencia al driver) que realizan esta función a partir de la tensión de puerta procedente de los pines PU y PD. Estos MOSFETs se eligen de tipo N, ya que la tensión puerta – surtidor que experimentarán en conducción es negativa.

En el caso del Circuit Breaker (por el cual pasa una corriente máxima de 164.92 A) se requiere de la colocación de varios MOSFETs en paralelo para que la corriente se divida entre cada una de las ramas y dichos MOSFETs sean capaces de manejar la corriente que circula a su través. Aunque este no es el principal motivo por el cual se colocan.

La razón elemental por la cual se montan los MOSFETs en paralelo es para que operen en el área de operación segura, que se representa en una gráfica de corriente de conducción frente a voltaje drenador – surtidor. Si el funcionamiento de los MOSFETs se rige por las directrices de esta curva, los pasos de corte a conducción y viceversa de los MOSFETs se realizarán de manera segura y eficiente.

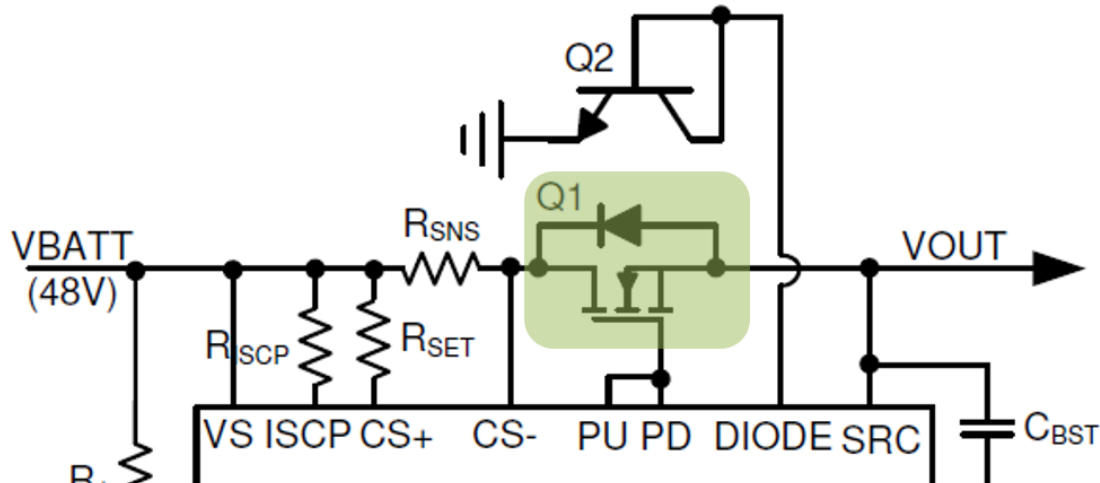


**Figura 12.** Gráfica de área de operación segura (SOA)  
(Fuente: Texas Instruments)

En la Figura 12 se presenta la curva SOA. Dependiendo de la duración del pulso único, se opera bajo una traza u otra. Se ha de tener en cuenta (para el dimensionado de los MOSFETs), que la corriente máxima en conducción ( $I_D$ ) del MOSFET (dividida entre el número de MOSFETs que se colocan en paralelo), junto con el voltaje drenador – surtidor ( $V_{ds}$ ) conforman un único punto en la gráfica que debe de encontrarse dentro de la curva de operación. De este modo, los MOSFETs podrán operar sin romperse.

Para el diseño, se elige primeramente el MOSFET a colocar y, dependiendo de sus parámetros principales (voltaje drenador – surtidor máximo, corriente de drenador máxima, resistencia drenador – surtidor en conducción y potencia máxima consumida) se selecciona el número de MOSFETs necesarios en paralelo para soportar la corriente continua máxima y operar en el área de operación segura.

Cabe indicar que el MOSFET incluye un diodo parásito (también conocido como “diodo body” o “diodo de libre circulación”) que, cuando el MOSFET no está conduciendo, permite a la corriente retornar en sentido contrario, protegiendo así el componente. Cada uno de los MOSFETs que se coloque en paralelo tendrá uno de estos diodos ya incluido.



**Figura 13.** MOSFETs principales del Circuit Breaker  
(Fuente: Texas Instruments)

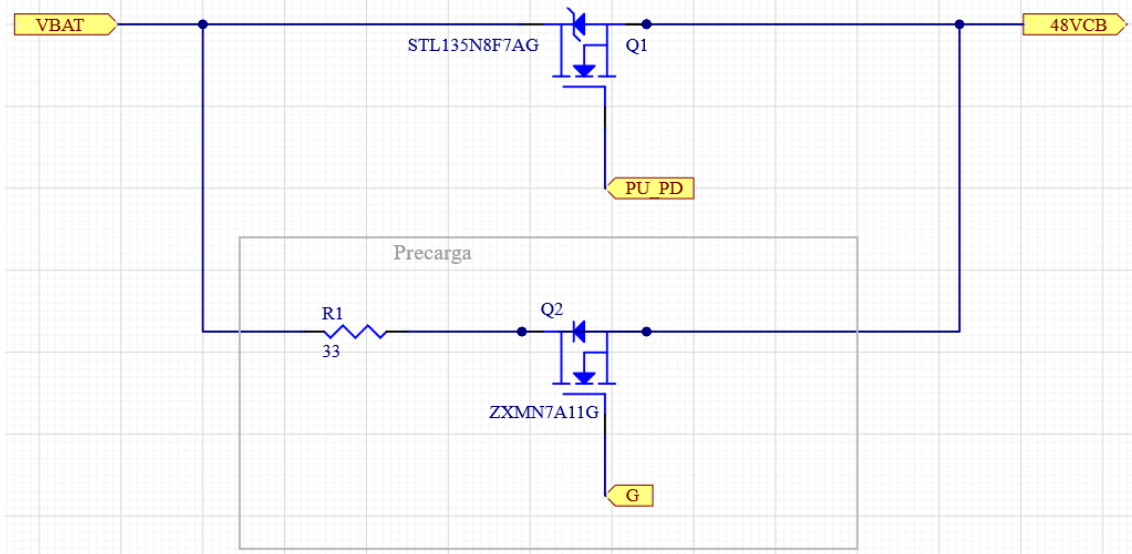
En la Figura 13 se muestra el lugar donde se sitúan los MOSFETs principales del Circuit Breaker. En el circuito también aparecen resistencias que adecúan el funcionamiento de dichos MOSFETs principales. Una de ellas es la resistencia  $R_{ISCP}$ , que determina el umbral de corriente a partir del cual se considera que hay un cortocircuito. Así, el driver actúa en consecuencia. Otra de las resistencias que aparece en el circuito es  $R_{SET}$ , que, según el fabricante, se coloca entre 50 y 100 ohmios y sirve para proteger el pin  $CS+$ .

### 3.2.1.3. Funcionamiento circuito de precarga

Continuando con la explicación del Circuit Breaker, el siguiente paso es conocer el funcionamiento del circuito de precarga.

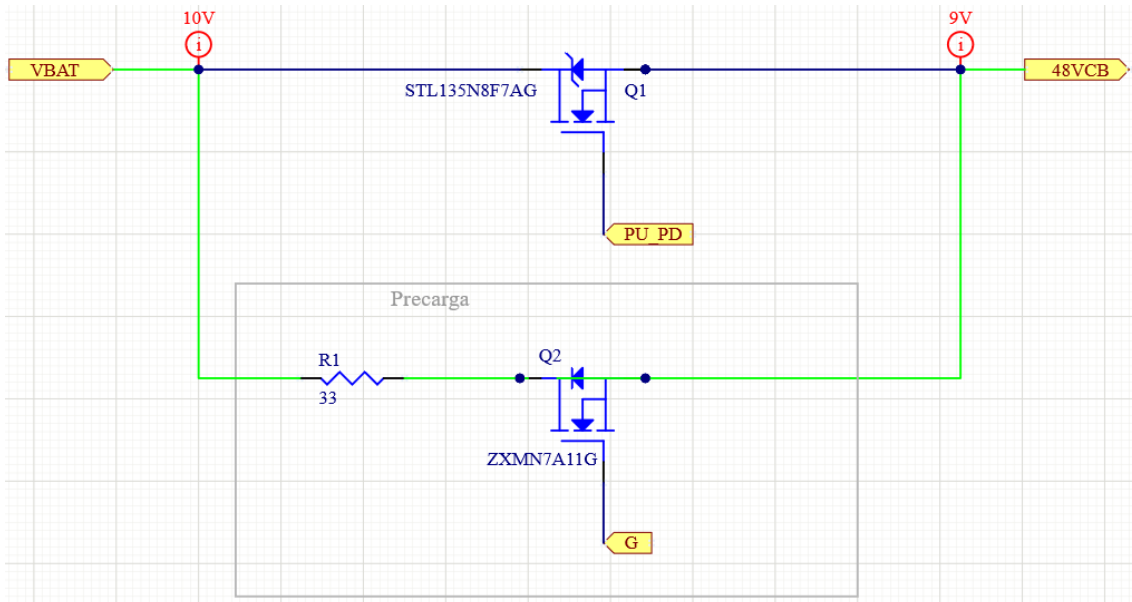
Cuando el HCU arranca, la tensión de 48 voltios se coloca en la entrada del Circuit Breaker (VBAT), aunque esta no es proporcionada al filtro de entrada al instante (VOUT). Justo en ese arranque, el circuito de precarga se activa y “puentea” los MOSFETs principales, de manera que aumenta progresivamente la tensión en VOUT (cuando en VBAT se tienen, por ejemplo, 10 voltios, en VOUT tendremos alrededor de 9 voltios). En el momento que esta tensión llega alrededor de 42 voltios, la precarga se desactiva (ya no hay puente alguno entre VBAT y VOUT), y los MOSFETs principales se cierran debido a la orden del driver. Al cerrarse estos MOSFETs habiendo precargado VOUT, el estrés eléctrico y térmico de los MOSFETs se minimiza.

En definitiva, si la precarga no tuviese lugar en el Circuit Breaker, los MOSFETs principales tendrían que soportar un cambio realmente rápido de tensión entre drenador y surtidor de 48 voltios, lo cual reduciría la vida útil de estos componentes y afectaría al funcionamiento óptimo del Circuit Breaker.



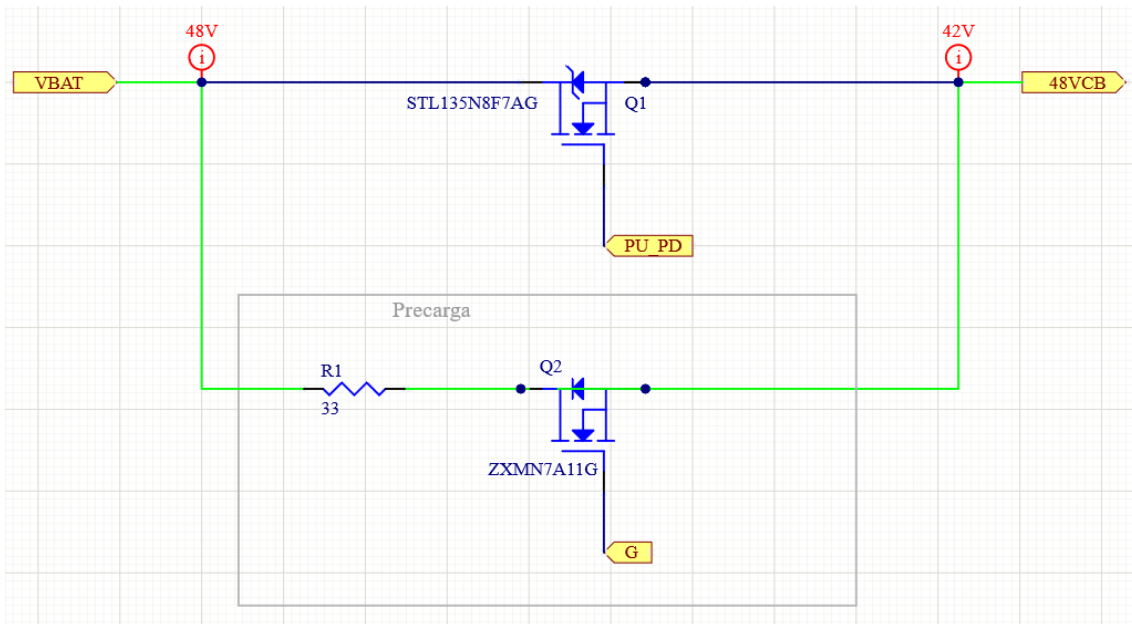
**Figura 14.** Circuit Breaker: topología MOSFETs principales con precarga  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 14 se expone la tipología del circuito de precarga que se diseña para la unidad de control de calor con un solo MOSFET principal. Como veremos en pasos posteriores, el número de MOSFETs principales instalados ha de ser mayor para soportar más corriente y mantener cada uno de ellos bajo el funcionamiento de la curva SOA.



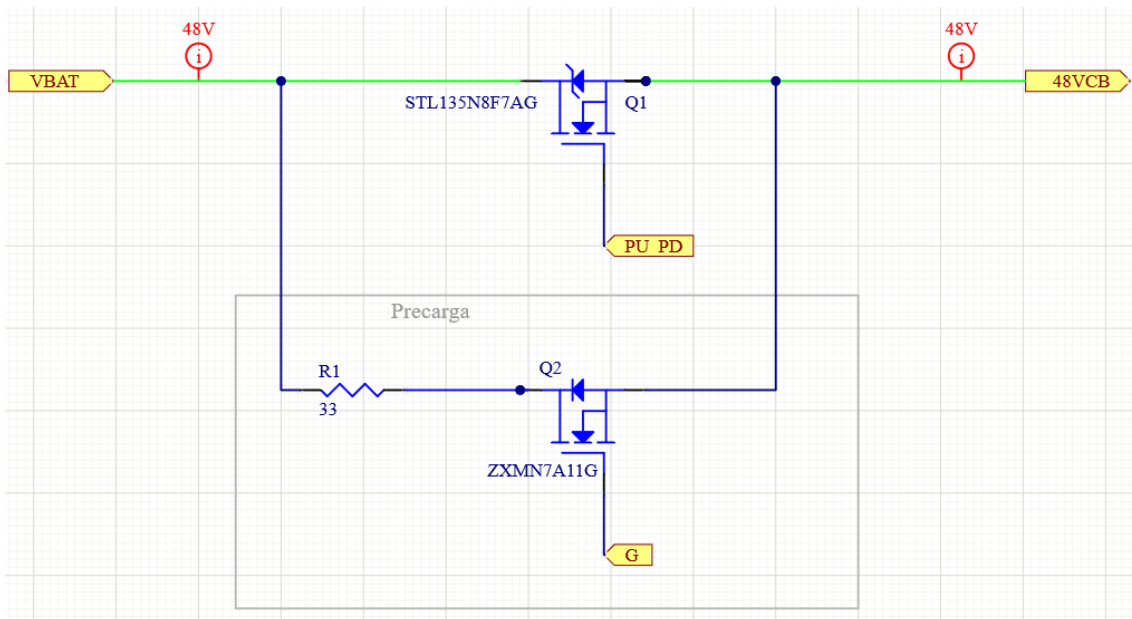
**Figura 15.** Circuit Breaker: precarga en funcionamiento (VBAT=10 V)  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 15 se representa la circulación de corriente cuando la precarga está en funcionamiento y el voltaje solamente es de 10 voltios. Nótese que la corriente (en verde) no pasa por el diodo, sino que pasa por el MOSFET Q2.



**Figura 16.** Circuit Breaker: precarga en funcionamiento (VBAT=48 V)  
(Fuente: elaboración propia)

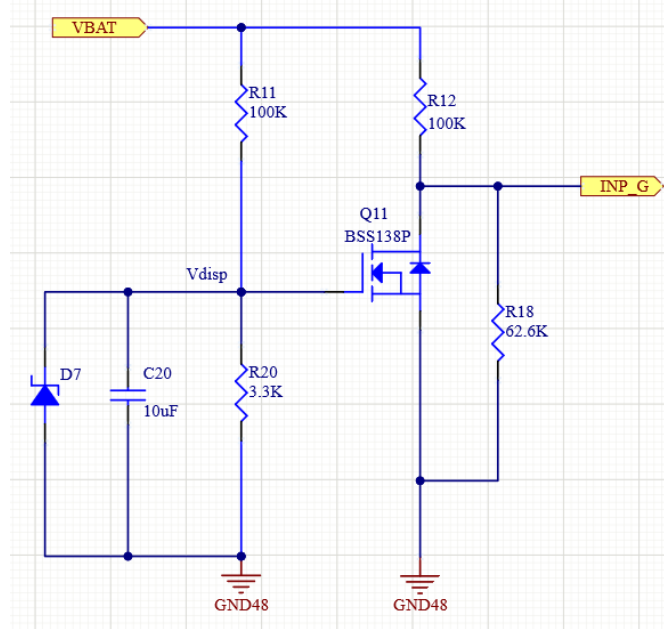
En la Figura 16 se expone la circulación de corriente cuando la precarga está en funcionamiento y el voltaje alcanza los 48 voltios.



**Figura 17.** Circuit Breaker: funcionamiento normal (precarga ya desactivada)  
(Fuente: elaboración propia)

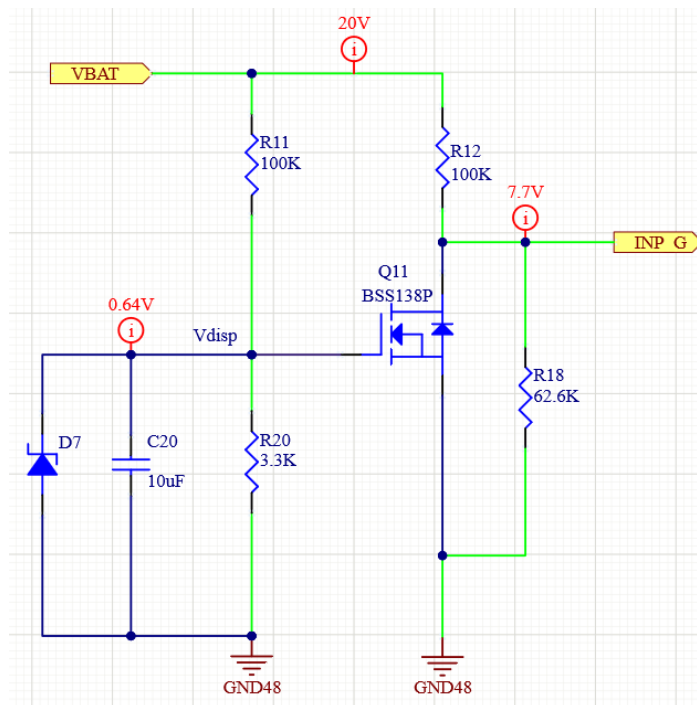
En la Figura 17 se muestra la circulación de corriente cuando la precarga ya no está en funcionamiento y los MOSFETs principales funcionan de manera óptima, habiendo evitado el estrés eléctrico y térmico gracias al circuito de precarga.

Uno de los detalles a tener en cuenta en la precarga es que esta precarga depende del pin INP\_G, que, a su vez, depende del condensador de bootstrap. El pin INP\_G será obedecido solamente cuando el voltaje en el condensador de bootstrap (se verá más adelante) tenga un valor mínimo (alrededor de 8 voltios). Si el pin INP\_G está en estado alto, se permite que el pin G (puerta del MOSFET de precarga) decida la activación o desactivación del MOSFET de precarga, y, por ende, el funcionamiento de la precarga.



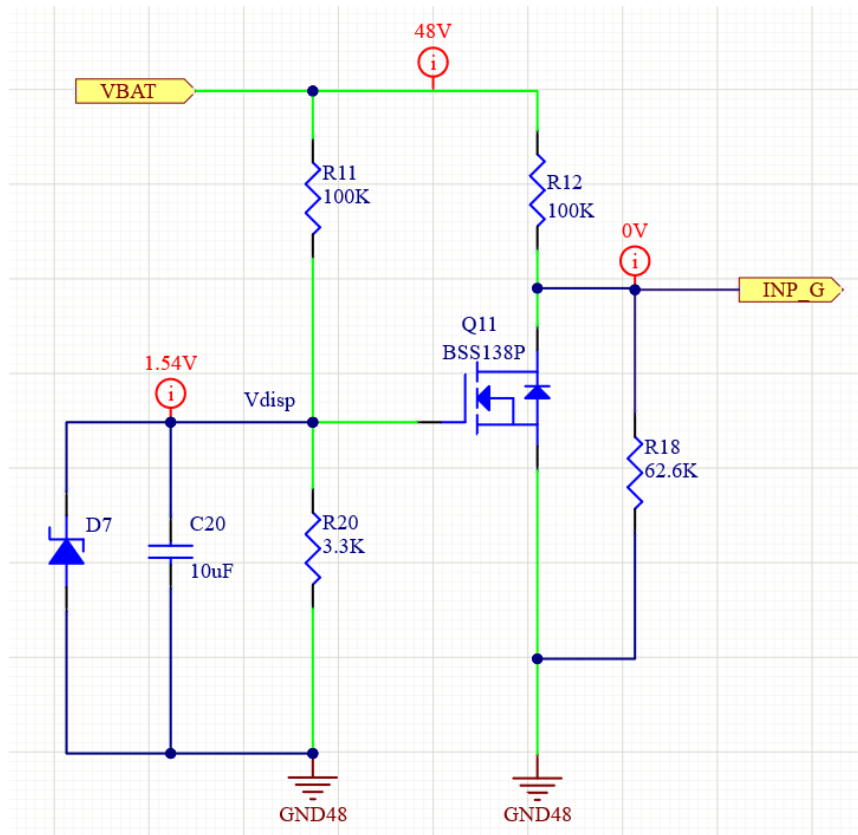
**Figura 18.** Circuit Breaker: circuito de habilitación de precarga  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 18 se expone la tipología del circuito de habilitación de precarga.



**Figura 19.** Circuit Breaker: circuito de habilitación de precarga ON  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 19 se expone cómo funciona el circuito de habilitación de pre carga cuando está activo y el voltaje Vbat no supera los 20 voltios.



**Figura 20.** Circuit Breaker: circuito de habilitación de pre carga OFF  
(Fuente: elaboración propia)

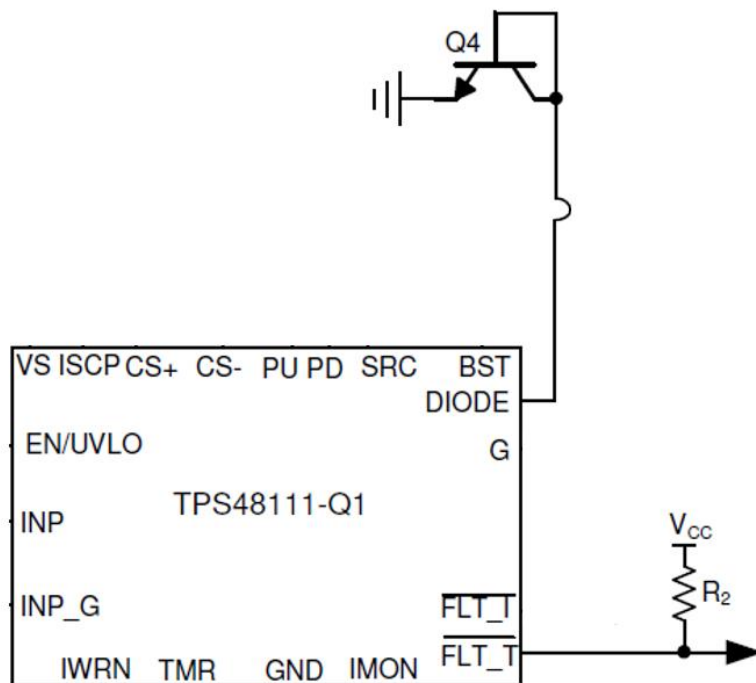
En la Figura 20 se expone el disparo del MOSFET y la consecuente desactivación del circuito de habilitación de pre carga. Esencialmente, el circuito funciona del siguiente modo: mientras la tensión en Vbat sea inferior a 48 voltios, la tensión de disparo del MOSFET (tensión puerta-surtidor) no será suficiente para disparar el MOSFET. El divisor de tensión de la parte derecha de la figura permite que la tensión en el pin INP\_G sea proporcional a Vbat y esté habilitando la pre carga. Como el voltaje máximo permitido por el pin INP\_G está limitado a 20 voltios, ese divisor de tensión explicado limita la tensión en dicha entrada del driver.

Cuando la tensión Vbat ronda los 48 voltios, el MOSFET se dispara (ya que la tensión en Vdisp es la suficiente para disparar) y se cortocircuita la resistencia R4. Esto implica que el pin INP\_G se fuerza a nivel bajo y la pre carga queda deshabilitada.

#### 3.2.1.4. Funcionamiento de sensado y protección de temperatura

Otro de los circuitos relevantes que nos permite tener este driver en el Circuit Breaker es el sensado de temperatura. Además, este circuito incluye una protección para, en caso de tener una temperatura de operación demasiado elevada, avisar al microcontrolador del HCU y que este actúe en consecuencia.

Para el sensado de temperatura, el driver tiene un pin de entrada (DIODE) al que se conectan tanto la base como el colector de un transistor BJT determinado. Ese BJT puede ser, únicamente, un transistor del modelo MMBT3904. La razón de esta exclusividad se debe a que es un transistor de comportamiento lineal en cuanto a variación de voltaje. Esa variación de voltaje (del orden de milivoltios) es directamente proporcional a la variación de temperatura. Por tanto, la configuración del BJT de conexión base-colector permite relacionar la tensión con la temperatura. En términos de operación, el driver incluye un dispositivo interno que realiza el escalado entre ambos parámetros. En cuanto a la protección de temperatura, la salida del driver FLT\_T se pone a nivel bajo (0 V) cuando la temperatura es demasiado alta y se envía una señal analógica al microcontrolador, que actuará en consecuencia. Dicha salida es un open-drain (colector abierto), lo cual se traduce en que se necesita de una conexión de resistencia y voltaje en paralelo para evitar que el pin FLT\_T entre en estados indeseados (con esta configuración, fijamos el nivel de tensión del pin, ya sea nivel alto o bajo).



**Figura 21.** Topología de circuito de sensado y protección de temperatura  
(Fuente: Texas Instruments)

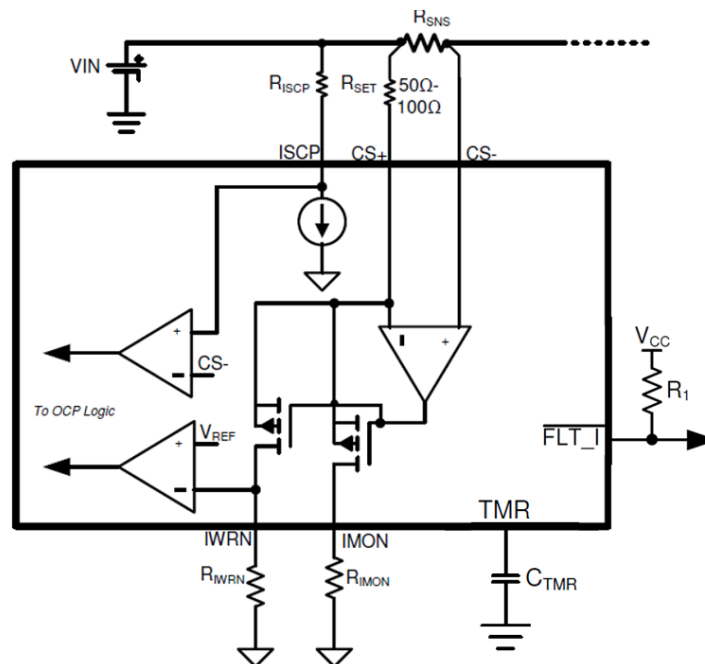
En la Figura 21 se muestra la tipología del circuito de sensado y protección de temperatura que proporciona el fabricante del driver, Texas Instruments.

### 3.2.1.5. Funcionamiento de sensado y protección de corriente

Al igual que existe un circuito de sensado y protección de temperatura, el driver TPS48111-Q1 incluye un circuito de sensado y protección de corriente. Este es de vital importancia en nuestra aplicación de electrónica de potencia, ya que puede circular una corriente máxima de hasta 164.92 amperios por el Circuit Breaker. Si esta corriente no se controla y para (en caso de haber un cortocircuito o una sobrecorriente), el daño al HCU podría ser irreversible.

El circuito de sensado de corriente consta de una resistencia ( $R_{sns}$ ) colocada entre la alimentación del HCU y el filtro de entrada. Para medir la corriente que fluye a través de esa resistencia, se mide la tensión entre los terminales de dicha resistencia (en el driver serían los pines CS+ y CS-). Como el valor de resistencia es conocido, al dividir la caída de tensión en la resistencia entre el valor resistivo, el resultado es la corriente. De ese modo, el driver conoce en todo momento el número de amperios que circulan por el Circuit Breaker.

En caso de que la corriente medida por la resistencia de sensado ( $R_{sns}$ ) sea mayor del umbral determinado, el driver envía una señal analógica al microcontrolador a través del pin FLT\_I, que adopta un nivel bajo. Cuando esto sucede, los MOSFETs principales del Circuit Breaker se abren y el HCU deja de funcionar.



**Figura 22.** Topología de circuito de sensado y protección de corriente  
(Fuente: Texas Instruments)

En la Figura 22, Texas Instruments facilita la topología del circuito de sensado y protección de corriente, ya sea la configuración de monitorización como otras funciones.

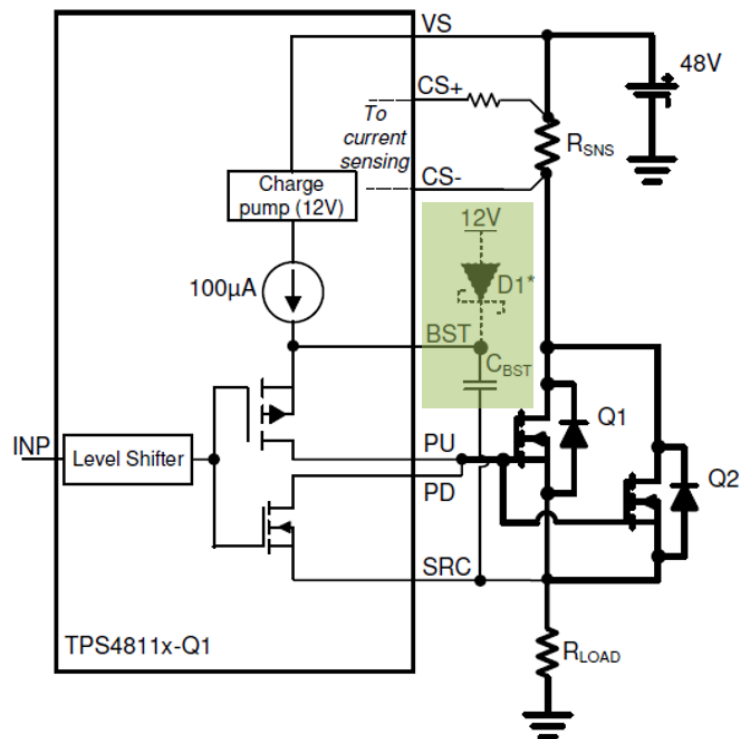
Al igual que en el circuito de sensado de temperatura, el pin FLT\_I es un open-drain, lo cual implica la conexión de una resistencia ( $R_1$ ) con tensión en el terminal ( $V_{cc}$ ) para fijar el valor de tensión del pin. Este pin tiene, asimismo, un tiempo de retardo de activación de alarma determinado por el condensador  $C_{tmr}$ . A través del pin TMR y si la corriente entre CS+ y CS- excede el set point, el condensador  $C_{tmr}$  comienza a cargarse con 77 microamperios. Cuando se carga por encima de un valor interno determinado, el pin FLT\_I se activa.

Por otro lado, cabe comentar la funcionalidad de los pines IWRN e IMON. Mientras el pin IWRN (a través de una resistencia  $R_{iwrn}$ ) configura el umbral de comparación de sobrecorriente, el pin IMON da un valor escalado en voltios de la corriente que se ha medido con la resistencia  $R_{sns}$ . Más adelante, en el cálculo de los valores de componentes del Circuit Breaker, se diseñará un circuito adicional en el pin IMON para adecuar la señal analógica a la entrada del microcontrolador.

3.2.1.6. Funcionamiento condensador de bootstrap

Por último, en la explicación del funcionamiento del Circuit Breaker se presenta el condensador de bootstrap. Este se coloca entre los pines BST y SRC y se elige dependiendo de la carga de puerta necesaria de los MOSFETs principales del Circuit Breaker. En definitiva, este condensador facilita el disparo de los MOSFETs mencionados, además de influir en el tiempo de disparo.

En ciertas aplicaciones donde la carga de puerta necesaria es muy alta, se requiere de un circuito externo de alimentación (tensión y diodo en serie) para que la carga en la puerta del MOSFET se alcance lo más rápido posible. Hay que tener en cuenta que, sin este circuito adicional, el driver carga el condensador de bootstrap<sup>16</sup> con una bomba de carga interna de 100 microamperios.



**Figura 23.** Topología de circuito de carga de puerta del MOSFET (bootstrap)  
(Fuente: Texas Instruments)

En la Figura 23 se resalta la localización en el circuito de la ayuda adicional de carga del condensador de bootstrap mediante un diodo y un voltaje de alimentación. Aunque el circuito de Texas Instruments establece, por defecto, 12 voltios, en nuestro circuito será suficiente con 5 voltios (la regulación de rapidez de carga se determinaría cambiando ese voltaje). Este es, en definitiva, el circuito adicional para agilizar la carga del condensador de bootstrap<sup>17</sup>.

<sup>16</sup> Adams, J. *Bootstrap Component Selection For Control IC's*. International Rectifier, Design Tip DT 98-2.

<sup>17</sup> Graczkowski, J., Neff, K., Kou, X. (2006). *A Low-Cost Gate Driver Design Using Bootstrap Capacitors for Multilevel MOSFET Inverters*. Universidad de California.

### 3.2.2. Cálculos

Se procede ahora a realizar los cálculos necesarios para el Circuit Breaker. La metodología será presentar, en primera instancia, cómo se ha diseñado la tipología final del circuito. Después, se presentan los valores conocidos del circuito y, en última instancia, se establecen las fórmulas y los resultados de estas para saber qué valor de componente se ha de poner en cada parte del circuito. Antes de comenzar con cada una de las partes del Circuit Breaker, se presentan los valores conocidos y necesarios para realizar los cálculos:

<b>Datos generales del Circuit Breaker</b>					
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades
Vin	Alimentación de HCU	0	-	70	V
Vbat	Voltaje de entrada del Circuit Breaker	36	48	52	V
Ibat	Corriente en conducción del Circuit Breaker	-	137,43	164,916	A
Pout	Potencia total de salida		4700		W
Cin	Capacidad total de entrada		19,74		μF
Cblk	Capacidad total de salida		1377,58		μF
Top	Rango de temperatura de operación	-40	-	125	°C
Tstg	Rango de temperatura de almacenamiento (storage)	-40	-	125	°C
Vimon	Voltaje en el pin IMON - Monitorización de sensado de corriente	0	-	3,3	V
Vsns,wrn	Umbral de voltaje para protección de sobrecorriente	0,010	0,025	0,030	V
Toc	Tiempo para aguantar corrientes de carga del transitorio		0,5		ms
tmax,pre	Tiempo máximo de precarga de Cblk	100	-	200	ms

**Tabla 4.** Datos generales del Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

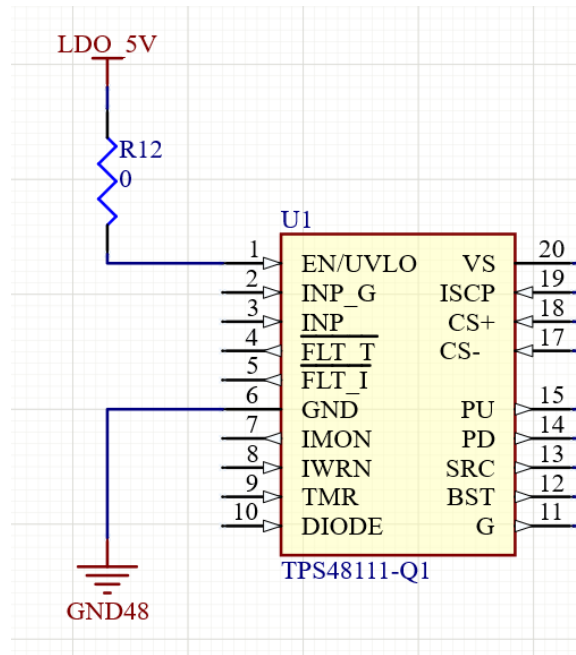
En la Tabla 4 se recogen los datos generales de diseño del Circuit Breaker, los cuales nos permiten comenzar el diseño.

#### 3.2.2.1. Habilitación del driver

El primer paso de diseño del Circuit Breaker es la habilitación del driver. Para ello, el TPS48111-Q1 tiene un pin específico (EN/UVLO) que, siempre que esté desactivado (a nivel bajo), detendrá cualquier funcionamiento del driver. En caso de que esté activado (a nivel alto), el driver se habilita y es capaz de desarrollar todo su potencial.

En este pin (EN/UVLO), se conecta directamente un potencial de 5 voltios y una resistencia de 0 ohmios. Esta última se coloca en caso de que, por algún casual, se necesite limitar la corriente de entrada al pin del driver.

Otro de los pines que se requiere para el inicio de funcionamiento del driver es el pin GND, donde se pone la referencia de potencial cero, es decir, la masa del Circuit Breaker. Nótese que todo el circuito tiene la misma referencia a tierra (denominada, en los esquemáticos, como GND48).

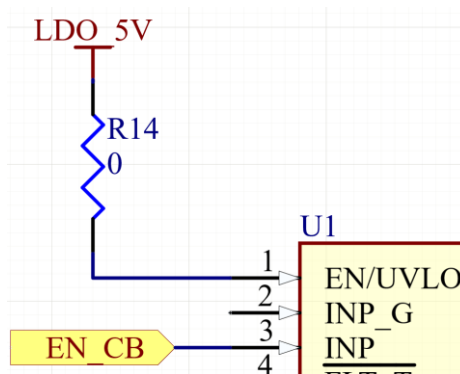


**Figura 24.** Circuito diseñado: habilitación del driver  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 24 se expone el circuito de habilitación del driver, que consta simplemente de un voltaje de 5 voltios en el pin EN/UVLO y la referencia a tierra del pin GND.

### 3.2.2.2. Selección de estado pines PU y PD

Para que los pines de pull-up y pull-down tengan el mismo nivel de tensión que los pines BST y SRC respectivamente, se necesita tener un nivel alto de tensión en el pin INP. De ese modo, se conecta la misma configuración que se emplea para la habilitación del driver: una tensión de 5 voltios y una resistencia de 0 ohmios por si fuese necesaria la modificación de ese pin.



**Figura 25.** Circuito diseñado: selección de estado pines PU y PD  
(Fuente: elaboración propia)

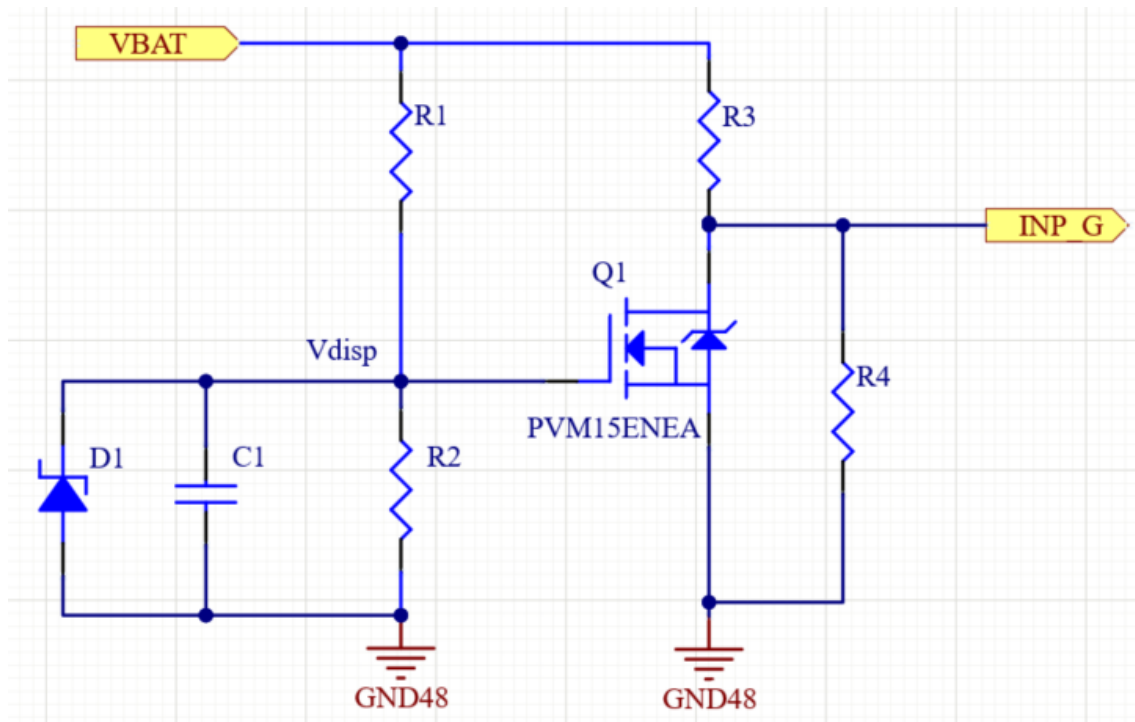
En la Figura 25 se muestra el circuito creado para seleccionar el estado de los pines PU y PD, que se fijan a BST y SRC respectivamente cuando se detecta un estado alto en el pin INP. En dicho pin, una señal procedente del microcontrolador determina el nivel del pin.

### 3.2.2.3. Circuito de precarga

El circuito de precarga es realmente importante para evitar el estrés eléctrico y térmico de los MOSFETs principales. Consta de dos partes: el circuito de habilitación y el circuito de acción directa.

#### 3.2.2.3.1. Circuito de habilitación de precarga

El circuito de habilitación de precarga requiere de la siguiente funcionalidad: en primera instancia, se quiere habilitar el pin INP\_G, de manera que la precarga esté funcionando. A medida que la tensión de entrada del Circuit Breaker aumente, el circuito seguirá habilitado hasta que se alcance una tensión de puerta de alrededor de 4 voltios (conseguidos con un divisor de tensión entre Vbat, la puerta del MOSFET y GND). En ese momento, el MOSFET cierra su contacto y se fuerza el pin INP\_G a nivel bajo, deshabilitando la precarga.



**Figura 26.** Circuito de habilitación de precarga (INP\_G)  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 26 se expone el circuito de habilitación de precarga. Explicando el diseño, se elige en primer lugar el MOSFET que llevará a cabo la desactivación de la precarga. Según la tensión de puerta que se requiera para activar el MOSFET, se calcula el divisor de tensión que permite esta funcionalidad. Además, hay que poner otro divisor de tensión en la entrada del driver (INP\_G), ya que puede recibir, como máximo, 20 voltios. Si se conectase directamente Vbat a este pin, se rompería. Por tanto, el divisor de tensión mencionado distribuye el voltaje de la puerta cuando la tensión en Vbat va subiendo y, cuando alcanza más de 42 voltios (MOSFET de habilitación de precarga se activa y cierra su contacto), el pin INP\_G se pone a 0 V, deshabilitando la precarga.

Tras el estudio de mercado realizado, el MOSFET de habilitación de precarga elegido es el BSS138P, que tiene las siguientes características:

MOSFET habilitación de precarga: BSS138P					
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades
MOSFET 1: control disparo (INP_G)		Modelo BSS138P			
Vds	Voltaje drenador - surtidor			60	V
Id	Corriente en conducción MOSFET 1			0.36	A
Rds,on	Resistencia drenador - surtidor		0.9	1.6	Ω
Vgs,th	Voltaje umbral puerta - surtidor para MOSFET 1	0.9	1.2	1.5	V
Pd	Potencia disipada por el MOSFET 1			0.42	W

**Tabla 5.** Datos de MOSFET de habilitación de precarga - BSS138P  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 5 se recopilan los datos más relevantes de los MOSFETs de habilitación de precarga. Para calcular el divisor de tensión en la puerta del MOSFET hay que tener en cuenta la tensión umbral puerta – surtidor. En el momento que Vbat alcance 48 voltios, se quiere que este MOSFET se dispare, lo cual implica que ha de haber 4 voltios en la puerta del MOSFET (tensión umbral máxima entre puerta y surtidor, Vgs,th). Por otro lado, entre la puerta del MOSFET y tierra se colocan la resistencia del divisor de tensión, un diodo Zener (para evitar la rotura del MOSFET en caso de tensiones elevadas) y un condensador de filtrado de señal para estabilizar la tensión.

Seleccionando tanto el condensador como el diodo Zener que acompaña a la resistencia entre puerta y surtidor (tierra, en este caso), se conoce que la tensión de disparo en la puerta del MOSFET es de 4 voltios. Por tanto, se puede poner un diodo Zener que fije la tensión entre sus terminales si se encuentra en polarización inversa y dicha tensión supera los 5 voltios. Por otra parte, el condensador se coloca simplemente para filtrar la tensión Vdisp. Se elegirá un valor suficiente para que esa tensión oscile lo menos posible.

*Diodo Zener → Tensión inversa fijada en 5 voltios*

*Condensador (C1) → 0.1 μF (valor estándar para un filtrado suave de señal)*

Siguiendo con el diseño, se elige, en el divisor de tensión de la puerta del MOSFET, el voltaje umbral puerta – surtidor máximo para asegurar que el MOSFET se dispare. Por tanto, la fórmula para calcular la relación de las resistencias R1 y R2 es la siguiente:

$$V_{disp} = V_{bat} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad [Ec. 1]$$

En este caso, conocemos tanto los valores de Vdisp (1.4 V) como el de Vbat (48 V). Aunque el voltaje máximo en Vbat pueda llegar hasta 52 voltios, la tensión entre puerta y surtidor del MOSFET no superaría los 2 voltios. Esto implica que no hay problema alguno en cuanto a una posible ruptura del MOSFET por sobretensión puerta-surtidor.

$$1.5 \text{ V} = 48 \text{ V} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 31 \quad [Ec. 2]$$

Para establecer el valor de cada una de las resistencias, tenemos que fijar el valor de una de ellas y despejar el valor de la otra resistencia (Ec.2). Para limitar la corriente que circula por la puerta del MOSFET, se elige una resistencia R1 de valor elevado, siendo R2 de un valor proporcional. Quedaría:

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$$

Empleando la ecuación 2, se despeja el valor de R2:

$$R_2 = 3.23 \text{ k}\Omega$$

Aunque se tendrá en cuenta en el apartado de selección de componentes, se ha de indicar que los valores calculados de cada componente se ajustarán al mercado. Esto significa que los valores finales que se montan en el circuito son valores estándar (por ejemplo, la resistencia R2 será de 10 kΩ, ya que no hay ningún fabricante que distribuya una resistencia del valor que hemos calculado).

Se procede a calcular el divisor de tensión necesario para proteger el pin de entrada al driver (INP\_G). Según la hoja de características del driver, el pin INP\_G puede admitir, máximo, 20 voltios de tensión. Como en Vbat se tiene un máximo de 52 voltios, hemos de asegurarnos de que, mientras el MOSFET no esté cerrado, la tensión en el pin no supera el valor máximo admisible. Por tanto, tenemos la siguiente ecuación:

$$V_{INP\_G} = V_{bat} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad [Ec. 3]$$

$$20 \text{ V} = 52 \text{ V} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Despejando, quedaría:

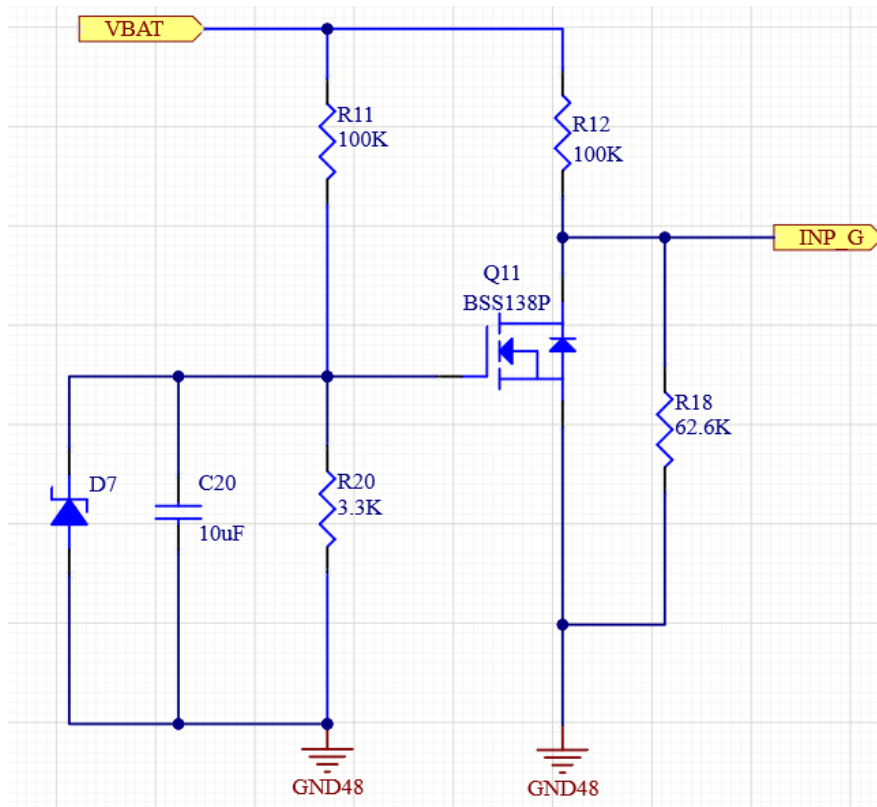
$$\frac{R_4}{R_3} = 1.6 \quad [Ec. 4]$$

De nuevo ha de fijarse el valor de una de las resistencias. Por tanto, eligiendo el valor de la resistencia R3 y posteriormente despejando en la ecuación 4, nos quedaría el diseño del divisor de tensión resuelto.

$$R_3 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 62.5 \text{ k}\Omega$$

En definitiva, el circuito de habilitación de precarga quedaría, con los valores ya calculados, del siguiente modo:



**Figura 27.** Circuito diseñado: habilitación de precarga (INP\_G)  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 27 se expone el circuito de habilitación de precarga con los valores calculados.

### 3.2.2.3.2. Circuito de acción directa precarga

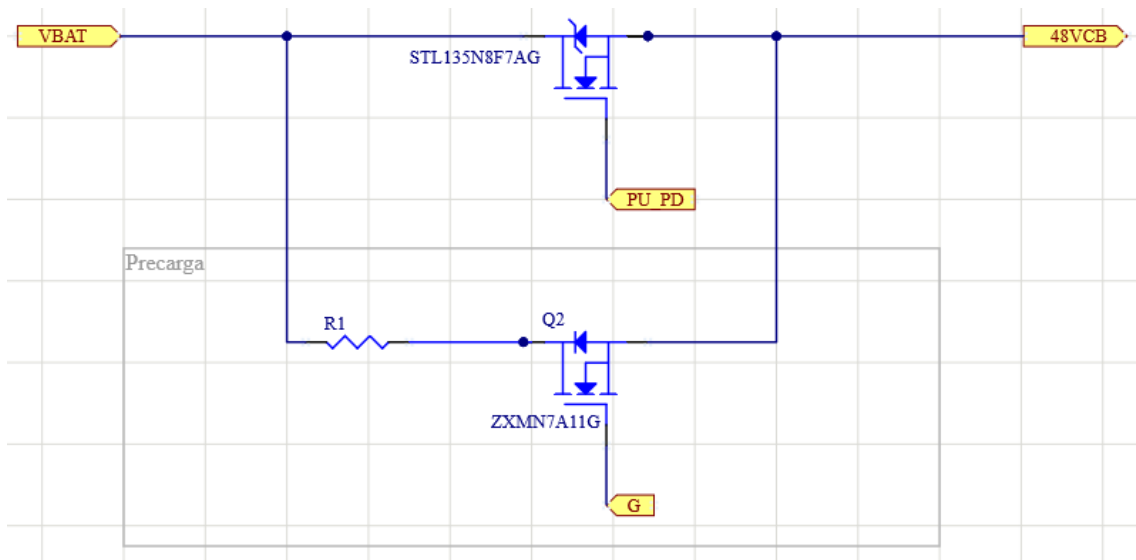
Mientras el pin INP\_G del driver tenga una tensión superior a la tensión umbral y el condensador de bootstrap (carga de MOSFETs) tenga un voltaje mínimo necesario, el circuito de acción directa de precarga estará activo. Esto implica que se le aplica, al punto de salida del Circuit Breaker ( $V_{out}$ ), una tensión creciente en proporción al voltaje de entrada del Circuit Breaker ( $V_{bat}$ ).

El modo de accionamiento del MOSFET de acción directa de precarga es directamente realizado mediante el pin de salida (G) del driver TPS48111-Q1. La tensión en este pin es siempre 12 voltios superior a la tensión en la entrada del Circuit Breaker. Esto supone que el MOSFET elegido para la precarga tenga que ser, obligatoriamente, de canal N. Recordemos que, cuando la tensión en la puerta es superior a la tensión en el surtidor ( $V_{gs} > 0$ ), se emplea un MOSFET de canal N. Tras sondear varias opciones para este MOSFET, se elige el modelo ZXMN7A11G, cuyas características se presentan a continuación:

MOSFET precarga - ZXMN7A11G					
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades
Vds	Voltaje drenador - surtidor	-		70	V
Vgs	Voltaje puerta - surtidor	-20	-	20	V
Id	Corriente en conducción	-		3,8	A
Rds,on	Resistencia drenador - surtidor	-	130	190	mΩ
Vgs,th	Voltaje umbral puerta - surtidor	-	1	-	V
Pd	Potencia disipable	-	2	3,9	W

**Tabla 6.** Datos de MOSFET de precarga – ZXMN7A11G  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 6 se muestran los datos del MOSFET de precarga. Este MOSFET se elige ya que soporta una gran cantidad de voltaje entre drenador y surtidor (caso que podría darse si la precarga está desactivada y los MOSFETs principales también). Asimismo, la potencia que puede disipar es relativamente alta y la corriente en conducción que admite (aunque será reducida por la resistencia de drenador que se monta en el circuito) es elevada.



**Figura 28.** Circuito de precarga  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 28 se presenta la tipología del circuito de precarga. Ahora, se calcula la resistencia del drenador que se coloca en el MOSFET. Para ello, se debería de conocer la corriente in-rush (corriente de avalancha que aparece al conectar físicamente la entrada del HCU con el filtro de entrada).

$$R_D + R_{ds_{on}} = \frac{V_{bat,max}}{I_{wrn}} \quad [Ec. 5]$$

Como no es el caso (esta corriente es desconocida y variable con el tiempo) hay que elegir primeramente un valor de resistencia de drenador. De ahí se calcula tanto la constante de tiempo ( $\tau$ ) como el tiempo en el cual se han cargado prácticamente al completo los condensadores de salida del Circuit Breaker (al 96 %, que corresponde al tiempo  $3\tau$ ). Conociendo la constante de tiempo y los valores de voltaje y corriente, se plantean las fórmulas por las cuales se rigen la corriente y el voltaje. Acto seguido, se multiplican voltaje e intensidad en cada uno de los instantes de tiempo, obteniendo la potencia instantánea. La media aritmética de esa potencia es el valor que necesitamos para dimensionar una resistencia (cuyo valor se ha elegido previamente) en términos de potencia (debe de aguantar la corriente y el voltaje al que se somete). Además, se debe de cumplir el requisito de que la precarga se lleve a cabo entre 100 y 200 milisegundos, lo cual viene determinado por el valor óhmico preseleccionado.

$$R_D = 33 \Omega$$

$$I_{wrn} = \frac{V_{bat,max}}{R_D + R_{ds,on}} = \frac{52 V}{(33 + 0.13) \Omega}$$

$$I_{wrn} = 1.57 A$$

A continuación, se calcula la constante de tiempo:

$$\tau = (R_d + R_{ds,on}) * C_{blk} \quad [Ec. 6]$$

$$\tau = (33 \Omega + 0.13 \Omega) * 1377.58 \mu F$$

$$\tau = 0.0456 ms$$

Calculamos ahora en qué momento tendremos la tensión suficiente en  $V_{out}$  para desactivar la precarga:

$$t_{precarga} = 3\tau = 3 * 0.0456 ms = 137 ms$$

Al estar este valor entre el rango de tiempo especificado, que figuraba entre 100 y 200 milisegundos, podemos concluir que este requisito se cumple.

Continuando con el dimensionado de la resistencia de precarga, se procede a establecer las fórmulas de corriente y tensión en la precarga para ver tanto la potencia media como la potencia instantánea consumida.

$$v(t) = V_{bat} - V_{bat} * e^{-\frac{t}{(R_d + R_{ds(on)}) * C_{blk}}} \quad [Ec. 7]$$

$$v(t) = 52 - 52 * e^{-\frac{t}{(33 \Omega + 0.13 \Omega) * 1377.58 \mu F}}$$

$$v(t) = 52 * (1 - e^{-89,27846 * t})$$

$$i(t) = \frac{V_{bat}}{R_d + R_{ds(on)}} * e^{-\frac{t}{(R_d + R_{ds(on)}) * C_{blk}}} \quad [Ec. 8]$$

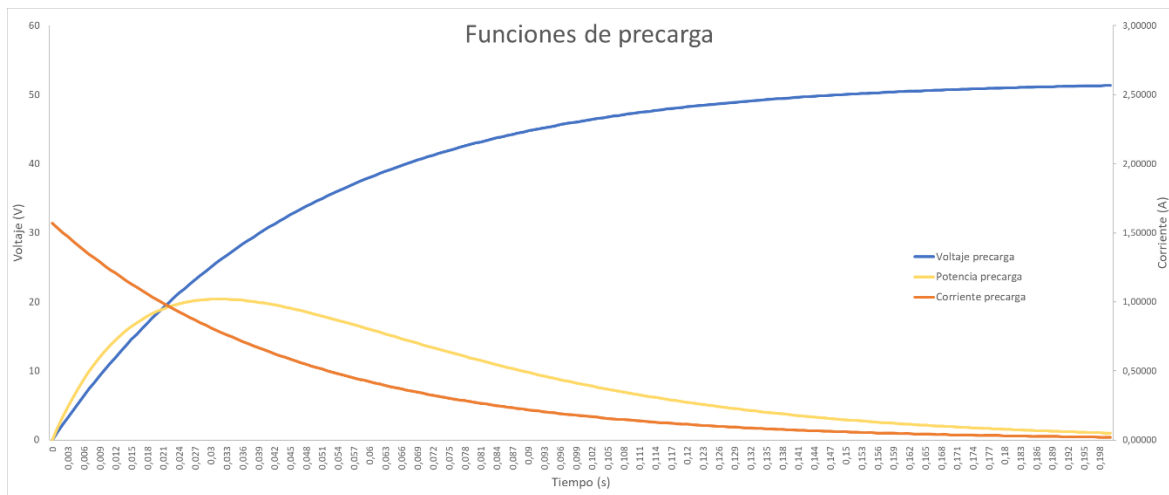
$$i(t) = \frac{52 V}{(33 + 0,13) \Omega} * e^{-\frac{t}{(33 \Omega + 0.13 \Omega) * 1377.58 \mu F}}$$

$$i(t) = 1,57 * e^{-89,27846 * t}$$

Con las fórmulas de voltaje y corriente calculadas, hacemos el producto para obtener la potencia instantánea. Se presentará directamente la gráfica, ya que, al realizar el cálculo de manera computacional, se obtiene directamente la forma de la potencia. Aun así, la fórmula de la potencia se simplifica a la siguiente expresión matemática:

$$p(t) = v(t) * i(t) \quad [Ec. 9]$$

Se visualiza así cómo evolucionan tensión, corriente y potencia en un periodo entre 0 y 200 milisegundos.



**Figura 29.** Gráfico de tensión, corriente y potencia de precarga  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 29 se grafican los parámetros básicos de la precarga, que son tensión, corriente y potencia. Obsérvese que, aunque la potencia no tiene eje Y representado, se puede obtener su valor instantáneo de la multiplicación de corriente instantánea y voltaje instantáneo, que sí se representan en ambos ejes de abscisas.

Como se puede apreciar en la figura anterior, la gráfica de voltaje traza una exponencial creciente con el tiempo y estabilizada, aproximadamente, a partir de 160 milisegundos. Por otro lado, la corriente traza una exponencial decreciente con el tiempo que empieza desde 1.57 amperios. En última instancia, la potencia instantánea tiene un mayor valor en el arranque, pero, a medida que pasa el tiempo, dicha potencia desciende. Para cuantificar lo que sucede en la gráfica, se calculan los valores específicos para el tiempo especificado por el cliente, entre 100 y 200 milisegundos.

tiempo (ms)	Voltaje (V)	Corriente (A)	Potencia instantánea(W)
0,1	42,63	0,16	6,91
0,2	47,40	0,02	0,86

**Tabla 7.** Valor de tensión en la salida del Circuit Breaker (100 - 200 ms)  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 7 se recogen los cálculos de tensión y corriente en los tiempos de 100 y 200 milisegundos. En la casilla de voltaje se ve que la salida del Circuit Breaker ( $V_{out}$ ) está a 42.63 voltios a los 100 milisegundos. Por tanto, este valor sería suficiente para concluir la precarga. Asimismo, dando cuenta de cómo se comporta el circuito de precarga, el paso siguiente es calcular la potencia media consumida. Con ese valor, se elegirá una resistencia que pueda soportar ese número de vatios.

$$P_{Rd_{avg}} = I_{avg}^2 * R_d \quad [Ec. 10]$$

El valor de corriente media se obtiene sumando todos los valores obtenidos a partir de la Ecuación 8 y dividiendo entre el número de valores (entre 0 y 200 milisegundos). Quedaría:

$$I_{avg} = \frac{1}{200 \text{ ms}} * \int_0^{200 \text{ ms}} 1,57 * e^{-89,27846*t} * dt = \mathbf{0.36 \text{ A}}$$

Empleando ahora la Ecuación 10, se tendría el cálculo de la potencia media:

$$P_{Rd_{avg}} = I_{avg}^2 * R_d$$

$$P_{Rd_{avg}} = 0.358^2 * 33 \Omega$$

$$P_{Rd_{avg}} = \mathbf{4.22 \text{ W}}$$

En general, el comportamiento del circuito de precarga diseñado (a partir de elegir un valor de resistencia de drenador y calcular la corriente de avalancha) es correcto para realizar la precarga. En el apartado de elección de componente se elegirá la resistencia de drenador para montar en la PCB y se verá si hay que redimensionar dicha resistencia en base a la potencia que consume.

3.2.2.4. Circuito de sensado y protección de temperatura

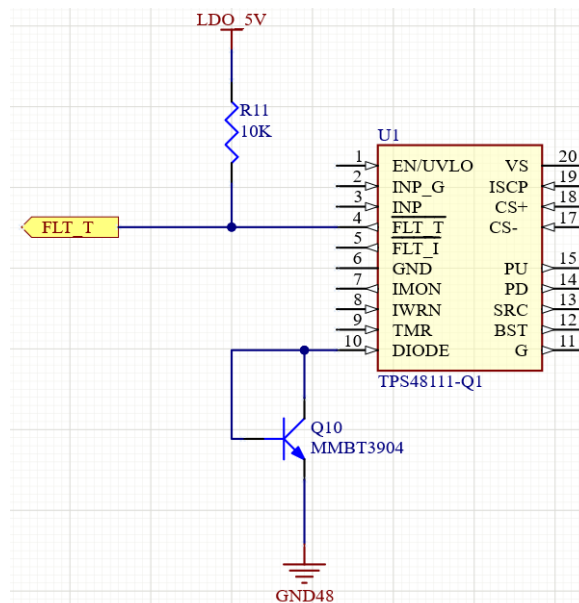
El diseño del circuito que mide la temperatura y protege el HCU según dicha medida consiste, básicamente, en un transistor concreto que se encarga de la medición y, en caso de que ese valor supere el umbral de temperatura, se activa una alarma en el driver (a través del pin FLT\_T) que va directa al microcontrolador.

Con respecto al transistor, se elige un BJT cuyo modelo es el MMBT3904. Se selecciona este transistor debido a la relación lineal que tiene en la relación de tensión y temperatura. Esto permite que, en configuración de conexión común base-colector, las variaciones del orden de milivoltios supongan una variación directamente proporcional en temperatura. Dicha variación del orden de milivoltios es recibida por el driver mediante el pin de entrada llamado DIODE.

Cuando se detecta un valor de temperatura superior al umbral en uno de los comparadores internos del driver TPS48111-Q1, el pin FLT\_T se pone a nivel bajo, lo que implica que el microcontrolador, al no recibir señal eléctrica, comunica sobre un error de temperatura máxima superada. En esa casuística, el HCU dejaría de funcionar y se protegería el circuito.

Además, conviene comentar la conexión a FLT\_T de una resistencia que tiene, en su otro extremo, una tensión de 5 voltios. Al ser una salida de open-drain, su estado podría cambiar indeseadamente de alto a bajo. Con la adición del voltaje a través de la resistencia, se fuerza un estado alto a FLT\_T cuando no hay fallo de temperatura. Si la variable FLT\_T se pone a nivel bajo por acción del driver, el voltaje cae íntegramente en la resistencia, manteniéndose el pin del driver a nivel bajo.

En cuanto al valor de resistencia que se coloca en el open-drain, se escoge un valor común resistivo de 10 kΩ, ya que la corriente deseada a través del pin FLT\_T debe de ser del orden de miliamperios. Este, como se indicaba anteriormente, es un valor estándar para pines open-drain.



**Figura 30.** Circuito diseñado: sensado y protección de temperatura  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 30 se recoge la circuitería de temperatura, basada en sensado y protección.

### 3.2.2.5. Circuito de sensado y protección de corriente

Avanzando ya al diseño del circuito que mide la corriente y protege el HCU frente a posibles cortocircuitos, se divide en cuatro partes principales, de manera que se mantenga una estructura del diseño ordenada según el cálculo respectivo.

#### 3.2.2.5.1. Monitorización de corriente

El primer paso para diseñar el circuito de sensado y protección de corriente es calcular el valor de resistencia de sensado (conocida coloquialmente como resistencia SHUNT). A partir de esta, se calculan las resistencias de entrada y salida de los pines CS+ y CS- para, por último, calcular la resistencia que define el escalado de tensión proporcional a la medida de corriente.

En referencia al cálculo de la resistencia de sensado de corriente, se ha de calcular en primera instancia el valor de la corriente de advertencia, que será la que utilizemos para calcular la resistencia mencionada. La corriente de advertencia es un veinte por ciento superior a la corriente que circula por el Circuit Breaker:

$$I_{wrn} = 1.2 * I_{bat} \quad [Ec. 12]$$

$$I_{wrn} = 1.2 * 137.43 A$$

$$I_{wrn} = 164.92 A$$

Además, calculamos la corriente de protección de cortocircuito. Si esta se supera, el HCU deja automáticamente de funcionar.

$$I_{scp} = 1.2 * I_{wrn} \quad [Ec. 13]$$

$$I_{scp} = 1.2 * 164.92 A$$

$$I_{scp} = 197.89 A$$

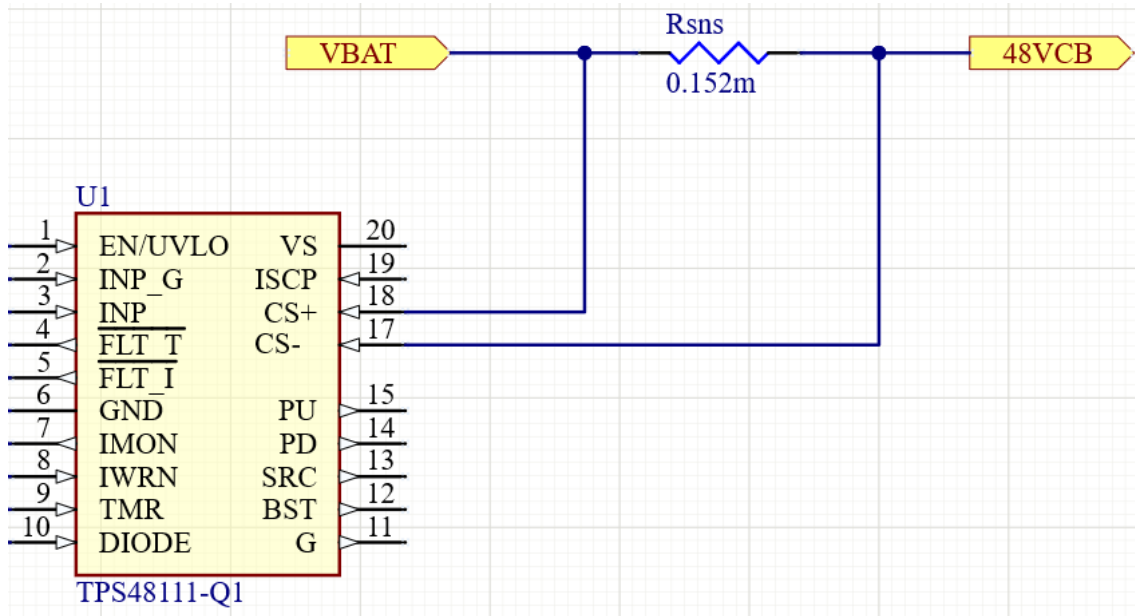
Una vez se conocen tanto la corriente de advertencia como la corriente de cortocircuito, el siguiente paso es calcular la resistencia SHUNT ( $R_{sns}$ ). Su valor es realmente importante, ya que es de esta resistencia de la cual depende la medición de corriente del Circuit Breaker. Se consigue con el cociente entre el voltaje de advertencia de sensado (es un dato) y la corriente de advertencia.

$$R_{sns} = \frac{V_{sns,wrn}}{I_{wrn}} \quad [Ec. 14]$$

$$R_{sns} = \frac{0.025 V}{164.92 A}$$

$$R_{sns} = 0.152 m\Omega$$

El valor calculado para la resistencia de sensado de corriente, como se puede apreciar, es realmente reducido. Además, la potencia que ha de soportar (debido a la corriente que circula) es bastante alta. Por tanto, es posible que en la elección de los componentes (más adelante en este documento) haya que acoplar varias resistencias en paralelo que conformen el valor calculado y que la potencia que ha de disipar una sola resistencia sea dividida entre varias resistencias.



**Figura 31.** Circuito diseñado: monitorización de corriente (I)  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 31 se muestra el circuito de monitorización de corriente (la primera parte). Ha de comentarse que, entre el pin CS+ y Vbat se coloca una resistencia de 100 ohmios por indicación del fabricante del driver Texas Instruments. Este valor no necesita ser diseñado, simplemente se coloca una resistencia de ese valor para adecuar la entrada del driver al Circuit Breaker.

$$R_{set} = 100 \Omega$$

Continuando con el diseño de monitorización de corriente, el driver de Texas Instruments tiene un pin (IMON) habilitado especialmente para leer la corriente que circula por el Circuit Breaker en calidad de voltaje. Esto es, para cada medida de amperaje en la resistencia Rsns, hay un valor de tensión que le corresponde. Ese valor sale por el pin IMON y va al microcontrolador del HCU, el cual interpreta esa lectura.

En primera instancia, se coloca una resistencia entre el pin IMON y el punto de tierra del circuito para determinar la escala de medición de corriente. En este caso, se desea tener la siguiente escala:

ESCALADO PARA MEDICIÓN DE CORRIENTE	
Intensidad que circula (A)	Valor de voltaje deseado – Vimon (V)
0	0
164.92	3.3

**Tabla 8.** Escalado para medición de corriente  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 8 se recogen los datos de escalado para medir la corriente en el pin IMON.

$$R_{imon} = \frac{V_{imon} * R_{set}}{0.9 * I_{wrn} * R_{sns}} \quad [Ec. 15]$$

$$R_{imon} = \frac{3,3 V * 100 \Omega}{0.9 * 164,92 A * 0,152 m\Omega} = \mathbf{14.62 k\Omega}$$

La ecuación anterior viene dada por el fabricante para calcular la resistencia de escalado de corriente. Por tanto, el valor de resistencia resultante nos permite medir la corriente con el escalado que se ha determinado.

Conviene saber que la medida de corriente tomada en la resistencia Rsns tiene un valor que ha de ser amplificado para que el microcontrolador lo pueda medir (pin IMON). Para saber la ganancia de ese amplificador, se realiza el siguiente cálculo:

$$Gain = \frac{0.9 * R_{imon}}{R_{set}} \quad [Ec. 16]$$

$$Gain = \frac{0.9 * 14.62 k\Omega}{100 \Omega} = \mathbf{131.58}$$

Además de la ganancia, se puede calcular la precisión con la que se mide la corriente. Esta fórmula se reduce al cociente entre el voltaje de sensado y el voltaje de offset de entrada:

$$Acc_{sense} = \frac{V_{sns}}{V_{os,set}} * 100 \quad [Ec. 17]$$

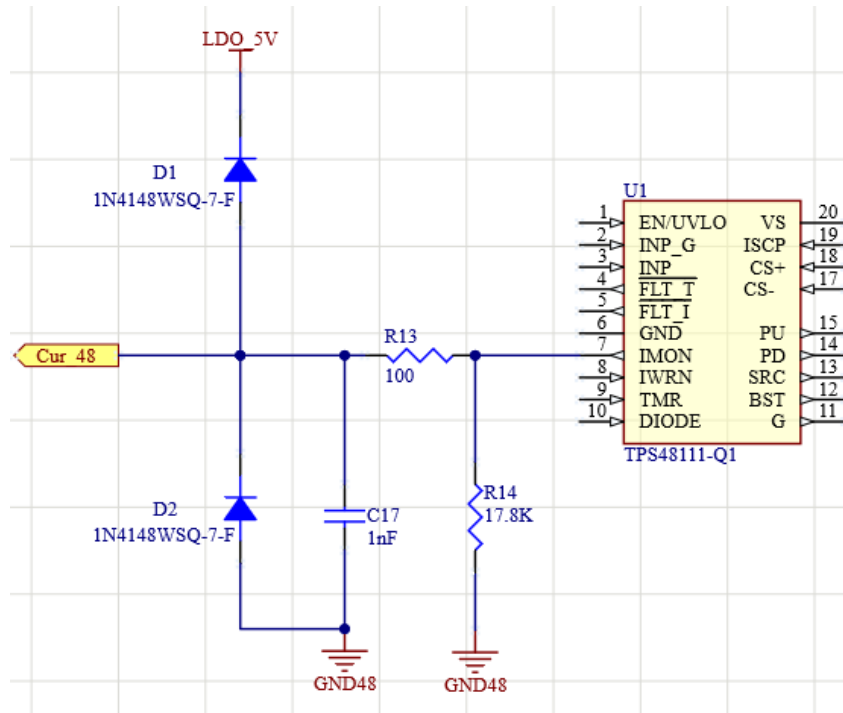
$$Acc_{sense} = \left(1 - \frac{25 mV}{0.35 mV}\right) * 100 = \mathbf{98.6 \%}$$

Por tanto, se concluye que la precisión con la que obtiene el microcontrolador la medida de corriente es de un 98.6 por ciento.

Siguiendo con el diseño del circuito de monitorización, se conoce que la medición de corriente va a una entrada analógica del microcontrolador. Para ello, la señal del pin IMON ha de ser adecuada, de manera que la corriente al microcontrolador sea reducida y el voltaje escalado que representa la medida de corriente sea ligeramente filtrado. Esa adecuación consiste en añadir los siguientes componentes:

- 1) Resistencia en paralelo a la resistencia Rimon de 100 ohmios, que limita la corriente que entra al microcontrolador.
- 2) Condensador de 1 nanofaradio para filtrar ligeramente el voltaje que representa, de manera escalada, la medida de corriente.
- 3) Dos diodos: uno entre GND y la señal analógica y otro entre la señal analógica y 5 voltios. Estos se ponen para, en caso de haber una tensión inversa indeseada, proteger la señal analógica, además del resto de circuitos (la corriente retornaría por esos diodos y evitaría la rotura de algún otro componente). En el funcionamiento normal de la pieza, estos no conducen.

Añadiendo los componentes previamente mencionados, el resultado de la segunda parte del circuito de monitorización (escalado de corriente) sería el siguiente:



**Figura 32.** Circuito diseñado: monitorización de corriente (II)  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 32 se muestra la segunda parte del circuito de monitorización de corriente, con una configuración mejorada con respecto a la indicada por el fabricante.

### 3.2.2.5.2. Umbral de protección de sobrecorriente

Esta parte del circuito incluye únicamente el cálculo de la resistencia que alerta de corriente alta en caso de que el valor de corriente que fluye a través del Circuit Breaker sea mayor que el umbral de protección de sobrecorriente ( $I_{wrn}$ , calculado previamente). Para ello, el driver TPS48111-Q1 incluye un pin (IWRN) donde se conecta la resistencia mencionada ( $R_{iwrn}$ ).

$$R_{iwrn} = \frac{11.9 * R_{set}}{R_{sns} * I_{wrn}} \quad [Ec. 18]$$

$$R_{iwrn} = \frac{11.9 V * 100 \Omega}{0,152 m\Omega * 164,92 A} = 47,47 k\Omega$$

Si esta resistencia se conecta entre el pin IWRN y GND (tierra), el umbral de protección por sobrecorriente queda limitado a la corriente  $I_{wrn}$  (que, según el cálculo, es de 164.92 amperios).

3.2.2.5.3. *Umbral de protección de cortocircuito*

El siguiente paso en el diseño del Circuit Breaker, concretamente del sensado y protección de corriente del mismo, sería el establecimiento del umbral de protección de cortocircuito. Esto es, si la corriente que fluye a través del Circuit Breaker (MOSFETs principales) es mayor del umbral establecido, se abre el circuito y se deja de alimentar el HCU.

Para el dimensionado de este circuito, el cálculo que se ha de realizar es el de la resistencia que se coloca en el pin ISCP (short-circuit protection). La fórmula sería la siguiente:

$$R_{iscp} = \frac{I_{scp} * R_{sns}}{14,5 * 10^{-6}} - 600 \quad [Ec. 18]$$

$$R_{iscp} = \frac{197,89 A * 0,152 m\Omega}{14,5 * 10^{-6}} - 600$$

$$\mathbf{R_{iscp} = 1474.43 \Omega}$$

Este valor de resistencia colocado entre el pin ISCP y GND permite que el HCU deje de funcionar si la corriente que circula es superior a 197.89 amperios (valor de corriente de cortocircuito calculado).

3.2.2.5.4. *Temporizadores de Circuit Breaker y de fallo*

Continuando con el diseño del Circuit Breaker, se procede ahora a diseñar el temporizador del Circuit Breaker y el temporizador de fallo. Se delimita aquí el tiempo que tarda el driver en alertar sobre sobrecorriente, además del periodo de reintento de conexión.

Para este diseño se indica como especificación el intervalo de tiempo para aguantar corrientes de carga del transitorio, es decir, el tiempo de retardo para apagar los MOSFETs principales. Este valor se establece en 0.5 milisegundos.

$$\mathbf{T_{oc} = 0.5 ms}$$

Con la consigna anterior, se calcula el condensador necesario para cumplir ese requisito de tiempo, que es recibido por el driver mediante el pin TMR.

$$C_{tmr} = \frac{T_{oc} * 77.5 * 10^{-6}}{1.2} \quad [Ec. 19]$$

$$C_{tmr} = \frac{0,5 ms * 77.5 * 10^{-6}}{1.2} = \mathbf{32,29 nF}$$

El condensador elegido programa el Circuit Breaker y el tiempo de reintento, como ya se apuntaba anteriormente. Cuando el voltaje de sensado de corriente (entre pines CS+ y CS-) excede el set-point establecido por la resistencia Rimon, el condensador C<sub>tmr</sub> comienza a cargarse con 77 microamperios. Cuando se carga por encima de un valor de voltaje umbral determinado por el propio driver, el fallo de corriente (FLT\_I) se pone a nivel bajo y salta la alarma de sobrecorriente.

A partir del cálculo del condensador del pin TMR se puede calcular el tiempo que tarda en saltar la protección de sobrecorriente:

$$T_{flt\_i} = \frac{1.1 * C_{tmr}}{77.5 * 10^{-6}} \quad [Ec. 20]$$

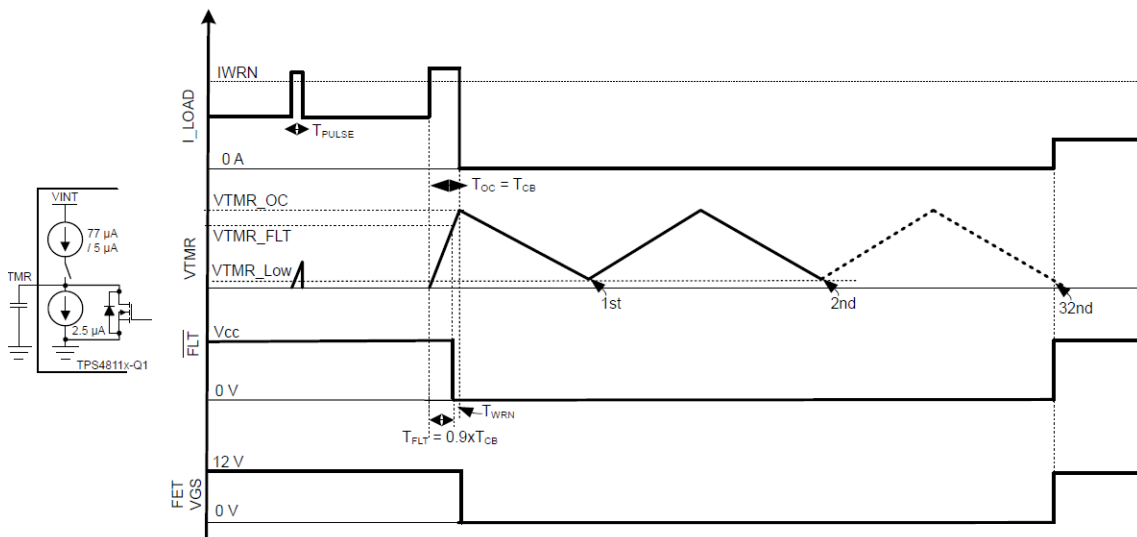
$$T_{flt\_i} = \frac{1.1 * 32,29 \text{ nF}}{77.5 * 10^{-6}} = \mathbf{0,46 \text{ ms}}$$

Además, el tiempo de reintento también puede ser calculado a partir de la fórmula que viene dada por la hoja de características del driver TPS48111-Q1.

$$T_{retry} = 22.7 * 10^6 * C_{tmr} \quad [Ec. 21]$$

$$T_{retry} = 22.7 * 10^6 * 32,29 \text{ nF} = \mathbf{0,73 \text{ s}}$$

Para visualizar de modo general el comportamiento de este circuito, se presenta la gráfica de actuación del voltaje en el pin TMR (patilla positiva del condensador C<sub>tmr</sub>) y los pines IWRN y Vbat (representado como V<sub>cc</sub>). Como se indican paralelamente los tiempos de salto de sobrecorriente y de fallo, se puede tener una vista clara del comportamiento de este subcircuito perteneciente al circuito de sensado y protección de corriente.

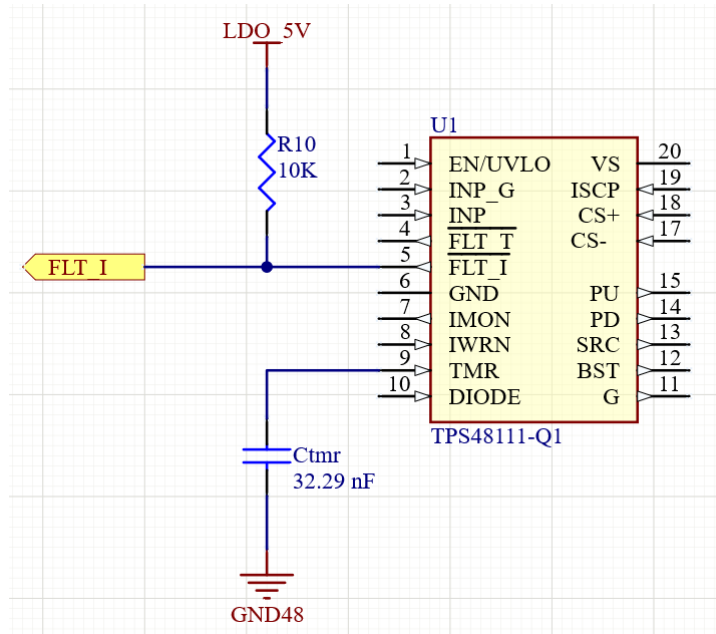


**Figura 33.** Gráfica de comportamiento de temporizador de Circuit Breaker y fallo  
(Fuente: Texas Instruments)

En la Figura 33, Texas Instruments grafica cómo se comporta la temporización del Circuit Breaker para los diferentes tiempos.

En referencia al pin FLT\_I (alarma de sobrecorriente), es un open-drain, lo cual implica que se coloque una resistencia de 10 kΩ entre 5 voltios y el pin FLT\_I. Como se explicaba en el circuito de temperatura, esta configuración impide que el nivel del pin quede en un estado indeseado que pueda provocar daños en la circuitería.

Por tanto, el circuito de temporización de Circuit Breaker y de fallo queda del siguiente modo:



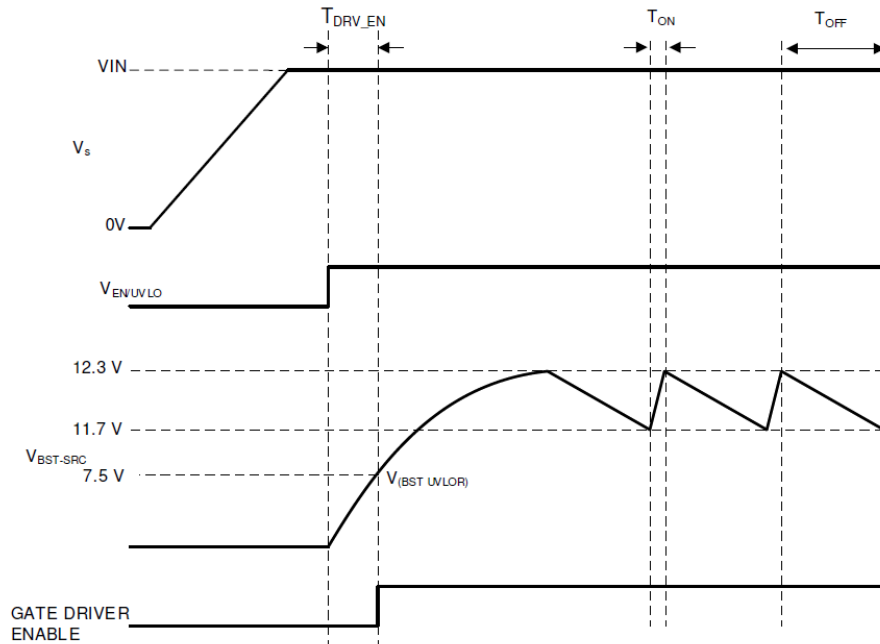
**Figura 34.** Circuito diseñado: temporizadores de Circuit Breaker y de fallos  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 34 se expone el circuito de temporización del Circuit Breaker y temporización de posibles fallos que pueda dar el HCU en esta falla. Con ello, el circuito de sensado y protección de corriente quedaría diseñado.

### 3.2.2.6. Circuito de condensador de bootstrap

El condensador de bootstrap es el que se coloca entre los pines BST y SRC del driver (siendo BST el nivel alto y SRC el nivel bajo). Por la configuración que se hizo previamente del pin INP, los pines de control de puerta de los MOSFETs principales (que son PU y PD), se ponen a nivel BST y SRC respectivamente.

El driver posee internamente una fuente de corriente de 100 microamperios (charge pump) que se activa con la habilitación del driver y carga el condensador de bootstrap. Cuando este alcanza un voltaje superior a 7.5 u 8 voltios, se activa la selección de puerta de los MOSFETs principales. La fuente de corriente sigue cargando el condensador hasta que este alcanza 12.3 voltios entre sus terminales, y es ahí cuando se desactiva. Deja que este voltaje se reduzca aproximadamente a unos 11.7 voltios y vuelve a cargar, manteniendo así la tensión relativamente estable con un ciclo de histéresis que aumenta la vida útil de la bomba de carga o fuente de corriente.



**Figura 35.** Operación de bomba de carga (charge pump)  
(Fuente: Texas Instruments)

En la Figura 35 se muestra cómo opera la bomba de carga. Si se realizan los cálculos para saber cuánto tiempo tarda el condensador de bootstrap en cargarse y se comprueba que el tiempo es demasiado extenso, se puede añadir, al terminal BST donde se coloca el condensador, un diodo normal con una alimentación en el ánodo de 5 voltios. De este modo, el condensador de bootstrap cargaría, hasta 5 voltios menos la caída de voltaje en el diodo (aproximadamente de 0.7 voltios), con una rapidez mucho mayor de la que la fuente de corriente interna del driver puede suministrar (se calcula más adelante). A partir de ahí, solamente se cargaría el condensador mediante la fuente de corriente. Esto, como se apuntaba anteriormente, se realiza para reducir el tiempo que tarda el disparo de los MOSFETs en habilitarse.

Conviene realizar, como primer paso, el diseño de una red RC (resistencia y condensador) en la puerta de los MOSFETs principales para controlar la corriente de avalancha en dicho punto, de manera que se evite cualquier posible rotura de los MOSFETs. Para ello, se fija un valor de resistencia serie (por ejemplo, a 10 ohmios), y se calcula el valor del condensador de in-rush a partir de la corriente de avalancha y la resistencia que se coloca entre el pin PU y la red RC, cuyo valor se fija a 100 ohmios.

$$V_{bst,src} = 8 V$$

$$R_{in-rush1} = 100 \Omega$$

$$C_{in-rush} = \frac{0.63 * V_{bst,src} * C_{blk}}{I_{in-rush} * R_{in-rush1}} \quad [Ec. 22]$$

$$C_{in-rush} = \frac{0.63 * 8 V * 1377,58 \mu F}{1,57 A * 100 \Omega} = 44,235 \mu F$$

Cabe decir que la red RC de in-rush de corriente se montará físicamente en la PCB en caso de que la precarga no actúe. Con la precarga actuando, esa avalancha de corriente se evitaría y, por tanto, no sería necesario el condensador de in-rush ni la resistencia de 10 ohmios. Aun así, se calcula para tener una alternativa al circuito principal que se quiere montar.

Teniendo claro el funcionamiento de carga y descarga del condensador de bootstrap y la posibilidad de red RC para avalancha de corriente, se calcula a continuación el valor del condensador de bootstrap. Para ello, ha de conocerse la carga total que necesitan los MOSFETs principales en la puerta para disparar (que viene proporcionada por la hoja de características de los MOSFETs).

$$Q_{g,MOSFET} = 103 \text{ nC}$$

$$n_{mosfets} = 8$$

$$Q_{gTOT} = Q_{g,MOSFET} * n_{mosfets} \quad [Ec. 22]$$

$$Q_{gTOT} = 103 \text{ nC} * 8 = 824 \text{ nC}$$

El valor calculado anteriormente es la carga necesaria para poder disparar los 8 MOSFETs principales que se colocan en el Circuit Breaker.

El siguiente paso es calcular el condensador de bootstrap. Para ello, se harán dos cálculos: uno en caso de que la red RC de in-rush no se monte (caso normal) y otro en caso de que la red RC de in-rush de corriente se monte (alternativa).

Caso 1 - principal: condensador de bootstrap (sin red RC de in-rush)

$$C_{bst} > \frac{Q_{g(total)}}{1 \text{ V}} \quad [Ec. 23]$$

$$C_{bst} > \frac{927 \text{ nC}}{1 \text{ V}}$$

$$C_{bst} > 927 \text{ nF}$$

Caso 2 - alternativa: condensador de bootstrap (con red RC de in-rush)

$$C_{bst} > \frac{Q_{g(total)}}{1 \text{ V}} + 10 * C_{in-rush} \quad [Ec. 24]$$

$$C_{bst} > \frac{927 \text{ nC}}{1 \text{ V}} + 10 * 44,235 \text{ uF}$$

$$C_{bst} > 1369,35 \text{ nF}$$

Ha de quedar constancia de que el valor del condensador de bootstrap colocado tiene que ser siempre mayor o igual del valor calculado, como indica la inecuación presentada.

Tras tener ambos casos en cuenta, se continúan los cálculos sin la red RC de in-rush de corriente. Para averiguar cuánto tarda en iniciarse el driver, se tienen también dos opciones: una primera donde se cargaría solamente con la fuente de corriente y una segunda donde se cargaría con la fuente de corriente del driver más el efecto de LDO junto con diodo.

Caso 1 – solo con fuente de corriente

En este caso, toda la carga del condensador de bootstrap es debida a la fuente de corriente (charge pump) interna del driver.

$$T_{driver,enable(cp)} = \frac{C_{bst} * V_{bst,uvlor}}{I_{charge-pump}} \quad [Ec. 25]$$

$$T_{driver,enable(cp)} = \frac{927 \text{ nF} * 8 \text{ V}}{100 \text{ } \mu\text{A}} = \mathbf{74.16 \text{ ms}}$$

Caso 2 – con fuente de corriente y LDO + diodo normal

En este caso, toda la carga del condensador de bootstrap es debida a la actuación de LDO de 5 voltios más el diodo (hasta que el condensador alcanza 5 voltios) junto con la bomba de carga y, desde 5 voltios hasta 12 voltios, cargaría solamente con la fuente de corriente (charge pump) interna del driver.

$$T_{driver,enable(cp+d)} = \frac{C_{bst} * V_{LDO}}{I_{LDO} + I_{charge-pump}} + \frac{C_{bst} * (V_{bst,uvlor} - V_{LDO})}{I_{charge-pump}} \quad [Ec. 26]$$

Aunque la LDO de 5 voltios puede dar hasta 400 miliamperios de corriente, esta alimenta a 12 subcircuitos del HCU. Por tanto, el cálculo se realiza estimando que la corriente que entrega la LDO ( $I_{LDO}$ ) para esta fase es solamente 30 miliamperios.

$$T_{driver,enable(cp+d)} = \frac{927 \text{ nF} * 4,3 \text{ V}}{30 \text{ mA} + 100 \text{ } \mu\text{A}} + \frac{927 \text{ nF} * (8 - 4.3) \text{ V}}{100 \text{ } \mu\text{A}}$$

$$T_{driver,enable(cp+d)} = \mathbf{34.43 \text{ ms}}$$

Lógicamente, si la corriente que entrega la LDO es mayor, el tiempo que tarda en encenderse el driver disminuye considerablemente.

Con el circuito principal de condensador de bootstrap ya diseñado, se añaden dos diodos adicionales: un diodo Schottky, que protegería rápidamente el condensador de bootstrap frente a tensiones inversas, y un diodo Zener entre el surtidor y la puerta de los MOSFETs, para limitar la tensión entre ambos terminales a 15 voltios. El circuito al completo quedaría del siguiente modo:



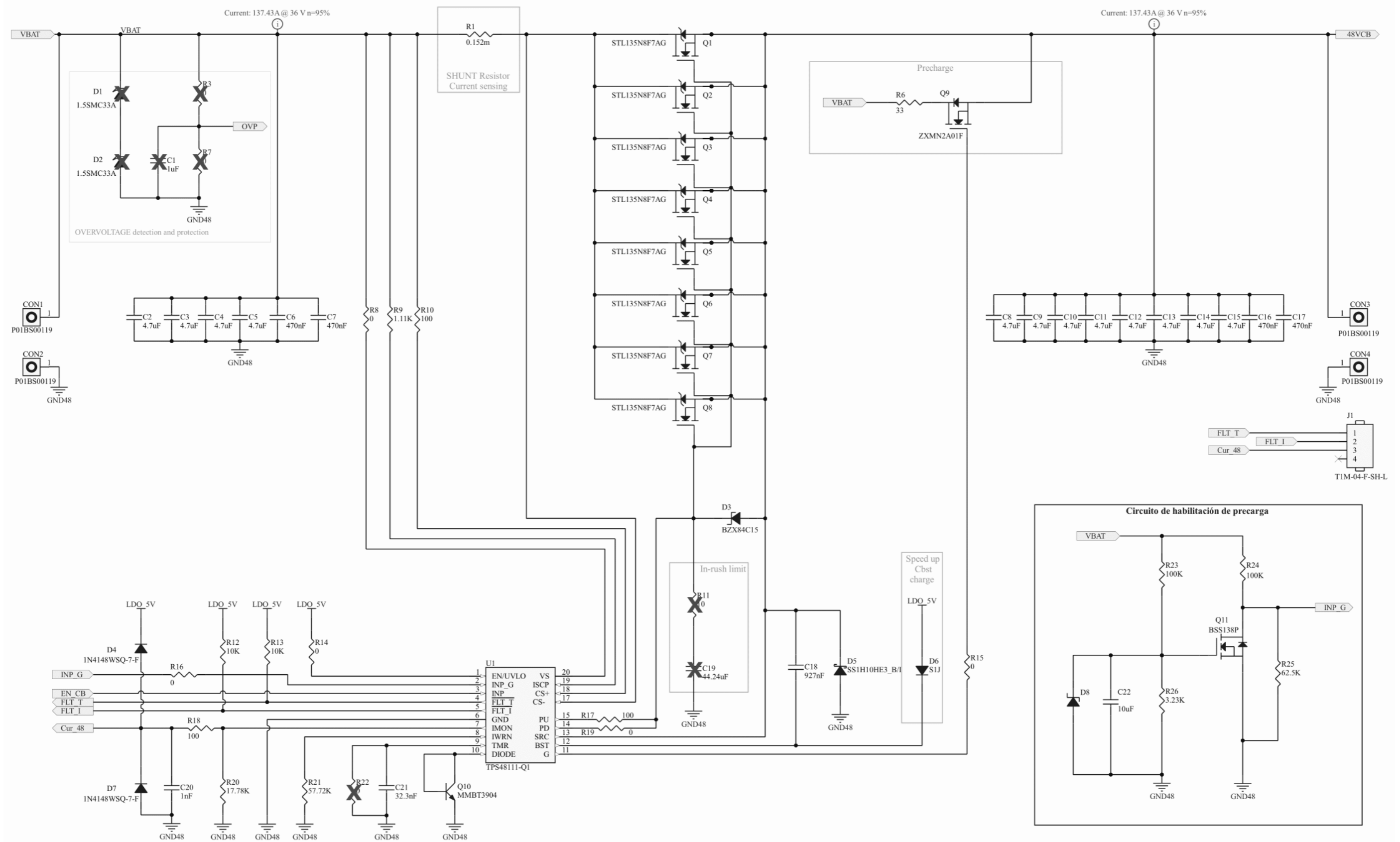


Figura 37. Circuit Breaker diseñado  
(Fuente: elaboración propia)

### 3.3. Selección y listado de componentes

Una vez hemos realizado todos los cálculos para conformar el diseño del Circuit Breaker, el siguiente paso es seleccionar resistencias, condensadores, diodos y otros elementos en el mercado. A menudo es complejo encontrar un componente cuyo valor sea exactamente igual al que hemos calculado. Por tanto, hay que buscar el componente que más se le asemeje entre los fabricados por los proveedores de componentes electrónicos y recalculer algunas fórmulas por si el funcionamiento del circuito cambiase en base al diseño que se ha realizado.

#### 3.3.1. Selección de componentes y reajuste de cálculos

El primer componente que hemos de seleccionar es la resistencia de sensado de corriente ( $R_{sns}$ ). El valor calculado es de 0.152 miliohmios, el cual no se encuentra en el mercado. Para conseguir un valor óhmico similar, se ha encontrado entre los diversos fabricantes de componentes electrónicos una resistencia de 0.5 ohmios. Si se colocan cuatro de estas resistencias en paralelo, se consigue un valor resistivo equivalente similar al calculado, lo cual se define como el ajuste del cálculo de resistencia a los componentes del mercado. El valor óhmico de la resistencia de sensado se calcula de la siguiente manera:

$$R_{sns,elegida} = 0.5 \text{ m}\Omega$$

$$\frac{1}{R_{sns}} = \frac{1}{R_{sns,elegida}} + \frac{1}{R_{sns,elegida}} + \frac{1}{R_{sns,elegida}} + \frac{1}{R_{sns,elegida}} \quad [Ec. 27]$$

$$\frac{1}{R_{sns}} = \frac{1}{0.5 \text{ m}\Omega} + \frac{1}{0.5 \text{ m}\Omega} + \frac{1}{0.5 \text{ m}\Omega} + \frac{1}{0.5 \text{ m}\Omega}$$

$$R_{sns} = \frac{0.5 \text{ m}\Omega}{4}$$

$$R_{sns} = 0.125 \text{ m}\Omega$$

Por tanto, el valor calculado cambia ligeramente frente al valor conseguido mediante la asociación en paralelo de la resistencia comercial elegida. Esto repercute en los valores de las resistencias que conciernen al circuito de sensado y protección de corriente, por lo que se han de recalculer sus valores.

#### Reajuste de resistencia de escalado de medición de corriente

$$R_{imon} = \frac{V_{imon} * R_{set}}{0.9 * I_{wrn} * R_{sns}}$$

$$R_{imon} = \frac{3,3 \text{ V} * 100 \Omega}{0.9 * 164,92 \text{ A} * 0,125 \text{ m}\Omega} = 17.79 \text{ k}\Omega$$

Reajuste de resistencia de umbral de protección de sobrecorriente

$$R_{iwrn} = \frac{11.9 * R_{set}}{R_{sns} * I_{wrn}}$$

$$R_{iwrn} = \frac{11.9 V * 100 \Omega}{0,125 m\Omega * 164,92 A} = 57.73 k\Omega$$

Reajuste de resistencia de umbral de protección de cortocircuito

$$R_{iscp} = \frac{I_{scp} * R_{sns}}{14,5 * 10^{-6}} - 600$$

$$R_{iscp} = \frac{197,89 A * 0,125 m\Omega}{14,5 * 10^{-6}} - 600 = 1.11 k\Omega$$

Tras la comprobación en los diferentes fabricantes de componentes electrónicos de los valores de resistencias, condensadores, diodos y otros elementos, se confirma que el único reajuste de cálculos que había que hacer era el del circuito de sensado de corriente (cálculos mostrados previamente). Por tanto, se procede a listar los componentes seleccionados para el Circuit Breaker.

**3.3.2. Bill Of Materials**

Con los componentes ya reajustados, se ha buscado cada uno de los componentes en diferentes fabricantes de elementos electrónicos y se ha elegido el valor idóneo en base a los cálculos. Esos componentes se han colocado en el esquemático de Altium y se ha adaptado el Circuit Breaker.

Para ver cómo queda el circuito finalmente, se expone, en primera instancia, cada uno de los componentes, indicando el valor calculado y el valor final elegido. Acto seguido, se expone el circuito diseñado con los valores reajustados y, en último lugar, se presenta el listado de materiales, conocido como “Bill Of Materials”, terminología inglesa con la que se designa la lista completa de todos los elementos necesarios para la producción de un circuito electrónico y las conexiones entre dichos componentes.

<b>REAJUSTE DE COMPONENTES – CIRCUIT BREAKER</b>		
Componente	Valor calculado sin ajuste	Valor reajustado
Rsns	0.152 mΩ	0.125 mΩ
Riwrn	47.47 kΩ	57.73 kΩ
Riscp	1.47 kΩ	1.11 kΩ
Rimon	14.62 kΩ	17.79 kΩ

**Tabla 9.** Reajuste de componentes del Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 9 se muestra el reajuste de resistencias. Se expone cómo queda el Circuit Breaker con valores de componentes comerciales.

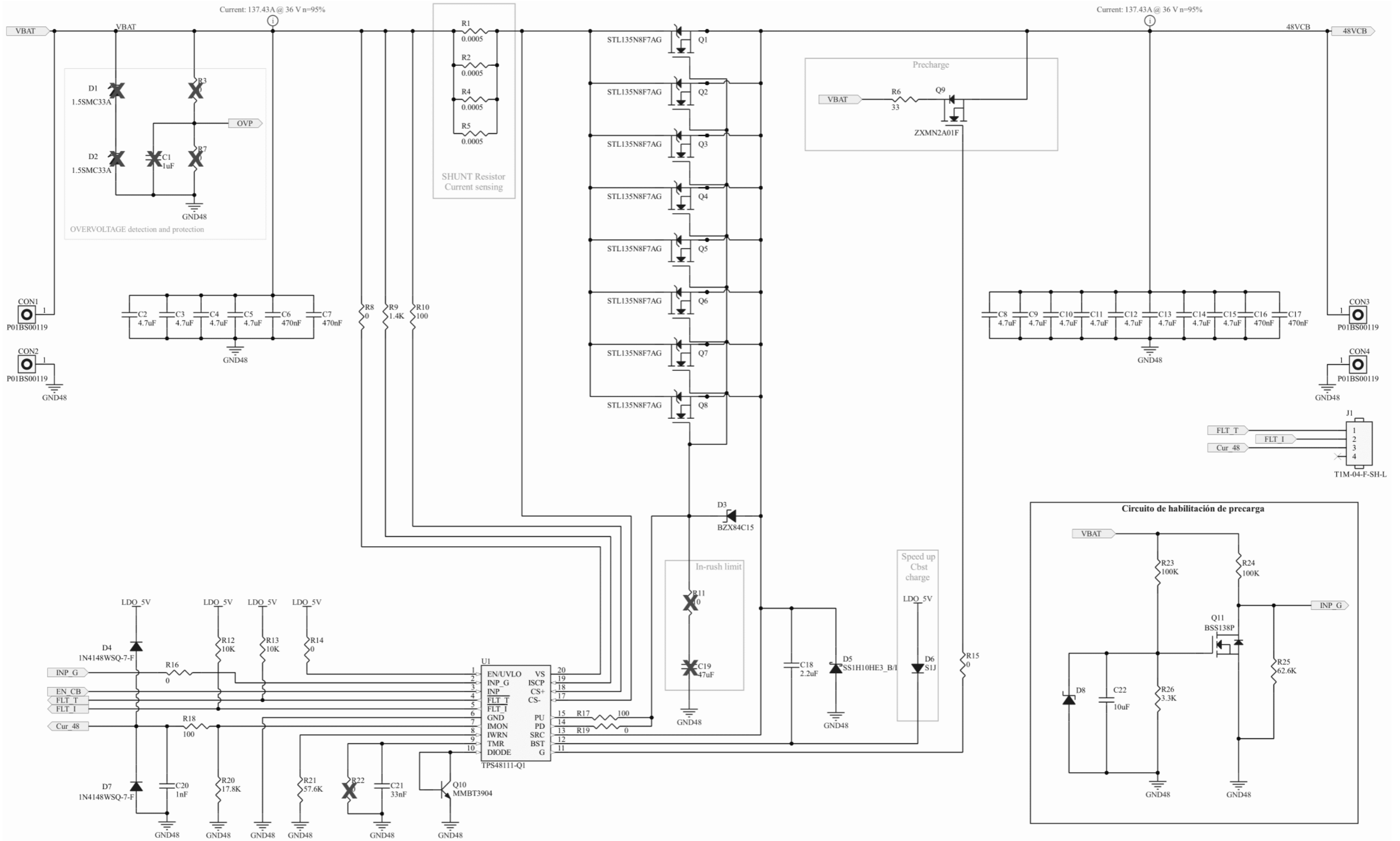


Figura 38. Diseño del Circuit Breaker: valores finales  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 38 se muestra el diseño final del Circuit Breaker. Aunque no se ha comentado previamente, se incluyen en el esquema dos conectores (J1, J2) para que la placa pueda conectarse a sistemas externos. De otro modo, no habría ningún método de conexión para poder probar la PCB.

Por otro lado, para que el lector conozca los componentes que se han seleccionado, se expone el “Bill of Materials”. Más adelante, en el apartado de costes, se añade a esta tabla el precio de cada componente y el precio final del proyecto.

BILL OF MATERIALS					
Uds.	Designador	Descripción	Valor	Huella	Tolerancia
1	C1	COQ X7R 1.0 uF 100V 10% 1206 ST FLEX	1uF	C1206	10%
12	C2, C3, C4, C5, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15	COQ X7R 4.7 uF 100V 10% 1210 ST FLEX	4.7uF	C1210	10%
4	C6, C7, C16, C17	COQ X7R 470.0 nF 100V 10% 1206 ST FLEX	470nF	C1206	10%
1	C18	COQ X7R 2.2 uF 100V 10% 1210 ST FLEX GCJ32DR72A225KA01L	2.2uF	C1210	10%
1	C19	CON X5R 47.0 uF 16V 20% 1210	47uF	C1210	20%
1	C20	COQ X7R 1.0 nF 50V 10% 0805	1nF	C0805	10%
1	C21	COQ X7R 33.0 nF 50V 10% 0805	33nF	C0805	10%
1	C22	CAP CER SMD/SMT 0603 10VDC 10uF 10%	10uF	C0603	20%
2	D1, D2	DIO TVS UNI 33V 1.5 kW 6.5W SMC	-	DO214AB	5%
2	D3, D8	DIO REC 75V 0.3A QS SOD323 1N4148WSQ- 7-F	-	SOD323	-
2	D4, D7	DIO ZEN 15V 5% 0.25W SOT23 BZX84C15V	-	SOT23D	5%
1	D5	DIO SCH 100V 1A SMA	-	SMA	-
1	D6	DIO REC 600V 1A SMA S1J	-	DO214AC	-
8	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8	TRA MOS N 80V 120A STL135N8F7AG	-	PowerFLAT5X6_V	-

BILL OF MATERIALS					
1	Q9	TRA MOS N ZXMN2A01F SOT23	-	SOT23MOS	
1	Q10	TRA BIP NPN 40V 0.2A SOT23	-	SOT23TR	-
1	Q11	TRA MOS N BSS138P	-	SOT23	-
4	R1, R2, R4, R5	RES SHUNT 0.5 mOh 5.0W 1 3920 BVS-M- R0005-1.0	0.0005	BVS3920	1%
8	R3, R7, R8, R14, R15, R16, R19, R22	RES 00.0 oh .12W 5%	0	R0805	5%
1	R6	RES PRE 33.0 Oh 5 1210 PULSE PROOF HP	33	R1210	5%
1	R9	RES PRE 1.4 K 1 0805 RK73H2ATTD1401F	1.4K	R0805	1%
3	R10, R17, R18	RES STD 100.0 Oh 5 0805	100	R0805	5%
1	R11	RES SMD 10.0 Oh 0.5w 5%	10	R0805	5%
2	R12, R13	RES STD 10.0 K 5 0805	10K	R0805	5%
1	R20	RES PRE 17.8 K 25ppm 0.1 0402	17.8K	R0402	0.1%
1	R21	RES PRE 57.6 K 1 0603	57.6K	R0603	1%
2	R23, R24	RES SMD 100kΩ	100K	R0603	1%
1	R25	RES SMD 62,6kΩ	62.6K	R0603	1%
1	R26	RES SMD 3.3K 0805	3.3K	R0805	5%
1	U1	DRV TPS48111-Q1	-	VSSOP19	-
1	J1	4-PIN HEADER	-	-	-
1	CON1	CONN P01BS00119	-	-	-
1	CON2	CONN P01BS00119	-	-	-
1	CON3	CONN P01BS00119	-	-	-
1	CON4	CONN P01BS00119	-	-	-

**Tabla 10.** Bill of Materials  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 10 se recoge la “Bill of Materials” del proyecto. En definitiva, el diseño del Circuit Breaker finaliza en este apartado. En los próximos apartados del proyecto se dará a conocer el layout de la placa de circuito impreso (PCB) además de estudiar el consumo del circuito y estimar el coste del proyecto.

### 3.4. Layout PCB

Con el esquemático ya diseñado y ajustado a las necesidades del HCU, se procede a realizar el diseño de la PCB, de manera que el circuito diseñado pueda ser modelado en una placa de circuito impreso. Para ello, se emplea la herramienta Altium Designer. Esta placa de circuito impreso consta de dos capas (capa superior – TOP y capa inferior – BOTTOM) y tiene un tamaño de 150 x 90 centímetros.

Antes de comenzar con el diseño, se exponen las especificaciones recibidas por MAHLE Electronics SLU en cuanto al diseño de PCB que se quiere realizar.

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS PCB		
Campo	Descripción	Valor
Material	Material de construcción de PCB	FR4
Clase IPC	Clasificación Patente Internacional	3
Tg	Temperatura de transición de cristal	170 °C
Td	Temperatura descomposición	-
CTI-PLC	Índice de Trazabilidad Comparativa	36 V – 52 V
a-CAF	Filamento Anódico Anti-conductor	No
HF	Libre de Halógeno	Sí
LF	Libre de Plomo	Sí
Ncapas	Número de capas	2
Grosor	Grosor de PCB	0.69 oz
Tamaño	Tamaño de placa	120 x 50 mm
Tolerancia	Tolerancia de tamaño de placa	1 %

**Tabla 11.** Especificaciones técnicas para PCB  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 11 se exponen todas las especificaciones técnicas procedentes de MAHLE Electronics para diseñar y fabricar la placa de circuito impreso. Con dichas especificaciones ya definidas, se procede ahora al diseño de la PCB, creando un proyecto en Altium que incluya el esquemático y la PCB sobre la que se trabaja. Después, los pasos a seguir son los siguientes:

- 1) Validación de esquemático: para diseñar la PCB, el esquemático ha de comprobarse que no tiene errores. Esto se realiza con una herramienta de Altium que se conoce como “validación de proyecto de PCB”. Al ejecutarla, el propio programa determina si hay conflicto de señales, redes con nombres repetidos u otros posibles fallos durante el diseño.
- 2) Creación de PCB: para crear la placa de circuito impreso deseada, se han de indicar las dimensiones de dicha placa. En este caso en particular, se pretende construir una placa rectangular de 150 centímetros de largo por 90 centímetros de ancho. Aunque este tamaño se puede reajustar *a posteriori*, se cree conveniente el trabajar sobre ese espacio.
- 3) Colocación de origen: para trabajar a partir de un punto referencia, se establece la colocación del punto de coordenadas (0,0, que se pone en la esquina inferior izquierda de la placa. Esto se realiza también con la finalidad de adaptar la PCB a la futura producción, ya que la mayoría de las máquinas “pick and place” (colocación de componentes), e incluso las máquinas de producción de la propia placa parten del origen en la esquina inferior izquierda de la placa.

- 4) Importación de componentes: en la PCB es necesario importar los componentes del esquemático, de manera que se pueda comenzar a trabajar. Este paso se completa fácilmente colocando tanto el esquemático como la PCB<sup>18</sup> en un proyecto único de Altium y, en la parte de diseño del esquemático, actualizando el documento PCB (el software empleado tiene una función específica para ello).
- 5) Cálculo de ancho de pista: el paso principal antes de enrutar los componentes colocados en la PCB es calcular el ancho de pista<sup>19</sup> necesario para que la corriente pueda circular a su través sin aumentar la temperatura de la placa de circuito impreso y sin romperse. Para ello, las fórmulas empleadas son las siguientes:

$$\text{Área} = \left( \frac{I}{k_1 * \Delta T^{k_2}} \right)^{\frac{1}{k_3}} \quad [\text{Ec. 28}]$$

donde k1, k2 y k3 son constantes que dependen de si la pista es externa o interna. En nuestro caso, al ser todas externas (solo existen dos capas), el valor de las constantes sería:

$$k_1 = 0.048 \qquad k_2 = 0.44 \qquad k_3 = 0.725$$

Antes de la aplicación de las fórmulas, se exponen los parámetros de entrada, que son:

- Corriente: 2 A
- Grosor: 0.69 oz
- Aumento de temperatura: 125 °C
- Temperatura ambiente: 25 °C

Teniendo en cuenta los parámetros de entrada y aplicando la Ecuación 28, se obtiene el siguiente resultado:

$$\text{Área} = \left( \frac{2}{0.048 * 125^{0.44}} \right)^{\frac{1}{0.725}} = \mathbf{9.15 \text{ mils}^2}$$

Además, se calcula el ancho de pista directamente con la siguiente ecuación:

$$\text{Ancho}_{pista} = \frac{\text{Área}}{\text{Grosor}_{pista} * 1.378} \quad [\text{Ec. 29}]$$

$$\text{Ancho}_{pista} = \frac{9.15 \text{ mils}^2}{0.69 \text{ oz} * 1.378 \frac{\text{mils}}{\text{oz}}} = \mathbf{9.60 \text{ mils}}$$

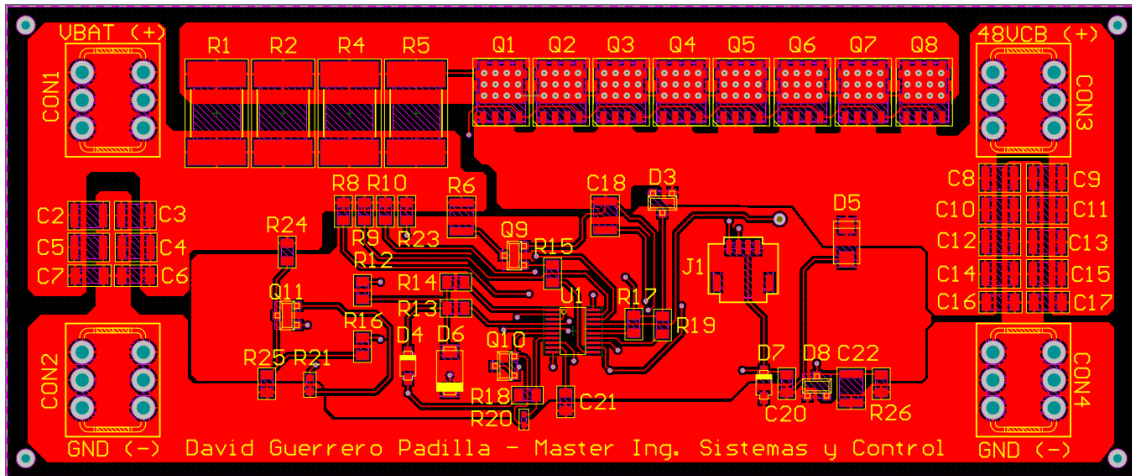
Con este cálculo<sup>20</sup>, el ancho de pista que se coloca es de 10 mils.

<sup>18</sup> Hu, R. (2019). *PCB Design and Layout Fundamentals for EMC (English Edition)* (2a. ed.). Publicado independientemente.

<sup>19</sup> Shu, G., Zhong, L., Zhou, W., Hang, J., (2012). *Altium Designer Tutorial: schematic, PCB design and simulation*. Electronics Industry Publishing House.

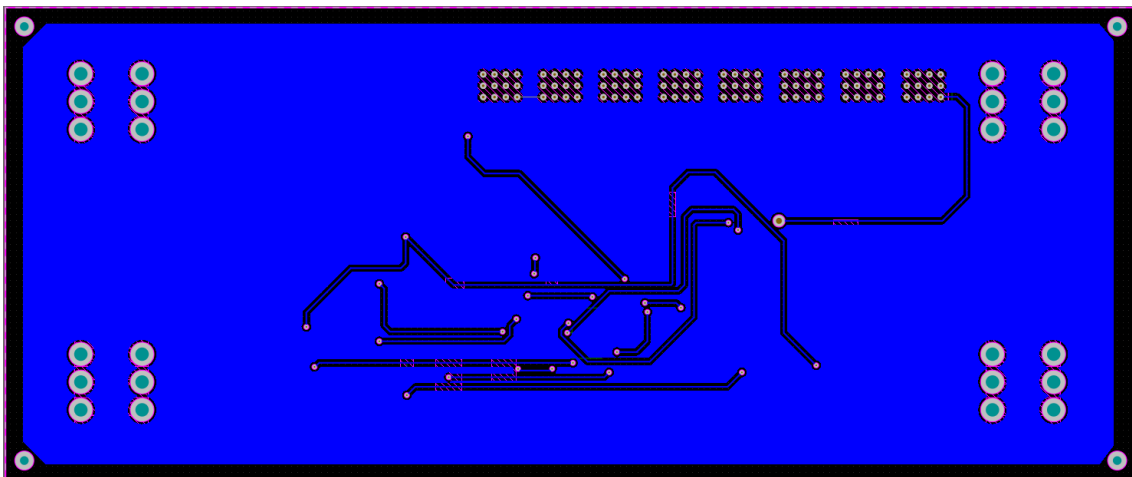
<sup>20</sup> EMA Design Automation (2021). *The Hitchhiker's Guide to PCB Design (English Edition)*. Blurb.

- 6) Posicionamiento de componentes y enrutado: con la PCB ya preparada en términos de tamaño, referencias y ancho de pista, el siguiente paso es colocar los componentes en la PCB y trazar las pistas. Como es un proceso extenso, se expondrá directamente el resultado de colocación de componentes y enrutado.



**Figura 39.** Posicionamiento de componentes y enrutado PCB: vista 2D top  
(Fuente: elaboración propia)

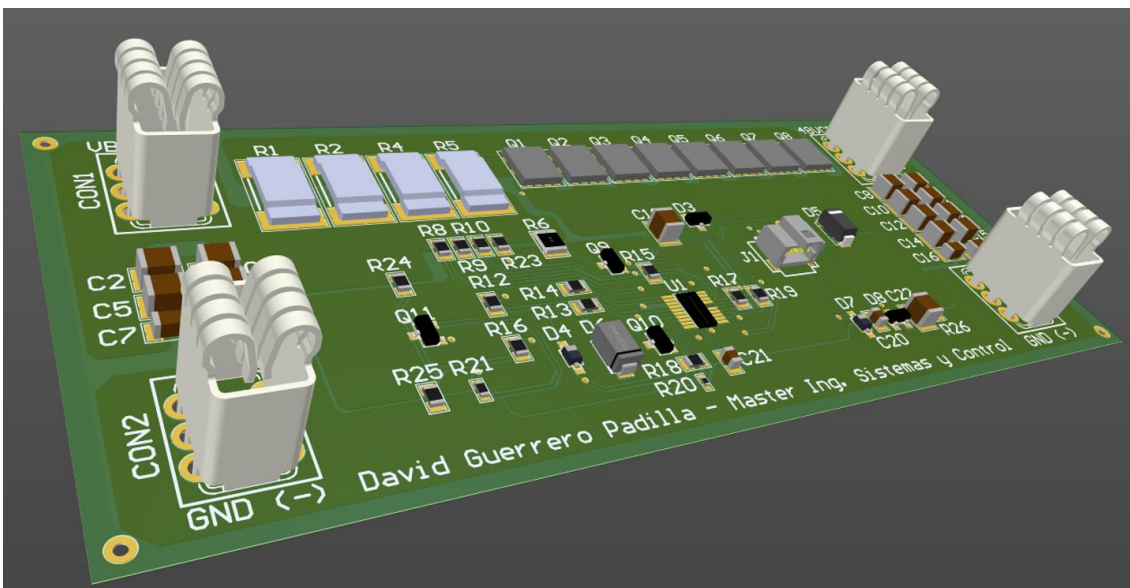
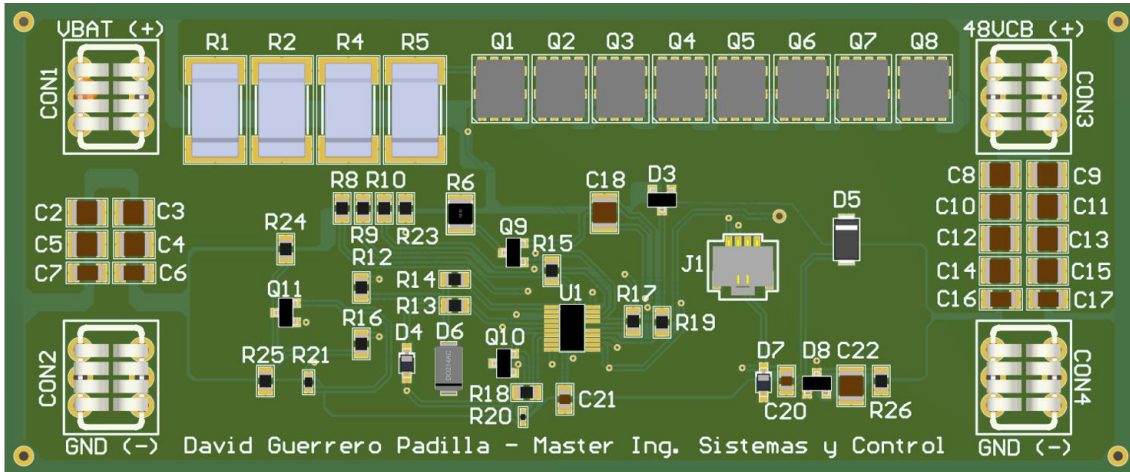
En la Figura 39 se muestra el posicionamiento de cada componente junto con el enrutado. Las pistas en color rojo serían las posicionadas en la capa TOP. Además, para completar el diseño, se añaden diferentes capas de cobre para conectar los pines de potencial similar para facilitar el conexionado y aumentar la superficie que tiene la corriente para circular. Se muestra a continuación la capa posterior (BOTTOM).



**Figura 40.** Posicionamiento de componentes y enrutado PCB: vista 2D bottom  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 40 se muestra el posicionamiento de componentes y enrutado en la capa “bottom” de la PCB. Como se puede visualizar, no hay componentes colocados en la capa, ya que esta se ha empleado con la finalidad de colocar pistas que facilitasen el enrutado. Por otro lado, la visualización de los componentes through-hole (sus pines no se colocan en una capa, sino que atraviesan la PCB) se aprecia para conectores y los MOSFETs de potencia.

En última instancia, se expone la PCB diseñada en vista tridimensional y que será posteriormente fabricada. De ese modo, el lector puede ver el producto final.



**Figura 41.** PCB: diseño final en vista 3D  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 41 se representa la vista 3D de la PCB<sup>21</sup> que incluye el Circuit Breaker para montarse en el HCU. Cabe comentar la envergadura de los conectores de entrada y salida debido a la alta corriente que fluirá a través del circuito. Además, se pueden apreciar diferentes planos<sup>22</sup> en la PCB para cada una de las señales principales (48V entrada, GND, 48V salida) y una capa de cobre para el resto de la placa (copper pour).

Con ello, tanto el layout de la placa como el diseño PCB quedan realizados. Esta PCB se conectará a otros sistemas por medio de los cuatro conectores de entrada y salida. Asimismo, el conector de señales (J1) permitirá a la placa enviar dichas señales al microcontrolador.

<sup>21</sup> Najafi, H., Bhide, S., (2014). *Altium Designer: Tutorial Session 2014*. ECE Florida: Department of Electrical and Computing Engineering.

<sup>22</sup> Hayes, C. (2013). *Circuits by design [Electronics PCB design]*. Engineering & Technology.



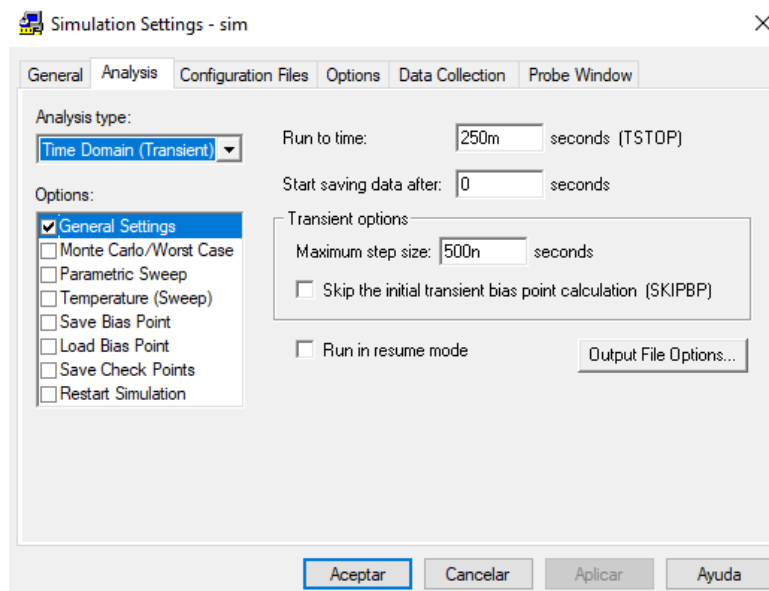
Una vez se construye el Circuit Breaker en PSpice, el siguiente paso es definir qué se requiere visualizar para ver si el funcionamiento del circuito es correcto o ha de ser ajustado. En definitiva, los circuitos que se visualizarán y, por ende, serán comentados e interpretadas de manera analítica, son las siguientes:

- **Circuito principal:** la parte principal del Circuit Breaker (que permite su funcionamiento) se concentra en los MOSFETs principales, que abren o cierran el circuito a partir del disparo procedente de los pines PU y PD, cuyas señales serán también analizadas. Se activa cuando el voltaje de salida es superior a 46 voltios mediante la señal INP. Se presentará incluyendo el efecto de precarga.
- **Circuito de precarga:** es conveniente ver el comportamiento del MOSFET de precarga, así como de su efecto en el voltaje de salida (48VCB). Además, la señal de puerta de dicho MOSFET ha de comprobarse.
- **Circuito de error de corriente:** para conocer la señal de fallo de sobrecorriente (FLT\_I), se simula el comportamiento del circuito realizado en el pin IMON y la salida proporcionada por el pin FLT\_I.

Sabiendo qué circuitos se analizan en la simulación<sup>23</sup> de PSpice, se procede a presentar, en el siguiente apartado, los resultados obtenidos y el análisis de estos.

## 4.2. Resultados y análisis de simulación

Tras realizar el circuito que se simula en PSpice, se procede a la ejecución de la simulación. Para ello, PSpice requiere de unas determinadas directrices en cuanto a tiempo y tipo de análisis que se le han de indicar. A partir de las mismas, el software representa las formas de onda de tensión y corriente de cada elemento del circuito.



**Figura 43.** Directrices de simulación en PSpice: ejemplo  
(Fuente: elaboración propia)

<sup>23</sup> Vasilievich Makarenko, V., Spivak, V. (2016). *Using Circuit Simulation to study the processes in electronic circuits*. National Technical University of Ukraine.

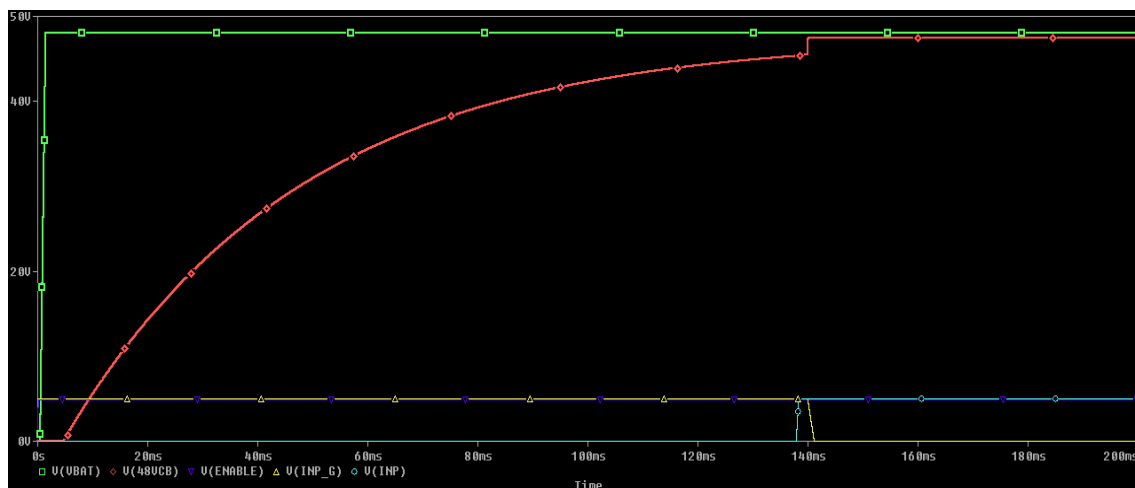
En la Figura 43 se recogen los valores proporcionados a PSpice<sup>24</sup> para realizar la simulación del transitorio. Como se puede apreciar, los parámetros a indicar son el tiempo de simulación, tiempo para empezar a guardar datos y diferencia temporal entre muestras.

Según la señal que se quiera representar, ese tiempo se modifica, de manera que se visualice de manera óptima. Por ello, los resultados y análisis que se presentan en este apartado serán diferentes para cada circuito.

#### 4.2.1. Simulación circuito principal

El primer circuito que se simula es el circuito principal. A partir de la señal INP del driver, las señales PU (activación) y PD (desactivación) se fijan a los niveles de tensión de los pines BST y SRC respectivamente. De ese modo, se controla el disparo de los MOSFETs principales. Cuando estos se disparan, la tensión de salida del Circuit Breaker (48VCB) se pone al nivel de la tensión de entrada (VBAT). Dicho disparo se produce tras haber funcionado la precarga para reducir el nivel de estrés térmico y eléctrico.

Ejecutando la simulación, se obtienen los siguientes resultados:



**Figura 44.** Resultados de simulación: circuito principal  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 44 se recogen los resultados de la simulación del circuito principal con la precarga incluida, representando los voltajes de entrada (VBAT) y salida (48VCB), además de las señales de activación del driver (ENABLE), activación de MOSFET de precarga (INP\_G) y activación de MOSFETs principales (INP).

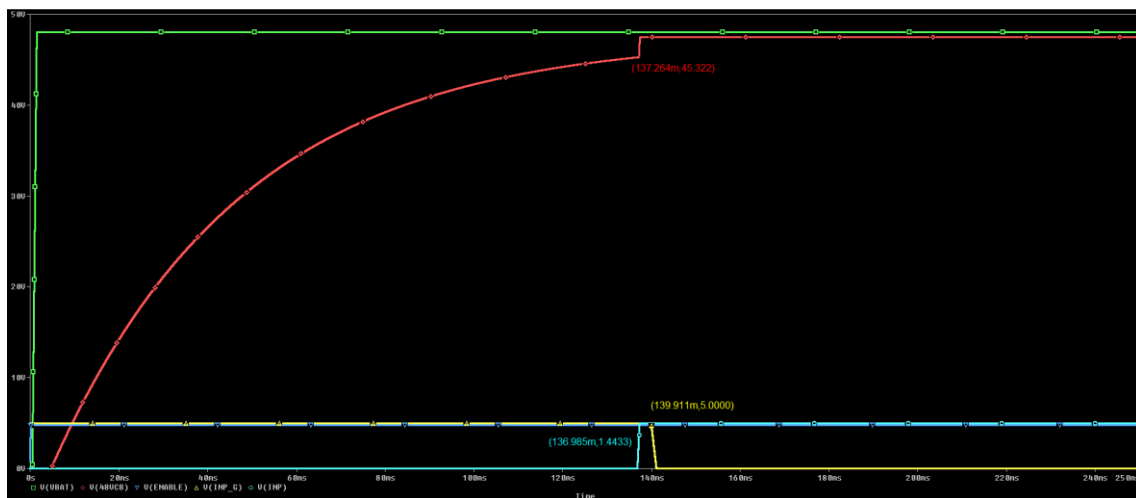
Por otro lado, para realizar el análisis<sup>25</sup> de la simulación, es conveniente ver el cruce de las señales de activación y desactivación de precarga y MOSFETs principales respectivamente.

<sup>24</sup> Brocard, G. (2013). *The PSpice IV Simulator: manual, methods and applications*. Würth Elektronik.

<sup>25</sup> Kumar Singh, A., Singh, R. (2015). *Electronics Circuit SPICE Simulations with PSpice: A Schematic Based Approach: volume 1*. CreateSpace Independent Publishing Platform.

Analizando los resultados que se obtienen, se ve como, en primer lugar, la señal de activación del driver se pone a nivel alto (5V) y, justo al instante siguiente, se activan tanto el voltaje de entrada como la señal de disparo del circuito de precarga. Acto seguido, el condensador de salida comienza a cargarse mediante el MOSFET de precarga, por lo que la tensión de salida asciende de manera exponencial. Dicha tensión, cuando está considerablemente cerca de la tensión de entrada, sufre un cambio repentino cuando el driver dispara los MOSFETs principales, ya que la tensión de salida se conecta a la de entrada a través de los mismos. Tras un tiempo de alrededor 2 milisegundos (donde MOSFETs principales y precarga conducen simultáneamente), la precarga se desactiva y el Circuit Breaker finaliza su procedimiento.

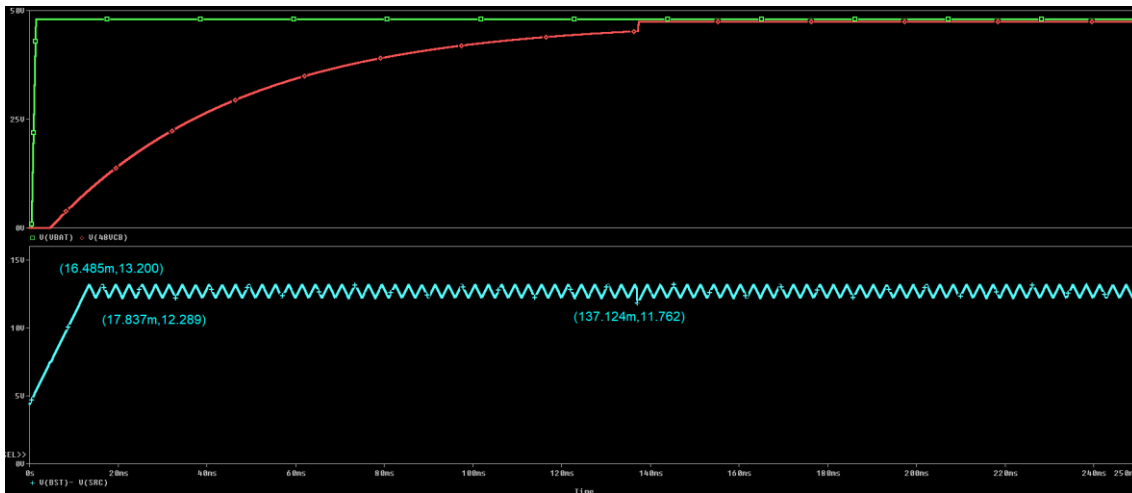
Una vez explicado el circuito que se ha simulado, se presentan los valores concretos para cuantificar las señales que se visualizan.



**Figura 45.** Valores de tensión y tiempo de circuito principal en simulación  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 45 se exponen los valores resultantes de la simulación realizada. A los 136.985 milisegundos (y una tensión de puerta de 1.4433 voltios), los MOSFETs principales se activan y, a los 137.264 milisegundos, los MOSFET principales quedan totalmente cerrados. Un poco más tarde, a los 139.911 milisegundos y con la tensión de salida siendo aproximadamente la tensión de entrada de 47.461 voltios (idealmente sería 48 voltios, pero hay que tener en cuenta las pérdidas de los MOSFETs principales). En ese instante, la precarga se desactiva y el Circuit Breaker ha completado su funcionamiento.

Otra de las señales a tener en cuenta en esta simulación es la tensión del condensador de bootstrap (recordemos que este condensador, situado entre los pines BST y SRC, permite que la tensión puerta-surtidor de los MOSFETs principales se mantenga positiva, de manera que estos sigan disparados). Su forma es la siguiente (se añade junto con las señales de entrada y salida de tensión para optimizar su visualización):



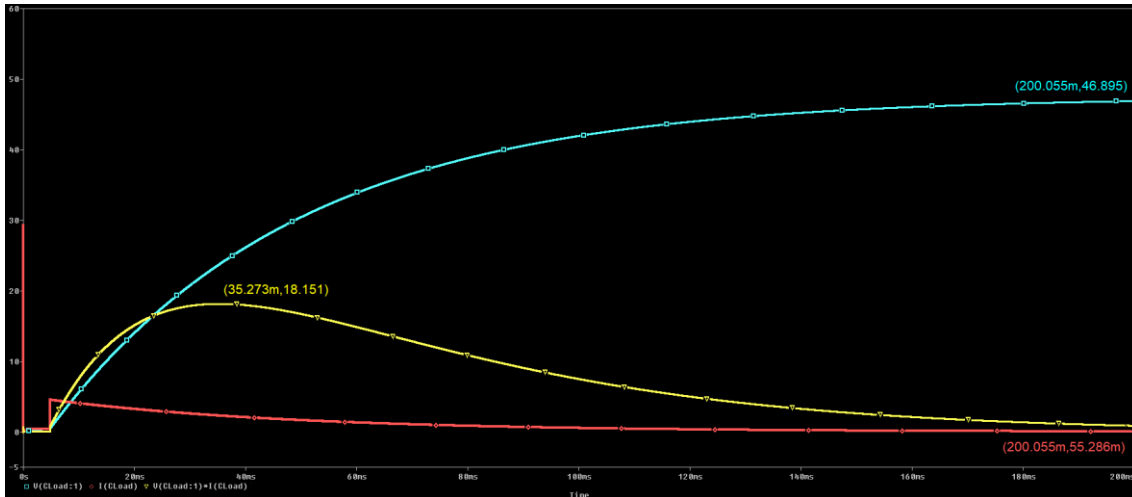
**Figura 46.** Tensión condensador de bootstrap en simulación  
(Fuente: elaboración propia)

En la Figura 46 se representa la tensión del condensador de bootstrap junto con las señales de entrada y salida de tensión. Vemos que dicha tensión comienza, en el instante inicial, en 4.3 voltios. Esto se debe a que los 5 voltios de la LDO con el diodo conectado al pin BST facilitan la carga del condensador de bootstrap, de modo que, en lugar de partir desde 0, parte de 4.3 voltios (5 voltios de la LDO menos 0.7 voltios aproximados que caen en el diodo). Del resto de la carga del condensador se encarga una bomba de carga interna del driver (charge pump) de 100 microamperios. Cuando el condensador de bootstrap alcanza una tensión mínima de 7.5 voltios, la precarga comienza y la tensión de salida comienza a crecer. Más adelante, cuando la tensión de dicho condensador llega a 13.2 voltios, comienza a cargarse y descargarse entre 13.2 voltios y 12.289 voltios, de manera que la tensión se mantenga relativamente en el mismo valor. En el momento que se activan los MOSFETs principales (instante aproximado de 137.124 milisegundos), la tensión del condensador de bootstrap cae a 11.762 voltios según la simulación, debido a que la carga de ese condensador se emplea en activar los MOSFETs principales. Aun así, se recupera instantes después y se sigue manteniendo alrededor de los 12 voltios.

Con ello, el circuito principal queda explicado a partir de su simulación. Se conoce su comportamiento aproximado y esto facilita el trabajo a la hora de probar la placa real una vez esta se haya fabricado.

#### 4.2.2. Simulación circuito de precarga

A pesar de que el funcionamiento de dicho circuito de precarga se ve en el funcionamiento del circuito principal, es conveniente mostrar su efecto independiente (como se calculó y representó en la Figura 29). Para ello, se exponen la tensión del condensador de salida, su corriente y la potencia que resulta del producto de ambas.



**Figura 47.** Circuito de precarga simulado  
(Fuente: elaboración propia)

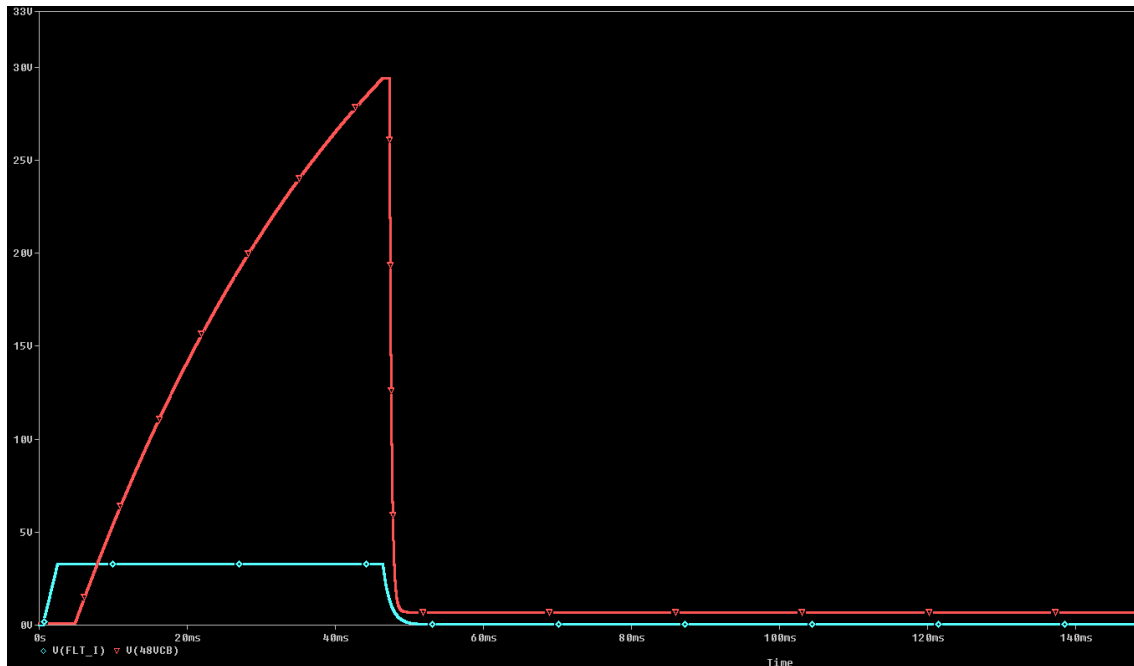
En la Figura 47 se presenta la simulación del circuito de precarga. Se ve como la corriente del condensador de salida va disminuyendo, mientras que la tensión de salida va aumentando. Como resultado, la potencia consumida en la precarga sufre un valor de pico inicial que disminuye con el paso del tiempo.

Cabe destacar los valores obtenidos en la simulación de precarga. La potencia máxima de precarga se alcanza a los 35 milisegundos, con un valor de 18.151 vatios. En cuanto a la tensión de salida, se alcanzan 46.895 voltios a los 200 milisegundos, que es el tiempo máximo que se tiene para poner la precarga en funcionamiento (por especificaciones). En última instancia, la corriente a los 200 milisegundos es de 55 miliamperios. Esto sucedería si únicamente estuviese el efecto de precarga. Lógicamente, en el Circuit Breaker esto cambia a los 136 milisegundos, cuando los MOSFETs principales se disparan y conducen toda la corriente.

Con esta simulación, el circuito de precarga y su funcionamiento quedan representados. El siguiente paso es la simulación del resto de señales relevantes para entender el funcionamiento del circuito.

#### 4.2.3. Simulación circuito de error de sobrecorriente

En esta sección se simula el Circuit Breaker cuando se produce un error por sobrecorriente. Para ello, se fuerza el paso de una corriente superior a 165 amperios a través de los MOSFETs principales. Esto provoca que el error FLT\_I salte en el instante que las resistencias SHUNT de sensado de corriente detectan un valor mayor del esperado. Una vez el error salta, el Circuit Breaker deja de funcionar. De ese modo, se representan tanto la señal del error como la señal de voltaje de salida.



**Figura 48.** Error de sobrecorriente simulado  
(Fuente: elaboración propia)

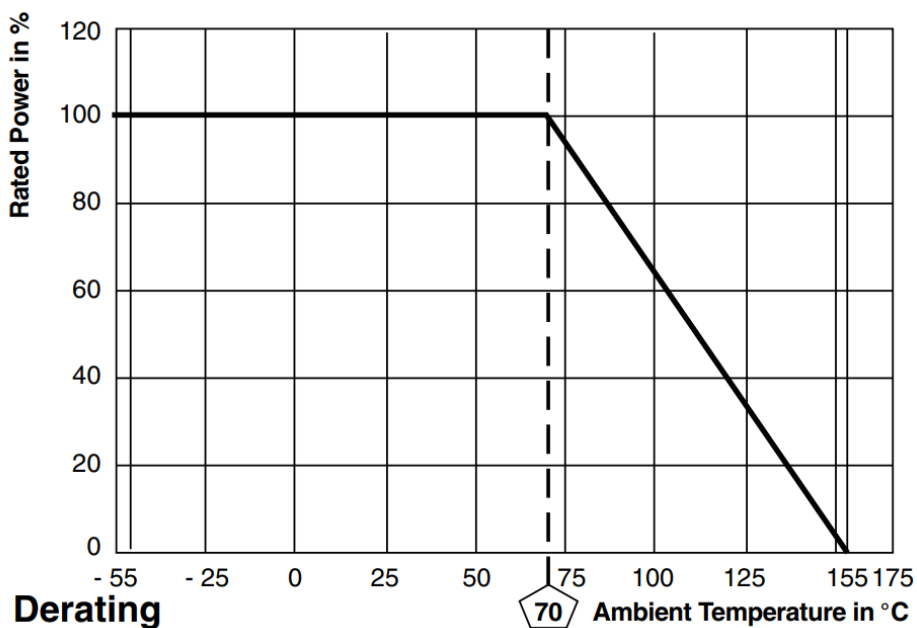
En la Figura 48 se muestran la señal de error por sobrecorriente (FLT\_I) y la señal de voltaje de salida. Como se apuntaba en pasos previos, al saltar el error en el pin FLT\_I, la tensión de salida cae a prácticamente cero (nótese que el condensador de salida ha de descargarse, lo cual implica que dicha tensión no puede pasar a cero directamente). Cabe decir que la simulación se ha finalizado en 150 milisegundos, ya que el Circuit Breaker cesa su funcionamiento y la pieza se para.

En definitiva, las simulaciones son relevantes para demostrar y ver que el circuito funciona y su comportamiento. En este caso, aunque el driver tenga otras funcionalidades como medición de temperatura o control del tiempo de fallo, se han simulado las principales funcionalidades, de manera que se comprenda el fin principal del Circuit Breaker.

## 5. ESTUDIO DE CONSUMO DE CIRCUIT BREAKER

Para conocer la calidad de cualquier circuito electrónico diseñado, es de gran relevancia conocer el consumo de cada uno de sus componentes. Especialmente en electrónica de potencia se necesita conocer el vataje debido a que los MOSFETs son elementos que, cuando conmutan, tienen un consumo adicional (aunque este es, a veces, despreciable). Asimismo, es conveniente conocer el consumo de los subcircuitos y, posteriormente, calcular el consumo total. En caso de que el vataje en alguno de los subcircuitos sea muy elevado, habrá que rediseñar el circuito para que los componentes no se deterioren.

Otro de los factores a tener en cuenta en el estudio de consumo<sup>26</sup> es el derating de temperatura. El derating sucede cuando la temperatura aumenta a partir de un cierto valor (dependiendo del componente) y, en consecuencia, la potencia que dicho componente puede consumir se reduce. Los componentes elegidos para el Circuit Breaker deben de aguantar la potencia consumida incluso cuando la temperatura sea máxima. Esto se conoce como el worst-case del Circuit Breaker (consumo a temperatura máxima). La gráfica que se toma para conocer la potencia disipable de cada componente para los diferentes valores de temperatura tiene la siguiente forma:



**Figura 49.** Derating de temperatura general  
(Fuente: Vishay Intertechnology)

La Figura 49 muestra el derating de temperatura de un componente genérico a modo de ejemplo.

Con la indicación anterior mostrada, se procede a realizar los cálculos de disipación de potencia en el Circuit Breaker.

<sup>26</sup> Langheim, J. (2014). *Energy Consumption and Autonomous Driving: Proceedings of the 3<sup>rd</sup> CESA Automotive Electronics Congress*. Springer.

## 5.1. Consumo de circuito de precarga

El circuito de precarga habilita una de las funciones más relevantes del driver, ya que permite reducir el estrés térmico y eléctrico de los MOSFETs de potencia principales. Es por ello que se estudia, asimismo, su consumo.

### 5.1.1. Consumo de circuito de habilitación de precarga

Para poner en conocimiento la potencia consumida en cada uno de los componentes del circuito de habilitación de precarga, se necesita de realizar un estudio de los componentes y, posteriormente, aplicar las fórmulas correspondientes.

#### 5.1.1.1. Cálculos generales de consumo

Se muestra en primera instancia la información del MOSFET de habilitación de precarga. Acto seguido, se expone la fórmula a utilizar y, en último lugar, el cálculo (incluyendo los valores y el resultado).

MOSFET habilitación de precarga - BSS138P					
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades
Q11	Modelo BSS138P				
Vds	Voltaje drenador - surtidor			60	V
Id	Corriente en conducción			0.36	A
Rds,on	Resistencia drenador - surtidor		0.9	1.6	$\Omega$
Vgs,th	Voltaje umbral puerta - surtidor	0.9	1.2	1.5	V
Pd	Potencia disipable			0.42	W

**Tabla 12.** Datos MOSFET habilitación de precarga: BSS138P  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 12 se recogen los parámetros del MOSFET del circuito de habilitación de precarga empleado en el diseño del Circuit Breaker.

#### Resistencia R23

$$V_{inp,G} = 20 \text{ V}$$

$$P_{disR23} = \frac{(V_{bat,max} - V_{inp,G})^2}{R_{23}} \quad [Ec. 28]$$

$$P_{disR23} = \frac{(52 \text{ V} - 20 \text{ V})^2}{100 \text{ k}\Omega} = 10.24 \text{ mW}$$

Resistencia R24

$$P_{disR24} = \frac{(V_{bat,max} - V_{gs,th})^2}{R_{24}} \quad [Ec. 29]$$

$$P_{disR23} = \frac{(52 V - 4 V)^2}{100 k\Omega} = \mathbf{19.36 mW}$$

Resistencia R25

$$P_{disR25} = \frac{(V_{disp} - V_{GND})^2}{R_{25}} \quad [Ec. 30]$$

$$P_{disR25} = \frac{(1.5 V - 0 V)^2}{3.3 k\Omega} = \mathbf{0.68 mW}$$

Resistencia R26

$$P_{disR26} = \frac{(V_{inp\_G} - V_{GND})^2}{R_{26}} \quad [Ec. 31]$$

$$P_{disR26} = \frac{(20 V - 0 V)^2}{62.5 k\Omega} = \mathbf{6.40 mW}$$

MOSFET BSS138P

$$P_{disQ11} = \left[ \frac{(V_{bat,max} - V_{GND})}{R_{23} + R_{ds,on}} \right]^2 * R_{ds,on} \quad [Ec. 31]$$

$$P_{disQ11} = \left[ \frac{(52 V - 0 V)}{100.00013 k\Omega} \right]^2 * 15 m\Omega = \mathbf{0.0041 mW}$$

Es conveniente comentar el reducido consumo del MOSFET de habilitación de precarga. Como la resistencia entre el voltaje Vbat y el drenador tiene un valor elevado (100k), es esta la que reduce la corriente que circula y consume la mayoría de potencia, dejando así al MOSFET consumiendo realmente poco.

Con respecto al diodo y al condensador que se colocan en paralelo con R26, se añade que no tiene sentido el cálculo de potencia. Mientras la potencia media consumida por el condensador, en corriente continua (DC) es cero, el diodo no conducirá, ya que solamente se coloca en caso de tener que proteger el circuito.

5.1.1.2. Worst-case: derating

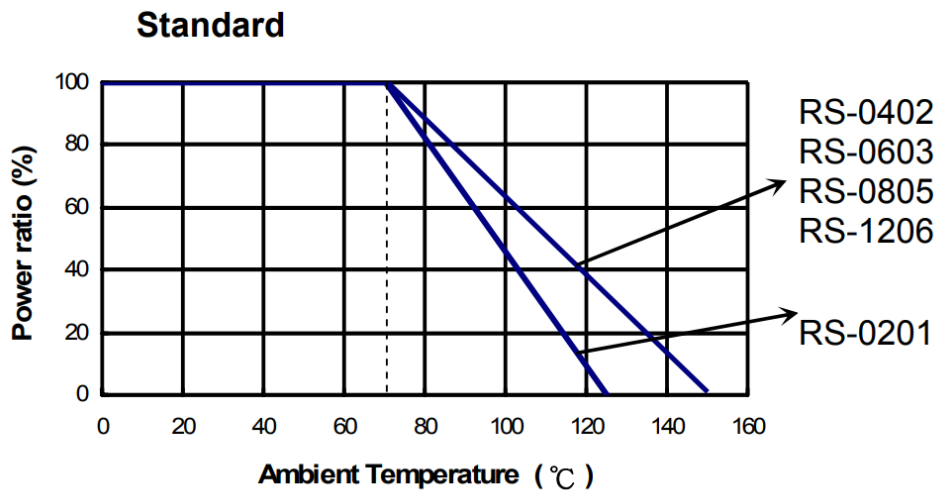
Para ver la potencia máxima disipable de cada componente, se realiza una tabla donde se representa la potencia que consume el componente en el funcionamiento natural de la pieza, la potencia máxima disipable a temperatura ambiente y el consumo máximo en el peor caso de temperatura, que en este HCU será de 125 °C.

De modo que estos cálculos no se extiendan en cantidad, se explica el procedimiento: a partir de los datos de la hoja de características de cada componente sobre potencia máxima, se visualiza la curva de derating (expuesta anteriormente con el título de derating de temperatura general) y se estima la potencia máxima disipable a esa temperatura.

En definitiva, para ver la potencia máxima disipable a 125 grados centígrados se multiplica la potencia máxima disipable a temperatura ambiente por el valor porcentual que nos indica la gráfica de derating.

$$P_{\max_{125^{\circ}\text{C}}} = P_{\max_{25^{\circ}\text{C}}} * P_{ratio} \quad [Ec. 31]$$

Para ejemplificar el proceso, se resuelve la fórmula (con el gráfico de derating incluido) para la resistencia R23.

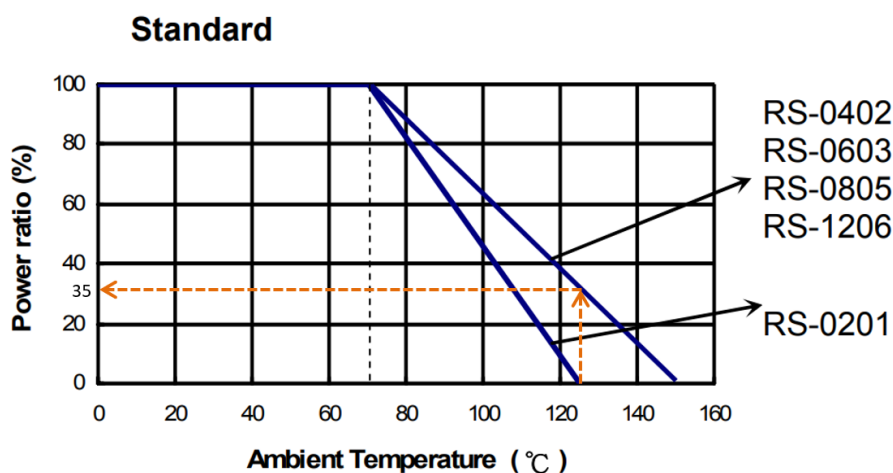


**Figura 50.** Ejemplo de curva de derating de potencia con la temperatura  
(Fuente: RS Components)

En la Figura 50 se percibe un ejemplo de la curva de derating de potencia cuando la temperatura va aumentando.

Según el package de la resistencia (cubrimiento SMD), se ha de mirar una pendiente u otra en el derating. En el caso de la resistencia R23, el package es de 0603, lo cual implica que hay que enfocarse en la pendiente superior. Para 125 grados centígrados, se estima el ratio de potencia:

<sup>27</sup> Schenk, M., Muetze, A., Krischan, K., Magele, C. (2019). *Worst-case analysis of electronic circuits based on an analytic forward solver approach*. COMPEL - International journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering.



**Figura 51.** Ejemplo obtención de ratio de potencia  
(Fuente: RS Components – elaboración propia)

En la Figura 51 se muestra cómo obtener la relación de potencia para un tipo de resistencia concreto.

Por tanto, la potencia máxima disipable por la resistencia R23, en el peor de los casos (es decir, a 125 °C, es del 35 por ciento de su potencia máxima disipable a 25 °C). Para calcular dicho valor en vataje, se emplea la ecuación anterior.

$$P_{\max,R23_{125^{\circ}\text{C}}} = P_{\max,R23_{25^{\circ}\text{C}}} * P_{\text{ratio}}$$

$$P_{\max,R23_{25^{\circ}\text{C}}} = 100 \text{ mW}$$

$$P_{\max,R23_{125^{\circ}\text{C}}} = 100 \text{ mW} * 0.35 = 35 \text{ mW}$$

Realizando la misma acción para el resto de los componentes, se añan en la tabla siguiente todos los valores de potencia disipada en el peor caso para los componentes del circuito de habilitación de precarga.

<b>WORST-CASE: circuito de habilitación de precarga</b>			
Designador	Potencia disipada (mW)	Potencia máxima disipable (25°C) (mW)	Potencia máxima disipable (125°C) (mW)
R23	10.24	100.00	35.00
R24	19.36	100.00	35.00
R25	1.60	100.00	35.00
R26	6.40	100.00	35.00
Q10	0.004	1300.00	780.00

**Tabla 13.** Cálculos de worst-case en circuito de habilitación de precarga  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 13, la condición que ha de cumplirse viene formulada del siguiente modo:

$$P_{\text{disipada}} < P_{\text{max,disipable}} \quad [\text{Ec. 32}]$$

Al ver que en este caso se cumple para todos los componentes, se determina que el diseño ha sido correctamente realizado.

Con respecto al diodo y al condensador que se colocan en este circuito (en paralelo con la resistencia R25), se ha tenido en cuenta la temperatura de operación de cada componente en cuestión durante su elección para cerciorarse de que puede funcionar de manera óptima en el rango de temperaturas especificado.

### 5.1.1.3. Consumo total en circuito de habilitación de precarga

Con el consumo de potencia de cada uno de los componentes del circuito de habilitación de precarga ya averiguado, se procede a calcular el consumo total del circuito:

$$P_{T_{hab,prec}} = P_{R_{23}} + P_{R_{24}} + P_{R_{25}} + P_{R_{26}} + P_{MOS_{hab,prec}} \quad [Ec. 33]$$

$$P_{T_{hab,prec}} = 10.24 \text{ mW} + 19.36 \text{ mW} + 1.60 \text{ mW} + 6.40 \text{ mW} + 0.0041 \text{ mW}$$

$$P_{T_{hab,prec}} = 37.60 \text{ mW}$$

### 5.1.2. Consumo de circuito de acción directa de precarga

Para saber cuánto consume el circuito de acción directa de precarga, se procede a estudiar el consumo general del circuito para posteriormente ver el peor caso en el que el circuito puede operar (worst-case).

#### 5.1.2.1. Cálculos generales de consumo

Continuando con el cálculo del consumo, se procede a calcular el consumo en el circuito de acción directa de precarga. Este se compone, esencialmente, de la resistencia de drenador y del MOSFET de precarga.

MOSFET precarga - ZXMN2A01F					
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades
Q9	Modelo ZXMN2A01F				
Vds	Voltaje drenador - surtidor			70	V
Id	Corriente en conducción	-		3,8	A
Rds,on	Resistencia drenador - surtidor	-	0,13	0,19	$\Omega$
Vgs,th	Voltaje umbral puerta - surtidor	-	1	-	V
Pd	Potencia disipada	-	2	3,9	W

**Tabla 14.** Datos MOSFET precarga: ZXMN2A01F  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 14 se recogen los datos del MOSFET de precarga, cuyo modelo es el ZXMN2A01F. Para el cálculo de la potencia consumida tanto en la resistencia de drenador como en el MOSFET de precarga, se necesita averiguar la corriente media que circula por la precarga. Se recuerda al lector la fórmula de corriente instantánea por la precarga para posteriormente calcular la corriente media.

$$i(t) = 1,57 * e^{-89,27846*t}$$

$$I_{prec,avg} = \frac{1}{T_{max,prec}} * \int_0^{T_{max,prec}} i(t) * dt \quad [Ec. 34]$$

$$I_{prec,avg} = \frac{1}{200 \text{ ms}} * \int_0^{200 \text{ ms}} 1,57 * e^{-89,27846*t} * dt = \mathbf{0.36 \text{ A}}$$

Con ello, se procede al cálculo de la potencia consumida en ambos componentes, resistencia y MOSFET.

Resistencia R5

$$P_{dis_{R5}} = (I_{prec,avg})^2 * R_5 \quad [Ec. 35]$$

$$P_{dis_{R5}} = (0.36 \text{ A})^2 * 33 \Omega = \mathbf{4.28 \text{ W}}$$

MOSFET ZXMN2A01F

$$P_{dis_{Q9}} = (I_{prec,avg})^2 * R_{ds,on} \quad [Ec. 36]$$

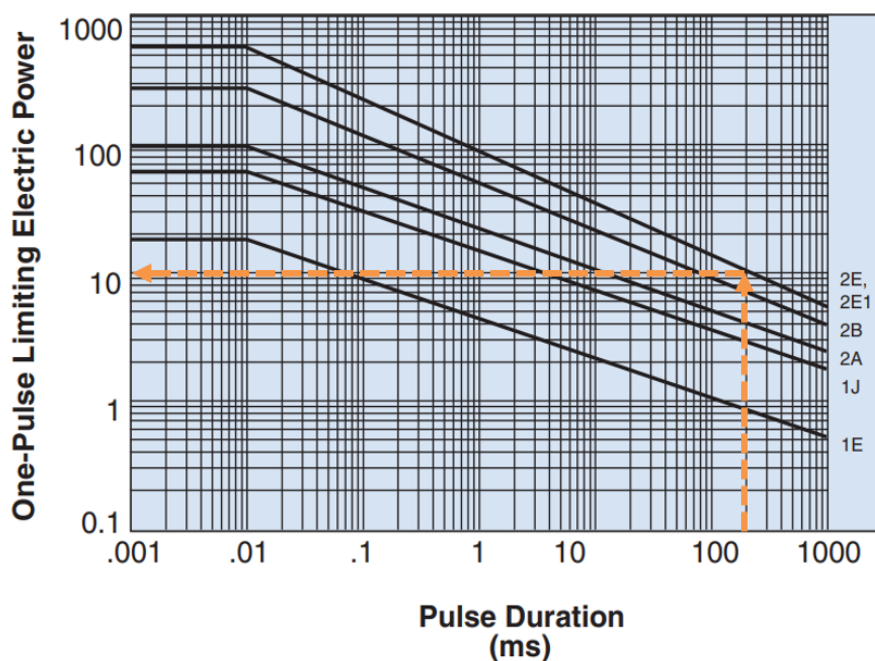
$$P_{dis_{Q9}} = (0.36 \text{ A})^2 * 0.19 \text{ m}\Omega = \mathbf{0.017 \text{ W}}$$

De nuevo, el consumo de potencia del MOSFET es mucho menor que el consumo de potencia de la resistencia de drenador. Esto es lógico, ya que la resistencia en conducción del MOSFET tiene un valor óhmico menor que la resistencia de drenador.

5.1.2.2. Worst-case: derating

Para estudiar el peor caso, la temperatura sigue siendo de 125 °C. Se realiza nuevamente una tabla que incluye todos los valores de potencia disipada, disipable y el resultado en base a las gráficas de derating de los dos componentes del circuito de precarga.

La resistencia R5 es de tipo pulse-proof. Esto implica que está especialmente diseñada para soportar altos valores de potencia durante periodos reducidos de tiempo. Para el caso que nos ocupa, el pulso máximo es de 200 milisegundos. Con la gráfica de pulso único (single pulse) en la hoja de características de la resistencia, la potencia máxima disipada en ese tiempo es de 10 vatios. Teniendo en cuenta el package de la resistencia (1210, que se corresponde con 2E), se comprueba la potencia que aguanta la resistencia:



**Figura 52.** Gráfica de potencia disipada: resistencia pulse-proof  
(Fuente: RS Components)

En la Figura 52 se ve la gráfica de potencia disipada de una resistencia pulse-proof que se ha colocado en el circuito de precarga.

El valor de potencia obtenido de la gráfica anterior ha de reducirse según la curva de derating por temperatura de la propia resistencia. Al ser este paso similar a los realizados en el estudio del peor caso del circuito de habilitación de precarga (Ec. 31), se expone directamente la tabla resultante del estudio de worst-case para el circuito de precarga.

<b>WORST-CASE: circuito de precarga</b>			
Designador	Potencia disipada (W)	Potencia máxima disipable (25°C) (W)	Potencia máxima disipable (125°C) (W)
R5	4.28	10.00	9.00
Q9	0.017	3.90	1.95

**Tabla 15.** Cálculos de worst-case en circuito de precarga  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 15 se presentan los cálculos del worst-case realizados para el circuito de precarga del Circuit Breaker.

### 5.1.2.3. Consumo total en circuito de precarga

Con el consumo de potencia de cada uno de los componentes del circuito de precarga ya calculado, se procede a calcular el consumo total del circuito:

$$P_{T_{prec}} = P_{R_5} + P_{MOS_{prec}} \quad [Ec. 37]$$

$$P_{T_{hab,prec}} = 4.28 W + 0.017 W$$

$$P_{T_{prec}} = 4.297 W$$

## 5.2. Consumo de circuito de sensado y protección de temperatura

En este caso, se produce a la cuantificación del consumo en el circuito de sensado y protección de temperatura.

### 5.2.1. Consumo general

El consumo general del circuito de sensado y protección de temperatura se plantea mediante los cálculos generales de consumo y el peor caso posible para el circuito.

#### 5.2.1.1. Cálculos generales de consumo

En el cálculo del consumo del circuito de sensado y protección de temperatura, los elementos a tener en cuenta son el BJT MMBT3904, específico para medir la temperatura, y la resistencia open-drain que se coloca entre una alimentación de la LDO de 5 voltios y el pin FLT\_T de aviso de alarma.

Los datos necesarios para estos cálculos son el voltaje de la LDO y la corriente y voltaje de salida del pin DIODE.

$$V_{LDO} = 5 V$$

$$I_{diode} = 160 \mu A = I_c$$

$$V_{diode} = 5 V$$

#### Resistencia R13 (open-drain)

$$P_{dis\_R13} = \frac{(V_{LDO} - V_{GND})^2}{R_{13}} \quad [Ec. 38]$$

$$P_{dis\_R13} = \frac{(5 V - 0 V)^2}{10 k\Omega} = 0.5 mW$$

BJT MMBT3904

$$P_{dis\_BJT} = V_{CE} * I_C \quad [Ec. 39]$$

$$P_{dis\_BJT} = 5 V * 160 \mu A = \mathbf{0.8 mW}$$

## 5.2.1.2. Worst-case: derating

De nuevo para el peor caso se tienen en cuenta los datos suministrados por las hojas de características de ambos componentes. Se recogen tanto los datos como los cálculos en la tabla mostrada a continuación:

<b>WORST-CASE: circuito de sensado y protección de temperatura</b>			
<b>Designador</b>	<b>Potencia disipada (mW)</b>	<b>Potencia máxima disipable (25°C) (mW)</b>	<b>Potencia máxima disipable (125°C) (mW)</b>
R13	0.50	10.00	37.50
BJT (Q11)	0.80	350.00	70.00

**Tabla 16.** Cálculos de worst-case en circuito de sensado y protección de temperatura  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 16 se recogen los datos del peor caso posible en el circuito de sensado y protección de temperatura.

En este caso, se aprecia que el BJT de temperatura es capaz de disipar mucha menos potencia cuando se encuentra a altas temperaturas (la potencia disipable máxima a 125 grados es solamente un 20 por ciento de su valor máximo disipable a temperatura ambiente. Aun así, la potencia que consume es mucho menor, por lo que esto no repercute de ningún modo en el funcionamiento del circuito.

5.2.2. Consumo total en circuito de sensado y protección de temperatura

Teniendo en cuenta los dos componentes que se colocan en el circuito de sensado y protección de temperatura, la potencia total consumida sería:

$$P_{Ttemp} = P_{R13} + P_{BJT} \quad [Ec. 40]$$

$$P_{Ttemp} = 10.24 mW + 19.36 mW + 1.60 mW + 6.40 mW + 0.0041 mW$$

$$P_{Ttemp} = \mathbf{1.3 mW}$$

Como se puede ver, el consumo de potencia para la medición de temperatura y su correspondiente protección es de valor mínimo.

### 5.3. Consumo de circuito de sensado y protección de corriente

El circuito de sensado y protección de corriente permite que el driver proteja la pieza ante cualquier sobrecorriente. Esto implica que parte del consumo de la pieza provenga de este circuito, lo cual ha de ser cuantificado.

#### 5.3.1. Consumo del circuito completo

Con respecto al consumo del circuito completo de corriente, se expondrán, en primera instancia, los cálculos generales del consumo, para después ver cómo se comporta en un peor caso.

##### 5.3.1.1. Cálculos generales de consumo

Siguiendo con el consumo del Circuit Breaker, se calcula ahora la potencia disipada por el circuito de sensado y protección de corriente. Aunque para el diseño se diversificaba este circuito en otros subcircuitos, se considera la unificación de esos subcircuitos para el estudio de consumo. De ese modo, tanto los cálculos como los valores de worst-case pueden ser comparados más fácilmente.

Dicho esto, se exponen los cálculos de consumo para el circuito de sensado y protección de corriente:

$$I_{\mu C} = 0.10 \text{ mA}$$

$$I_{CS+} = 14.5 \mu A$$

#### Resistencia de sensado de corriente

Aunque en el diseño se hayan colocado cuatro resistencias de valor 0.5 miliohmios, para el cálculo de disipación de potencia se tiene en cuenta únicamente el valor resultante del paralelo. Para conocer cuánto consume cada una de las resistencias, se puede dividir el valor de potencia que se calcule entre el número de resistencias colocadas en paralelo.

$$P_{dis,R_{sns}} = I_{wrn}^2 * R_{sns} \quad [Ec. 41]$$

$$P_{dis,R_{sns}} = (164.92 \text{ A})^2 * 0.125 \text{ m}\Omega = \mathbf{3.40 \text{ W}}$$

#### Resistencia serie pin CS+ (R10)

$$P_{dis,R_{set}} = I_{set}^2 * R_{set} \quad [Ec. 42]$$

$$P_{dis,R_{set}} = (100 \text{ mA})^2 * 100 \Omega = \mathbf{10 \text{ mW}}$$

Resistencia pin IWRN (R21)

$$P_{dis,R_{iwrn}} = \frac{V_{iwrn}^2}{R_{iwrn}} \quad [Ec. 43]$$

$$P_{dis,R_{iwrn}} = \frac{(3.3 V)^2}{57.6 k\Omega} = \mathbf{0.19 mW}$$

Resistencia pin IMON (R20)

$$P_{dis,R_{imon}} = \frac{V_{imon}^2}{R_{imon}} \quad [Ec. 44]$$

$$P_{dis,R_{imon}} = \frac{(3.3 V)^2}{17.8 k\Omega} = \mathbf{0.61 mW}$$

Resistencia pin ISCP (R9)

$$P_{dis,R_{iscp}} = I_{CS+}^2 * R_{iscp} \quad [Ec. 44]$$

$$P_{dis,R_{iscp}} = (14.5 \mu A)^2 * 1.4 k\Omega = \mathbf{0.0003 mW}$$

Resistencia R18

$$P_{dis,R_{18}} = I_{\mu C}^2 * R_{18} \quad [Ec. 45]$$

$$P_{dis,R_{18}} = (0.10 mA)^2 * 100 = \mathbf{0.001 mW}$$

Resistencia open-drain FLT I (R12)

$$P_{dis,R_{12}} = \frac{(V_{LDO} - V_{GND})^2}{R_{12}} \quad [Ec. 46]$$

$$P_{dis,R_{12}} = P_{dis,R_{12}} = \frac{(5 V - 0 V)^2}{10 k\Omega} = \mathbf{2.5 mW}$$

Se han calculado las potencias consumidas de cada uno de los elementos resistivos. De nuevo, en el circuito de monitorización de corriente había un condensador (cuya potencia media, alimentado en corriente continua, es cero) y dos diodos de protección. Estos últimos, al no conducir en directa en funcionamiento habitual, no consumen potencia. Si hubiese algún problema en el circuito y estuviesen polarizados en directa, entonces sí se estudiaría su consumo. No siendo el caso, se dan por finalizados los cálculos del circuito de sensado y protección de corriente.

5.3.1.2. Worst-case: derating

Siguiendo el mismo procedimiento que en los estudios de peores casos de los circuitos anteriores, se realiza de manera similar para el sensado y protección de corriente.

<b>WORST-CASE: circuito de sensado y protección de corriente</b>			
<b>Designador</b>	<b>Potencia disipada (mW)</b>	<b>Potencia máxima disipable (25°C) (mW)</b>	<b>Potencia máxima disipable (125°C) (mW)</b>
Rsns	3400.00	20000	6000
Rset	10.00	125.00	37.50
Riwrn	0.19	100.00	30.00
Rimon	0.61	100.00	30.00
Riscp	0.0003	125.00	50.00
R18	0.001	125.00	37.50
R12	2.5	125.00	37.50

**Tabla 17.** Cálculos de worst-case en circuito de sensado y protección de corriente  
(Fuente: elaboración propia)

Como se refleja en la Tabla 17, los componentes que disipan potencia son normalmente resistencias. Los diodos también pueden consumirla, pero, en este caso, estaban polarizados en inversa, lo cual implicaba que no disipasen potencia alguna.

5.3.1.3. Consumo total en circuito de sensado y protección de corriente

Para el circuito de sensado y protección de corriente, la potencia total disipada por todos los elementos que lo conforman es la siguiente:

$$P_{T_{corriente}} = P_{R_{sns}} + P_{R_{set}} + P_{R_{iwrn}} + P_{R_{imon}} + P_{R_{iscp}} + P_{R_{18}} + P_{R_{12}} \quad [Ec. 47]$$

$$P_{T_{hab,prec}} = (3400 + 10 + 0.19 + 0.61 + 0.0003 + 0.001 + 2.5) \text{ mW}$$

$$P_{T_{corriente}} = 3.42 \text{ W}$$

## 5.4. Consumo de circuito de condensador de bootstrap

El condensador de bootstrap, como se vio en previas secciones de este proyecto, es de alta relevancia para mantener la tensión de puerta por encima de la tensión de alimentación. Se cuantifica su consumo de modo que se conozca la potencia disipada en todo el circuito.

### 5.4.1.1. Cálculos generales de consumo

En este circuito, el consumo de potencia que se estudia se resume al diodo y a la resistencia serie del pin PU. El primero, en serie con el voltaje de la LDO, carga el condensador de bootstrap hasta que llega a 4.3 voltios. La segunda limita la corriente proporcionada a la puerta de los MOSFETs principales. Con respecto al condensador de bootstrap, tiene una potencia media disipada nula, ya que almacena y proporciona energía a partes iguales.

Si se instalase el circuito de in-rush (red RC en paralelo con la resistencia del pin PU), habría que estudiar el consumo de las resistencias R11 y R19 del esquemático. Sin embargo, con la precarga no se necesitan dichas resistencias. Por tanto, no se considera necesario tener en cuenta ese consumo.

Se procede al cálculo de la potencia disipada en el circuito de condensador de bootstrap:

#### Diodo de carga de condensador de bootstrap con LDO (D6)

$$P_{dis,D_6} = (V_{LDO} - V_{diodo}) * I_{LDO} \quad [Ec. 48]$$

$$P_{dis,D_6} = (5 V - 0.7 V) * 30 mA = \mathbf{129 mW}$$

#### Resistencia serie carga de puerta MOSFETs principales: R17

$$P_{dis,R_{17}} = I_{PU}^2 * R_{17} \quad [Ec. 49]$$

$$P_{dis,R_{17}} = (10 mA)^2 * 100 \Omega = \mathbf{10 mW}$$

### 5.4.1.2. Worst-case: derating

De manera análoga al resto de peores casos definidos en este proyecto, el *modus operandi* para el circuito del condensador de bootstrap es similar. Se presenta la tabla con la potencia disipada, la potencia máxima disipable a temperatura ambiente y la potencia máxima disipable a 125 grados, siendo esta última calculada teniendo en cuenta la gráfica de derating de los componentes.

<b>WORST-CASE: circuito de condensador de bootstrap</b>			
<b>Designador</b>	<b>Potencia disipada (mW)</b>	<b>Potencia máxima disipable (25°C) (mW)</b>	<b>Potencia máxima disipable (125°C) (mW)</b>
D6	129.00	1000	500
R17	10.00	125.00	37.50

**Tabla 18.** Cálculos de worst-case en circuito de condensador de bootstrap  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 18, habiendo calculado la energía máxima disipable a 125 grados centígrados, se concluye que tanto el diodo de carga del condensador de bootstrap como la resistencia serie del pin PU (encendido de los MOSFETs principales), se afirma de manera satisfactoria el correcto dimensionado de los componentes.

#### 5.4.1.3. Consumo total en circuito de condensador de bootstrap

El consumo de potencia total en el circuito de condensador de bootstrap se resume, esencialmente, al consumo del diodo y la resistencia mencionados.

$$P_{T_{CBST}} = P_{D_6} + P_{R_{17}} \quad [Ec. 50]$$

$$P_{T_{CBST}} = (129 + 10) \text{ mW}$$

$$P_{T_{CBST}} = 139 \text{ mW}$$

Como conclusión se puede observar el consumo reducido de ambos elementos. Además, se ha de tener en cuenta que el diodo funciona única y exclusivamente en la carga del condensador de bootstrap hasta 4.3 voltios aproximadamente. Al suceder este hecho solo en el arranque de la pieza, el consumo de potencia del diodo no permanece durante todo el funcionamiento del HCU.

## 5.5. Consumo de MOSFETs principales del Circuit Breaker

Los MOSFETs principales del Circuit Breaker serán los que disipen mayor potencia, ya que a su través circula toda la corriente del circuito.

#### 5.5.1.1. Cálculos generales de consumo

Para finalizar los cálculos de potencia del Circuit Breaker (incluyendo los worst-cases), se estudia el consumo de los MOSFETs principales del Circuit Breaker, que son los artífices de conectar física y eléctricamente el conector de entrada del HCU y el filtro de entrada previo a la etapa de potencia de la pieza. Es en esta fase donde se disipa la mayor cantidad de potencia de todo el circuito, ya que la corriente que circula a través de los MOSFETs es realmente elevada (137.43 amperios) a partir de una tensión de 48 voltios.

Para cuantificar la potencia disipada por estos MOSFETs, se exponen primeramente los datos de cada MOSFET principal colocado (se estima el montaje de 8 MOSFETs) y, con esos datos en cuenta, se emplea la fórmula de consumo de potencia de los MOSFETs.

<b>MOSFET principal: STL135N8F7AG</b>					
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades
Vds	Voltaje drenador - surtidor	0	-	80	V
Vgs	Voltaje puerta - surtidor	36	48	52	V
Vgs,th	Threshold de voltaje puerta - surtidor	2	3	4	V
Id	Corriente drenador	-	300	-	A
Rds,on	Resistencia drenador-surtidor		3.6		mΩ
Pd	Potencia disipada	-	429	-	W
Pderating	Derating de potencia disipada		2.86		W/°C
Qg_ToT	Carga total del MOSFET		103		nC
Nmos	Número de MOSFETs de potencia		8		

**Tabla 19.** Datos de MOSFET de potencia del Circuit Breaker: STL135N8F7AG  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 19 se presentan los datos de cada uno de los MOSFETs principales de potencia.

Los datos presentados en la tabla arriba son para un solo MOSFET. Para calcular la potencia disipada en todo el circuito, se opera con valores totales de los 8 MOSFETs que conforman la operación del Circuit Breaker en su etapa principal. La fórmula a emplear es la siguiente:

$$P_{dis\_MOSFETS} = N_{mos} * I_{bat,1MOS}^2 * R_{ds,on} \quad [Ec. 51]$$

$$P_{dis,MOSFETS} = 8 * \left( \frac{137.43}{8} A \right)^2 * 3.6 m\Omega = 8.499 W$$

El valor calculado, como se puede observar, es realmente elevado con respecto al resto de la circuitería. Esto es lógico, ya que los MOSFETs principales son los que definitivamente forman el grueso del Circuit Breaker. Cada uno de los MOSFETs consume 1.02 vatios. En el cálculo del worst-case se presentará cuánta potencia es capaz de disipar cada MOSFET.

#### 5.5.1.2. Worst-case: derating

Para calcular el derating de los MOSFETs principales se requiere de un método diferente al empleado anteriormente. Mientras previamente se usaba la gráfica de derating de potencia, ahora el fabricante nos indica con un valor específico la reducción de potencia disipable por cada grado centígrado que aumenta la temperatura. De ese modo, se realizará el cálculo mediante la fórmula:

$$P_{MOSFETS_{125^\circ C}} = P_{MOSFETS_{25^\circ C}} - [Ratio * (T_{max} - T_{amb})] \quad [Ec. 52]$$

Según la hoja de características, cada MOSFET puede disipar 135 vatios. Por tanto, los 8 MOSFETs son capaces de consumir hasta 1080 vatios (en conjunto). Teniendo este dato y el de derating de potencia con la temperatura (sabiendo, además, los límites de temperatura del Circuit Breaker), se puede calcular la potencia disipada por los MOSFETs en el peor caso posible.

$$P_{MOSFETs_{125^{\circ}C}} = 1080 W - \left[ 2.86 \frac{W}{^{\circ}C} * (125^{\circ}C - 25^{\circ}C) \right] = 794.00 W$$

<b>WORST-CASE: MOSFETs principales del Circuit Breaker</b>			
<b>Designador</b>	<b>Potencia disipada (W)</b>	<b>Potencia máxima disipable (25°C) (W)</b>	<b>Potencia máxima disipable (125°C) (W)</b>
MOSFETs principales	8.499	1080.00	794.00

**Tabla 20.** Cálculos de worst-case de MOSFETs principales  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 20 se recogen los cálculos del consumo de los MOSFETs principales en un peor caso posible de funcionamiento. Aunque se ve claramente que la colocación de 8 MOSFETs es un sobredimensionado del circuito, se añaden en caso de que fuesen necesarios en la fase de pruebas de la placa real. Se eliminarán algunos MOSFETs principales si se comprueba empíricamente que no son necesarios.

Aunque el cálculo se ha realizado con un *modus operandi* diferente, el objetivo se cumple. Se estima la potencia máxima que van a disipar los MOSFETs principales, en conjunto, a una temperatura de 125 °C. Lógicamente, este valor ha de ser superior a la potencia que consumen los MOSFETs; de otro modo, no aguantarían y se romperían.

### 5.5.1.3. Consumo total de MOSFETs

En este caso, el consumo calculado es únicamente de los MOSFETs principales. Por tanto, se presenta el valor directamente.

$$P_{TMOSFETs} = 8.499 W$$

## 5.6. Consumo total del Circuit Breaker

Como resumen del consumo total de potencia que se disipa en el Circuit Breaker, se suman las potencias de todos los circuitos sobre los que se ha trabajado en el estudio de consumo.

$$P_{TOTALCB} = P_{Thab,prec} + P_{Tprec} + P_{Temp} + P_{Tcorriente} + P_{TCBST} + P_{TMOSFETS} \quad [Ec. 53]$$

$$P_{TOTALCB} = 37.60 mW + 4.297 W + 1.3 mW + 3.42 W + 139 mW + 8.499 W$$

$$P_{TOTALCB} = 16.744 W$$

## 6. PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

El objetivo de esta sección es el cuantificar el coste del proyecto al completo, desde el diseño hasta la simulación y el modelado del Circuit Breaker.

Se indica, asimismo, que la realización de este presupuesto<sup>27</sup> ha sido realizada íntegramente con el software Presto 8.8. El procedimiento es el siguiente: el presupuesto tiene seis partidas: diseño, simulación, implementación (o modelado), testeo, control de calidad y seguridad y salud<sup>28</sup>. Dentro de cada una de las partidas se incluyen otras subpartidas que nos permiten detallar el proyecto, por ejemplo, incluyendo los recursos que se necesitan para llevar a cabo cada una de las partidas, las horas de trabajo, la maquinaria necesaria y otros conceptos.

Como se suele realizar en todo presupuesto, además de los costes de los propios materiales, mano de obra y máquinas (conocido como presupuesto de ejecución material, PEM) también se añaden otros costes una vez se ha calculado el presupuesto final. Estos costes son:

- **Costes indirectos:** afectan al proceso productivo de uno o más productos, por lo que no puede asignarse directamente a un solo producto. Supone el cinco por ciento de cada cantidad presupuestada.
- **Beneficio industrial:** es la cantidad económica que recibe la empresa por su aportación y por llevar a cabo el proyecto. Supone un trece por ciento del presupuesto de ejecución material.
- **Gastos generales:** cantidad económica necesaria para no cesar la actividad durante su transcurso y que no está directamente relacionada con los productos o servicios que se ofrecen. Supone un seis por ciento del presupuesto de ejecución material.
- **Impuesto de valor añadido (IVA):** es el dinero que grava el valor añadido de un producto en las distintas fases de su producción. Supone el veintiuno por ciento de presupuesto de ejecución por contrata (PEC) que se obtiene de la aplicación de gastos generales y beneficio industrial al PEM.

---

<sup>27</sup> González Lucas, L.M. (2017). *Desarrollo de Proyectos de Productos Electrónicos*. IES Los Viveros.

<sup>28</sup> Torralba Martínez, J.M., Chiner Dasi, M., Ferrer Durá, R. (2004). *Etapas del Presupuesto del Proyecto del producto*. Universidad Politécnica de Valencia.

## PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

### 6.1. Mediciones

Las mediciones es el documento a través del cual se incluyen las cantidades de cada material necesarias para llevar a cabo el proyecto. Presentamos a continuación dichas mediciones distinguidas por categoría (partida, mano de obra, material, otros):

<b>MEDICIONES</b>		
CÓDIGO	CANTIDAD UD	RESUMEN
DC01	1,000 u	Esquema de Circuit Breaker
DC02	1,000 u	Documentación certificada
DC03	1,000 u	Justificación de cálculos
DCB01	1,000 u	Licencia Altium
DCB02	40,000 h	Ingeniero hardware
ICB02	5,000 m	Cables conexión entrada y salida PCB
ICB03	1,000 m	Cable comunicación CAN
PCB01	1,000 u	Condensador cerámico 1uF
PCB02	12,000 u	Condensador cerámico 4.7uF
PCB03	4,000 u	Condensador cerámico 470nF
PCB04	1,000 u	Condensador cerámico 2.2uF
PCB05	1,000 u	Condensador cerámico 47uF
PCB06	1,000 u	Condensador cerámico 1nF
PCB07	1,000 u	Condensador cerámico 33nF
PCB08	1,000 u	Condensador cerámico 10uF
PCB09	2,000 u	Diodo TVS 1.5SMC33A
PCB10	2,000 u	Diodo Rectificador BZX84C15
PCB11	2,000 u	Diodo Zener 1N4148WSQ-7-F
PCB12	1,000 u	Diodo Schottky SS1H10HE3
PCB13	1,000 u	Diodo Rectificador DO214AC
PCB14	8,000 u	MOSFET Canal N STL135N8F7AG
PCB15	1,000 u	MOSFET Canal N ZXMN2A01F
PCB16	1,000 u	Transistor NPN MBT3904
PCB17	4,000 u	Resistencia Shunt 0.5mohms
PCB18	8,000 u	Resistencia SMD 0.0ohms
PCB19	1,000 u	Resistencia Pulse-Proof 33ohms
PCB20	1,000 u	Resistencia SMD 1.4kohms
PCB21	3,000 u	Resistencia STD 100ohms
PCB22	1,000 u	Resistencia STD 10ohms
PCB23	2,000 u	Resistencia STD 10kohms
PCB24	1,000 u	Resistencia SMD 17.8kohms
PCB25	1,000 u	Resistencia SMD 57.6kohms
PCB26	2,000 u	Resistencia SMD 62.6kohms
PCB27	1,000 u	Resistencia SMD 100kohms
PCB28	1,000 u	Resistencia SMD 3.3kohms
PCB29	1,000 u	Driver TPS48111-Q1
PCB30	1,000 u	Conector Header 4-pin
PCB31	4,000 u	Conector Hembra P01BS00119
PCB32	3,000 u	Termopar tipo K RS-Pro Tmax 260°C
PCB33	1,000 u	MOSFET Canal N BSS138P
PCB34	8,000 h	Operario Pick and Place
PCB35	8,000 h	Máquina Pick and Place
SCB01	1,000 u	Licencia LTSpice
SCB02	40,000 h	Ingeniero hardware
SS01	3,000 u	Botas de seguridad
SS02	3,000 u	Guantes de seguridad
SS03	3,000 u	Respiradores
SS04	3,000 u	Casco de seguridad
TCB01	50,000	Ingeniero hardware
TCB02	50,000	Osciloscopio Rohde&Schwarz RTB2004 - alquiler
TCB03	50,000	Datalogger Graphtec MidiLogger 240 - alquiler
TCB04	50,000	Fuente alimentación RS-PRO RPE-2323

## PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

En las mediciones presentadas anteriormente se incluyen materiales, mano de obra, máquinas empleadas y complementos necesarios para realizar el proyecto en las unidades correspondientes (ya sean unidades u horas); el objetivo final es que el lector conozca de manera cuantitativa la dimensión del proyecto.

### 6.2. Listado de materiales valorado

El listado de materiales valorado es un informe que representa el coste de todas las mediciones del proyecto. En este se incluye tanto el precio unitario de cada elemento como el importe total de todas las unidades u horas necesarias.

<b>LISTADO DE MATERIALES VALORADO</b>				
<b>CÓDIGO</b>	<b>CANTIDAD UD</b>	<b>RESUMEN</b>	<b>PRECIO</b>	<b>IMPORTE</b>
DC01	1,000 u	Esquema de Circuit Breaker	50,00	50,00
DC02	1,000 u	Documentación certificada	50,00	50,00
DC03	1,000 u	Justificación de cálculos	50,00	50,00
			<b>Grupo DC0.....</b>	<b>150,00</b>
DCB01	1,000 u	Licencia Altium	100,00	100,00
DCB02	40,000 h	Ingeniero hardware	16,00	640,00
			<b>Grupo DCB.....</b>	<b>740,00</b>
ICB02	5,000 m	Cables conexión entrada y salida PCB	2,00	10,00
ICB03	1,000 m	Cable comunicación CAN	30,00	30,00
			<b>Grupo ICB.....</b>	<b>40,00</b>
PCB01	1,000 u	Condensador cerámico 1uF	0,22	0,22
PCB02	12,000 u	Condensador cerámico 4.7uF	0,54	6,48
PCB03	4,000 u	Condensador cerámico 470nF	0,62	2,48
PCB04	1,000 u	Condensador cerámico 2.2uF	0,80	0,80
PCB05	1,000 u	Condensador cerámico 47uF	1,11	1,11
PCB06	1,000 u	Condensador cerámico 1nF	0,19	0,19
PCB07	1,000 u	Condensador cerámico 33nF	0,15	0,15
PCB08	1,000 u	Condensador cerámico 10uF	0,79	0,79
PCB09	2,000 u	Diodo TVS 1.5SMC33A	0,49	0,98
PCB10	2,000 u	Diodo Rectificador BZX84C15	0,08	0,16
PCB11	2,000 u	Diodo Zener 1N4148WSQ-7-F	0,08	0,16
PCB12	1,000 u	Diodo Schottky SS1H10HE3	0,09	0,09
PCB13	1,000 u	Diodo Rectificador DO214AC	1,11	1,11
PCB14	8,000 u	MOSFET Canal N STL135N8F7AG	1,05	8,40
PCB15	1,000 u	MOSFET Canal N ZXMN2A01F	0,18	0,18
PCB16	1,000 u	Transistor NPN MBT3904	2,48	2,48
PCB17	4,000 u	Resistencia Shunt 0.5mohms	1,39	5,56
PCB18	8,000 u	Resistencia SMD 0.0ohms	0,10	0,80
PCB19	1,000 u	Resistencia Pulse-Proof 33ohms	0,11	0,11
PCB20	1,000 u	Resistencia SMD 1.4kohms	0,04	0,04
PCB21	3,000 u	Resistencia STD 100ohms	0,09	0,27
PCB22	1,000 u	Resistencia STD 10ohms	0,18	0,18
PCB23	2,000 u	Resistencia STD 10kohms	0,19	0,38
PCB24	1,000 u	Resistencia SMD 17.8kohms	0,09	0,09
PCB25	1,000 u	Resistencia SMD 57.6kohms	0,09	0,09
PCB26	2,000 u	Resistencia SMD 62.6kohms	0,05	0,10
PCB27	1,000 u	Resistencia SMD 100kohms	0,04	0,04
PCB28	1,000 u	Resistencia SMD 3.3kohms	0,03	0,03
PCB29	1,000 u	Driver TPS48111-Q1	5,00	5,00
PCB30	1,000 u	Conector Header 4-pin	3,78	3,78
PCB31	4,000 u	Conector Hembra P01BS00119	5,00	20,00
PCB32	3,000 u	Termopar tipo K RS-Pro Tmax 260°C	18,60	55,80
PCB33	1,000 u	MOSFET Canal N BSS138P	0,25	0,25
PCB34	8,000 h	Operario Pick and Place	10,00	80,00
PCB35	8,000 h	Máquina Pick and Place	15,00	120,00
			<b>Grupo PCB.....</b>	<b>318,30</b>
SCB01	1,000 u	Licencia LTSpice	50,00	50,00
SCB02	40,000 h	Ingeniero hardware	16,00	640,00
			<b>Grupo SCB.....</b>	<b>690,00</b>
SS01	3,000 u	Botas de seguridad	25,00	75,00
SS02	3,000 u	Gautes de seguridad	5,00	15,00
SS03	3,000 u	Respiradores	0,60	1,80
SS04	3,000 u	Casco de seguridad	5,00	15,00
			<b>Grupo SS0.....</b>	<b>106,80</b>
TCB01	50,000	Ingeniero hardware	16,00	800,00
TCB02	50,000	Osciloscopio Rohde&Schwarz RTB2004 - alquiler	10,00	500,00
TCB03	50,000	Datalogger Graphtec MidiLogger 240 - alquiler	1,00	50,00
TCB04	50,000	Fuente alimentación RS-PRO RPE-2323	10,00	500,00
			<b>Grupo TCB.....</b>	<b>1.850,00</b>

## PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

### LISTADO DE MATERIALES VALORADO

CÓDIGO	CANTIDAD UD	RESUMEN	PRECIO	IMPORTE
		Resumen		
		Mano de obra.....		2.268,00
		Materiales.....		1.268,72
		Maquinaria.....		126,00
		Otros.....		427,14
		<b>TOTAL.....</b>		<b>3.895,10</b>

Como se aprecia en el listado de materiales valorado, se recogen tanto el precio de cada componente perteneciente a un capítulo, además de las horas de trabajo, maquinaria necesaria y otros conceptos relevantes para el desarrollo del proyecto. Además, se recoge el precio de cada uno de los grupos según su código.

# PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

## 6.3. Presupuesto

El presupuesto es un informe donde se recogen los capítulos del desarrollo del proyecto en forma de cuadros descompuestos. Se incluye aquí el precio de cada partida (definición para cada concepto que conforma el capítulo).

### PRESUPUESTO

CÓDIGO	CANTIDAD UD	RESUMEN	PRECIO	SUBTOTAL	IMPORTE
<b>CAPÍTULO CAP01 Diseño Circuit Breaker</b>					
DCB01	u	Licencia Altium			
			Sin descomposición		100,00
			Costes indirectos.....	5,00%	5,00
		<b>TOTAL PARTIDA .....</b>			<b>105,00</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CIENTO CINCO EUROS

DCB02	h	Ingeniero hardware			
			Sin descomposición		16,00
			Costes indirectos.....	5,00%	0,80
		<b>TOTAL PARTIDA .....</b>			<b>16,80</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIECISEIS EUROS con OCHENTA CÉNTIMOS

### CAPÍTULO CAP02 Simulación Circuit Breaker

SCB01	u	Licencia LTSpice			
			Sin descomposición		50,00
			Costes indirectos.....	5,00%	2,50
		<b>TOTAL PARTIDA .....</b>			<b>52,50</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCUENTA Y DOS EUROS con CINCUENTA CÉNTIMOS

SCB02	h	Ingeniero hardware			
			Sin descomposición		16,00
			Costes indirectos.....	5,00%	0,80
		<b>TOTAL PARTIDA .....</b>			<b>16,80</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIECISEIS EUROS con OCHENTA CÉNTIMOS

### CAPÍTULO CAP03 Implementación Circuit Breaker

ICB01	u	PCB 1.8mm FR4			
PCB01	1,000 u	Condensador cerámico 1uF		0,22	0,22
PCB02	12,000 u	Condensador cerámico 4.7uF		0,54	6,48
PCB03	4,000 u	Condensador cerámico 470nF		0,62	2,48
PCB04	1,000 u	Condensador cerámico 2.2uF		0,80	0,80
PCB05	1,000 u	Condensador cerámico 47uF		1,11	1,11
PCB06	1,000 u	Condensador cerámico 1nF		0,19	0,19
PCB07	1,000 u	Condensador cerámico 33nF		0,15	0,15
PCB08	1,000 u	Condensador cerámico 10uF		0,79	0,79
PCB09	2,000 u	Diodo TVS 1.5SMC33A		0,49	0,98
PCB10	2,000 u	Diodo Rectificador BZX84C15		0,08	0,16
PCB11	2,000 u	Diodo Zener 1N4148WSQ-7-F		0,08	0,16
PCB12	1,000 u	Diodo Schottky SS1H10HE3		0,09	0,09
PCB13	1,000 u	Diodo Rectificador DO214AC		1,11	1,11
PCB14	8,000 u	MOSFET Canal N STL135N8F7AG		1,05	8,40
PCB15	1,000 u	MOSFET Canal N ZXMN2A01F		0,18	0,18
PCB16	1,000 u	Transistor NPN MBT3904		2,48	2,48
PCB17	4,000 u	Resistencia Shunt 0.5mohms		1,39	5,56
PCB18	8,000 u	Resistencia SMD 0.0ohms		0,10	0,80
PCB19	1,000 u	Resistencia Pulse-Proof 33ohms		0,11	0,11
PCB20	1,000 u	Resistencia SMD 1.4kohms		0,04	0,04
PCB21	3,000 u	Resistencia STD 100ohms		0,09	0,27
PCB22	1,000 u	Resistencia STD 10ohms		0,18	0,18
PCB23	2,000 u	Resistencia STD 10kohms		0,19	0,38
PCB24	1,000 u	Resistencia SMD 17.8kohms		0,09	0,09
PCB25	1,000 u	Resistencia SMD 57.6kohms		0,09	0,09
PCB26	2,000 u	Resistencia SMD 62.6kohms		0,05	0,10
PCB27	1,000 u	Resistencia SMD 100kohms		0,04	0,04
PCB28	1,000 u	Resistencia SMD 3.3kohms		0,03	0,03

# PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

## PRESUPUESTO

PCB29	1,000 u	Driver TPS48111-Q1	5,00	5,00
PCB30	1,000 u	Conector Header 4-pin	3,78	3,78
PCB31	4,000 u	Conector Hembra P01BS00119	5,00	20,00
PCB32	3,000 u	Termopar tipo K RS-Pro Tmax 260°C	18,60	55,80
PCB33	1,000 u	MOSFET Canal N BSS138P	0,25	0,25
PCB34	8,000 h	Operario Pick and Place	10,00	80,00
PCB35	8,000 h	Máquina Pick and Place	15,00	120,00

**TOTAL PARTIDA..... 318,30**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de TRESCIENTOS DIECIOCHO EUROS con TREINTA CÉNTIMOS

**ICB02 m Cables conexión entrada y salida PCB**

Sin descomposición

**TOTAL PARTIDA..... 2,00**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DOS EUROS

**ICB03 m Cable comunicación CAN**

Sin descomposición

**TOTAL PARTIDA..... 30,00**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de TREINTA EUROS

### CAPÍTULO CAP04 Testeo Circuit Breaker

**TCB01 Ingeniero hardware**

Sin descomposición 16,00

Costes indirectos..... 5,00% 0,80

**TOTAL PARTIDA..... 16,80**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIECISEIS EUROS con OCHENTA CÉNTIMOS

**TCB02 Osciloscopio Rohde&Schwarz RTB2004 - alquiler**

Sin descomposición 10,00

Costes indirectos..... 5,00% 0,50

**TOTAL PARTIDA..... 10,50**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIEZ EUROS con CINCUENTA CÉNTIMOS

**TCB03 Datalogger Graphtec MidiLogger 240 - alquiler**

Sin descomposición 1,00

Costes indirectos..... 5,00% 0,05

**TOTAL PARTIDA..... 1,05**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de UN EUROS con CINCO CÉNTIMOS

**TCB04 Fuente alimentación RS-PRO RPE-2323**

Sin descomposición 10,00

Costes indirectos..... 5,00% 0,50

**TOTAL PARTIDA..... 10,50**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de DIEZ EUROS con CINCUENTA CÉNTIMOS

### CAPÍTULO CAP05 Control de calidad

**DC01 u Esquema de Circuit Breaker**

Sin descomposición 50,00

Costes indirectos..... 5,00% 2,50

**TOTAL PARTIDA..... 52,50**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCUENTA Y DOS EUROS con CINCUENTA CÉNTIMOS

**DC02 u Documentación certificada**

Sin descomposición 50,00

Costes indirectos..... 5,00% 2,50

**TOTAL PARTIDA..... 52,50**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCUENTA Y DOS EUROS con CINCUENTA CÉNTIMOS

**DC03 u Justificación de cálculos**

Sin descomposición 50,00

Costes indirectos..... 5,00% 2,50

**TOTAL PARTIDA..... 52,50**

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCUENTA Y DOS EUROS con CINCUENTA CÉNTIMOS

## PRESUPUESTO DE CIRCUIT BREAKER

### PRESUPUESTO

#### CAPÍTULO CAP06 Seguridad y salud

<b>SS01</b>	<b>u</b>	<b>Botas de seguridad</b>		
			Sin descomposición	25,00
			Costes indirectos..... 5,00%	1,25
			<b>TOTAL PARTIDA .....</b>	<b>26,25</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de VEINTISEIS EUROS con VEINTICINCO CÉNTIMOS

<b>SS02</b>	<b>u</b>	<b>Guantes de seguridad</b>		
			Sin descomposición	5,00
			Costes indirectos..... 5,00%	0,25
			<b>TOTAL PARTIDA .....</b>	<b>5,25</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCO EUROS con VEINTICINCO CÉNTIMOS

<b>SS03</b>	<b>u</b>	<b>Respiradores</b>		
			Sin descomposición	0,60
			Costes indirectos..... 5,00%	0,03
			<b>TOTAL PARTIDA .....</b>	<b>0,63</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CERO EUROS con SESENTA Y TRES CÉNTIMOS

<b>SS04</b>	<b>u</b>	<b>Casco de seguridad</b>		
			Sin descomposición	5,00
			Costes indirectos..... 5,00%	0,25
			<b>TOTAL PARTIDA .....</b>	<b>5,25</b>

Asciende el precio total de la partida a la mencionada cantidad de CINCO EUROS con VEINTICINCO CÉNTIMOS

Con el presupuesto ya presentado, se tiene una visión específica del coste de cada uno de los elementos del proyecto. El siguiente paso es la presentación del resumen del coste del proyecto.

### 6.4. Resumen de presupuesto

El resumen del presupuesto es un documento que expone los costes indirectos del proyecto, como pueden ser los gastos generales, el beneficio industrial o el impuesto de valor añadido.

### RESUMEN DEL PRESUPUESTO

CAPITULO	RESUMEN	EUROS	%
CAP01	Diseño Circuit Breaker.....	777,00	19,00
CAP02	Simulación Circuit Breaker.....	724,50	17,71
CAP03	Implementación Circuit Breaker.....	376,22	9,20
CAP04	Testeo Circuit Breaker.....	1.942,50	47,50
CAP05	Control de calidad.....	157,50	3,85
CAP06	Seguridad y salud.....	112,14	2,74
	<b>TOTAL EJECUCIÓN MATERIAL</b>	<b>4.089,86</b>	
	13,00% Gastos generales.....	531,68	
	6,00% Beneficio industrial.....	245,39	
	SUMA DE G.G. y B.I.	777,07	
	21,00% I.V.A.....	1.022,06	
	<b>TOTAL PRESUPUESTO CONTRATA</b>	<b>5.888,99</b>	
	<b>TOTAL PRESUPUESTO GENERAL</b>	<b>5.888,99</b>	

Asciende el presupuesto general a la expresada cantidad de CINCO MIL OCHOCIENTOS OCHENTA Y OCHO EUROS con NOVENTA Y NUEVE CÉNTIMOS

En el documento expuesto anteriormente se obtiene el coste total del proyecto. Ha de tenerse en cuenta que, al ser un proceso realizado de principio a fin, incluye ciertos pasos en el ámbito de la ingeniería que son complejos y, por ende, costosos económicamente hablando. Además, los recursos empleados (especialmente en el testeo del Circuit Breaker) son de un alto coste, lo cual eleva el presupuesto final.

## 7. CONCLUSIONES

Para finalizar este trabajo fin de máster, se considera ideal la exposición de conclusiones en cuanto al proyecto. Estas se recogen esencialmente en tres secciones: comparación de cálculos teóricos y simulación, conclusiones generales y línea futura de investigación.

Ha de aclararse un detalle importante: aunque en un principio se planeaba fabricar la placa diseñada para este proyecto (de hecho, se incluye en el presupuesto un coste debido a su fabricación y posteriores pruebas), no se ha realizado para este proyecto por circunstancias de la empresa, ya que el plan temporal ha sufrido modificaciones. Aun así, se comparan los cálculos con la simulación realizada al circuito, de modo que se tenga una primera comprobación de que el circuito se ha diseñado correctamente.

### 7.1. Comparación cálculos teóricos y simulación del Circuit Breaker

Para poder relacionar los cálculos realizados con la simulación, es conveniente tratar el circuito en cuanto a su funcionamiento global. Esto es, el circuito ha de comportarse en líneas generales como se ha diseñado.

En la tabla siguiente se recogen los datos de cálculos y simulación para el Circuit Breaker, de modo que puedan ser posteriormente comentados.

COMPARACIÓN DE RESULTADOS		
Parámetro	CÁLCULOS	SIMULACIÓN
Voltaje de salida (V)	48	47.461
Voltaje en precarga tras 100 milisegundos (V)	42.63	42.235
Voltaje en precarga tras 200 milisegundos (V)	47.40	46.895
Potencia de precarga máxima (W)	17.38	18.151

**Tabla 21.** Comparación de cálculos y simulación del Circuit Breaker  
(Fuente: elaboración propia)

En la Tabla 21 se recogen los datos obtenidos de los cálculos y de la simulación realizada. Se comprueba que los valores son relativamente cercanos, aunque no exactos, ya que la simulación incluye ciertas variables que en el cálculo del Circuit Breaker no aplican. Aun así, se puede concluir que los valores son los esperados. Se comentan cada uno de ellos por individual:

- **Voltaje de salida:** idealmente, el Circuit Breaker tendría un voltaje de salida equivalente al de entrada (48 voltios en este caso). Sin embargo, cuando los MOSFETs están en conducción ofrecen una resistencia de valor reducido al paso de la corriente, lo cual desemboca en una caída de tensión sobre dicha resistencia. Esto implica que, en la simulación, el valor final de tensión en la salida sea menor que en la entrada. En definitiva, caen alrededor de 0.34 voltios en los MOSFETs principales.

- **Voltaje en precarga tras 100 milisegundos:** en este caso, los valores del cálculo teórico y de la simulación son realmente similares. La tensión alcanzada en la salida tras la actuación del circuito de precarga durante 100 milisegundos rodea los 42.6 voltios en los cálculos y 42.2 voltios en la simulación.
- **Voltaje de precarga tras 200 milisegundos:** si la actuación de la precarga se alargase hasta el límite máximo de tiempo que puede actuar (200 milisegundos), la tensión alcanza sería de 47.4 voltios y 46.8 voltios según cálculos y simulación, respectivamente. Este valor difiere en cierto modo, lo cual puede deberse a que la diferencia de resistencia de los MOSFETs sea considerable en los cálculos teóricos y la simulación. Aunque en los cálculos teóricos se suponen 0.13 ohmios (según hoja de características), el modelo de simulación puede no tener justamente esa caída. Aun así, el valor de voltaje obtenido nos permite cerciorar que la tensión de precarga estará en la salida y que se reducirá el estrés térmico y eléctrico de los MOSFETs principales.
- **Potencia de precarga máxima:** este es el valor de pico de potencia que se alcanza en la precarga. Se podría concluir que la diferencia entre cálculos y simulación puede deberse a que, al obtener este valor del producto de tensión y voltaje, una pequeña variación en una de las variables se refleja de modo considerable en el producto. Sin embargo, los 17.38 vatios calculados están realmente cerca de los 18.151 vatios simulados, con lo que se tiene una idea cercana a la realidad del pico de potencia sufrido.

En definitiva, las comparaciones entre resultados de cálculos y simulación son concluyentes. Se obtienen en la simulación valores muy similares a los calculados en primera instancia, lo cual implica que el circuito parece funcionar de manera correcta. Lógicamente, todo ello se termina de verificar a la hora de realizar pruebas al circuito real.

### 7.2. Conclusiones generales

En definitiva, este Trabajo Fin de Máster permite obtener diferentes conclusiones generales a partir de las secciones tratadas.

- En el sector de la automoción, conseguir incluir cualquier tipo de circuito requiere del cumplimiento de una estricta normativa. Cada uno de los componentes que se montan en el Circuit Breaker han de cumplir la norma AEC-Q, de manera que puedan ser empleados en aplicaciones de este sector. Por ello, se dificulta la integración de componentes. De hecho, la mayoría de las resistencias, condensadores y otros elementos no están cualificados para aplicaciones automotrices.
- El Circuit Breaker que se diseña en este proyecto está dimensionado para un sistema que ha de proporcionar 4.7 kilovatios. Aun así, los cálculos permiten reajustar el circuito rápidamente para cualquier otro sistema de mayor o menor potencia. Esto es realmente útil si se tiene en cuenta que este circuito de protección por sobrecorriente es altamente empleado en diferentes aplicaciones. De hecho, uno de los objetivos iniciales de este Circuit Breaker es que pueda ser aplicado en varios sistemas.

- Se preveía que el Circuit Breaker implementado en PCB fuese montado y probado en el laboratorio. Sin embargo, por causas temporales de la empresa se omite dicha sección. Por ende, la comparación de resultados se ha realizado entre cálculos teóricos y simulación. Como se apuntaba anteriormente, la verificación del Circuit Breaker se conseguiría mediante la realización de pruebas en la placa fabricada.
- Las simulaciones de cualquier circuito electrónico (en este caso, del Circuit Breaker) nos permiten prever el funcionamiento del circuito real. Sin embargo, cuando el circuito se prueba en el laboratorio se requieren de ciertos ajustes empíricos para optimizar su funcionamiento. Aun así, en las simulaciones se han incluido modelos reales de componentes para que las diferencias entre simulaciones y el circuito real (que se fabricará en un futuro) sean las menores posibles.
- El estudio de consumo del Circuit Breaker (junto con los cálculos de consumo en un peor caso), comprueban si el dimensionado de los componentes es correcto para su aplicación. En este caso, se asegura que todos los componentes colocados en el circuito (a falta de las pruebas empíricas) pueden soportar la potencia que le corresponde cuando el Circuit Breaker está funcionando.
- El presupuesto del proyecto es un indicativo del coste del diseño, modelado y simulación del Circuit Breaker en caso de no poseer el material correspondiente. Como se puede apreciar, el mayor coste recae sobre las pruebas del circuito. Para que un sistema pueda ser montado en un vehículo, las horas de laboratorio dedicadas son numerosas. En ellas se prueban los peores casos que se pueden encontrar las piezas, desde la prueba de funcionamiento en cámaras climáticas de hasta 100 grados centígrados hasta tests de cambios repentinos de voltajes de entrada. En este caso, el Circuit Breaker realizado se instala en un HCU prototipo, por lo que solo se han llevado a cabo los tests necesarios para asegurarse del funcionamiento óptimo de la pieza.

### 7.3. Línea futura de investigación

A pesar de que este TFM finaliza con el proceso completo de diseño, modelado y simulación del Circuit Breaker, se podrían adoptar diferentes vertientes para continuar con la investigación de este proyecto:

- Automatización de cálculos de Circuit Breaker. Si bien es cierto que los cálculos presentados del Circuit Breaker permiten adecuarlo a cualquier tipo de sistema electrónico que requiera de una protección de sobrecorriente mediante el cambio de cada uno de sus componentes, una posible futura línea de investigación sería realizar un programa en MATLAB o cualquier otro lenguaje de programación donde, a partir de recibir los datos de partida del Circuit Breaker, el código devuelva el valor de todos los componentes a montar en la PCB, además de graficar ciertos subsistemas como el circuito de precarga.
- Estudio para producción. Otra de las vertientes a seguir en la continuación del TFM sería la realización de un estudio para la puesta en producción del circuito. Esto desembocaría en el estudio de maquinaria a aplicar para producir la PCB de manera rápida y eficaz. Asimismo, para la puesta en producción del circuito se podrían investigar diferentes materiales de aislamiento eléctrico y térmico para integrar el Circuit Breaker de manera completa en el HCU.

## CONCLUSIONES

---

- Autoevaluación de placa. Para probar el buen funcionamiento de las placas de circuito impreso de manera automática, las empresas de mayor poder adquisitivo emplean camas de pinchos. Son sistemas electromecánicos que realizan el test unitario de PCBs. Las camas de pinchos permiten testear la placa mediante la medición de señales en sus “test points” o puntos de testeo. Están constituidas por un pistón que incluye una superficie de pinchos cuyas coordenadas coinciden con las de los puntos de testeo de la PCB que se quiere probar. Cuando el pistón baja, esos pinchos conectan con los “test points” y un PLC mide las señales de la placa a través de esos pinchos. A través del código programado en el PLC, el propio sistema determina si la placa es apta para el funcionamiento.
- Reducción de consumo energético. En todo circuito electrónico es conveniente tener el mínimo consumo posible de energía. Para ello, se podría investigar cómo reducir el consumo mediante cambios de configuración del circuito, sustitución de componentes por otros de menor consumo, entre otras posibles soluciones. Asimismo, se podría estudiar si reducir el número de MOSFETs principales permite que el circuito funcione de manera similar sin poner en riesgo la vida útil de los componentes.
- Protección de polaridad inversa. Otra de las líneas de investigación posibles (y puede que la más interesante de las expuestas) es la realización de un Circuit Breaker que pueda funcionar en ambos sentidos de corriente. Esto puede ser útil en casos como los cargadores bidireccionales, donde se requiere de dos MOSFETs principales en serie y colocados en modo espejo para realizar la conducción de manera segura y controlada, independientemente del sentido en el que esta corriente fluya.

En definitiva, las líneas de investigación a seguir a partir de este proyecto son numerosas. Según el objetivo que se establezca o el área de conocimiento que se quiera desarrollar, dicha investigación puede adoptar una u otra vertiente.

## 8. ANEXOS

En los anexos de este proyecto se incluye información explícita de algunos conceptos relevantes del Circuit Breaker. En este caso, se añaden tres documentos básicos: la hoja de cálculo del circuito al completo, el stack-up de la placa de circuito impreso y la hoja de características del transistor que mide la temperatura en el driver.

### 8.1. Hoja de cálculo: Circuit Breaker

DISEÑO CIRCUIT BREAKER						
Datos generales del Circuit Breaker						
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	
Vin	Alimentación de HCU	0	-	70	V	
Vbat	Voltaje de entrada del Circuit Breaker	36	48	52	V	
Ibat	Corriente en conducción del Circuit Breaker	-	137,43	164,916	A	
Iin-rush	Target de corriente in-rush	-	1,57	-	A	
Pout	Potencia de salida	-	4700	-	W	
Cin	Capacidad total de entrada	-	19,74	-	µF	
Cblk	Capacidad total de salida	-	1377,58	-	µF	
Top	Rango de temperatura de operación	-40	-	125	°C	
Tstg	Rango de temperatura de almacenamiento (storage)	-40	-	125	°C	
Vimon	Voltaje en el pin IMON - Monitorización de sensado de corriente	0	0,025	3,3	V	
Vsns,wrn	Umbral de voltaje para protección de sobrecorriente	0,010	0,025	0,030	V	
Toc	Intervalo de tiempo para aguantar corrientes de carga del transitorio	-	0,5	-	ms	
tmax_pre	Tiempo máximo de precarga de Cblk	100	-	200	ms	
Pin	Potencia de entrada	-	4947,37	-	W	
Imax	Corriente máxima (a voltaje de entrada mínimo)	-	137,43	-	A	

CIRCUITO DE PRECARGA								
Circuito de habilitación de precarga [pin INP_G] -> INP_G se obedece si V(Cbst) > Vbst,uvalor (aprox. 8 V)								
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	Elegido/Cálculo	Tolerancia	
MOSFET 1: control disparo (INP_G)	Modelo BSS138P							
Vds	Voltaje drenador - surtidor	-	-	60	V			
Id	Corriente en conducción MOSFET 1	-	-	0,36	A			
Rds,on	Resistencia drenador - surtidor	-	0,9	1,6	Ω			
Vgs,th	Voltaje umbral puerta - surtidor para MOSFET 1	0,9	1,2	1,5	V			
Pd	Potencia disipada por el MOSFET 1	-	-	0,42	W			
VD1	Diodo Zener de protección	-	5	-	V			
C1	Condensador de filtrado de voltaje	-	10	-	µF	10 µF	20 %	
R1	Resistencia Vbat - puerta de MOSFET 1	-	100000	-	Ω	100000 Ω	1 %	
R2	Resistencia entre puerta de MOSFET 1 y GND	-	3225,81	-	Ω	3300 Ω	5 %	
Pdisip,R1	Potencia disipada en R1	-	21,62	25,503	mW	21,62 mW		
Pdisip,R2	Potencia disipada en R2	-	0,45	0,70	mW	0,68 mW		
Vinp_g	Voltaje entrada pin INP_G a TPS48111	0	-	20	V			
R3	Resistencia entre Vbat e INP_G	-	100000	-	Ω	100000 Ω	1 %	
R4	Resistencia entre INP_G y GND	-	62500	-	Ω	62600 Ω	1 %	
Pdisip,R3	Potencia disipada en R3	-	7,84	10,24	mW	10,24 mW		
Pdisip,R4	Potencia disipada en R4	-	6,40	-	mW	6,39 mW		
Pdisip,MOSFET1	Potencia disipada por el MOSFET 1	-	0,0004	0,0000	mW	0,000468 mW		
Pdisip_DZ1	Potencia disipada en el diodo Zener D1	-	2,88	4,50	mW	4,5 mW		
Ptot,INP_G	Potencia total consumida en el circuito de INP_G	-	39,19	-	mW	43,43 mW		

Circuito de precarga (pin G)								
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades			
MOSFET precarga (G)	Modelo ZXMN7A11G							
Vds	Voltaje drenador - surtidor	-	-	70	V			
Vgs	Voltaje puerta - surtidor	-20	-	20	V			
Id	Corriente en conducción	-	-	3,8	A			
Rds,on	Resistencia drenador - surtidor	-	0,13	0,19	Ω			
Vgs,th	Voltaje umbral puerta - surtidor	-	1	-	V			
Pd	Potencia disipada	-	2	3,9	W			
Rd	Resistencia entre Vbat y drenador de MOSFET de precarga	-	33	-	Ω	33 Ω	5 %	
τ	Constante de tiempo de precarga	-	0,046	-	s	0,0456 s		
tprecarga	Tiempo para completar la precarga	-	0,137	-	s	0,137 s		
Iprecarga,max	Corriente máxima que circula por la precarga	-	1,57	-	A	1,570 A		
Iprecarga,avg	Corriente media que circula por la precarga	-	0,358	-	A	0,358 A		
Pdisip,Rd	Potencia disipada en resistencia de drenador	-	4,22	-	W	4,22 W		
Pdisip,MOSFETpre	Potencia disipada por el MOSFET de precarga	-	0,017	-	W	0,017 W		
Pprecarga	Potencia total disipada en el circuito de precarga	-	4,24	-	W	4,24 W		

CIRCUITO DE SENSADO Y PROTECCIÓN DE TEMPERATURA								
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades			
BIT	BIT modelo MMBT3904							
R1(FLT_T)	Resistencia de open-drain para pin FLT_T	-	10000	-	Ω	10000 Ω	5 %	
Iodiode	Corriente salida de pin DIODE	10	-	160	µA			
P_R1_FLT	Potencia consumida por resistencia open-drain	-	0,5	-	mW	0,5 mW		
Pdisip,MMBT3904	Potencia disipada por el transistor MMBT3904	1E-14	-	2,56E-12	mW	2,56E-12 mW		
Ptot_temperatura	Potencia total disipada en el circuito de sensado y protección de temperatura	-	0,5	-	mW	0,5 mW		

CIRCUITO DE SENSADO Y PROTECCIÓN DE CORRIENTE								
Umbral de protección de sobrecorriente (overcurrent protection threshold)								
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades			
Viwrn_max	Voltaje en pin IWRN máximo	0	-	3,3	V			
Iwrn	Threshold de protección de sobrecorriente (Ibat + 20%)	-	164,9	-	A			
Iscp	Threshold de protección de sobrecorriente (Iwrn + 20%)	-	197,9	-	A			
Rsns	Resistencia Shunt de sensado de corriente	-	0,152	-	mΩ	0,5 mΩ	1 %	
nsh	Número de resistencias SHUNT en paralelo	-	4	-		0,125 mΩ	1 %	
Iset	Corriente a través de la resistencia Iset	-	10	-	mA			
Rset	Resistencia entre pin CS++ y Vbat	-	100	-	Ω	100 Ω	5 %	
Riwrn	Resistencia de pin IWRN	-	57726	-	Ω	57600 Ω	1 %	
Pdis, Rsns	Potencia disipada en cada resistencia de sensado de corriente	-	4,12	-	W	3,400 W		
Pdis, Rset	Potencia disipada en resistencia Rset	-	10,00	-	mW	10,00 mW		
Pdis, Riwrn	Potencia disipada en resistencia Riwrn	-	0,189	-	mW	0,189 mW		

# ANEXOS

Umbral de protección de cortocircuito (short-circuit protection threshold)						
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	
Iscp	Corriente por el pin CS+		14.5		µA	
Riscp	Resistencia para establecer el umbral de protección del cortocircuito	-	1106.028	-	Ω	1400 Ω 5 %
Pdisip,Iscp	Potencia disipada por la resistencia Riscp		0.0002		mW	0.00029 mW
Monitorización de corriente (current monitor)						
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	
Rimon	Resistencia en el pin IMON (medición de corriente Ibat)		17786.83		Ω	17800 Ω 5 %
Gain	Ganancia del amplificador de medición de corriente		160			160.2
Vsns	Voltaje de sensado		25		mV	
Vos_set	Voltaje de offset de entrada		0.35		mV	
Ian_inµC	Corriente de entrada analógica de microcontrolador AURIX		0.10		mA	
Van_inµC	Voltaje de entrada analógica del microcontrolador AURIX	0		3.3	V	
R8	Resistencia entre IMON y entrada analógica al microcontrolador AURIX		100		Ω	100 Ω 5 %
C2	Condensador de mínimo filtrado posible de señal		1		nF	1 nF 10 %
D4	Diodo de protección entre entrada analógica al microcontrolador y 5V					
D5	Diodo de protección entre entrada analógica al microcontrolador y GND					
Acc(Vimon)	Precisión del voltaje de monitorización de corriente		1.4		%	1.4 %
P(Rimon)	Potencia consumida resistencia Rimon		0.6123		mW	0.6118 mW
P(R8)	Potencia consumida resistencia R8		0.001		mW	0.001 mW
P(D4)	Potencia consumida por el diodo D4		1.70		mW	1.7 mW
P(D5)	Potencia consumida por el diodo D5		3.30		mW	3.3 mW
Timer del Circuit Breaker y timer de fallo						
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	
CtMr	Condensador entre el pin TMR y GND		32.29		nF	33 nF 10 %
Tflt	Tiempo de delay para aviso sobrecorriente FLT_I		458		µs	468 µs
Tretry	Periodo de reintento	-	0.73	-	s	1 s
R2(FLT_I)	Resistencia open-drain para pin FLT_I	-	10000	-	Ω	10000 Ω 5 %
Pdisip,R2	Potencia disipada en resistencia open-drain		0.50		mW	0.5 mW
Ptot,senscorr	Potencia disipada en circuito de sensado de corriente		20.4250		mW	3415.96 mW

CIRCUITO CONDENSADOR DE BOOTSTRAP						
Cálculo del condensador (Cbst calculation)						
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	
nMOS	Número de MOSFETs de Circuit Breaker colocados en paralelo		9		-	
Qg_tot	Carga total de puerta necesaria	-	927		nC	
Cbst	Condensador de bootstrap (Qtot / 1V)		927.00		nF	1000 nF 10 %
Vbst_uvlor	Umbral de voltaje del condensador		8		V	
Ibst	Corriente del charge pump		100		µA	
Tstartup,Ib	Tiempo de inicio solo con ayuda del charge pump		74.16		ms	80 ms
<b>Añadir LDO (5 V) + diodo para cargar más rápido el condensador de bootstrap</b>						
V(LDO)-Vdiodo	Voltaje proporcionado por LDO (restando los 0.7 V que caen en el diodo)		4.3		V	
I(LDO)	Corriente proporcionada por LDO		30	400	mA	
Tstartup,Ib+Hbst	Tiempo de inicio añadiendo el efecto de la LDO + diodo		34.432		ms	37.143 ms
Durante control de corriente in-rush (dv/dt) - (CBST during in-rush current control)						
Vbst_src	Voltaje de bootstrap		8		V	
Rin-rush1	Resistencia en serie de PU a puerta del MOSFET (regula Trise)		100		Ω	100 Ω 5 %
Rin-rush2	Resistencia para reducir oscilaciones en la puerta del MOSFET		10		Ω	10 Ω 5 %
Cin-rush	Capacidad externa de puerta del MOSFET		0.000		µF	47 µF 10 %
Trise	Tiempo de encendido del MOSFET		0.000		ms	23.5 ms
Tfall	Tiempo de apagado del MOSFET		30		ns	0.10 µs
Dschottky_src	Diodo Schottky para protección rápida de pin SRC		15		V	
D3	Diodo Zener protección voltaje puerta - surtidor		15		V	
Pdisip,Rin-rush1	Potencia disipada en resistencia Rin-rush1		0.010		mW	0.010 mW
Pdisip,Rin-rush2	Potencia disipada en resistencia Rin-rush2		0.001		mW	0.001 mW
Ptot,bst	Potencia total disipada en circuito de condensador de bootstrap		0.011		mW	0.011 mW

CIRCUIT BREAKER: MOSFETs principales (STL135N8F7AG)						
Parámetro	Descripción	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidades	
Vds	Voltaje drenador - surtidor	0	-	80	V	
Vgs	Voltaje puerta - surtidor	36	48	52	V	
Vgs_th	Threshold de voltaje puerta - surtidor	2	3	4	V	
I_d	Corriente drenador	-	300	-	A	
Rds_on	Resistencia drenador-surtidor		0.0036		Ω	
Pd	Potencia disipada		429		W	
Pd_derating	Derating de potencia por encima de 25 °C		2.86		W/°C	
Qg_Tot	Carga total del MOSFET a 10 V		103		nC	
Qg_th	Threshold de carga de puerta del MOSFET a 2 V		23	27	nC	
Ton	Tiempo de encendido del MOSFET		-	58	ns	
Toff	Tiempo de apagado del MOSFET		-	103	ns	
Tj, Tstg	Rango de temperaturas de operación y de almacenamiento	-55	-	175	°C	
nMOS_main	Número de MOSFETs de potencia		8			
Vgs_cond	Voltaje puerta - surtidor en conducción		12		V	
Vdd_cond	Voltaje en el drenador en conducción		48		V	
<b>GRÁFICA Qg - Vgs --&gt; sacar carga en la puerta del MOSFET y multiplicar por el número de MOSFETs que tengamos</b>						
Qg_1mos	Carga de puerta de cada MOSFET		103		nC	
Qg_total	Carga total de puerta de los MOSFETs		824		nC	
Vbst	Voltaje de condensador de bootstrap		8	12	V	
I_1mos	Corriente a través de cada MOSFET		17.17875		A	
tdescarga	Tiempo de apagado de los MOSFETs de potencia		0.10		µs	
Pdisipada,MOS	Potencia disipada por todos los MOSFETs		8.499	12.239	W	8.499 W
<b>Ptot,CircuitBreaker</b>	<b>Potencia total consumida por el Circuit Breaker</b>		<b>16.744</b>		<b>W</b>	

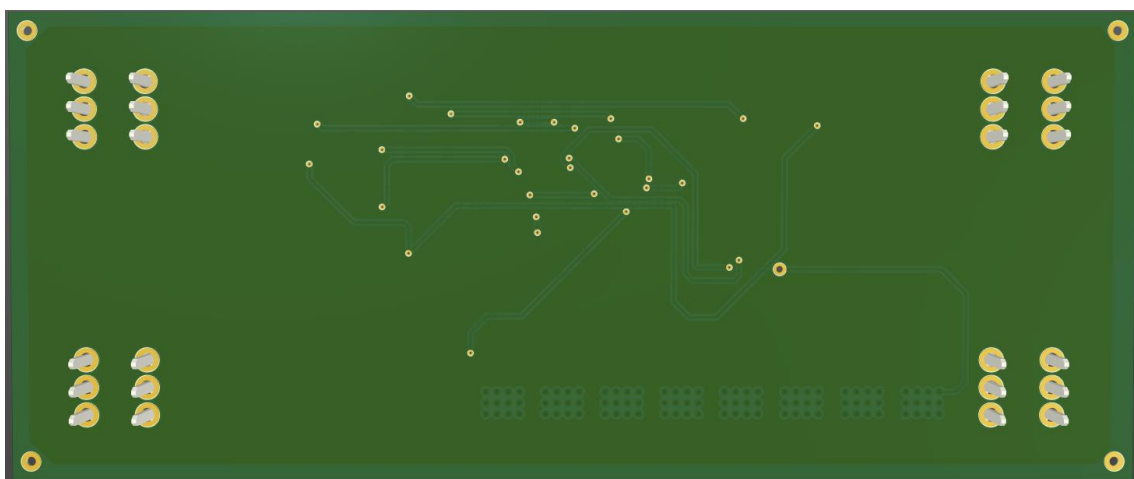
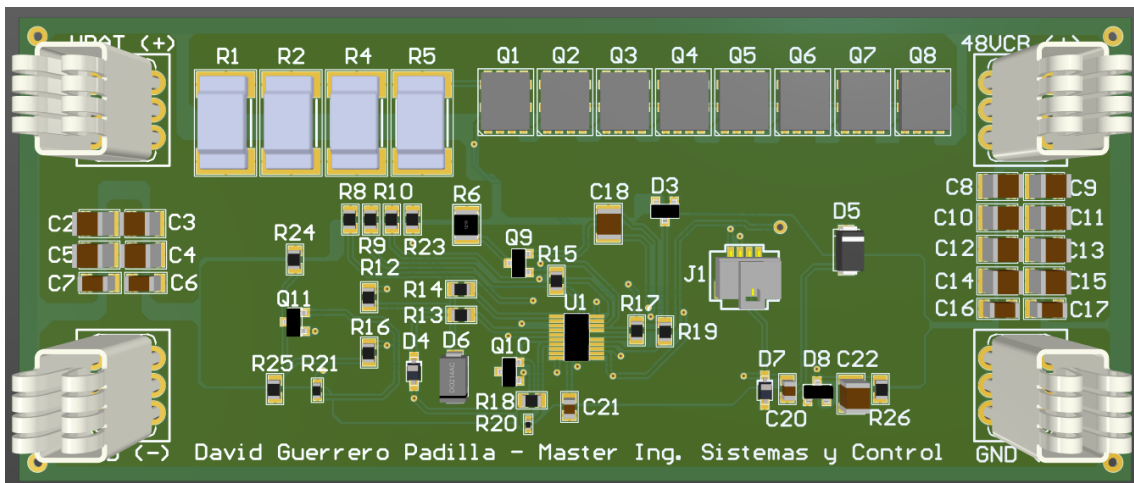




## 8.2. PCB: stack-up

#	Name	Material	Type	Weight	Thickness	Dk
	Top Overlay		Overlay			
	Top Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.01016mm	3.5
1	Top Layer		Signal	1oz	0.035mm	
	Dielectric 1	FR-4	Dielectric		0.13178mm	4.8
2	Bottom Layer		Signal	1oz	0.035mm	
	Bottom Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.01016mm	3.5
	Bottom Overlay		Overlay			

## 8.3. PCB: representación 3D



## 8.4. Hoja de características transistor de temperatura



**MMBT3904**

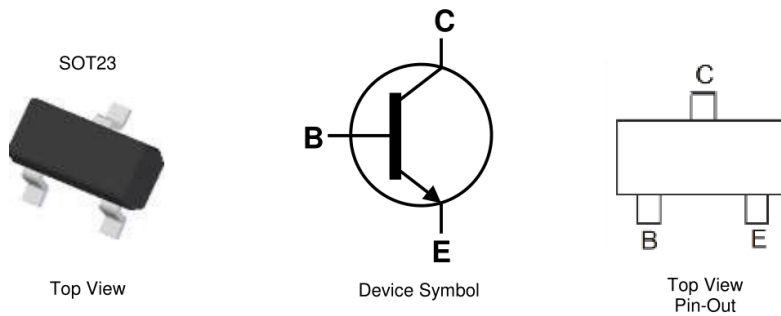
**40V NPN SMALL SIGNAL TRANSISTOR IN SOT23**

### Features

- Epitaxial Planar Die Construction
- Complementary PNP Type Available (MMBT3906)
- Ideal for Medium Power Amplification and Switching
- **Totally Lead-Free & Fully RoHS Compliant (Notes 1 & 2)**
- **Halogen and Antimony Free. "Green" Device (Note 3)**
- **Qualified to AEC-Q101 Standards for High Reliability**
- **PPAP Capable (Note 4)**

### Mechanical Data

- Case: SOT23
- Case Material: Molded Plastic, "Green" Molding Compound. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020
- Terminals: Finish – Matte Tin Plated Leads. Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Weight: 0.008 grams (Approximate)

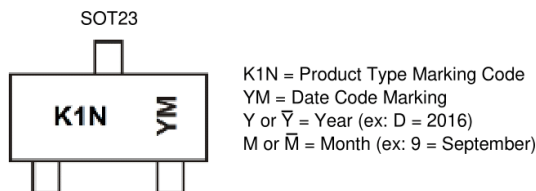


### Ordering Information (Notes 4 & 5)

Product	Status	Compliance	Marking	Reel Size (inches)	Tape Width (mm)	Quantity per Reel
MMBT3904-7-F	Active	AEC-Q101	K1N	7	8	3,000
MMBT3904Q-7-F	Active	Automotive	K1N	7	8	3,000
MMBT3904Q-13-F	Active	Automotive	K1N	13	8	10,000
MMBT3904-13-F	Active	AEC-Q101	K1N	13	8	10,000

- Notes:
1. No purposely added lead. Fully EU Directive 2002/95/EC (RoHS) & 2011/65/EU (RoHS 2) compliant.
  2. See [http://www.diodes.com/quality/lead\\_free.html](http://www.diodes.com/quality/lead_free.html) for more information about Diodes Incorporated's definitions of Halogen- and Antimony-free, "Green" and Lead-free.
  3. Halogen and Antimony free "Green" products are defined as those which contain <900ppm bromine, <900ppm chlorine (<1500ppm total Br + Cl) and <1000ppm antimony compounds.
  4. Automotive products are AEC-Q101 qualified and are PPAP capable. Automotive, AEC-Q101 and standard products are electrically and thermally the same, except where specified. For more information, please refer to [http://www.diodes.com/quality/product\\_compliance\\_definitions/](http://www.diodes.com/quality/product_compliance_definitions/).
  5. For packaging details, go to our website at <http://www.diodes.com/products/packages.html>.

### Marking Information



#### Date Code Key

Year	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021
Code	B	C	D	E	F	G	H	I

Month	Jan	Feb	Mar	Apr	May	Jun	Jul	Aug	Sep	Oct	Nov	Dec
Code	1	2	3	4	5	6	7	8	9	O	N	D



MMBT3904

**Absolute Maximum Ratings** (@T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise specified.)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Collector-Base Voltage	V <sub>CBO</sub>	60	V
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	40	V
Emitter-Base Voltage	V <sub>EBO</sub>	6	V
Collector Current	I <sub>C</sub>	200	mA

**Thermal Characteristics** (@T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise specified.)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	(Note 6)	310
		(Note 7)	350
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	(Note 6)	403
		(Note 7)	357
Thermal Resistance, Junction to Leads	R <sub>θJL</sub>	350	°C/W
Operating and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>STG</sub>	-55 to +150	°C

**ESD Ratings** (Note 9)

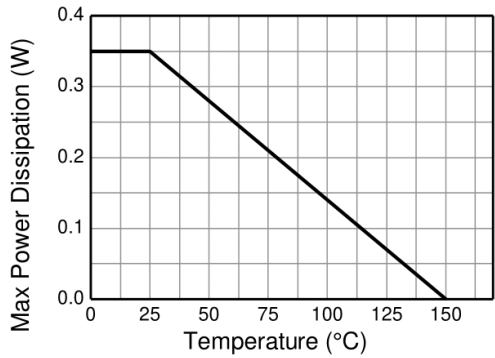
Characteristic	Symbol	Value	Unit	JEDEC Class
Electrostatic Discharge - Human Body Model	ESD HBM	4,000	V	3A
Electrostatic Discharge - Machine Model	ESD MM	400	V	C

- Notes:
6. For a device mounted on minimum recommended pad layout 1oz copper that is on a single-sided FR4 PCB; device is measured under still air conditions whilst operating in a steady-state.
  7. Same as Note 6, except the device is mounted on 15 mm x 15mm 1oz copper.
  8. Thermal resistance from junction to solder-point (at the end of the leads).
  9. Refer to JEDEC specification JESD22-A114 and JESD22-A115.

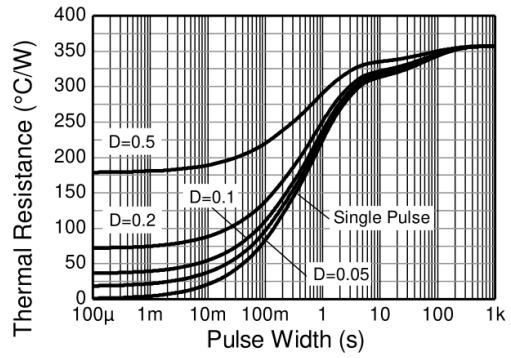


MMBT3904

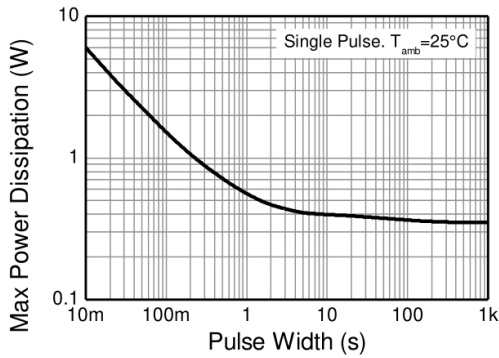
**Thermal Characteristics and Derating Information**



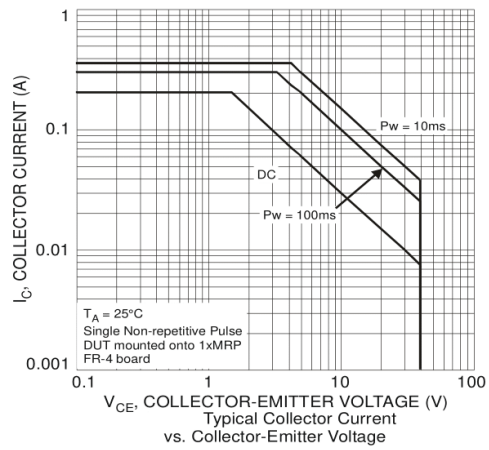
**Derating Curve**



**Transient Thermal Impedance**



**Pulse Power Dissipation**





MMBT3904

**Electrical Characteristics** (@T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise specified.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	Test Condition
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector-Base Breakdown Voltage	BV <sub>CBO</sub>	60	—	V	I <sub>C</sub> = 10μA, I <sub>E</sub> = 0
Collector-Emitter Breakdown Voltage (Note 10)	BV <sub>CEO</sub>	40	—	V	I <sub>C</sub> = 10mA, I <sub>B</sub> = 0
Emitter-Base Breakdown Voltage	BV <sub>EBO</sub>	6.0	—	V	I <sub>E</sub> = 10μA, I <sub>C</sub> = 0
Collector Cut-Off Current	I <sub>CEX</sub>	—	50	nA	V <sub>CE</sub> = 30V, V <sub>EB(OFF)</sub> = 3.0V
Base Cut-Off Current	I <sub>BL</sub>	—	50	nA	V <sub>CE</sub> = 30V, V <sub>EB(OFF)</sub> = 3.0V
Emitter Base Cut-Off Current	I <sub>EBO</sub>	—	50	nA	V <sub>EB</sub> = 6V
Collector-Base Cut-Off Current	I <sub>CBO</sub>	—	50	nA	V <sub>CB</sub> = 48V
<b>ON CHARACTERISTICS</b> (Note 10)					
DC Current Gain	h <sub>FE</sub>	40	—	—	I <sub>C</sub> = 100μA, V <sub>CE</sub> = 1.0V
		70	—		I <sub>C</sub> = 1.0mA, V <sub>CE</sub> = 1.0V
		100	300		I <sub>C</sub> = 10mA, V <sub>CE</sub> = 1.0V
		60	—		I <sub>C</sub> = 50mA, V <sub>CE</sub> = 1.0V
		30	—		I <sub>C</sub> = 100mA, V <sub>CE</sub> = 1.0V
Collector-Emitter Saturation Voltage	V <sub>CE(SAT)</sub>	—	0.20 0.30	V	I <sub>C</sub> = 10mA, I <sub>B</sub> = 1.0mA I <sub>C</sub> = 50mA, I <sub>B</sub> = 5.0mA
Base-Emitter Saturation Voltage	V <sub>BE(SAT)</sub>	0.65	0.85 0.95	V	I <sub>C</sub> = 10mA, I <sub>B</sub> = 1.0mA I <sub>C</sub> = 50mA, I <sub>B</sub> = 5.0mA
<b>SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Output Capacitance	C <sub>OBO</sub>	—	4.0	pF	V <sub>CB</sub> = 5.0V, f = 1.0MHz, I <sub>E</sub> = 0
Input Capacitance	C <sub>IBO</sub>	—	8.0	pF	V <sub>EB</sub> = 0.5V, f = 1.0MHz, I <sub>C</sub> = 0
Input Impedance	h <sub>IE</sub>	1.0	10	kΩ	V <sub>CE</sub> = 10V, I <sub>C</sub> = 1.0mA, f = 1.0kHz
Voltage Feedback Ratio	h <sub>RE</sub>	0.5	8.0	x 10 <sup>-4</sup>	
Small Signal Current Gain	h <sub>FE</sub>	100	400	—	
Output Admittance	h <sub>OE</sub>	1.0	40	μS	
Current Gain-Bandwidth Product	f <sub>T</sub>	300	—	MHz	V <sub>CE</sub> = 20V, I <sub>C</sub> = 10mA, f = 100MHz
Noise Figure	NF	—	5.0	dB	V <sub>CE</sub> = 5.0V, I <sub>C</sub> = 100μA, R <sub>S</sub> = 1.0kΩ, f = 1.0kHz
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS</b>					
Delay Time	t <sub>D</sub>	—	35	ns	V <sub>CC</sub> = 3.0V, I <sub>C</sub> = 10mA,
Rise Time	t <sub>R</sub>	—	35	ns	V <sub>BE(OFF)</sub> = -0.5V, I <sub>B1</sub> = 1.0mA
Storage Time	t <sub>S</sub>	—	200	ns	V <sub>CC</sub> = 3.0V, I <sub>C</sub> = 10mA,
Fall Time	t <sub>F</sub>	—	50	ns	I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 1.0mA

Note: 10. Measured under pulsed conditions. Pulse width ≤ 300μs. Duty cycle ≤ 2%.



MMBT3904

**Typical Electrical Characteristics** (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.)

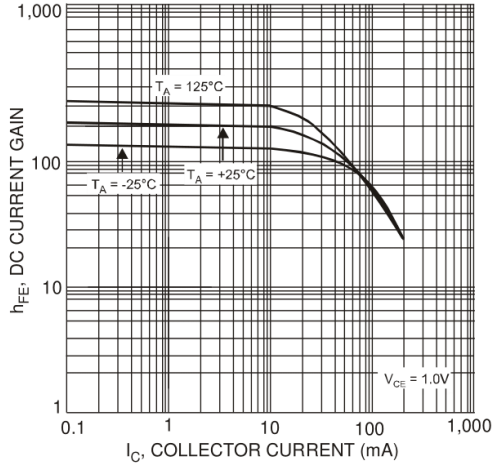


Fig. 1 Typical DC Current Gain vs. Collector Current

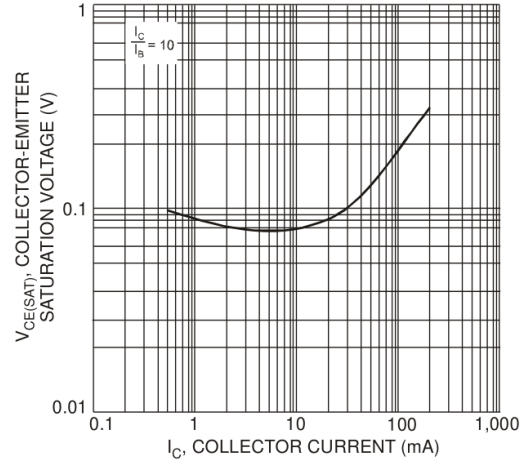


Fig. 2 Typical Collector-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

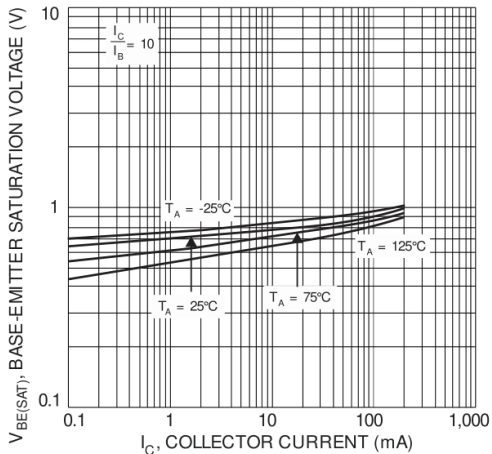


Fig. 3 Typical Base-Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

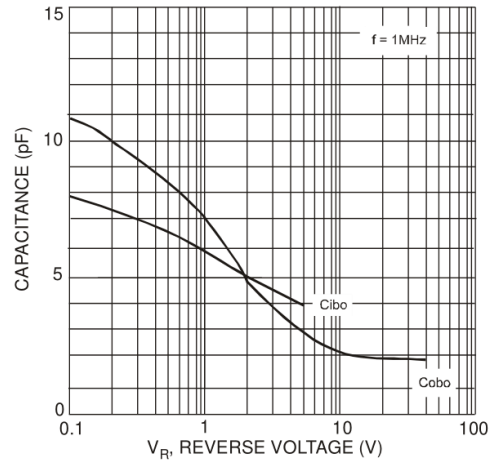


Fig. 4 Typical Capacitance Characteristics

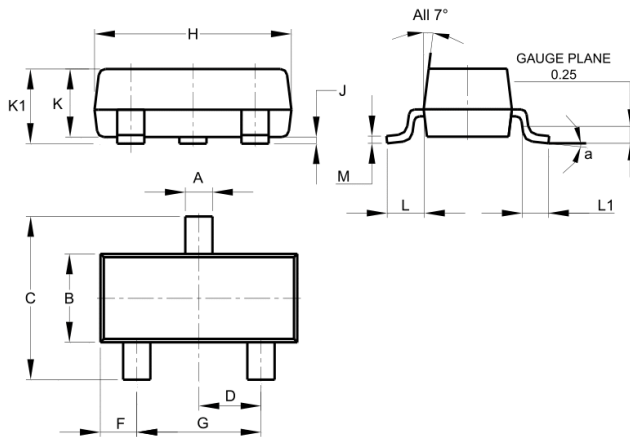


MMBT3904

**Package Outline Dimensions**

Please see <http://www.diodes.com/package-outlines.html> for the latest version.

SOT23

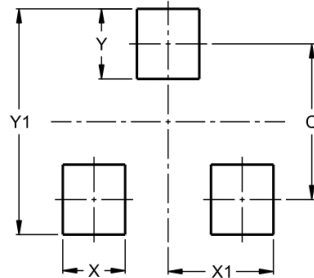


SOT23			
Dim	Min	Max	Typ
A	0.37	0.51	0.40
B	1.20	1.40	1.30
C	2.30	2.50	2.40
D	0.89	1.03	0.915
F	0.45	0.60	0.535
G	1.78	2.05	1.83
H	2.80	3.00	2.90
J	0.013	0.10	0.05
K	0.890	1.00	0.975
K1	0.903	1.10	1.025
L	0.45	0.61	0.55
L1	0.25	0.55	0.40
M	0.085	0.150	0.110
a	0°	8°	--
All Dimensions in mm			

**Suggested Pad Layout**

Please see <http://www.diodes.com/package-outlines.html> for the latest version.

SOT23



Dimensions	Value (in mm)
C	2.0
X	0.8
X1	1.35
Y	0.9
Y1	2.9



MMBT3904

**IMPORTANT NOTICE**

DIODES INCORPORATED MAKES NO WARRANTY OF ANY KIND, EXPRESS OR IMPLIED, WITH REGARDS TO THIS DOCUMENT, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION).

Diodes Incorporated and its subsidiaries reserve the right to make modifications, enhancements, improvements, corrections or other changes without further notice to this document and any product described herein. Diodes Incorporated does not assume any liability arising out of the application or use of this document or any product described herein; neither does Diodes Incorporated convey any license under its patent or trademark rights, nor the rights of others. Any Customer or user of this document or products described herein in such applications shall assume all risks of such use and will agree to hold Diodes Incorporated and all the companies whose products are represented on Diodes Incorporated website, harmless against all damages.

Diodes Incorporated does not warrant or accept any liability whatsoever in respect of any products purchased through unauthorized sales channel. Should Customers purchase or use Diodes Incorporated products for any unintended or unauthorized application, Customers shall indemnify and hold Diodes Incorporated and its representatives harmless against all claims, damages, expenses, and attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized application.

Products described herein may be covered by one or more United States, international or foreign patents pending. Product names and markings noted herein may also be covered by one or more United States, international or foreign trademarks.

This document is written in English but may be translated into multiple languages for reference. Only the English version of this document is the final and determinative format released by Diodes Incorporated.

**LIFE SUPPORT**

Diodes Incorporated products are specifically not authorized for use as critical components in life support devices or systems without the express written approval of the Chief Executive Officer of Diodes Incorporated. As used herein:

A. Life support devices or systems are devices or systems which:

1. are intended to implant into the body, or
2. support or sustain life and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

B. A critical component is any component in a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or to affect its safety or effectiveness.

Customers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their life support devices or systems, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of Diodes Incorporated products in such safety-critical, life support devices or systems, notwithstanding any devices- or systems-related information or support that may be provided by Diodes Incorporated. Further, Customers must fully indemnify Diodes Incorporated and its representatives against any damages arising out of the use of Diodes Incorporated products in such safety-critical, life support devices or systems.

Copyright © 2017, Diodes Incorporated

[www.diodes.com](http://www.diodes.com)

---

## 9. BIBLIOGRAFÍA

- Rashid, M. (2004). *Electrónica de potencia (3a. ed.)*. Pearson Education.
- Wedmore, R.B., Cassie, A.M., Whitney, W. Bevan (1931). *Electric Circuit Breaker Research (Nature 128, 675)*. Publicado independientemente.
- Casey, K. (2012). *Circuit Protection Overview For Automotive Applications*. Mouser Electronics.
- Riveros, G.H., Cabrera, E., Martínez, J. (2000). *Emisiones Vehiculares*. Instituto de Física UNAM.
- Soldá, P.L., Estefano Oliveira, M.J. (2020). *Importancia de la evaluación de la dioxina causada por los vehículos de motor: importancia de evaluar la emisión de dioxinas de los vehículos de motor de gasolina y diésel*. Sciencia Scripts.
- Kumbasi, A. (2019). *Enabling and Integrating wired & wireless technologies for grid interoperability. Circuit Breaker*. Texas Instruments.
- Carrillo-Caicedo, G. (2019). *Fundamentos de Protecciones Eléctricas*. Editorial Académica Española.
- Papadopoulos, G. (2019). *State-of-the-art DC Current Interruption Concept Using SiC MOSFETs*. KTH Royal Institute of Technology.
- Barkhordarian, V. (2017). *Power MOSFET Basics*. International Rectifier.
- Pelly, B. R. *A New Gate Charge Factor Leads to Easy Drive Design for Power MOSFET Circuits*. International Rectifier, Application Note 944A.
- Adams, J. *Bootstrap Component Selection for Control IC's*. International Rectifier, Design Tip DT 98-2.
- Graczkowski, J., Neff, K., Kou, X. (2006). *A Low-Cost Gate Driver Design Using Bootstrap Capacitors for Multilevel MOSFET Inverters*. Universidad de California.
- Hu, R. (2019). *PCB Design and Layout Fundamentals for EMC (English Edition) (2a. ed.)*. Publicado independientemente.
- Shu, G., Zhong, L., Zhou, W., Hang, J., (2012). *Altium Designer Tutorial: schematic, PCB design and simulation*. Electronics Industry Publishing House.
- EMA Design Automation (2021). *The Hitchhiker's Guide to PCB Design (English Edition)*. Blurb.
- Najafi, H., Bhide, S., (2014). *Altium Designer: Tutorial Session 2014*. ECE Florida: Department of Electrical and Computing Engineering.

Hayes, C. (2013). *Circuits by design [Electronics PCB design]*. Engineering & Technology.

Vasilievich Makarenko, V., Spivak, V. (2016). *Using Circuit Simulation to study the processes in electronic circuits*. National Technical University of Ukraine.

Brocard, G. (2013). *The PSpice IV Simulator: manual, methods and applications*. Würth Elektronik.

Kumar Singh, A., Singh, R. (2015). *Electronics Circuit SPICE Simulations with PSpice: A Schematic Based Approach: volume 1*. CreateSpace Independent Publishing Platform.

Torralba Martínez, J.M., Chiner Dasi, M., Ferrer Durá, R. (2004). *Etapas del Presupuesto del Proyecto del producto*. Universidad Politécnica de Valencia.

Schenk, M., Muetze, A., Krischan, K., Magele, C. (2019). *Worst-case analysis of electronic circuits based on an analytic forward solver approach*. COMPEL - International journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering.

González Lucas, L.M. (2017). *Desarrollo de Proyectos de Productos Electrónicos*. IES Los Viveros.

Langheim, J. (2014). *Energy Consumption and Autonomous Driving: Proceedings of the 3<sup>rd</sup> CESA Automotive Electronics Congress*. Springer. ‘

UNE (2021). *Asociación Española de Normalización*. <https://www.une.org/>

AENOR (2021). *Asociación Española de Normalización y Certificación*. <https://www.aenor.com>

WIPO (2021). *World Intellectual Property Organization*. [www.wipo.int](http://www.wipo.int)

IPC (1957). *Institute for Printed Circuits*. <https://www.ipc.org/>

AEC (1990). *Automotive Electronics Council*. <https://www.aec.es/>

EUR-Lex (2021). *Acceso al Derecho. Unión Europea*. <https://eurlex.europa.eu/homepage.html>



UNIVERSIDAD  
**COMPLUTENSE**  
MADRID

**UNED**