



Universidad Nacional
de Educación a Distancia



Universidad
Complutense de Madrid

Escuela Técnica Superior de
Ingeniería Informática

Facultad de Informática

Diseño de una carga electrónica

Sergio Javier Rodríguez Montero

Directores: David Moreno Salinas
José Sánchez Moreno

Trabajo de Fin de Máster

Máster Universitario
en Ingeniería de Control y Sistemas

Curso 2024-2025 / Junio

Agradecimientos

A Olga, Iris y Rafael,
porque me han regalado tiempo para poder centrarme en
lo que más me gusta, seguir aprendiendo.

Al corazón de los voluntarios,
ellos vinieron a traer el color cuando aquí sólo había barro y desolación.

(Paiporta, 29 de octubre de 2024)

Resumen

El presente Trabajo Fin de Máster tiene como objeto desarrollar un dispositivo electrónico que implemente algoritmos de control como parte de su tarea principal, es decir, se ha buscado crear un aparato que realice una aplicación práctica de la teoría vista durante la realización del Máster.

En la elección de la idea de este Trabajo Fin de Máster, lo que se ha pretendido primero es identificar una posible necesidad en la sociedad actual, y dado que poco a poco estamos alcanzando un mayor nivel de electrificación en la movilidad, la idea finalmente elegida ha sido la de un dispositivo relativamente económico que nos ayude a determinar el estado de salud de una batería de pequeñas dimensiones. Tras un análisis de los bloques mínimos constituyentes que se necesitarían, se plantea la primera fase del proyecto a nivel de esquemas electrónicos y se construye el prototipo. Tras esta primera fase, en la que se comprueba su correcto funcionamiento básico, se procede a implementar un algoritmo de control que nos permita obtener los resultados necesarios para determinar la capacidad real de una batería. Finalmente, se realiza un análisis de las dificultades encontradas y cuáles podrían ser las mejoras a implementar en las futuras iteraciones hasta conseguir un producto con mejores prestaciones y más práctico.

Palabras clave: carga electrónica, microcontroladores, algoritmo de control, diseño, PCB, programación.

Abstract

The objective of this Final Master's Project is to develop an electronic device that implements control algorithms as part of its main task, that is, it has sought to create a device that makes a practical application of the theory seen during the completion of the Master.

In choosing the idea for this Master's Final Project, the first aim was to identify a possible need in today's society, and given that little by little we are reaching a higher level of electrification in mobility, the idea finally chosen has been a relatively cheap device that helps us determine the state of health of a small battery. After an analysis of the minimum building blocks that would be needed, the first phase of the project is planned at the level of electronic schematics and then the prototype is built. After this first phase, in which its correct basic operation is checked, we proceed to implement a control algorithm that allows us to obtain the necessary results to determine the real capacity of a battery. Finally, an analysis is carried out of the difficulties found along the way of development and what improvements could be implemented in future iterations until a more practical product with better features could be achieved.

Keywords: electronic load, microcontrollers, control algorithm, design, PCB, programming.

Índice general

Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Introducción.....	1
1.2. Motivación.....	3
1.3. Propuesta y objetivos.....	3
1.4. Estructura del documento	4
Capítulo 2. Esquemas.....	5
2.1. Introducción.....	5
2.2. Alimentación	5
2.3. Microcontrolador	10
2.4. Ventilación forzada	13
2.5. MOSFET de potencia	14
2.6. Sensor de temperatura	15
2.7. Sensor de corriente	18
2.8. Sensor de voltaje.....	20
2.9. Interfaces para el usuario	21
2.10. Compuerta para la batería.....	23
2.11. Puerto de comunicaciones serie.....	24
Capítulo 3. Diseño y montaje de la PCB	26
3.1 Cálculos para definir requisitos del disipador	26
3.2 Uso de ventilación forzada	31
3.3 Componentes modelados en 3D	34
3.4 Piezas auxiliares impresas	38
3.5 Modelo 3D final	39
3.6 Stack-up.....	40
3.7 Distribución de los componentes y rutado	45
3.8 Documentación generada para la fabricación.....	49
3.9 Montaje de la PCB.....	51
Capítulo 4. Descripción de los algoritmos de control	54
4.1 Base de tiempos y configuración del Timer	54
4.2 Algoritmo de control de la temperatura.....	57

4.3	Algoritmo de control de la corriente	58
4.4	Información enviada durante las pruebas	59
4.5	Diagrama de bloques del programa	61
Capítulo 5. Puesta en marcha y ensayos realizados		64
5.1	Ensayo con una fuente de laboratorio	64
5.2	Evaluación del control de temperatura	65
5.3	Calibración y evaluación del control de corriente	66
5.4	Calibración de la medida de tensión.....	70
5.5	Ensayo de descarga 1.....	70
5.6	Ensayo de descarga 2.....	74
5.7	Ensayo de descarga 3.....	77
5.8	Ensayo de descarga 4.....	80
Capítulo 6. Problemas encontrados, conclusiones y trabajos futuros.....		84
6.1	Problemas encontrados	84
6.2	Conclusiones.....	86
6.3	Posibles mejoras	87
Bibliografía		91
Apéndice A		92
A.1	Lista de materiales del proyecto.	92
A.2	Lista de Puntos de Test (TP).	94
A.3	Horas hombre.	95

Índice de imágenes

Imagen 1. Modelo de carga electrónica de la serie 8550 del fabricante BK PRECISION.....	2
Imagen 2. Esquema conceptual de una carga electrónica.	2
Imagen 3. Alimentador externo y sus características.	5
Imagen 4. Esquema de alimentación integrada en la PCB.	6
Imagen 5. Curvas características de la ferrita 742792141. Referencia:	8
Imagen 6. Encapsulado seleccionado para usar el AZ1117.	8
Imagen 7. Esquema interno del regulador AZ1117 de 3.3V obtenido de su datasheet.....	9
Imagen 8. Tabla obtenida del datasheet del AZ1117 en la que se han señalado las características principales en las que nos hemos fijado para seleccionar esta fuente. Referencia: https://www.diodes.com/part/view/AZ1117	10
Imagen 9. El encapsulado elegido es un LQFP de 48 pines de 7x7x1.4mm. Referencia:	10
Imagen 10. Caras del programador utilizado y pines usados. Imagen del autor.	11
Imagen 11. Asignación de pines en el microcontrolador para interactuar con el resto de la electrónica.	12
Imagen 12. Esquema de activación de la ventilación forzada.	13
Imagen 13. Esquema de la etapa de descarga de la batería.	14
Imagen 14. Esquema de conexión del sensor de temperatura.	15
Imagen 15. Adaptadores usados para montar el sensor de temperatura. Imágenes del autor.....	16
Imagen 16. Gráfica de operación del sensor de temperatura. Fuente:.....	17
Imagen 17. Sensor de temperatura tocando el MOSFET. Imagen del autor.	17
Imagen 18. Diagrama de bloques del sensor de corriente. Fuente:	18
Imagen 19. Respuesta del sensor frente a una entrada escalón en la corriente.	19
Imagen 20. Especificaciones de una de las baterías usadas donde se muestra la mínima tensión de descarga. Referencia: https://docs.rs-online.com/42f4/A700000008874152.pdf	20
Imagen 21. Bloque usado para leer la tensión de la batería.	20
Imagen 22. Esquema de los pulsadores.....	21
Imagen 23. LEDs para visualizar diferentes estados.....	22
Imagen 24. Esquema de los potenciómetros usados para simular los valores de parámetros.....	22
Imagen 25. Esquema de conexión del display.	23
Imagen 26. Compuerta e interruptor final de carrera en la base.	23
Imagen 27. Detalle de los muelles e imanes situados en la compuerta.	24
Imagen 28. Esquema del sensor de la compuerta.....	24
Imagen 29. Esquema del circuito utilizado para generar un puerto de comunicaciones serie.	25
Imagen 30. Camino seguido por la corriente durante la descarga de una batería.	26
Imagen 31. Imagen creada por el autor donde se aprecia la estructura obtenida al montar un disipador en el MOSFET.	28
Imagen 32. Pasta térmica usada en la unión del MOSFET con el disipador.....	29
Imagen 33. El intercambiador con los pines que lo sujetan en la PCB.	30
Imagen 34. Disposición del componente según JESD51-2 para la obtención del valor de <i>RJA</i>	30
Imagen 35. Gráfica para la estimación de la resistencia térmica. Fuente: https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E	31
Imagen 36. El datasheet del ventilador nos indica el caudal de aire que proporciona. Fuente: https://www.sameskydevices.com/product/resource/cfm-30b.pdf	32
Imagen 37. Gráfica del disipador que relaciona la resistencia térmica con el flujo de aire recibido. Fuente: https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E	33
Imagen 38. Al usar ventilación forzada obtenemos una resistencia térmica.....	33
Imagen 39. Hay casos en los que el modelo 3D proporcionado no tiene colores. Fuente: https://www.keyelco.com/product.cfm/product_id/306	35
Imagen 40. Al agregarle colores al modelo 3D conseguimos un mejor resultado.	35
Imagen 41. La aplicación del fabricante no funciona correctamente y nunca obtenemos el modelo. Fuente: https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E	36
Imagen 42. Además del datasheet, el fabricante sólo ofrece una imagen del display. Fuente: https://midasdisplays.com/shop/lcd/lcd-character/mc21605h6w-bnmlw3-3-v2/	36
Imagen 43. Modelo genérico de un ventilador de iguales dimensiones al usado en este proyecto.....	37

Imagen 44. Modelo 3D de la batería, creado por el autor a partir de una batería real.	38
Imagen 45. Soporte creado para el ventilador.	38
Imagen 46. Ensamblaje de la compuerta para la batería.	39
Imagen 47. Perspectiva del modelo 3D final que se ha conseguido.	40
Imagen 48. El warping es una ondulación de la PCB en diseños con poca simetría en su stack-up.	41
Imagen 49. Ejemplo de un panel con diferentes diseños de PCB.	41
Imagen 50. Stack-up creado para este proyecto.	42
Imagen 51. Ejemplos de capas mecánicas 1 y 13 en donde se encuentran los modelos 3D de los componentes.	44
Imagen 52. Ejemplo de capa mecánica 15 con información de los límites frontera de los componentes.	44
Imagen 53. Ejemplo de capa mecánica 2 con información de los fresados de la superficie del PCB.	45
Imagen 54. Las dos zonas principales de la PCB.	46
Imagen 55. Diferentes zonas dentro de la PCB.	47
Imagen 56. Todos los componentes y la mayor parte del rutado van sobre la cara TOP.	48
Imagen 57. La cara BOT se destina principalmente a plano de GND y a facilitar parte del rutado.	49
Imagen 58. Capas que seleccionamos para exportar.	50
Imagen 59. Forma de los pads diseñados en la huella.	51
Imagen 60. PCB con los componentes más pequeños montados.	52
Imagen 61. Vista de los componentes más complicados de soldar.	52
Imagen 62. PCB casi ensamblada a falta de algunos componentes grandes y piezas 3D.	53
Imagen 63. Funcionamiento de la base de tiempos para las tareas.	54
Imagen 64. Configuración del timer para obtener una temporización de 10 ms.	56
Imagen 65. Prueba para comprobar el funcionamiento del timer 3.	56
Imagen 66. Funcionamiento del control ON/OFF con histéresis.	57
Imagen 67. Pantalla durante la fase de depuración del control.	58
Imagen 68. Interfaz del programa para recibir datos a través del puerto COM.	59
Imagen 69. Envío de datos al comenzar el ensayo.	60
Imagen 70. Conexión de la carga electrónica a una fuente de laboratorio.	64
Imagen 71. Comparativa de lecturas de corriente con el polímetro y la carga electrónica.	65
Imagen 72. Gráfica de la descarga con control de temperatura desactivado.	66
Imagen 73. Gráfica de la descarga con control de temperatura activado.	66
Imagen 74. Relación entre los valores del ADC y los de la corriente.	67
Imagen 75. Valores de corriente de descarga leídos durante el experimento 01.	67
Imagen 76. Corriente de descarga fijada con la fuente de laboratorio.	68
Imagen 77. Gráfica obtenida con la corriente fija a 500 mA.	69
Imagen 78. Valores de corriente de descarga leídos durante el experimento 03.	69
Imagen 79. Relación entre valores del ADC leídos y voltaje de la batería.	70
Imagen 80. Batería 103450P de 3.7V y 1800 mAh de capacidad.	70
Imagen 81. Esquema de conexionado para la realización de la prueba.	72
Imagen 82. Valores de corriente de descarga obtenidos en la descarga 01.	72
Imagen 83. Valores de tensión de la batería obtenidos en la descarga 01.	73
Imagen 84. Datos obtenidos de la temperatura del MOSFET durante la descarga 01.	74
Imagen 85. Gráfica de la corriente durante el ensayo de descarga 02.	75
Imagen 86. Gráfica de la tensión de la batería durante el ensayo de descarga 02.	76
Imagen 87. Gráfica de la temperatura durante el ensayo de descarga 02.	76
Imagen 88. Batería 674361P.	78
Imagen 89. Gráficas de la corriente de descarga y tensión de la batería durante el ensayo 03.	79
Imagen 90. Gráfica de la temperatura del MOSFET durante la descarga 3.	80
Imagen 91. Batería 204059P de 3.7V y 5400 mAh de capacidad.	80
Imagen 92. Gráfica de la corriente de descarga durante el ensayo de descarga 4.	81
Imagen 93. Gráfica de la tensión de la batería durante la descarga 4.	83
Imagen 94. Gráfica de la evolución de la temperatura del MOSFET durante la descarga 4.	83
Imagen 95. Pasamos de usar un kit de desarrollo a integrar el.	84
Imagen 96. Primer prototipo con la activación del ventilador.	85
Imagen 97. Ruido presente en las conmutaciones de la puerta del transistor.	86
Imagen 98. Ruido que aparecía al conectar el pin de salida del DAC a la puerta del MOSFET.	86
Imagen 99. Módulo BLE (Bluetooth Low Energy) con antena integrada.	87

Imagen 100. Módulo con zumbador.....	88
Imagen 101. Posibilidad de integrar el producto en una	88
Imagen 102. LCD gráfico de 128x64 puntos que permite visualizar más información.	89
Imagen 103. En el recuadro se muestra el circuito.....	90

Índice de tablas

Tabla 1. Características principales de la fuente conmutada (Fuente: datasheet AP66300). https://www.diodes.com/part/view/AP66300	7
Tabla 2. Características generales de la ferrita (Fuente: datasheet 742792141). Referencia:	7
Tabla 3. Asignación de pines del microcontrolador	12
Tabla 4. Características de las distintas versiones del sensor de corriente. Fuente: https://www.ti.com/product/TMCS1107-Q1/part-details/TMCS1107A4BQDRQ1	18
Tabla 5. Tabla obtenida del datasheet del MOSFET con los distintos valores de resistencia térmica.	27
Tabla 6. Temperaturas en el MOSFET según utilicemos o no el disipador.	34
Tabla 7. Datos técnicos de la batería 103450P.	71
Tabla 8. Características técnicas del PCM de la batería 103450P.	71
Tabla 9. Datos técnicos de la batería 674361P.	77
Tabla 10. Características técnicas del circuito de protección PCM de la batería 674361P.	78
Tabla 11. Datos del fabricante de la batería 204059P. Referencia: https://www.csippower.com/products/Ultra-thin-lithium-battery/rechargeable-battery.html	81

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción

En el presente Trabajo Fin de Máster, se plantea como principal objetivo diseñar una carga electrónica e implementar en ella algoritmos de control que permitan su correcto funcionamiento.

Una carga electrónica es un dispositivo que ha sido diseñado para simular la conexión de una carga a una fuente de alimentación, como puede ser, por ejemplo, una batería. Estas cargas, al ser electrónicas, admiten ser configuradas fijando una serie de parámetros que permiten simular diferentes perfiles de carga, lo que las hace especialmente útiles a la hora de realizar ciertos ensayos que posibilitan caracterizar la fuente de alimentación a la que han sido conectadas.

Estos perfiles, permiten realizar simulación de cargas, ensayos de comportamiento dinámico, ensayos de vida de un producto, etc. Habitualmente, los modos de trabajo que admiten estos dispositivos son:

- Perfil CC: corriente constante.
- Perfil CV: tensión constante.
- Perfil CP: potencia constante. A veces también se le conoce como perfil CW.
- Perfil CR: resistencia constante.

Estos dispositivos se pueden encontrar en el mercado como aparatos de laboratorio ya comerciales (ver Imagen 1), siendo sus principales características los rangos de tensión y corriente que pueden manejar y las posibilidades que ofrecen en cuanto a la configuración de estos perfiles de carga (normalmente se conectan y configuran utilizando un ordenador).

Si tomamos como referencia la serie 8550 de BK PRECISION, nos encontramos con una carga electrónica para corriente continua que es capaz de absorber hasta 175W y manejar corrientes de hasta 30 A. En este tipo de aparatos es común su control remoto para poder integrarlo en determinados entornos de prueba y, además, permiten su configuración de diversas maneras, por ejemplo, a través de diferentes perfiles de descarga.

Hay que decir también que, en general, cuentan normalmente con ventiladores internos para controlar la temperatura de funcionamiento del producto, por lo que necesitan

algún tipo de disipación del calor que se genera durante su funcionamiento.



Imagen 1. Modelo de carga electrónica de la serie 8550 del fabricante BK PRECISION.

El precio de una carga electrónica comercial como ésta, es decir, de pequeño tamaño y potencia, varía dependiendo de la marca y del distribuidor, pero oscila en torno a los 1200€ - 1500€.

El funcionamiento de una carga electrónica se basa, de manera fundamental, en la implementación de un array de transistores de potencia (bien transistores MOSFET o IGBT si la carga maneja una elevada potencia) que se conectan a la fuente de energía y se les hace trabajar de manera que se obtenga una determinada curva de descarga que interese para la prueba, y así poder extraer datos para analizar el comportamiento de la fuente de energía usada, ya sea una batería o una fuente de alimentación. En la Imagen 2 puede verse un esquema muy básico del funcionamiento de este tipo de dispositivos.

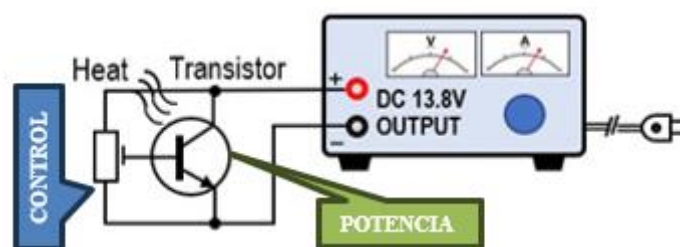


Imagen 2. Esquema conceptual de una carga electrónica.

Este transistor o conjunto de transistores deben estar debidamente refrigerados para funcionar correctamente y con seguridad, usando para ello disipadores de calor u otros medios como ventiladores.

Para controlar la activación de estos transistores, también existe un circuito de control que se encarga de la regulación de corriente que circula por la parte de potencia, por lo que, a grandes rasgos, coexisten simultáneamente dos bloques: uno de potencia y otro de control.

El abanico de aplicaciones en las que puede usarse estos aparatos es muy amplio ya

que la utilización de estos dispositivos permite la realización de diferentes tipos de pruebas o simulaciones en cuanto a la caracterización de la fuente de energía a la que van conectadas.

Por citar algunos ejemplos, pueden emplearse cargas en la realización de ensayos de potencia de sistemas de alimentación, en ensayos de lámparas LED, baterías, células de combustible, energías renovables y en la industria de vehículos eléctricos.

1.2. Motivación

En el caso que ocupa a este Trabajo Fin de Máster, lo que se pretende es realizar el diseño de una carga que va a trabajar con un perfil de trabajo de corriente constante, de manera que se pueda utilizar para determinar el estado de salud de una batería de litio de pequeña capacidad.

Esto se va a realizar implementando un circuito de control que permita realizar una descarga con el mencionado perfil de corriente constante, con lo que podremos medir la capacidad real de una batería simplemente controlando el tiempo que la batería tarda en descargarse. A medida que la descarga de la batería se vaya completando, la tensión en sus bornas irá reduciéndose hasta alcanzar su tensión mínima, por lo que hay que tener en cuenta este valor para marcar que se ha alcanzado el final de la descarga.

Una vez conocido el valor real de la capacidad de una batería, lo podremos usar, entre otras cosas, para comparar baterías de una misma capacidad, pero de diferentes fabricantes, y así poder conocer su calidad. También es interesante su aplicación en el estudio del estado de salud (*SoH* por sus siglas en inglés) de una batería, para saber, por ejemplo, si ha alcanzado su límite operativo y necesita reciclarse o bien, si sigue estando en buenas condiciones. En el campo de los vehículos eléctricos, se podría detectar, por ejemplo, una celda defectuosa que impide el funcionamiento normal dentro de la batería de un vehículo eléctrico, pudiendo proceder así a su reparación.

1.3. Propuesta y objetivos

Para el desarrollo de este Trabajo Fin de Máster, en esencia se desarrollarán los dos bloques anteriormente mencionados, uno de potencia que se encargará de manejar el amperaje en las pruebas de conexión y un bloque controlador o driver, que llevará implementado el algoritmo de control y que será el encargado de manejar al bloque de potencia.

Los objetivos principales que se pretenden conseguir dentro del desarrollo de este trabajo son los siguientes:

- Implementar el control de tipo PID con el microcontrolador para controlar la corriente que circula por la carga electrónica.

- Implementar el control de tipo ON/OFF con histéresis para el control de la temperatura del driver de potencia (MOSFET).
- Realizar los esquemas electrónicos del proyecto (electrónica analógica, digital y también de pequeña potencia).
- Realizar el diseño y la fabricación de la PCB utilizando software de diseño electrónico.
- Implementar una interfaz de usuario con las entradas y salidas (para indicar una consigna por parte del usuario, presentar datos de los sensores, etc.)
- Realizar los cálculos de potencia/disipación térmica.
- Realizar un diseño mecánico en 3D del conjunto.

1.4. Estructura del documento

Este Trabajo Fin de Máster está dividido en cuatro partes o bloques principales.

Una primera parte es la formada por los **capítulos 2 y 3**. En el capítulo 2 se realiza una descripción de los bloques que conforman el diseño hardware del dispositivo, es decir, una descripción de los esquemas. En el capítulo 3 se describen los cálculos para la gestión térmica y el diseño de la PCB, así como el procedimiento de montaje de los componentes.

Una segunda parte la forma el **capítulo 4**, en el que se describe la parte firmware del trabajo, esto es, los algoritmos de control utilizados en el proyecto.

Una tercera parte la forman los **capítulos 5 y 6**, en los que se recogen los ensayos realizados y los resultados obtenidos en ellos, así como las posibles mejoras y las conclusiones extraídas del proyecto.

Por último, una cuarta parte es la formada por la **bibliografía** y los **anexos** donde se puede encontrar la información acerca del proyecto (fuentes consultadas, listado de materiales y tabla de horas hombre).

Capítulo 2. Esquemas

2.1. Introducción

En este capítulo se van a comentar los esquemas que se han desarrollado para la creación del prototipo, proceso que se describirá más adelante en el Capítulo 3 dedicado al diseño de la PCB.

Con ayuda de un software de automatización de diseño electrónico (EDA por sus siglas en inglés), se ha creado una única hoja de esquemas donde se recoge la conexión de todos los elementos que forman el prototipo de la carga electrónica configurable. En concreto, este software de diseño es el programa *Altium Designer*, y nos permitirá posteriormente generar unos archivos de fabricación para obtener la PCB.

A continuación, se procede a describir los esquemas de cada uno de los bloques que, de manera general, forman el sistema de la carga electrónica.

2.2. Alimentación

La alimentación general del sistema la proporciona una fuente AC/DC que genera 12V a su salida y que no aparece en el proyecto de *Altium* por ser un elemento externo al diseño. En la Imagen 3 puede apreciarse esta fuente.



Imagen 3. Alimentador externo y sus características.

Este alimentador es capaz de proporcionar hasta 1.5 A de corriente a la mencionada tensión de 12V, suficiente para alimentar al sistema. El conector que emplea es un *jack* macho de alimentación de 2.1 x 5.5 mm, por lo que nuestra PCB deberá llevar un conector receptáculo (hembra) de iguales dimensiones.

Una vez conectado este alimentador a nuestra PCB, estos 12V llegan al bloque de alimentación, donde encontramos como elemento principal un convertidor conmutado DC/DC de tipo *BUCK* o *Step Down* (convertidor reductor). El convertidor DC/DC proporcionará 5V a la salida (lado de baja tensión o LOW SIDE).

En la Imagen 4 puede verse el esquema del bloque de alimentación.

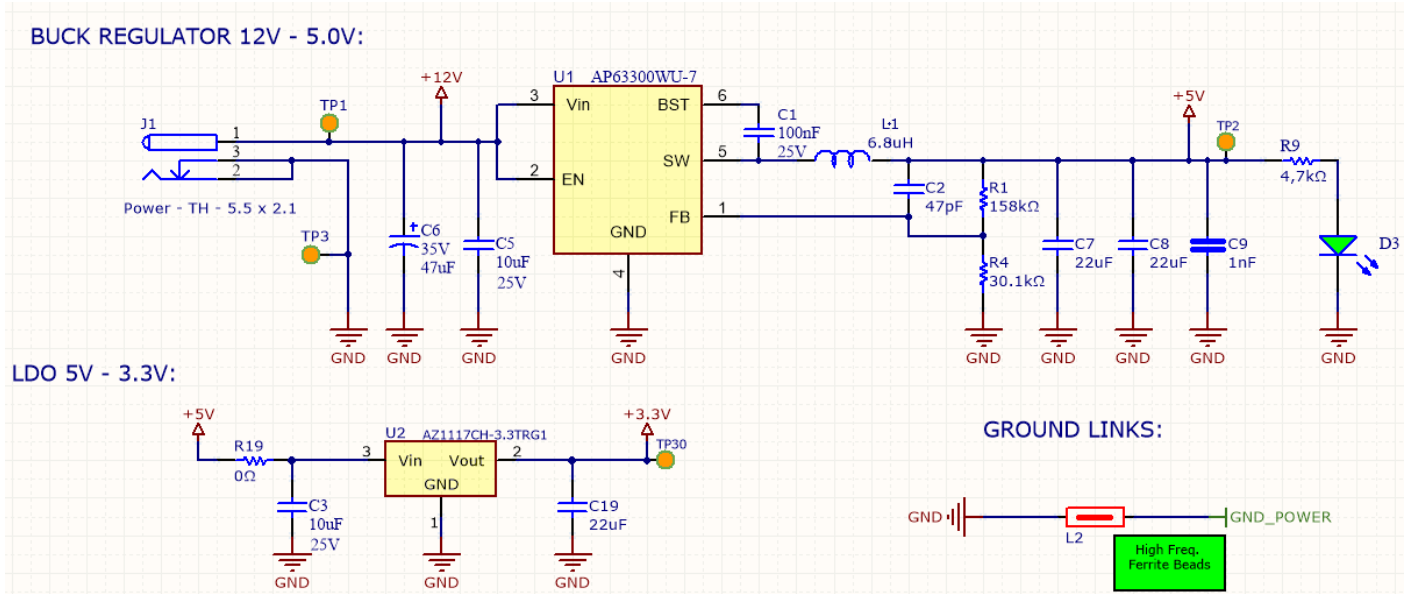


Imagen 4. Esquema del bloque de alimentación integrado en la PCB.

El convertidor DC/DC mencionado es de tipo síncrono, lo que permite ciertas ventajas frente a los convertidores asíncronos. La principal característica de estos convertidores es que, además del MOSFET que se encuentra en el *high-side* (o lado de mayor tensión), llevan integrado un MOSFET en el *low-side* (lado de menor tensión) que sustituye al tradicional diodo de conmutación que iría montado externamente. Esto permite ciertas mejoras, sobre todo en lo concerniente al apartado de emisiones electromagnéticas, pues permite crear bucles de conmutación mucho más pequeños, mejorando los resultados de pruebas EMI en los laboratorios de ensayo.

Además, al no tener que montar el diodo externo, que suele ser un componente de gran tamaño (ya que debe soportar la corriente que circula por la carga del circuito), estas fuentes suelen ser más compactas y presentan una mayor eficiencia térmica, pues la función del diodo la implementa un MOSFET que lleva asociadas menores pérdidas en cuanto a disipación. Esto es porque la caída de tensión de polarización directa de un diodo schottky (en torno a 0.5V) es mucho mayor que la caída de tensión provocada por la resistencia de encendido ($R_{DS(on)}$) del MOSFET del lado bajo (en torno a 50 mΩ).

El AP63300 cuenta entre otras con las siguientes características principales mostradas en la Tabla 1.

Tabla 1. Características principales de la fuente conmutada (Fuente: datasheet AP66300).
<https://www.diodes.com/part/view/AP63300>

	AP63300
Tensión de entrada Vin	3.8V a 32V
Corriente de salida Iout	3A
Frecuencia de conmutación	500 kHz
Encapsulado	TSOT26 (3 x 2.8 mm)
Temperatura	-40 a +85 °C
R_{DSon} High side	75mΩ
R_{DSon} Low side	40mΩ

La tensión de salida de este regulador conmutado es ajustable gracias a un divisor de tensión que se coloca a la salida y que permite ajustar el valor de tensión de entrada al pin de realimentación FB. La Ecuación 1 se ha obtenido de la hoja de datos del componente, y con ella podemos calcular los valores de dicho divisor resistivo:

$$R_1 = R_4 \cdot \left(\frac{V_{out}}{0.8} - 1 \right) \quad (1)$$

Si queremos obtener 5V con el regulador, fijamos el valor de una de las dos resistencias y calculamos el valor de la otra. En nuestro caso fijamos el valor de R_4 a 30.1kΩ y calculamos el valor de R_1 :

$$R_1 = 30.1 \cdot \left(\frac{5}{0.8} - 1 \right) = 158k\Omega$$

En la PCB vamos a realizar una separación de masas para evitar que los dispositivos de potencia, que van a estar conmutando corrientes elevadas, puedan provocar algún tipo de interferencia en los de control. Lo que se hará es conectar ambas masas a través de un único punto bien sea usando puentes o ferritas. En este caso se utilizará una ferrita (L2). La Tabla 2 recoge las propiedades principales de este componente.

Tabla 2. Características generales de la ferrita (Fuente: datasheet 742792141). Referencia:
<https://www.we-online.com/en/components/products/WE-CBF?sq=742792141#742792141>

Propiedades	Valor
Impedancia a 100MHz	1000Ω
Máxima impedancia	1100Ω a 90MHz
Resistencia DC	0.3Ω
Encapsulado	1206

La curva de funcionamiento de esta ferrita es la que se muestra en la Imagen 5. En ella podemos ver las curvas de impedancia, resistencia y reactancia (inductiva) según aumenta la frecuencia de la corriente que circula por ella. La curva de impedancia es la resultante de la combinación de las curvas de resistencia y reactancia.

Además, el fabricante nos incluye una segunda gráfica (ver Imagen 5 a la derecha) que nos dice cómo cambia el valor de la impedancia de la ferrita en función de la temperatura a la que se ve expuesta y lo que podemos concluir es que a partir de 80 °C el valor de la corriente que puede manejar decae rápidamente. Este dato es importante si queremos de alguna manera limitar la operación de la carga electrónica a un determinado nivel de temperatura.

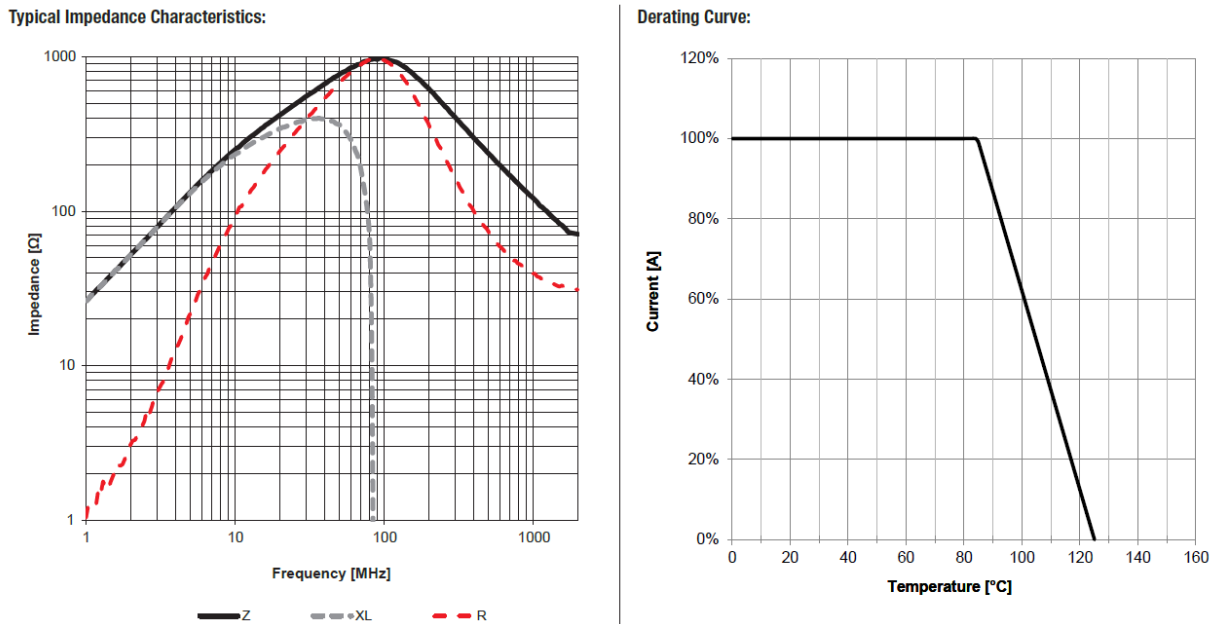


Imagen 5. Curvas características de la ferrita 742792141. Referencia:

<https://www.we-online.com/en/components/products/WE-CBF?sq=742792141#742792141>

Por último, se debe mencionar que el otro elemento que forma parte de la alimentación es un pequeño regulador LDO que proporciona una tensión fija de 3.3V para alimentar a todos aquellos componentes que trabajan a esta tensión.

La fuente LDO elegida es el AZ1117 con la salida de tensión ya fijada a 3.3V, ya que existe el modelo genérico con salida ajustable. En la Imagen 6 puede verse el encapsulado seleccionado.

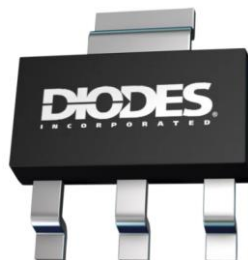


Imagen 6. Encapsulado seleccionado para usar el AZ1117.

Referencia: <https://www.diodes.com/part/view/AZ1117>

Leyendo el datasheet de este componente, vemos que el fabricante recomienda una tensión máxima de entrada de 15V, por lo que podría conectarse directamente a los 12V de entrada para obtener la salida de 3.3V. Sin embargo, se ha preferido conectar a 5V para evitar un sobrecalentamiento de la fuente.

El funcionamiento de este regulador se puede entender observando la Imagen 7. Se basa en que la corriente circule por una rama principal en la que se encuentra un transistor de potencia, el cual provoca la caída de tensión necesaria entre la tensión de entrada (INPUT) y la salida (OUTPUT).

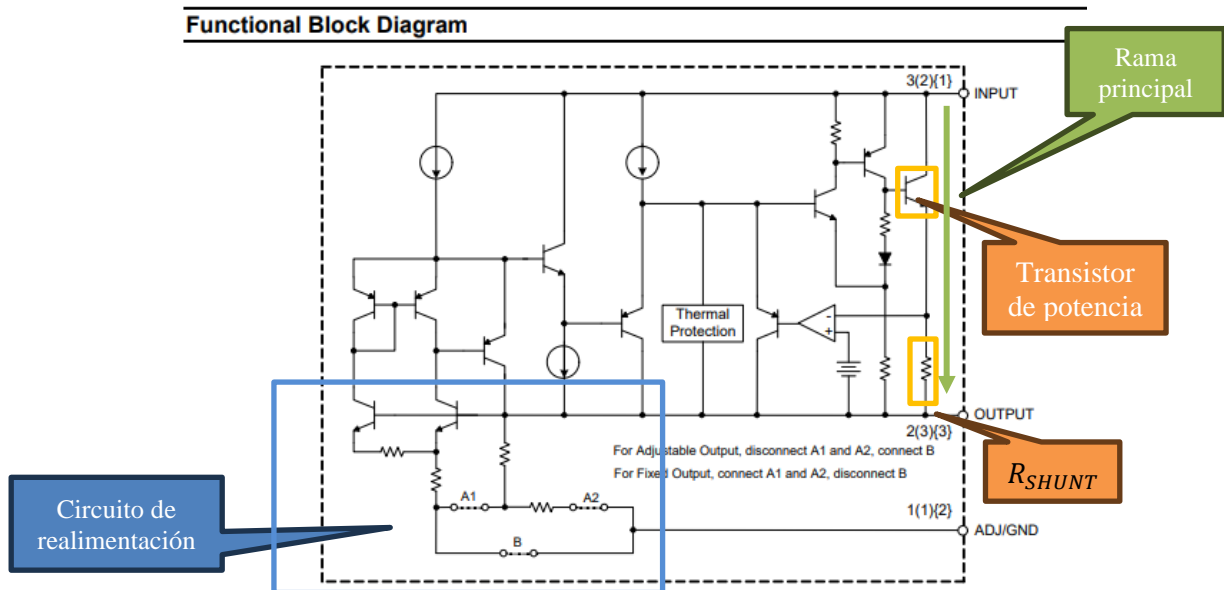


Imagen 7. Esquema interno del regulador AZ1117 de 3.3V obtenido de su datasheet.

Referencia: <https://www.diodes.com/part/view/AZ1117>

En esta rama principal, además del transistor ya mencionado, hay una resistencia de un valor muy pequeño (resistencia de derivación o R_{SHUNT}) que sirve para poder medir la corriente que circula por la rama principal. Esto se consigue midiendo la caída de tensión entre los dos terminales de esta resistencia, utilizando para ello un amplificador operacional a modo de comparador. El propósito de medir la corriente que circula por la rama principal es para que se puedan activar las protecciones internas del circuito en el caso de que los valores alcancen los máximos permitidos.

Para mantener la tensión de salida constante, independientemente del valor de la tensión que se conecte a la entrada (siempre que se mantenga dentro de los valores permitidos), existe un circuito de realimentación que registra el valor de la tensión de salida usando unos divisores resistivos para adaptar la lectura y actuar sobre la circuitería que regula el comportamiento del transistor que se encuentra en la rama principal.

También vemos en su hoja de características, mostrada en la Imagen 8, que la diferencia de tensiones de entrada y salida se debe encontrar en el rango entre 1.5V y 10V, caso que nuestro diseño cumple al mínimo, ya que la diferencia en nuestro caso es de 1.66V. Esto va a favor de nuestro diseño, ya que esta caída de tensión es la que, multiplicada por la corriente que circule por este regulador, se transformará en pérdidas de calor, por lo que es interesante mantener V_{DROP} al mínimo posible.

Electrical Characteristics AZ1117C-3.3 (Cont.)

(Operating Conditions: $V_{IN} \leq 10V$, $I_{OUT} = 10mA$, $T_J = +25^\circ C$, unless otherwise specified. ($P \leq$ maximum power dissipation). Limits appearing in **Boldface type** apply over the entire junction temperature range for operation, $-20^\circ C$ to $+125^\circ C$.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
V_{OUT}	Output Voltage	$1.5V \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 10V$	3.267	3.3	3.333	V	
			3.235	3.3	3.365		
V_{RLINE}	Line Regulation	$1.5V \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 10V$	—	0.5	6	mV	
			—	—	10		
V_{RLOAD}	Load Regulation	—	—	2	15	mV	
V_{DROP}	Dropout Voltage	$\Delta V_{OUT} = 1\%$, $I_{OUT} = 0.8A$	SOT223	—	1.2	1.3	V
			TO252-2 Series	—	1.3	1.4	V
I_{LIMIT}	Current Limit	—	1	1.35	—	A	
I_Q	Quiescent Current	$I_{OUT} = 0$	—	4	6	mA	
PSRR	Ripple Rejection	$f = 120Hz$, $C_{OUT} = 22\mu F$ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 3V$, $I_{OUT} = 300mA$	—	70	—	dB	
—	Temperature Stability	—	—	0.5	—	%	
—	RMS Output Noise (% of V_{OUT})	$T_A = +25^\circ C$, $10Hz \leq f \leq 10kHz$	—	0.003	—	%	
—	Thermal Shutdown	Junction Temperature	—	+160	—	$^\circ C$	
—	Thermal Shutdown Hysteresis	—	—	+16	—	$^\circ C$	
θ_{JC}	Thermal Resistance (Junction to Case)	SOT89	—	30	—	$^\circ C/W$	
		SOT223	—	15	—		
		TO252-2 Series	—	10	—		

Imagen 8. Tabla obtenida del datasheet del AZ1117 en la que se han señalado las características principales en las que nos hemos fijado para seleccionar esta fuente. Referencia:

<https://www.diodes.com/part/view/AZ1117>

2.3. Microcontrolador

El microcontrolador utilizado en este proyecto es el modelo STM32G473CBT6. El motivo de seleccionar este modelo es que cuenta con suficientes pines para la asignación de entradas y salidas para poder interactuar con el resto de la electrónica, así como varios periféricos conversores A/D con los que realizaremos las lecturas de los diferentes sensores. En la Imagen 9, obtenida de la web del fabricante, se puede ver el encapsulado seleccionado.

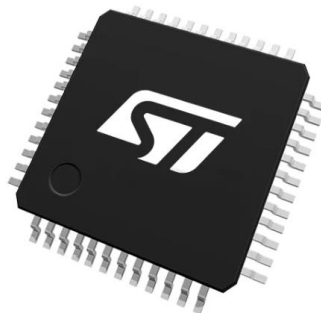


Imagen 9. El encapsulado elegido es un LQFP de 48 pines de 7x7x1.4mm. Referencia:

<https://estore.st.com/en/stm32g473cbt6-cpn.html>

A modo de resumen, a continuación, se mencionan algunas de las características clave en este modelo concreto de microcontrolador:

- Núcleo Arm[®] de 32-bit Cortex[®]-M4 CPU con unidad de punto flotante (FPU) hasta 170 MHz de frecuencia de operación.
- Voltaje de 1.71V a 3.6V.
- Memoria:
 - 512 Kbytes de memoria Flash.
 - 96 Kbytes de memoria SRAM.
- Frecuencias de reloj:
 - Cristal externo de 4 a 48 MHz.
 - Oscilador de 32 kHz.
 - Oscilador RC interno de 16 MHz con opción de usar PLL ($\pm 1\%$).
 - Oscilador RC interno de 32 kHz ($\pm 5\%$).
- Algunos de sus pines de entrada/salida son tolerantes a niveles de 5V.
- Controlador DMA de 16-canales.
- 5 x 12-bit ADCs 0.25 μ s con rango de conversión de 0 a 3.6 V.
- Hasta 14 temporizadores.
- Diferentes puertos para comunicaciones: CAN, I2C, UART, SPI, SAI, USB.

El entorno utilizado para la programación y depuración de la aplicación es el *STM32CubeIDE*, que es el entorno propio desarrollado por el fabricante del microcontrolador y que está basado en Eclipse.

Para cargar el programa y depurar el código, utilizaremos como herramienta de desarrollo un programador *STLINK-V3MINI-E*. En la Imagen 10 puede verse este programador. Por un lado, conectaremos el programador a través de un cable USB C al ordenador donde ejecutamos el IDE y por otro lado se han soldado unos cables para conectar el programador con la PCB desarrollada en este proyecto.



Imagen 10. Caras del programador utilizado y pines usados. Imagen del autor.

Para conectar el programador a la PCB utilizaremos un conector con 4 pines, de los cuales dos son para alimentación (3.3V y GND) y los otros dos pines son para la señal de

reloj y los datos (SWCLK y SWDIO).

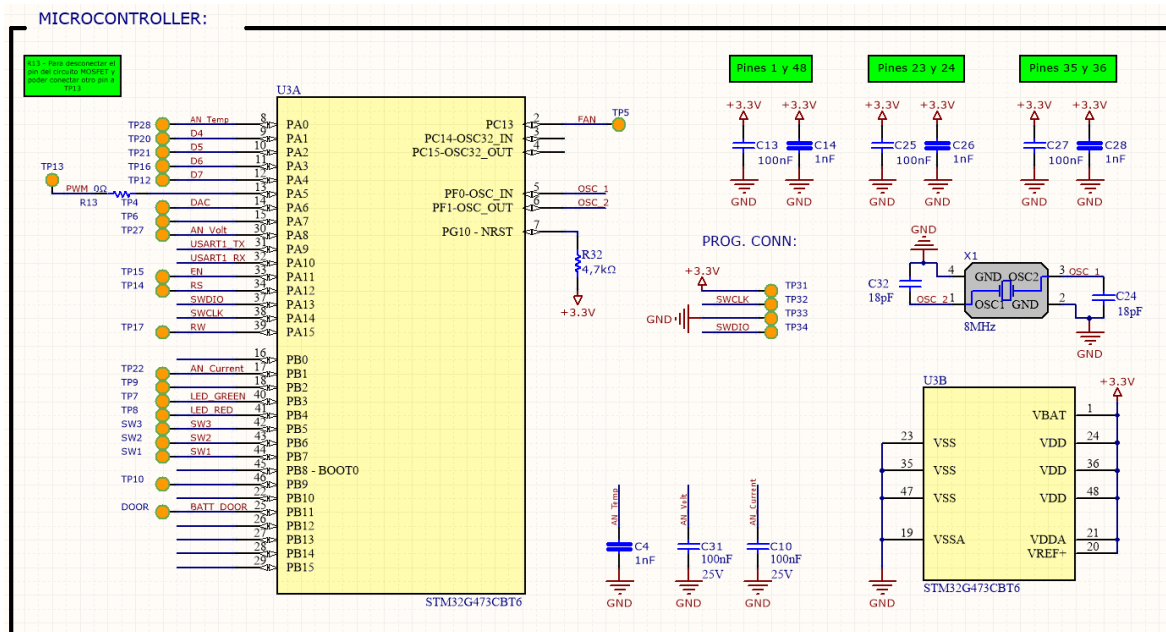


Imagen 11. Asignación de pines en el microcontrolador para interactuar con el resto de la electrónica.

La parte del esquema en la que se encuentra el microcontrolador es la mostrada en la Imagen 11. En ella se pueden observar dos bloques, uno contiene los pines del microcontrolador dedicados a la alimentación y el otro bloque es el que recoge el resto de los pines.

Se han añadido puntos de prueba en todos aquellos pines que utilizaremos, ya que resulta interesante mantener un fácil acceso a ellos para poder realizar medidas, añadir conexiones o depurar la aplicación. También se han añadido estos puntos de prueba en algunos pines que a priori no se van a usar, pero que quizás puedan hacer falta, ya sea para ayudar en el desarrollo o la depuración o bien para añadir alguna funcionalidad.

En la Tabla 3 se hace un resumen de las entradas y salidas que usaremos en nuestro diseño vistas desde el punto de vista del microcontrolador.

Tabla 3. Asignación de pines del microcontrolador.

NOMBRE	FUNCIÓN	PIN	DESCRIPCIÓN
RS	Salida digital – Control de display	PA12	Es la selección de registro en la operación.
RW	Salida digital – Control de display	PA15	Es la señal que indica el tipo de operación que se va a realizar (read / write).
EN	Salida digital – Control de display	PA11	Se trata de la señal de habilitación de la pantalla.
D4 a D7	Salidas digitales – Datos del display	PA1-PA4	Son las líneas de datos para la pantalla.
SW1	Entrada digital – Pulsador SW1	PB7	Recoge el estado del switch 1.
SW2	Entrada digital – Pulsador SW2	PB6	Recoge el estado del switch 2.
SW3	Entrada digital – Pulsador SW3	PB5	Recoge el estado del switch 3.
BATT_DOOR	Entrada digital – Final carrera	PB11	Recoge el estado de la compuerta de la batería.

FAN	Salida digital PWM	PC13	Activa el ventilador en caso de que sea necesario bajar la temperatura del MOSFET.
AN_Current	Entrada analógica	PB1	Recoge el valor de la corriente medida por el sensor de corriente.
AN_Volt	Entrada analógica	PA8	Para registrar el valor de la tensión de la batería. Se usará para determinar el final de la descarga de la batería.
AN_Temp	Entrada analógica	PA0	Sirve para leer el valor de temperatura al que se encuentra el transistor MOSFET.
USART1_TX	Salida digital	PA9	Es la línea de envío de datos del módulo de comunicación serie del microcontrolador.
USART1_RX	Entrada digital	PA10	Es la línea de recepción de datos del módulo de comunicación serie del microcontrolador.
PWM	Salida digital PWM	PA5	Es la señal que llega al driver del MOSFET de potencia Q2 para operar la carga electrónica.
LED_GREEN	Salida digital	PB3	Servirá para encender un LED verde que usaremos para indicar estados.
LED_RED	Salida digital	PB4	Servirá para encender un LED rojo que usaremos para indicar estados.
SWDIO	E/S	PA13	Pin de datos para programación del microcontrolador.
SWCLK	E/S	PA14	Pin de señal de reloj para programación del microcontrolador.
DAC	Salida analógica	PA6	Pin de salida del convertidor digital a analógico. Si hay problemas usando el PWM, se usará el DAC como método alternativo.

2.4. Ventilación forzada

En la Imagen 12 se puede observar el bloque utilizado para activar el ventilador y así refrigerar el MOSFET de potencia del diseño. La ventilación nos ayudará a bajar su temperatura en el caso de que fuese necesario, como se verá más adelante en el Capítulo 4. La señal que genera el microcontrolador es una señal digital que satura o corta el pequeño transistor Q2, que actúa sobre el micro relé que pone en marcha el ventilador.

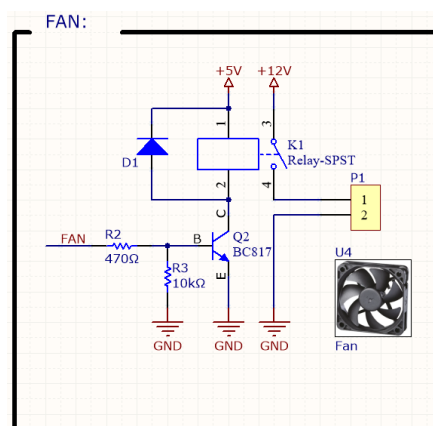


Imagen 12. Esquema de activación de la ventilación forzada.

Por último, la corriente llega al MOSFET de potencia que se encuentra conmutando y que es el componente sobre el que estaremos actuando para regular la corriente de descarga de la batería. Se trata de un transistor MOSFET capaz de manejar una corriente a temperatura ambiente de hasta 33A (que baja a 23A cuando la temperatura sube hasta los 100°C) y que cuenta con una capacidad de respuesta rápida ante las conmutaciones.

El MOSFET tiene un valor bajo de resistencia R_{DS} , lo que es una ventaja ante la circulación de una corriente elevada, ya que minimizará las pérdidas de potencia y el calentamiento.

2.6. Sensor de temperatura

En el diseño se ha añadido un conector para el sensor de temperatura (ver Imagen 14), de manera que podamos medir la temperatura a la que se encuentra trabajando el transistor MOSFET, y así poder monitorizar de algún modo si la temperatura se está acercando al límite soportado por la electrónica de la placa. Si así fuese, se procedería a encender el ventilador de manera que la temperatura bajase, siguiendo un esquema de control ON/OFF con histéresis.

El sensor de temperatura admite trabajar con tensiones de alimentación de hasta 5V, por lo que se incluyen unos puentes (resistencias de 0 ohmios) para poder seleccionar la tensión de alimentación, es decir, se montará R30, pero no R29. La idea es no sobrecargar el LDO de 3.3V, por lo que, si esto sucediera, cambiaríamos a la fuente de 5V montando R29 y quitando R30.

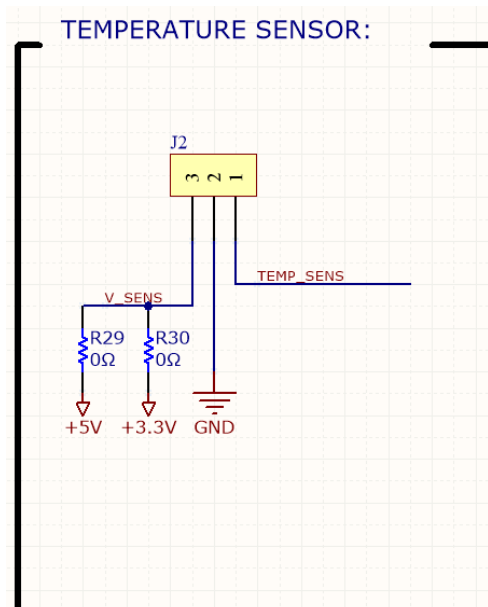


Imagen 14. Esquema de conexión del sensor de temperatura.

La conexión de este sensor se hace de manera externa, es decir, no va montado sobre la PCB si no que irá de manera aérea pegado al MOSFET, por lo que se dejan unos pines preparados para ello.

Utilizaremos unas pequeñas PCB donde irá soldado el sensor y que harán las veces de adaptador para poder conectarlo a nuestra PCB. En la Imagen 15 pueden verse estos adaptadores utilizados y cómo queda finalmente el sensor una vez que se ha montado con el conector de tres pines.

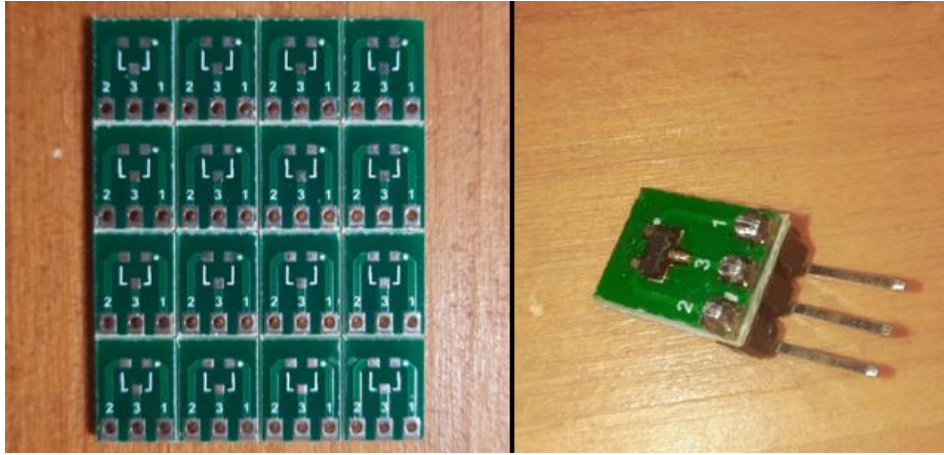


Imagen 15. Adaptadores usados para montar el sensor de temperatura. Imágenes del autor.

El sensor de temperatura elegido es el modelo TMP235A4DBZR del fabricante Texas Instruments. Se trata de un sensor analógico cuya salida va conectada a un pin de un convertidor analógico del microcontrolador. La salida de tensión del sensor es proporcional al valor de la temperatura medido, y viene dado por la Ecuación 2 indicada en su hoja de datos por el fabricante:

$$T_A = \frac{(V_{OUT} - V_{OFFSET})}{T_C} + T_{INFL} \quad (2)$$

siendo:

- V_{OUT} , la tensión de salida leída por el convertidor ADC del microcontrolador.
- V_{OFFSET} , el voltaje offset de salida del sensor (valor definido en la hoja de datos como 500, si medimos en el rango comprendido entre $-40^{\circ}C$ hasta $+100^{\circ}C$).
- T_A , la temperatura ambiente en $^{\circ}C$.
- T_{INFL} , es el punto de inflexión de la temperatura en un rango concreto (valor definido en la hoja de datos como cero, si medimos en el rango comprendido entre $-40^{\circ}C$ hasta $+100^{\circ}C$).
- T_C , es el coeficiente de temperatura del sensor (definido en la hoja de datos como 10 si medimos en el rango comprendido entre $-40^{\circ}C$ hasta $+100^{\circ}C$).

En los datos del sensor TMP235A4DBZR, el fabricante incluye también una gráfica (ver Imagen 16) que muestra la relación existente entre la tensión de salida del sensor y la temperatura ambiente, siendo la curva de color negro la que corresponde al sensor utilizado en este proyecto.

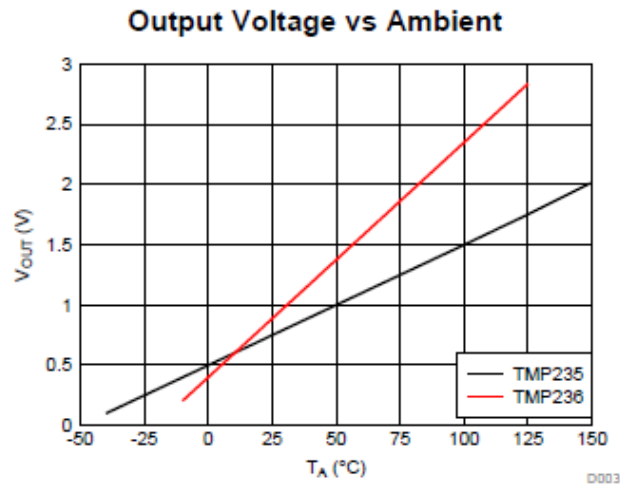


Imagen 16. Gráfica de operación del sensor de temperatura. Fuente:

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmp235.pdf?ts=1741270051052&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mo-user.it%252F

El rango de temperaturas que puede medir este modelo de sensor va desde los -40°C a los $+150^{\circ}\text{C}$, mostrando a la salida un valor de 500mV cuando la temperatura es de 0°C .

Para poder medir correctamente la temperatura del MOSFET, se realiza el montaje que se muestra en la Imagen 17. Al montar el sensor de temperatura de este modo conseguimos que quede pegado al cuerpo del transistor y conectado a la PCB a través de unos pines. De esta manera nos aseguramos de medir la temperatura a la que se encuentra el encapsulado TO220 del transistor.

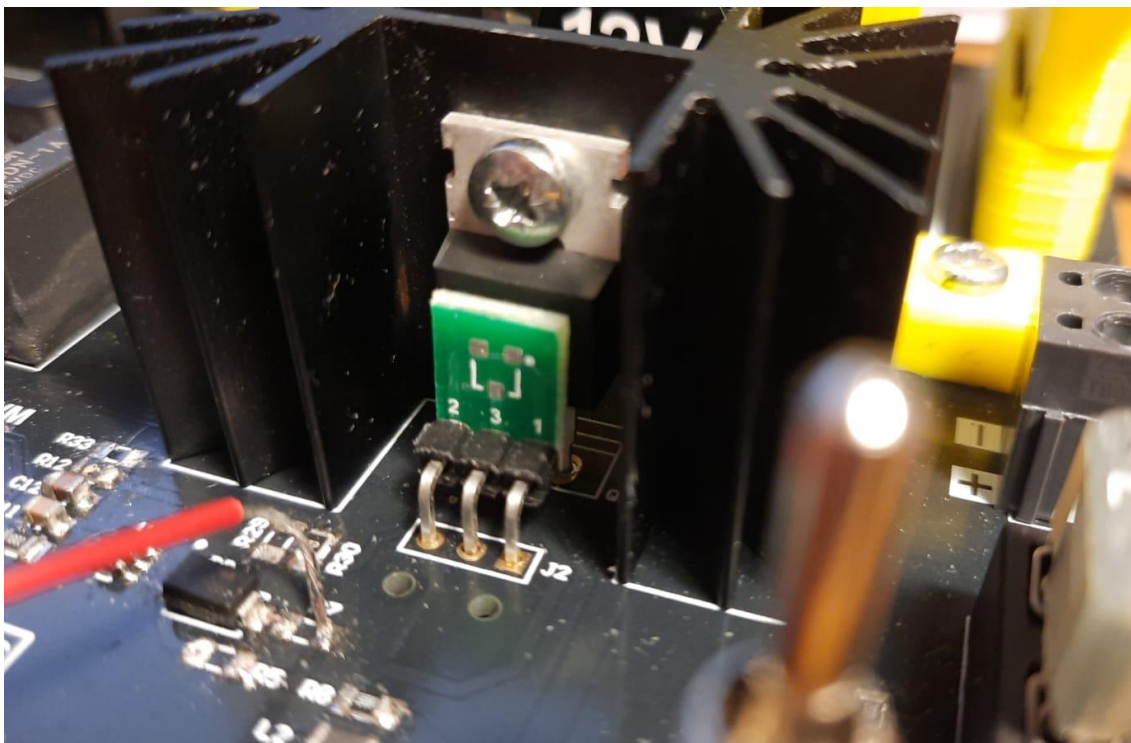


Imagen 17. Sensor de temperatura tocando el MOSFET. Imagen del autor.

Por último, hay que mencionar que a la señal analógica del sensor hay conectado un condensador de filtrado (C4) que puede verse en los esquemas mostrados en la anterior Imagen 11 y que se debe colocar cerca del pin del microcontrolador.

2.7. Sensor de corriente

En la Tabla 4 se pueden observar las características del sensor de corriente utilizado. Este sensor de corriente es el modelo TMCS1107A4BQDRQ1 de Texas Instruments, que es un sensor de efecto HALL que está aislado galvánicamente (capaz de soportar 420V de aislamiento) y que es capaz de medir corrientes tanto en DC como en AC con precisión, estabilidad térmica y linealidad.

Tabla 4. Características de las distintas versiones del sensor de corriente. Fuente: <https://www.ti.com/product/TMCS1107-Q1/part-details/TMCS1107A4BQDRQ1>

PRODUCT	SENSITIVITY $\Delta V_{OUT} / \Delta I_{IN+}, IN-$	ZERO CURRENT OUTPUT VOLTAGE, $V_{OUT,0A}$	I_{IN} LINEAR MEASUREMENT RANGE ⁽¹⁾	
			$V_S = 5\text{ V}$	$V_S = 3.3\text{ V}$
TMCS1107A1B-Q1	50 mV/A	$0.5 \times V_S$	$\pm 46\text{ A}^{(2)}$	$\pm 29\text{ A}^{(2)}$
TMCS1107A2B-Q1	100 mV/A		$\pm 23\text{ A}^{(2)}$	$\pm 14.5\text{ A}$
TMCS1107A3B-Q1	200 mV/A		$\pm 11.5\text{ A}$	$\pm 7.25\text{ A}$
TMCS1107A4B-Q1	400 mV/A	$0.1 \times V_S$	$\pm 5.75\text{ A}$	--
TMCS1107A1U-Q1	50 mV/A		$-9\text{ A} \rightarrow 86\text{ A}^{(2)}$	$-5.6\text{ A} \rightarrow 55.4\text{ A}^{(2)}$
TMCS1107A2U-Q1	100 mV/A		$-4.5\text{ A} \rightarrow 43\text{ A}^{(2)}$	$-2.8\text{ A} \rightarrow 27.7\text{ A}^{(2)}$
TMCS1107A3U-Q1	200 mV/A		$-2.25\text{ A} \rightarrow 21.5\text{ A}^{(2)}$	$-1.4\text{ A} \rightarrow 13.85\text{ A}$
TMCS1107A4U-Q1	400 mV/A		$-1.12\text{ A} \rightarrow 10.75\text{ A}$	--

Su funcionamiento se basa en que la corriente que circula por este circuito integrado viaja a través de una resistencia de $1.8\text{ m}\Omega$, generando entonces un campo magnético que es medido por un sensor de efecto Hall, como puede verse en la Imagen 18. Esta señal, es después compensada en temperatura y amplificada, para sacarla en forma de salida de tensión analógica.

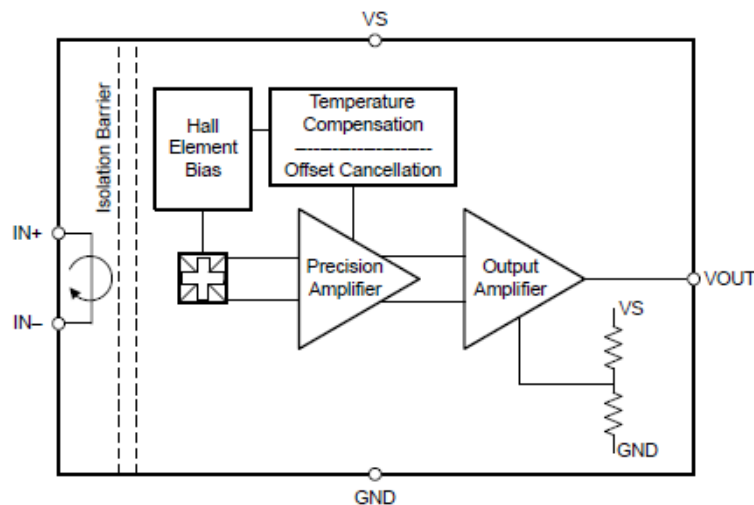


Imagen 18. Diagrama de bloques del sensor de corriente. Fuente:

<https://www.ti.com/product/TMCS1107-Q1/part-details/TMCS1107A4BQDRQ1>

El valor tan pequeño de resistencia hace que las pérdidas de potencia y térmicas sean muy pequeñas. La tensión de salida es proporcional a la corriente de entrada y el fabricante ofrece diferentes opciones con distinta sensibilidad.

Así, si observamos la Tabla 4, podemos ver que la opción elegida para nuestro diseño (el modelo TMCS1107A4B-Q1) ofrece una sensibilidad de 400mV/A. Con la Ecuación 3 obtenemos el valor de la tensión de offset (tensión con una corriente de 0A) del sensor:

$$V_{out,0A} = 0.5 \cdot V_S = 0.5 \cdot 3.3 = 1.65V \quad (3)$$

De esta manera, cuando el sistema esté en reposo leeremos una tensión analógica en el pin de entrada del microcontrolador de 1.65 V. Si leemos una corriente positiva, se sumará a esta tensión de reposo y si leemos una corriente negativa, se restará a la tensión de offset. La polaridad se considera positiva cuando la corriente fluye hacia el pin positivo de este circuito.

Teniendo en cuenta esto y la sensibilidad del sensor (400mV/A), podríamos llegar a medir una corriente de ± 4.125 A.

Hay que mencionar que el máximo consumo de este sensor es en torno a 6mA y la opción elegida permite trabajar en un rango de temperaturas de operación de -40°C a $+125^{\circ}\text{C}$.

La tensión umbral de activación V_{GS} está comprendida en el rango de 2.0V a 4.0V, que es suficiente para asegurar la activación del transistor ya que nuestra aplicación manejará tensiones dentro de ese rango.

Hay que mencionar también que la tasa de muestreo de este sensor es de 250 kHz, como puede verse en la Imagen 19 obtenida del datasheet. Por lo tanto, el sensor puede efectuar una medida de la corriente cada 4 μs , dato que habrá que tener en cuenta a la hora de realizar los muestreos en el algoritmo de control.

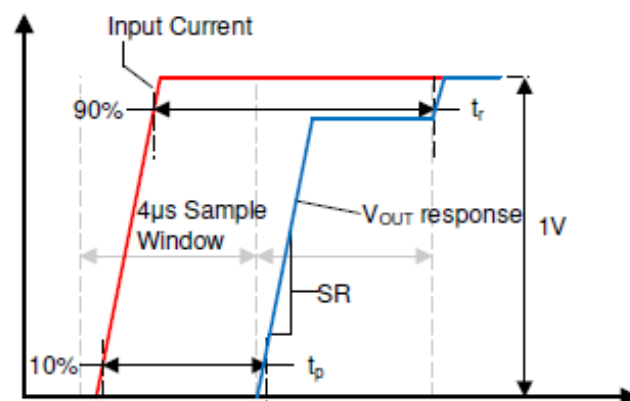


Imagen 19. Respuesta del sensor frente a una entrada escalón en la corriente.

Fuente: <https://www.ti.com/product/TMCS1107-Q1/part-details/TMCS1107A4BODRQ1>

2.8. Sensor de voltaje

Cuando hagamos el ensayo de descarga de la batería, es necesario conocer cuál es el nivel de tensión de la batería para no bajar de la mínima tensión, que es un dato proporcionado por el fabricante de la batería en su correspondiente datasheet, como puede apreciarse en la Imagen 20. Por ello se hace necesario conocer el voltaje de la batería.

Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo
Tensión de detección de sobrecarga	4.300V	4.352V	4.350V
Tiempo de retardo de detección de sobrecarga	960ms	1200ms	1400ms
Tensión de detección de sobredescarga	2.45V	2.50V	2.55V
Tiempo de retardo de detección de sobredescarga	115ms	144ms	173msm
Detección de sobrecorriente de descarga	5A	7A	9A
Tiempo de retardo de detección de sobrecorriente	7ms	9ms	12ms
Tiempo de retardo de detección de cortocircuito	220 μ s	320 μ s	380 μ s
Consumo de corriente normal	1.0 μ A	3.0 μ A	7.0 μ A
Impedancia	-	30mO	45mO

Imagen 20. Especificaciones de una de las baterías usadas donde se muestra la mínima tensión de descarga. Referencia: <https://docs.rs-online.com/42f4/A700000008874152.pdf>.

El bloque que hace las veces de sensor de tensión no es ni más ni menos que el simple divisor resistivo mostrado en la Imagen 21. Se necesita esta adaptación ya que el máximo voltaje de la batería (unos 4.2V) supera el nivel máximo de tensión admisible por el convertor analógico digital (unos 3.6V), por lo que no podemos conectar la entrada del convertor directamente al positivo de la batería.

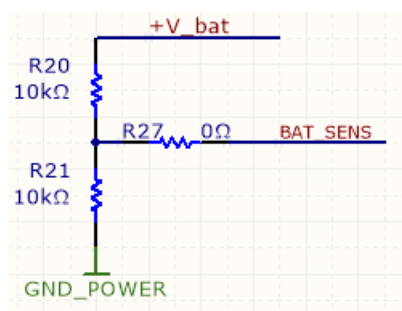


Imagen 21. Bloque usado para leer la tensión de la batería.

Con este divisor conseguimos que el rango de tensiones se mueva entre niveles que el convertor AD del microcontrolador pueda tolerar correctamente. La resistencia de 0 ohmios es para poder desconectar o bien para dejar la huella y poder soldar una resistencia en serie, en caso de obtener ruido en la medida de la tensión.

Tendremos que tener en cuenta esta adaptación cuando queramos dar por terminado el ensayo de descarga (al llegar a la tensión mínima aconsejable por el fabricante de la batería) o bien queramos mostrar por pantalla la tensión de la batería.

2.9. Interfaces para el usuario

En este apartado se encuentran los dispositivos que hacen las veces de entrada y salida de información para el usuario. Tenemos una pantalla LCD donde presentar la información de los ensayos realizados, dos LEDs para indicar diferentes estados, tres pulsadores táctiles (switches) para que el usuario pueda seleccionar el tipo de ensayo o el valor de los parámetros para su realización y, por último, tres potenciómetros con los que poder realizar simulaciones de diferentes estados, ya que a través de unos jumpers podremos seleccionar si las entradas analógicas al microcontrolador provienen de los sensores (corriente, temperatura y voltaje) o vienen de estos tres potenciómetros con los que podremos variar los niveles de estos parámetros a voluntad.

El circuito para los pulsadores es el que puede observarse en la Imagen 22. Consta de una resistencia de *pull-up* que fija a nivel alto el valor de la línea de entrada al microcontrolador y un condensador que junto a una resistencia actúan como filtro RC anti rebotes, filtrando el ruido que pueda estar presente al realizar la pulsación. Además, la resistencia sirve para limitar la corriente de descarga del condensador al pulsar el switch, evitando así transitorios de corriente que puedan generar ruido eléctrico.

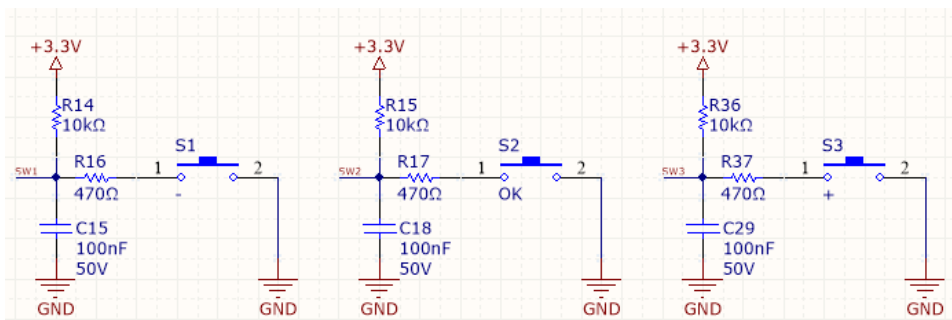


Imagen 22. Esquema de los pulsadores.

Utilizaremos tres pulsadores que servirán para navegar por los menús o para aumentar, disminuir y confirmar valores.

Contamos también con dos LEDs, referenciados como D4 y D5 como puede verse en la Imagen 23. Son de color rojo y verde para señalar diferentes estados durante la realización de un ensayo de descarga. En principio se pretende usar el led verde cuando el funcionamiento se encuentra dentro de unos valores normales y el led rojo para señalar estados que merezcan más atención por parte del usuario, como puedan ser la detección de una temperatura o corrientes elevadas.

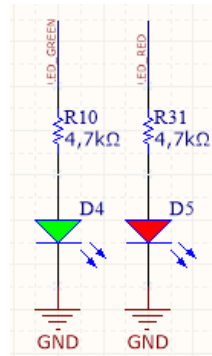


Imagen 23. LEDs para visualizar diferentes estados.

Tenemos 3 potenciómetros cuyo uso estará habilitado si se usan los jumpers asociados a ellos. Así, a cada una de las tres entradas analógicas al microcontrolador puede ir conectado su correspondiente sensor o uno de los potenciómetros. En la Imagen 24 se muestran tanto los potenciómetros como los jumpers de selección.

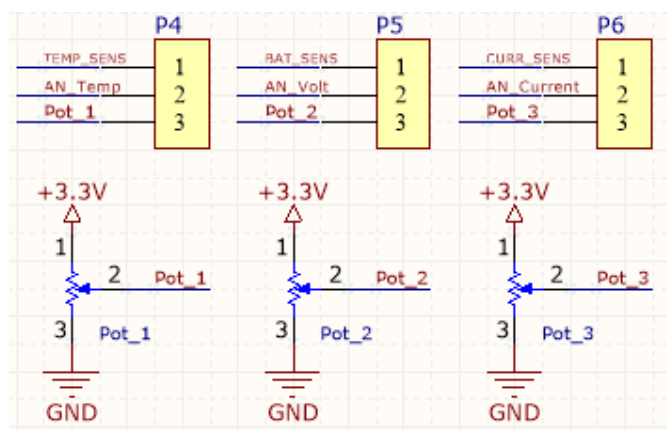


Imagen 24. Esquema de los potenciómetros usados para simular los valores de parámetros.

La finalidad de esto es poder experimentar con la variación de los parámetros y comprobar el funcionamiento del sistema ante estos eventos, sin que tengan que producirse de manera real.

Para terminar, contamos con una pantalla alfanumérica de cristal líquido para presentar información al usuario. Esta pantalla dispone de dos filas de 16 caracteres cada una y retroiluminación. Está basada en un controlador compatible con el modelo más popular Hitachi HD44780, que cuenta con un juego de caracteres ASCII, por lo que utilizaremos alguna librería abierta basada en él. En la Imagen 25 puede observarse el esquema del display.

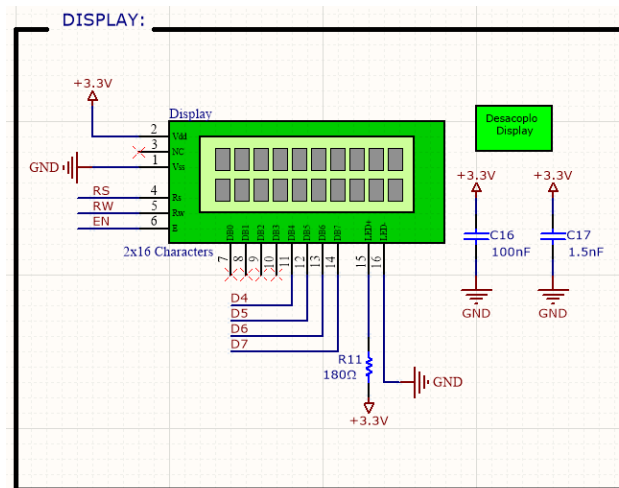


Imagen 25. Esquema de conexión del display.

La pantalla cuenta con 16 pines que comprenden todo el control, datos y alimentación de la pantalla. Tiene un bus de datos en formato paralelo de 8 bits, que a su vez permite un modo semiparalelo de 4 bits para ahorrar pines del microcontrolador al que va conectado. También dispone de tres líneas de control que permiten operar la pantalla.

Por último, están los pines para la alimentación de la pantalla y para la alimentación de sus leds de retroiluminación.

2.10. Compuerta para la batería

Se trata de una pequeña compuerta que integra un pequeño micro interruptor final de carrera que sirve para verificar si se encuentra abierta o cerrada. En la Imagen 26 puede verse ya montada en la PCB.

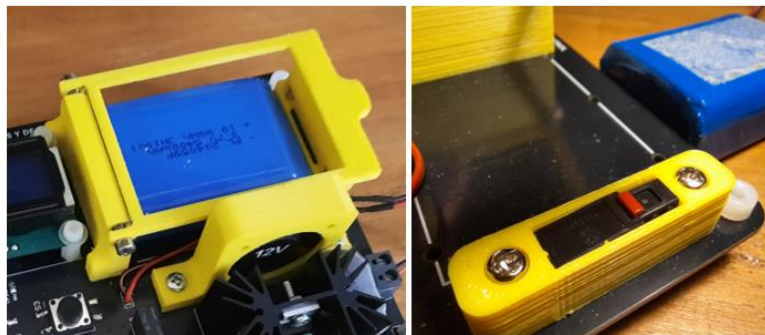


Imagen 26. Compuerta e interruptor final de carrera en la base.

La idea consiste en utilizar esta compuerta para evitar la manipulación de la batería mientras se esté realizando una prueba.

Unos pequeños muelles de torsión permiten sostener la compuerta en alto cuando la abrimos y unos pequeños imanes incrustados en el lateral permiten dejarla anclada cuando la bajamos, manteniendo pulsado el interruptor final de carrera. En la Imagen 27 se aprecian

estos detalles.

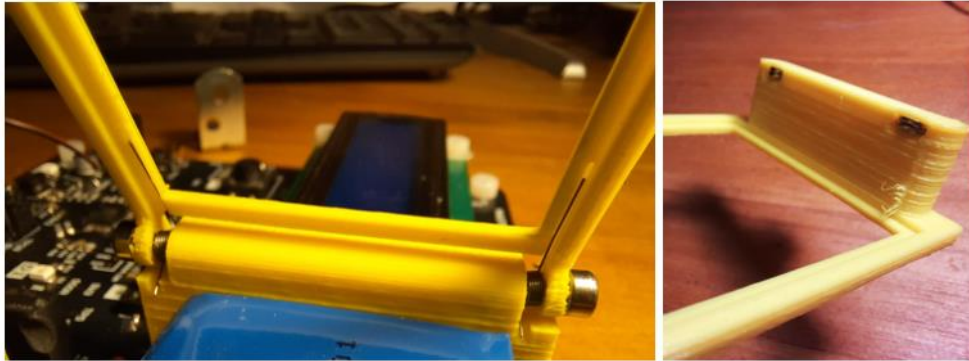


Imagen 27. Detalle de los muelles e imanes situados en la compuerta.

A nivel de esquema (ver Imagen 28) sigue la misma configuración que la que se puede encontrar en los switches que se pueden ver en la anterior Imagen 22, con una resistencia de *pull-up* para fijar el nivel de tensión del pin de entrada en el microcontrolador, y un pequeño filtro RC para evitar rebotes en la activación.

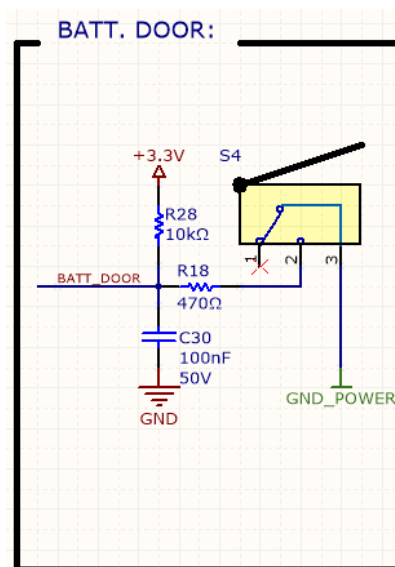


Imagen 28. Esquema del sensor de la compuerta.

Como ya se ha mencionado, su finalidad no es otra que la de dotar de un mecanismo adicional de seguridad sencillo, ya que, si no se encuentra cerrada, la prueba no tiene lugar, o bien si se abre durante la realización de un ensayo de descarga, éste se detendría.

2.11. Puerto de comunicaciones serie

La Imagen 29 muestra la parte de los esquemas donde se encuentra el circuito integrado, el conector mini USB y los condensadores de desacoplo.

Crearemos un puerto serie COM utilizando un chip específico para ello que transforma la información que le llega desde la UART del microcontrolador al protocolo USB utilizando un perfil VCP (virtual COM port).

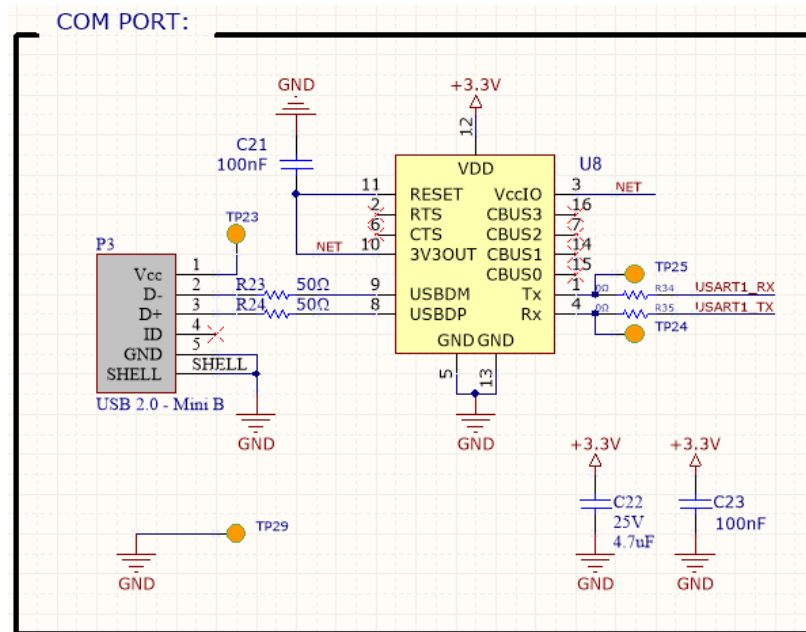


Imagen 29. Esquema del circuito utilizado para generar un puerto de comunicaciones serie.

La finalidad es conseguir datos sobre la realización del experimento y al utilizar este chip específico, lo que conseguimos es evitar tener que lidiar con el protocolo USB para el envío de datos a un ordenador.

Capítulo 3. Diseño y montaje de la PCB

3.1 Cálculos para definir requisitos del disipador

En el circuito de descarga de la batería, si despreciamos la caída de tensión en el fusible y las pérdidas en el sensor de corriente, el único elemento que tenemos disponible para evacuar calor es el transistor MOSFET que usamos de carga electrónica. En la Imagen 30 puede verse el camino seguido por la corriente.

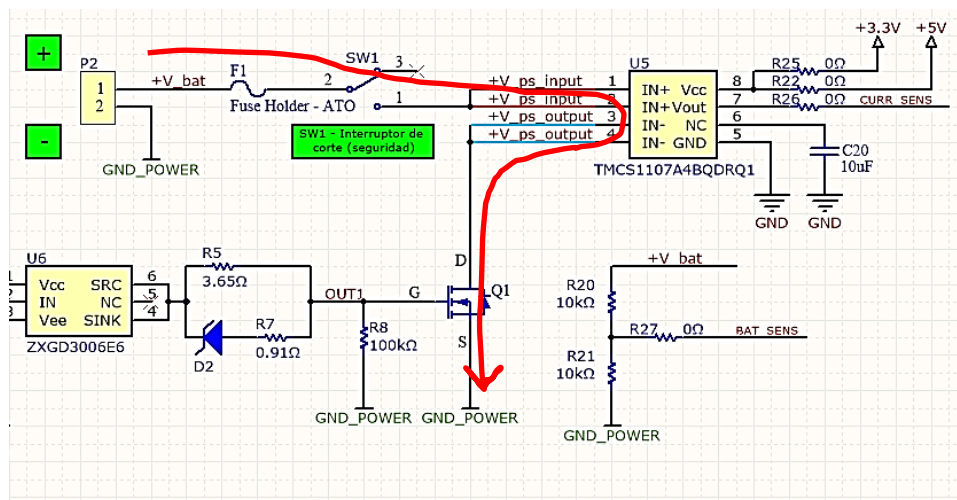


Imagen 30. Camino seguido por la corriente durante la descarga de una batería.

Cuando descarguemos una batería, podemos hacerlo eligiendo la tasa de descarga, siempre que nos encontremos dentro de las especificaciones del fabricante de la batería. Dado que se trata de un prototipo, por seguridad vamos a limitar la tasa máxima de descarga a 2 amperios por hora. Dicho esto, si suponemos una corriente máxima de descarga de 2 A, para que circule esta corriente de manera constante durante la descarga, el transistor actuará con un cierto valor de R_{DS} . Por tanto, lo primero es conocer este valor con el que actúa el transistor, sabiendo que la tensión máxima de la batería de litio será de 4.2V.

$$R_{DS} = \frac{U}{I} = \frac{4.2 V}{2 A} = 2.1 \Omega \quad (4)$$

Bajo estas condiciones que hemos fijado como las máximas (batería cargada completamente y tasa de descarga máxima), calculamos entonces cuál es la potencia máxima disipada por el transistor MOSFET.

$$P_{m\acute{a}x} = I^2 \cdot R_{DS} = 2^2 \cdot 2.1 = 8.4 \text{ W} \quad (5)$$

Ahora que conocemos el valor máximo de potencia que disipará el transistor, y suponiendo una temperatura en la sala de unos 25°C, calculamos el valor aproximado de la temperatura del silicio dentro del transistor teniendo en cuenta que no estamos añadiendo de entrada ningún intercambiador de calor. Para ello utilizamos la Ecuación 6.

$$T_J = T_A + P \cdot R_{JA} \quad (6)$$

donde:

T_J es la temperatura de la unión.

T_A es la temperatura ambiente.

P es la potencia que circula por el transistor.

R_{JA} es la resistencia térmica desde el silicio del transistor hasta el ambiente.

Los valores que necesitamos para poder aplicar la Ecuación 6 los podemos obtener del datasheet del fabricante del MOSFET y podemos verlos en la Tabla 5.

Tabla 5. Tabla obtenida del datasheet del MOSFET con los distintos valores de resistencia térmica.

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	---	---	1.4	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	---	0.50	---	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	---	---	62	

El valor de R_{JA} lo que nos indica es cuántos grados sube la temperatura del componente (el MOSFET) por cada vatio de potencia que lo atraviesa. Es un dato que proporciona el fabricante del transistor en su hoja de características.

Sustituyendo valores en la Ecuación 6, tenemos un primer valor de temperatura:

$$T_J = T_A + P \cdot R_{JA} = 25 + 8.4 \cdot 62 = 545.8 \text{ °C}$$

Obviamente el valor obtenido se encuentra muy por encima del valor máximo de temperatura que nos dice el fabricante, que es de 175°C, por lo que es necesario añadir un disipador de calor (*heatsink*) para favorecer la evacuación del mismo.

Al montar un disipador, tendríamos una estructura como la que se muestra en la Imagen 31. El camino que encuentra el calor desde la fuente caliente (silicio o unión del MOSFET) hasta la fuente fría (aire a temperatura ambiente) pasa por diferentes medios. Cada cambio de medio viene representado por una resistencia térmica.

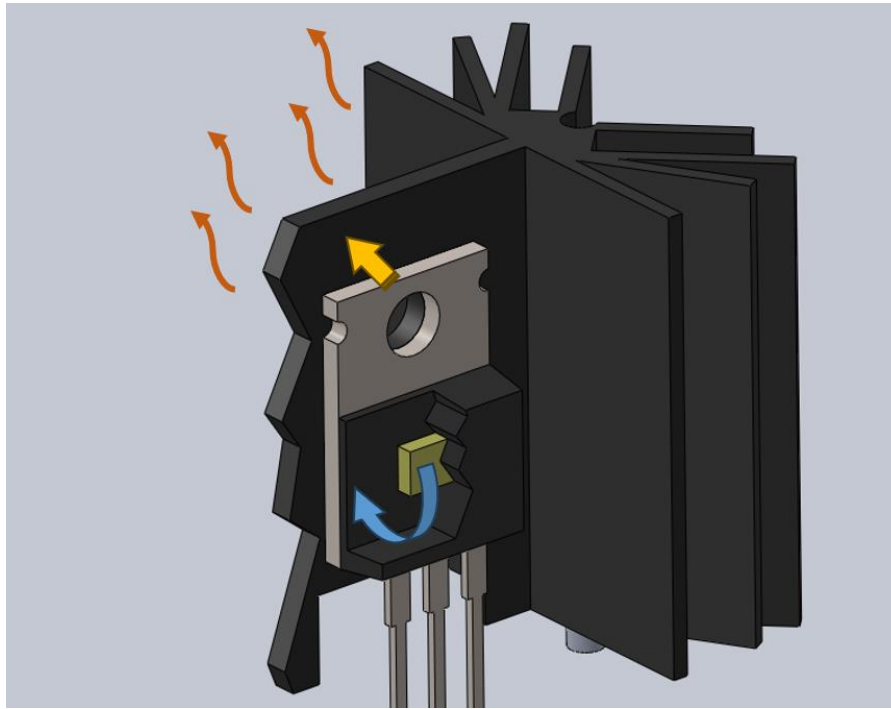


Imagen 31. Imagen creada por el autor donde se aprecia la estructura obtenida al montar un disipador en el MOSFET.

En la Imagen 31, en color azul se representa el primer cambio o resistencia que encuentra el flujo de calor, que es la resistencia térmica de la unión (*junction*) al encapsulado del MOSFET (*case*), a la que denominaremos R_{JC} . El siguiente cambio es el que representa la flecha amarilla, el paso del encapsulado (*case*) al disipador (*sink* o *heatsink*), denominada R_{CS} . Por último, encontramos el paso del flujo de calor desde el disipador hasta el aire, representada por las flechas marrones y denominada R_{SA} .

Así, siguiendo este camino recorrido por el flujo de calor desde la fuente caliente hasta la fuente fría, obtenemos la Ecuación 7:

$$R_{JA} = R_{JC} + R_{CS} + R_{SA} \quad (7)$$

Sabiendo que el dato de temperatura máxima que soporta el silicio dentro del transistor es de 175°C, aplicamos un valor inferior de 150°C para los cálculos y así obtenemos un primer factor de seguridad para calcular el intercambiador de calor que necesitamos.

$$T_J = T_A + P \cdot R_{JA}$$

$$150 = 25 + 8.4 \cdot R_{JA}$$

$$R_{JA} = \frac{150 - 25}{8.4} = 14.88$$

Y conocemos los valores de R_{JC} y R_{CS} que vienen indicados en la hoja de datos del transistor. Sin embargo, el valor de R_{CS} depende de la calidad de la unión entre el encapsulado del transistor y el *heatsink*, por lo que lo conveniente es usar pasta térmica y atornillar ambos entre sí. De este modo obtendremos un valor aún mejor que el indicado por el fabricante.

La pasta térmica utilizada (ver Imagen 32) muestra su valor de conductividad térmica λ . Como sabemos que la conductividad térmica es la inversa de la resistencia térmica, podemos calcular aproximadamente el valor de la resistencia térmica de la capa de pasta usada para unir el encapsulado del transistor al disipador.

$$\theta = \frac{1}{3.17} = 0.315 \frac{K}{W} \quad (8)$$



Imagen 32. Pasta térmica usada en la unión del MOSFET con el disipador.

Sustituyendo valores en la Ecuación 7, despejamos el valor de R_{SA} :

$$R_{SA} = R_{JA} - R_{JC} - R_{CS} = 14.88 - 1.4 - 0.315 = 13.165$$

Por lo tanto, necesitamos utilizar un intercambiador de calor con un valor máximo de resistencia térmica $R_{SA} = 13.17 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

Como disponemos de bastante espacio libre en la PCB, elegimos un intercambiador con un valor bastante más pequeño que el calculado como límite máximo. En este caso, elegimos el modelo *FA-T220-25E* del fabricante *OHMITE*, con un valor de $R_{SA} = 4.7$. En la Imagen 33 se puede ver este disipador.

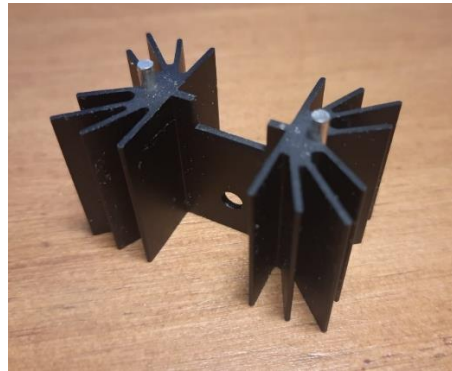


Imagen 33. El intercambiador con los pines que lo sujetan en la PCB.

Además, este valor lo vamos a incrementar multiplicando por un factor de 1.3 para tener un margen adicional de seguridad, ya que los valores proporcionados en la hoja de información de los intercambiadores de calor normalmente se calculan teniendo en cuenta ciertas condiciones ideales como son:

- La temperatura del ambiente es constante y uniforme.
- No hay componentes alrededor que interfieran en la disipación del calor.

El cálculo del valor de R_{JA} se calcula siguiendo una normativa llamada JESD51-2 que define que el componente debe colocarse en el medio de una PCB horizontal (como único componente) dentro de un ambiente estanco de un pie cúbico ($30 \times 30 \times 30 \text{ cm}^3$), como puede observarse en la Imagen 34. Este planteamiento no se parece a una situación real, donde el componente comparte espacio con otros componentes que también calientan la PCB, y es por ello que estos valores siempre deben entenderse como una primera aproximación a la realidad.

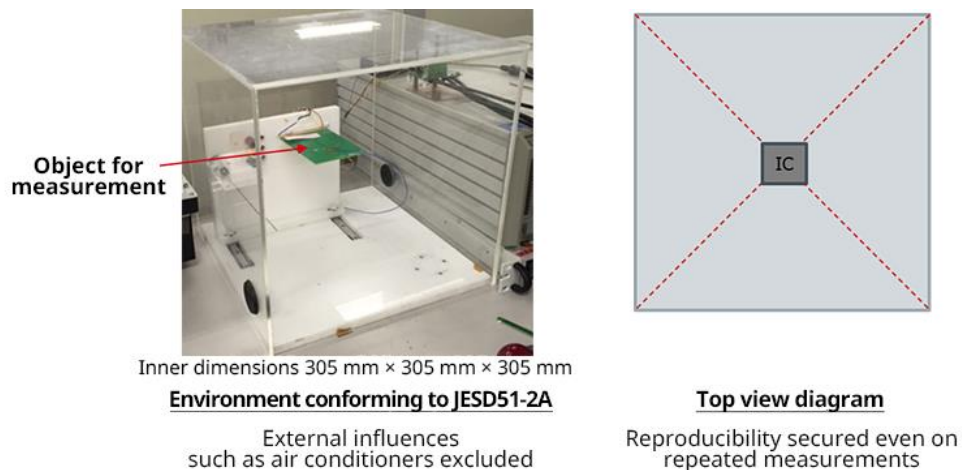


Imagen 34. Disposición del componente según JESD51-2 para la obtención del valor de R_{JA} .

Por tanto, supondremos que el valor de resistencia térmica $R_{SA} = 4.7$ del *heatsink* pasa a ser:

$$R_{SA} = 4.7 \cdot 1.3 = 6.11 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Calculamos el nuevo valor de la resistencia térmica desde el silicio hasta el ambiente despejando los valores nuevos obtenidos en la Ecuación 7.

$$R_{JA} = R_{JC} + R_{CS} + R_{SA} = 1.15 + 0.315 + 6.11 = 7.58 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Con este nuevo valor de R_{JA} calculamos el valor de temperatura en el silicio cuando usamos este intercambiador de calor.

$$T_J = T_A + P \cdot R_{JA} = 25 + 8.4 \cdot 7.58 = 88.67 \text{ } ^\circ\text{C}$$

3.2 Uso de ventilación forzada

Lo anterior es válido si usamos convección natural, pero si acudimos a la hoja de datos que proporciona el fabricante del *heatsink*, vemos que tenemos una gráfica que nos dice cómo cambia su coeficiente térmico si utilizamos un ventilador en el diseño.

En la Imagen 35 podemos ver en la gráfica que, para disipar los 8.4 W de calor, vemos que la temperatura subiría en un incremento de unos $57 \text{ } ^\circ\text{C}$ respecto a la temperatura ambiente.

$$R_{SA} = \frac{57}{8.4} = 6.78 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

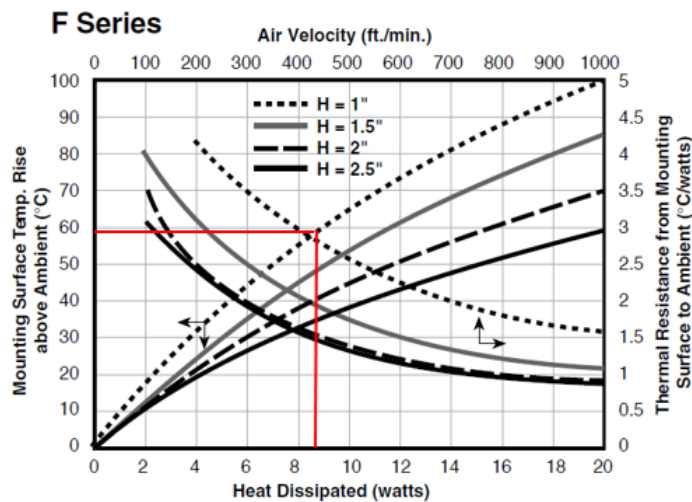


Imagen 35. Gráfica para la estimación de la resistencia térmica. Fuente: <https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E>

Al consultar la hoja de características del ventilador (ver Imagen 36), el fabricante afirma que es capaz de proporcionar un caudal de 4.1 CFM (pies cúbicos por minuto).

MODEL	input voltage		input current ¹		input power ¹		rated speed ¹	airflow ²	static pressure ³	noise ⁴
	rated [Vdc]	range [Vdc]	typ [A]	max [A]	typ [W]	max [W]	typ (RPM±15%)	[CFM]	[inch H ₂ O]	typ [dBA]
CFM-3010B-080-267	5	4.5-5.5	0.11	0.17	0.55	0.85	8,000	2.52	0.08	26.8
CFM-3010B-0100-316	5	4.5-5.5	0.16	0.24	0.80	1.20	10,000	3.15	0.13	31.6
CFM-3010B-0130-373	5	4.5-5.5	0.34	0.51	1.70	2.55	13,000	4.10	0.22	37.3
CFM-3010B-180-267	12	10.8-13.2	0.06	0.09	0.72	1.08	8,000	2.52	0.08	26.8
CFM-3010B-1100-316	12	10.8-13.2	0.07	0.11	0.84	1.32	10,000	3.15	0.13	31.6
CFM-3010B-1130-373	12	10.8-13.2	0.11	0.17	1.32	2.04	13,000	4.10	0.22	37.3

Imagen 36. El datasheet del ventilador nos indica el caudal de aire que proporciona. Fuente: <https://www.sameskydevices.com/product/resource/cfm-30b.pdf>

A partir de este dato podemos calcular la velocidad del aire en pies por minuto (ya que la gráfica del *heatsink* viene expresada en estas unidades).

$$caudal_{aire} \left(\frac{ft^3}{min.} \right) = v_{aire} \left(\frac{ft}{min.} \right) \cdot sección(ft^2) \quad (8)$$

Sabiendo que el ventilador tiene unos 28mm de diámetro, y sabiendo que un pie son 304.8 mm, calculamos la sección del ventilador en pies cuadrados:

$$sección = \pi \cdot r^2 = 0.006624 ft^2 \quad (9)$$

Despejando en la Ecuación 8 los valores conocidos, obtenemos el valor de la velocidad del aire:

$$v_{aire} = \frac{caudal_{aire}}{sección} = \frac{4.1}{0.006624} = 618.96 \frac{ft}{min.}$$

De nuevo para introducir cierto margen de seguridad, tomaremos un dato inferior de velocidad redondeando a unos 400 pies por minuto. Para esta velocidad, tal y como podemos ver en la Imagen 37, la R_{SA} del *heatsink* bajaría hasta unos 3 °C/W, lo que se traduce en que el intercambiador tendría en este caso unas prestaciones parecidas a las de un modelo de mayores dimensiones (sin ventilación forzada).

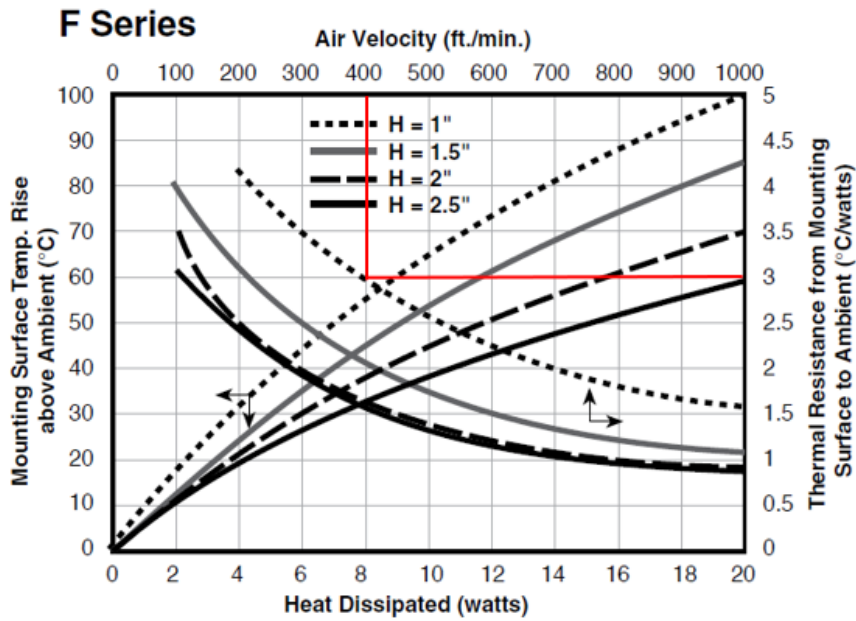


Imagen 37. Gráfica del disipador que relaciona la resistencia térmica con el flujo de aire recibido.
 Fuente: <https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E>

Mirando el mismo catálogo del fabricante, con nuestro disipador de 25mm de altura y ventilación forzada habríamos conseguido un valor de R_{SA} igual al que tiene un disipador de 64 mm de altura con convección natural (ver Imagen 38).

SERIES SPECIFICATIONS						
Heatsink Part Number	Height (in. ±.010 / mm ±.25)	For Package Type	Ohmite Resistor Series	Surface Area (mm ²)	Weight (g)	Thermal Res.* (°C/W)
FA-T220-25E	1.0 / 25.4	TO-220, -218, -247	TBH25,TCH35, TEH70, TEH100	9,285	18	4.7
FA-T220-38E	1.5 / 38.1	TO-220, -218, -247	TBH25,TCH35, TEH70, TEH100	13,756	27	3.8
FA-T220-51E	2.0 / 50.8	TO-220, -218, -247	TBH25,TCH35, TEH70, TEH100	18,222	37	3.4
FA-T220-64E	2.5 / 63.5	TO-220, -218, -247	TBH25,TCH35, TEH70, TEH100	22,814	46	3

*Natural convection

Imagen 38. Al usar ventilación forzada obtenemos una resistencia térmica parecida a la de un disipador más grande.

Fuente: <https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E>

Si con el ventilador se consigue bajar la resistencia térmica del disipador, la temperatura que alcanzará el silicio ahora será menor. Si despejamos los valores nuevos en la Ecuación 7, obtenemos el nuevo valor de R_{JA} .

$$R_{JA} = R_{JC} + R_{CS} + R_{SA} = 1.465 + 3 = 4.465 \text{ °C/W}$$

Por lo que la nueva temperatura de la unión en el MOSFET será:

$$T_J = T_A + P \cdot R_{JA} = 25 + 8.4 \cdot 4.465 = 62.51 \text{ }^\circ\text{C}$$

En resumen, podemos encontrar alguno de los siguientes casos enumerados en la Tabla 6:

Tabla 6. Temperaturas en el MOSFET según utilicemos o no el disipador.

Descripción	Temperatura
Sin disipador	545.8 °C
Con disipador	88.67 °C
Con disipador y ventilación forzada (velocidad de 400 pies por minuto)	62.51 °C

Hay que tener en cuenta también que estamos despreciando algunos mecanismos que ayudarán en la disipación de calor. Por un lado, parte del calor se irá por los pines del transistor hacia los planos de cobre de la PCB, de igual manera que el *heatsink* evacuará parte del calor hacia dichos planos a través de los pines que le unen a la PCB. Los planos de cobre de la PCB actuarán entonces como un intercambiador de calor adicional, evacuando el calor por conducción lateral y de ahí al aire, aumentando la superficie total disponible para intercambiar el calor con el ambiente.

3.3 Componentes modelados en 3D

Para poder facilitar el diseño de la nueva PCB, y sobre todo para favorecer el proceso de integración de la electrónica en una mecánica, el programa de diseño *Altium Designer* incluye la posibilidad de representar en tres dimensiones el circuito.

Por ello es interesante obtener un modelo 3D de cada uno de los componentes. Hoy en día suele ser el fabricante del componente el que proporciona el diseño CAD mecánico del mismo, para facilitar el trabajo del diseñador. Si éste no fuera el caso, tal vez puede obtenerse el modelo desde alguna de las bibliotecas gratuitas que existen en plataformas online.

Sin embargo, suele suceder que los componentes más exóticos del diseño carecen de él, o que son producto de un ensamblaje de varios componentes, por lo que se hace necesario crear un modelo mecánico del mismo para poder obtener una representación más exacta del producto que se está creando.

A continuación, se citan varios de los casos que se han encontrado en el desarrollo de este proyecto.

- **Portafusibles:** Se trata de un portafusibles de tipo ATO (un tipo de fusibles especiales para automoción fáciles de cambiar en caso de que se necesite), modelo 3568 del fabricante *KEYSTONE*.



Imagen 39. Hay casos en los que el modelo 3D proporcionado no tiene colores. Fuente: https://www.keyelco.com/product.cfm/product_id/306

En este caso, se puede ver en la Imagen 39 que el fabricante sí proporciona el modelo 3D, pero al comprobar el archivo descargado en formato STEP vemos que no representa los colores del componente. Lo que hacemos en este caso es editar el archivo para agregarle unos colores aproximados para conseguir así una representación más real del componente, como puede apreciarse en la Imagen 40.

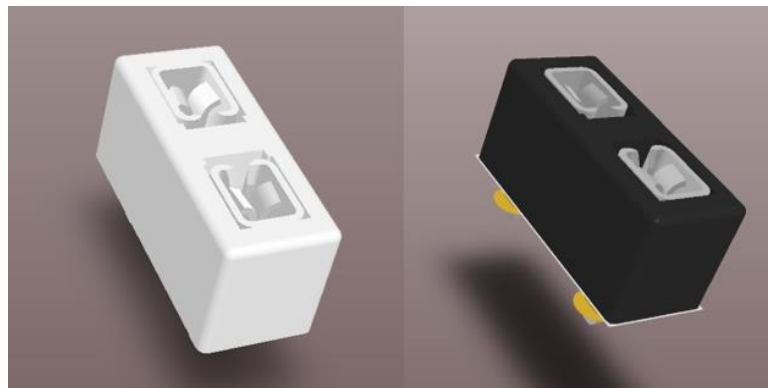


Imagen 40. Al agregarle colores al modelo 3D conseguimos un mejor resultado.

- **Disipador:** Es el modelo FA-T220-25E del fabricante *Ohmite*. A pesar de que el fabricante nos permite generar un modelo 3D de formato a elegir, su aplicación no parece estar funcionando correctamente, por lo que no podemos obtener el modelo como puede apreciarse en la Imagen 41, nos quedamos a la espera de una descarga del modelo que nunca se lleva a cabo.

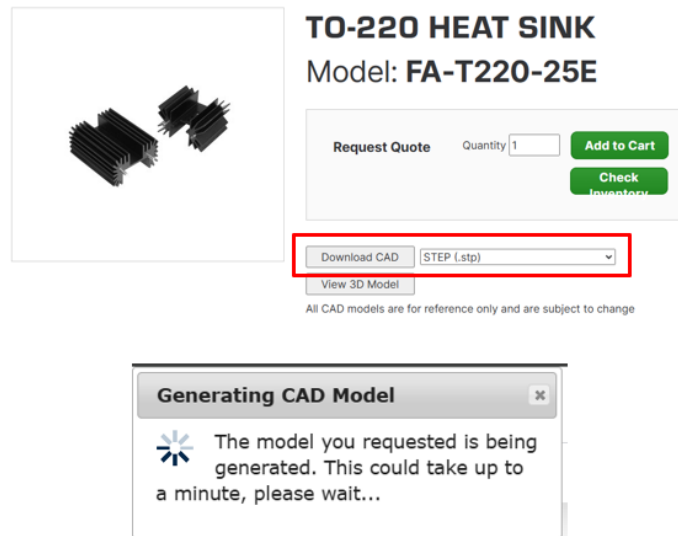


Imagen 41. La aplicación del fabricante no funciona correctamente y nunca obtenemos el modelo.
Fuente: <https://www.ohmite.com/catalog/f-and-r-series-heatsink/FA-T220-25E>

Por este motivo, nos vemos en la necesidad de crear el modelo de este componente desde cero. Si bien la representación exacta de la posición o ángulos de sus aletas no es necesaria, si lo es su volumen total, pues se trata de uno de los mayores componentes del conjunto.

- **Display:** Es el modelo MC21605H6W-BNMLW3.3 del fabricante MIDAS. En este caso el fabricante sólo proporciona una imagen de cómo es la pantalla, pero no su modelo 3D.

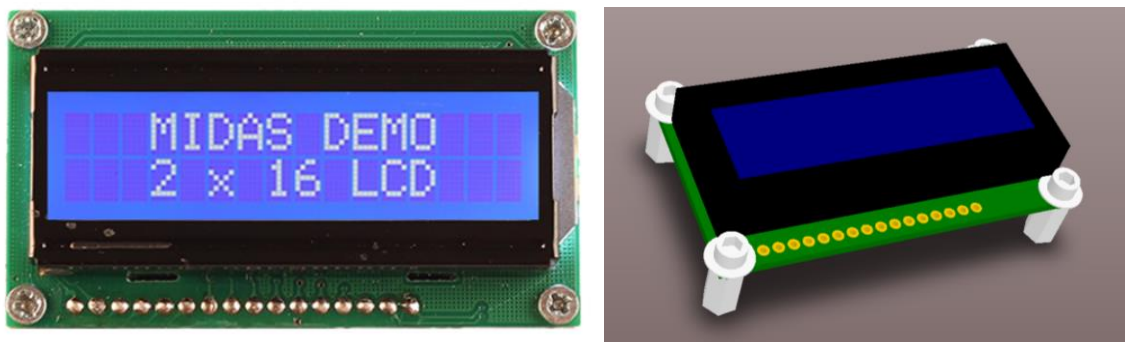


Imagen 42. Además del datasheet, el fabricante sólo ofrece una imagen del display. Fuente: <https://midasdisplays.com/shop/lcd/lcd-character/mc21605h6w-bnmlw3-3-v2/>

Ya que nos vemos en la situación de tener que crear el modelo, también podemos aprovechar la ocasión para crear hardware adicional, como sucede en el caso del display (ver Imagen 42). Es decir, no sólo procedemos a crear un modelo 3D del propio display, sino que también creamos el hardware necesario para fijarlo a la PCB (tornillos, arandelas, separadores hexagonales, etc.)

Así, en caso de integrarlo en una envolvente, podemos apreciar si la tornillería seleccionada es la adecuada o por el contrario estamos creando interferencias o choques con otros componentes.

- **Ventilador:** En este caso el fabricante no proporciona ningún modelo, pero conociendo sus dimensiones se procede a buscar un modelo genérico del mismo. En nuestro caso se trata de un ventilador de marco cuadrado de 30 milímetros de lado y 10 milímetros de profundidad, por lo que un modelo genérico de las mismas dimensiones es suficiente para poder representarlo correctamente. En la Imagen 43 se puede ver este modelo genérico.



Imagen 43. Modelo genérico de un ventilador de iguales dimensiones al usado en este proyecto.

Fuente: <https://grabcad.com/library/3010-fan-1>

Este modelo se ha obtenido de una biblioteca online gratuita de componentes llamada GRABCAD, donde otros miembros de la comunidad comparten los modelos que crean o consiguen.

- **Batería Li-Ion:** La batería que se muestra en el diseño 3D se corresponde con el modelado de una batería real obtenida del reciclaje de un viejo aparato electrónico, por lo que en este caso su modelo también ha sido creado desde cero. En la Imagen 44 se puede ver el modelo creado al que se le ha añadido también la misma serigrafía con el mismo tipo de letra que el modelo original.



Imagen 44. Modelo 3D de la batería, creado por el autor a partir de una batería real.

Esta, junto con otras baterías de Li-Ion de menor capacidad, será una de las baterías que utilizaremos durante los ensayos.

3.4 Piezas auxiliares impresas

Además de los componentes en sí, existen otras piezas auxiliares cuyo propósito es completar el diseño, añadiendo alguna funcionalidad. Por tanto, se hace necesario crear modelos de estas piezas para, posteriormente, fabricarlas con una impresora 3D.

- **Soporte para el ventilador:** Para poder colocar el ventilador en vertical, frente al disipador del MOSFET, se hace necesario emplear algún tipo de soporte que sujete el ventilador en esta posición respecto al PCB.

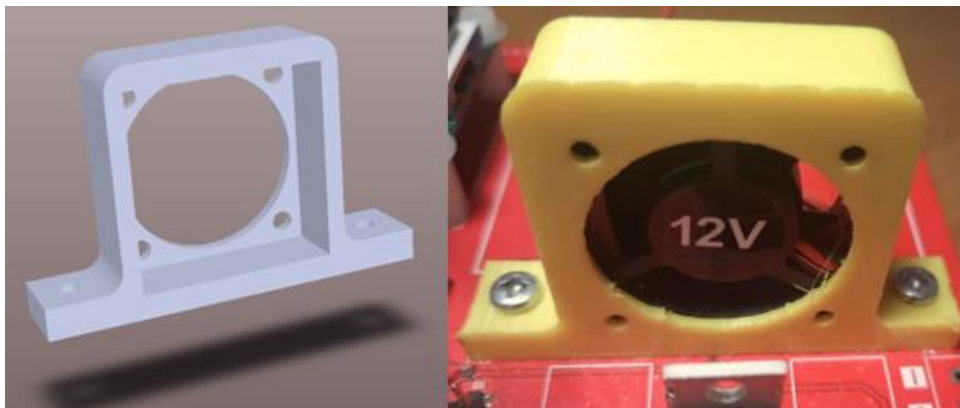


Imagen 45. Soporte creado para el ventilador.

Este soporte se ancla al PCB con dos pequeños tornillos metálicos que roscarán en el PCB en unos taladros creados con este objetivo como puede verse en la Imagen 45.

- **Puerta de seguridad para las pruebas con baterías:** Se trata de una pequeña compuerta ubicada en el espacio donde se coloca la batería para hacer el test, que si no es cerrada completamente no permite iniciar la prueba, o que si es abierta durante un ensayo de descarga detiene su ejecución, añadiendo un pequeño plus de seguridad ya que evita que se manipule la batería durante un ensayo.

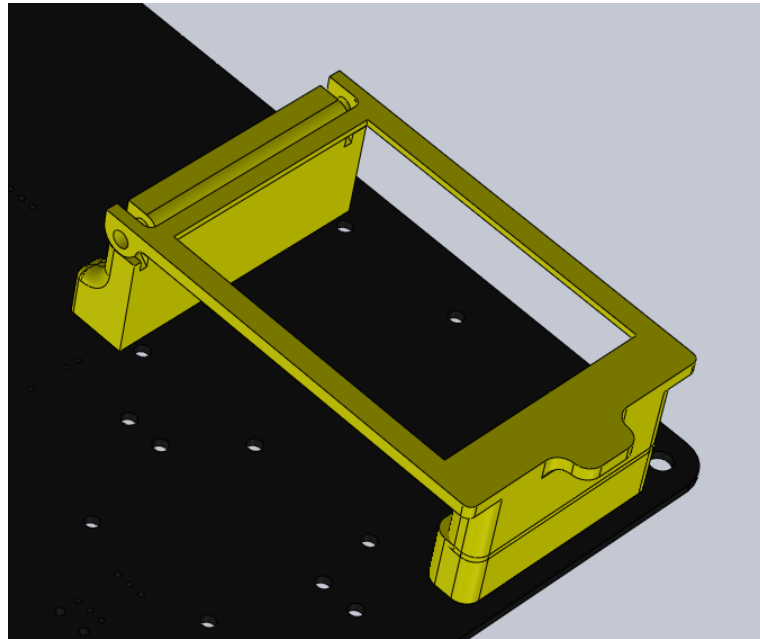


Imagen 46. Ensamblaje de la compuerta para la batería.

En la Imagen 46 puede verse que esta compuerta se compone de tres piezas, una para la parte que hace de bisagra, otra formada por la compuerta que gira y una última para la parte que hace de cierre y que aloja un sensor final de carrera (que puede apreciarse en la anterior Imagen 26) que permite detectar si la compuerta se encuentra abierta o cerrada.

3.5 Modelo 3D final

Finalmente, con todo este trabajo, hemos conseguido una representación virtual del producto real lo más exacta y parecida posible antes de comprar o de fabricar la PCB, lo que nos permite obtener una primera evaluación de la funcionalidad del producto, su aspecto o la interacción del usuario con el producto.

En la Imagen 47 puede verse cómo queda el aspecto final tal y como se ve en Altium.

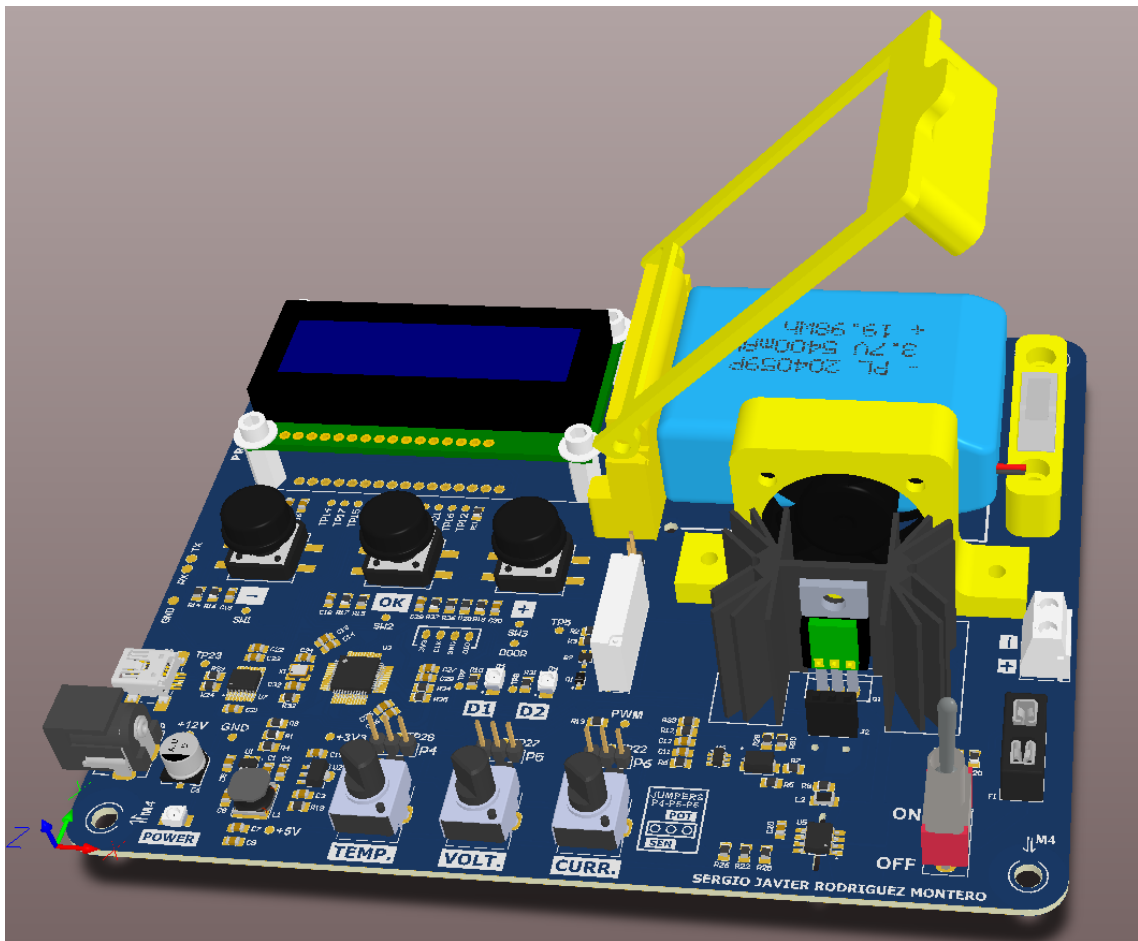


Imagen 47. Perspectiva del modelo 3D final que se ha conseguido.

3.6 Stack-up

A la hora de desarrollar el diseño de la PCB es importante tener en cuenta desde el principio una buena distribución de capas que nos permita cumplir los objetivos funcionales del diseño al mismo tiempo que permita entrar en el margen de precio de cara a su fabricación.

La distribución de las capas de la PCB, también llamado *stack-up*, es un elemento clave a la hora de cumplir los requisitos de disipación térmica del circuito, así como de pasar las pruebas de emisiones e inmunidad electromagnéticas en un laboratorio certificado, que después nos emitirá la documentación necesaria que permitirá la venta del producto asegurando que cumple con la legislación vigente al respecto (por ejemplo, el marcado CE, si el destino es el mercado europeo).

Una buena regla de diseño de un *stack-up* es mantener la mayor simetría posible entre capas, ya que una distribución asimétrica conlleva que existan coeficientes térmicos diferenciales que posiblemente originen una **ondulación** o **warping** de la PCB una vez que comience la fase de ensamblado de componentes. Este efecto puede apreciarse en la Imagen 48.

Se da principalmente en PCB que son más finas debido a que el cobre tendrá tendencia a dilatarse en cada zona de la PCB de una manera diferente, provocando que las capas tiendan a desplazarse entre sí ligeramente, originando el ya mencionado *warping*.

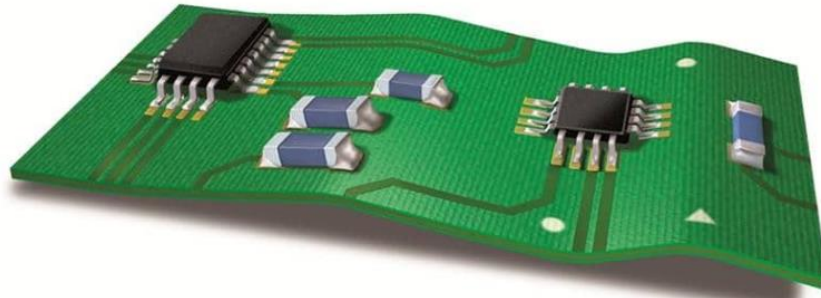


Imagen 48. El *warping* es una ondulación de la PCB en diseños con poca simetría en su *stack-up*.

Fuente: <https://file.allpcb.com/bbs/17/05/08/140630616.png#>

Además, debe tenerse en cuenta que, cuando se fabrican varias unidades de una PCB, ésta suele disponerse formando paneles como el que puede verse en la Imagen 49. Los paneles básicamente son matrices formadas por la misma PCB o varios diseños diferentes dispuestos según el espacio disponible. De este modo, si una PCB tiende a sufrir de *warping*, el panel hará que esta tendencia sea aún mayor, pues las dimensiones aumentan respecto a una única PCB.

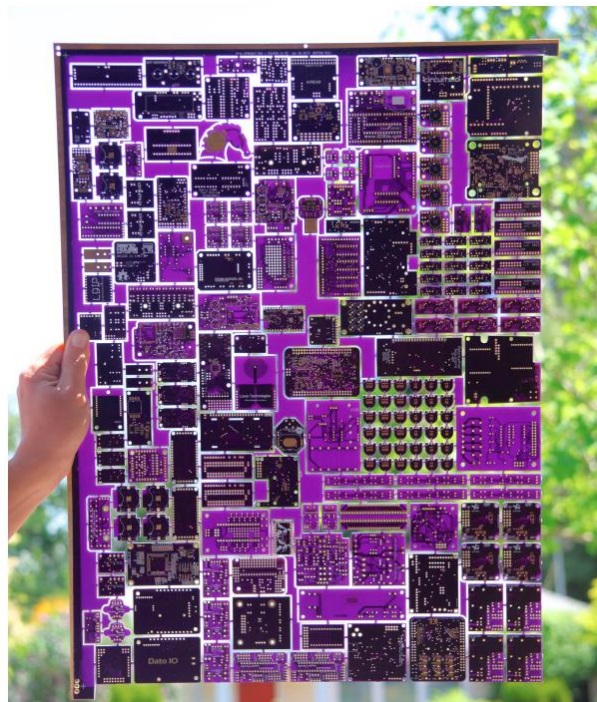
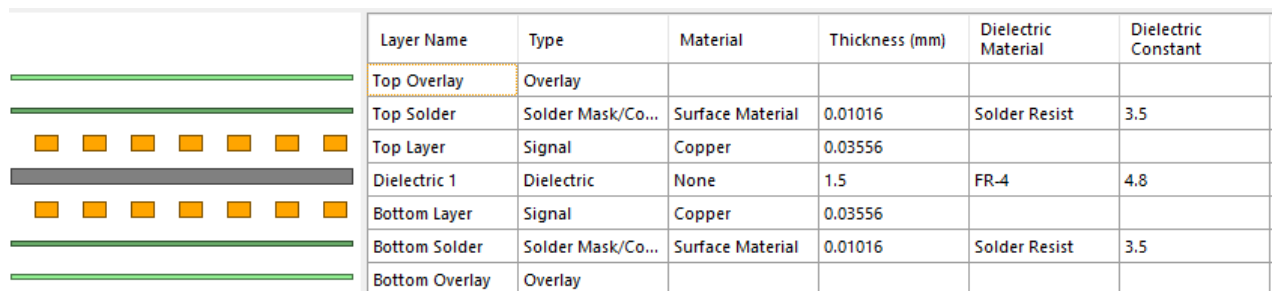


Imagen 49. Ejemplo de un panel con diferentes diseños de PCB.

Fuente: <https://hackaday.com/wp-content/uploads/2017/05/panelracing.jpg>

En el caso que ocupa al desarrollo de este proyecto TFM, se trata de crear un prototipo funcional que permita validar la idea que estamos desarrollando (un demostrador), por lo que no se contempla su venta en el mercado como uno de los objetivos a alcanzar dentro de este proyecto.

De este modo, se ha optado por un *stack-up* de dos capas con un grosor estándar, el cual es funcional a la vez que económico. La Imagen 50 muestra un esquema de cómo queda el stack-up; en ella, no sólo puede observarse cómo queda la distribución de capas, sino también la definición de las propiedades de los materiales a utilizar en la construcción de la PCB. En este caso, se ha optado por elegir el FR4 como material del dieléctrico de la PCB. Para otras aplicaciones más específicas pueden usarse otros materiales, como el aluminio (para productos que requieran un elevado poder de disipación de calor) o materiales flexibles para aquellos diseños en los que la PCB necesite poder doblarse con facilidad (como en el caso de algunos cables planos).



Layer Name	Type	Material	Thickness (mm)	Dielectric Material	Dielectric Constant
Top Overlay	Overlay				
Top Solder	Solder Mask/Co...	Surface Material	0.01016	Solder Resist	3.5
Top Layer	Signal	Copper	0.03556		
Dielectric 1	Dielectric	None	1.5	FR-4	4.8
Bottom Layer	Signal	Copper	0.03556		
Bottom Solder	Solder Mask/Co...	Surface Material	0.01016	Solder Resist	3.5
Bottom Overlay	Overlay				

Imagen 50. Stack-up creado para este proyecto.

El FR4 es un material compuesto de resina epoxídica reforzada con fibra de vidrio. Las siglas FR hacen mención a que es un material retardante de llama, ya que al material se le añade bromo, y por lo tanto respeta la norma UL94V-0, que es el estándar para pruebas de inflamabilidad de materiales plásticos. El número 4 viene del tipo de tejido que se realiza entre las múltiples capas de fibra de vidrio y la resina epóxica y está definido por un estándar de NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*).

Aparte de lo ya descrito acerca de su inflamabilidad, este material suele ser el elegido en la fabricación de PCB por su buena relación resistencia-peso, su buena capacidad para mantener altas cargas mecánicas y su buena capacidad de asilamiento en medios húmedos y no absorber agua.

De manera general, una PCB tiene dos caras: la cara TOP o cara superior y la cara BOTTOM o cara inferior. Si la PCB cuenta con capas internas, éstas se nombran con la descripción de INNER LAYERS o SIGNAL LAYERS acompañadas de un número. Esta nomenclatura es la que suele usarse como estándar en la fabricación para referirse al conjunto de capas que forman la estructura de la PCB. Así, en ambas caras TOP y BOT (de *Bottom*) nos encontramos con los siguientes pares de capas:

- TOP y BOT OVERLAY LAYERS o capas de serigrafía. Son las capas más externas por ambas caras y las que contienen la información de las impresiones (normalmente en blanco, pero dependerá también del color elegido para la máscara de soldadura). En esta capa se imprimen todos los designadores de componentes e información necesaria para el posterior ensamblaje de la PCB.
- TOP y BOT SOLDER LAYERS o máscaras de soldadura. Son las capas que le dan el color verde que suele verse en las placas de circuitos (en nuestro caso es de color negra) y que aísla el cobre del exterior. En ella se realizan una serie de aperturas (llamadas aperturas de máscara) para que queden expuestas ciertas zonas de cobre de la PCB y se puedan hacer las soldaduras de componentes.
- TOP y BOT SIGNAL LAYERS. Son las capas de cobre utilizadas para rutar las señales o generar planos de cobre.

Además de las seis capas ya mencionadas, también se encuentran en el proyecto las capas de pasta y las capas mecánicas. La diferencia es que estas capas ya no forman parte de la estructura de la PCB, por eso no aparecen en la Imagen 32 ya que no forman parte del *stack-up*. La finalidad de estas capas es la de añadir información útil para la fabricación de la PCB y el ensamblaje de los componentes.

- TOP y BOT PASTE LAYERS o capas de pasta. Son las capas que contienen información sobre la cantidad de pasta de soldadura que debe depositarse. La pasta de soldadura es una mezcla de estaño y flux¹ que, mediante fusión térmica, realizará las conexiones de los componentes a la PCB. Como el ensamblaje no lo haremos en fábrica, no generaremos la información de estas capas.

Las capas mecánicas pueden variar en número según la complejidad del proyecto desarrollado. En el proyecto desarrollado para este TFM existen las siguientes capas mecánicas:

- Capas Mecánicas 1 y 13. Son las capas que contienen información mecánica de los modelos 3D (también llamados “*bodies*”) de cada componente. En estas capas se encuentran los modelos tridimensionales de los componentes que sirve para tener un mejor modelo CAD en 3D del diseño realizado, lo cual es importante para el diseño de envolventes a medida o para comprobar la compatibilidad de piezas que deban encajar entre sí (conectores, ensamblajes con tornillos o pestañas, comprobación de espacios libres para el montaje del producto, etc.) En la Imagen 51 puede verse un ejemplo.

¹ El flux líquido es un conjunto de ácidos que facilitan y fortalecen la soldadura entre dos metales

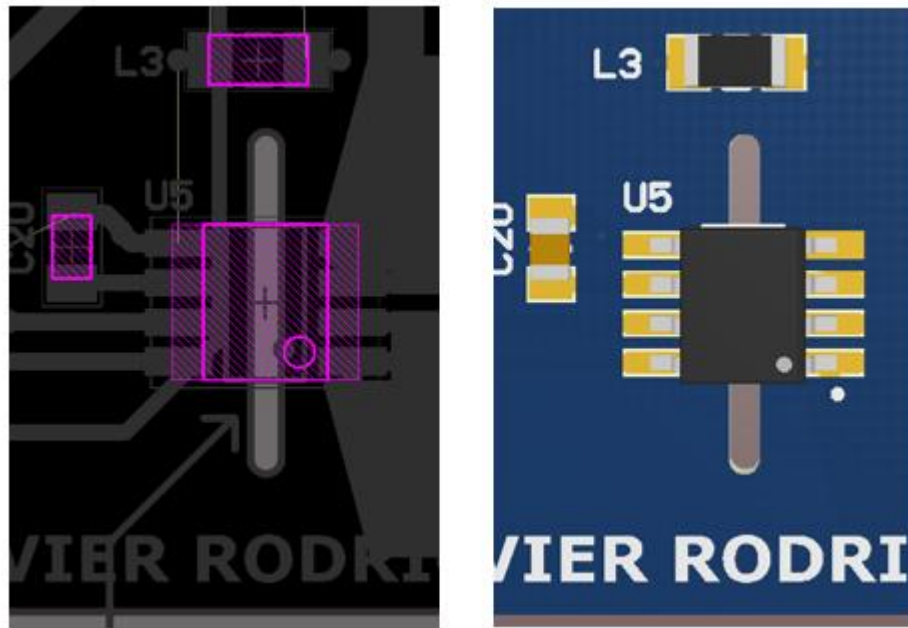


Imagen 51. Ejemplos de capas mecánicas 1 y 13 en donde se encuentran los modelos 3D de los componentes.

- Capa Mecánica 15. Esta capa contiene información sobre los límites externos de espacio que ocupa cada componente. Esto es particularmente útil para definir espacios mínimos a respetar entre componentes, definiendo, a través de estas líneas, unas fronteras que no deben ser traspasadas por ningún otro componente. En la Imagen 52 puede verse un ejemplo de estas fronteras de los componentes.

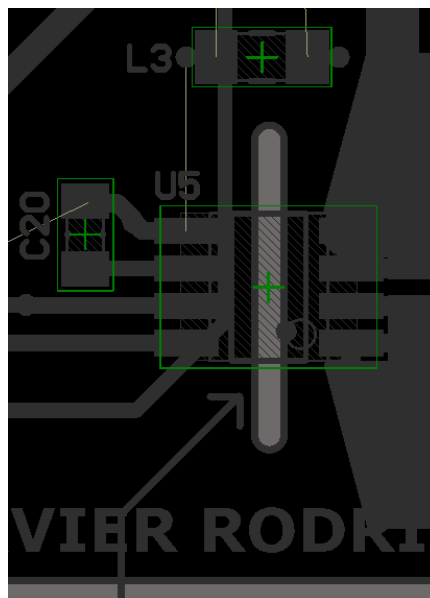


Imagen 52. Ejemplo de capa mecánica 15 con información de los límites frontera de los componentes.

- Capa Mecánica 2. En esta capa se recoge la información sobre los bordes de la PCB o de sus ranuras internas si las tuviese. No sólo es importante definir bien la forma externa de la PCB (que será utilizada para fresar el panel y extraer la PCB), sino también para señalar al fabricante la presencia de ranuras o slots que no suelen ser lo habitual. Por ejemplo, en la Imagen 53 se puede apreciar que la PCB desarrollada para este proyecto contiene una ranura necesaria para el buen funcionamiento del sensor de corriente de efecto HALL, por lo que es bueno incluir esta información en una de estas capas mecánicas.

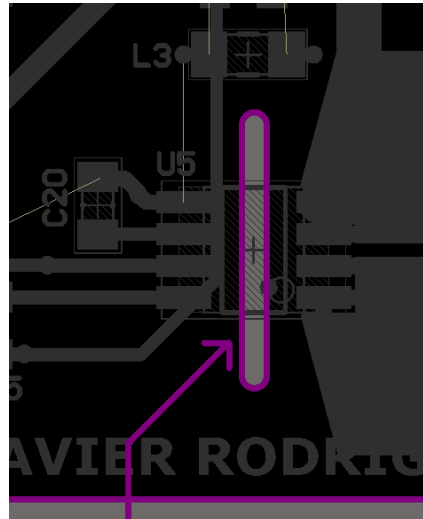


Imagen 53. Ejemplo de capa mecánica 2 con información de los fresados de la superficie del PCB.

3.7 Distribución de los componentes y rutado

En general en el circuito se distinguen dos partes, como puede verse en la Imagen 54. Esta división se hace atendiendo al nivel de potencia de las señales que manejan: por un lado, nos encontramos con una parte de mayor potencia, donde se efectúa la descarga de la batería conmutando un MOSFET y donde se prevé que habrá cierto calentamiento; por otro lado, tenemos un circuito de control que comprende además la interfaz con el usuario para realizar la prueba.

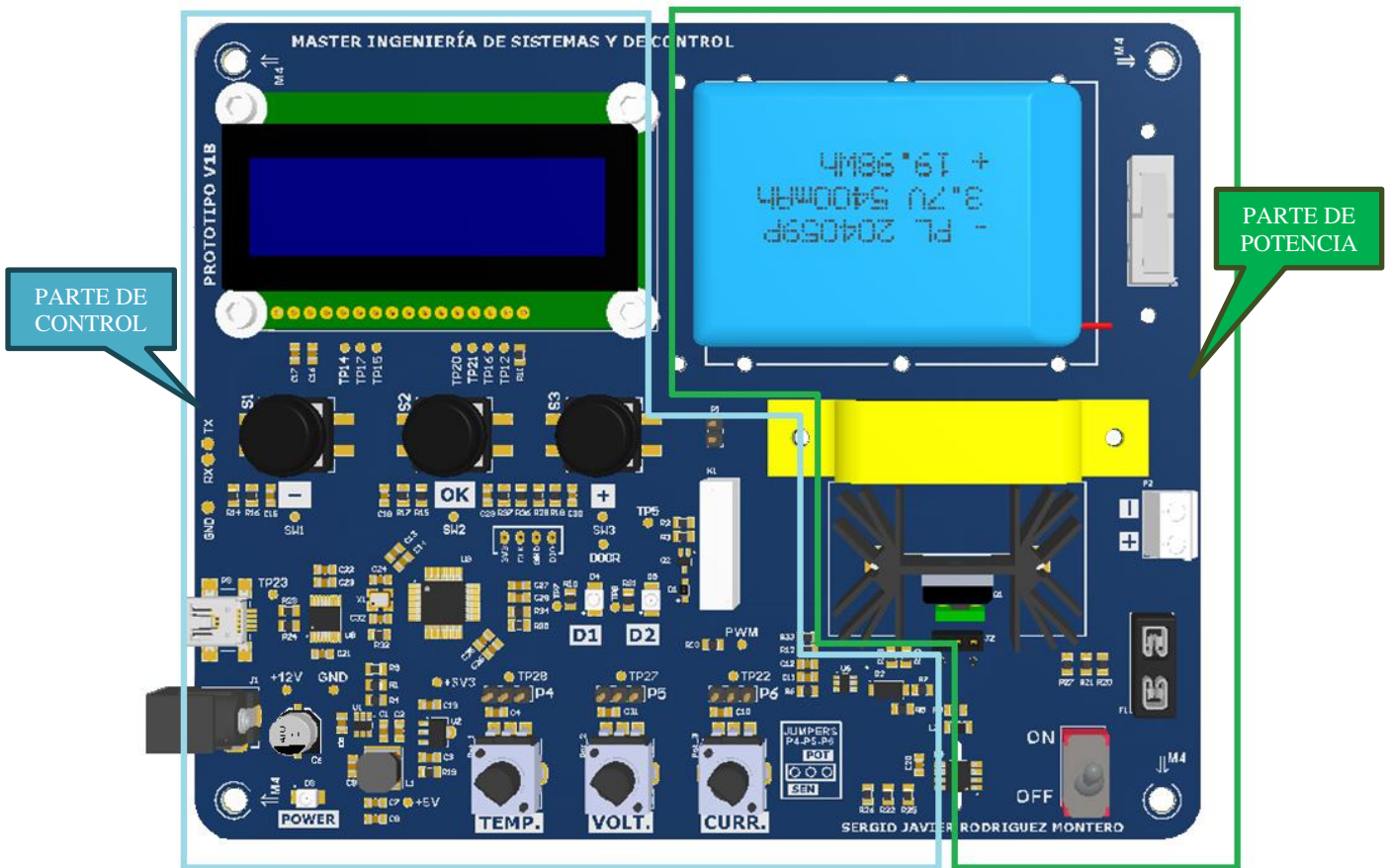


Imagen 54. Las dos zonas principales de la PCB.

Atendiendo a esta división, se ha procurado segmentar la PCB en dos partes: la parte de control a la izquierda y la parte de potencia a la derecha. Además, se ha realizado una división en el plano de masa que evitará que el calentamiento y el ruido eléctrico proveniente de la conmutación del MOSFET en este lado de potencia, pasen a la parte de control pudiendo alterar el funcionamiento del circuito de control.

Parte de potencia

En esta parte se ubican todos los componentes que van a efectuar las operaciones de mayor potencia y que son susceptibles de un mayor calentamiento, procurando dejar espacio para ubicar un ventilador y un disipador de metal para el transistor MOSFET de potencia. En la parte de potencia se ha procurado también dejar accesibles el interruptor manual de corte (ON/OFF) y el portafusibles, para poder cambiar fácilmente el fusible en caso de que éste se haya fundido.

Parte de control

Dentro de agrupar en el mismo lado de la PCB todos los componentes encargados de la

parte del control, se ha procurado seguir cierto orden al agruparlos. En general se ha pretendido dejar accesibles todos aquellos interfaces, conectores u otros componentes con los que tiene que interactuar el usuario, como son los pulsadores, los potenciómetros para la simulación de algunos eventos (los relacionados con incrementos de temperatura, corriente y tensión), así como dejar visible el display para poder observar cómo evolucionan las pruebas. En la Imagen 55 se ha marcado en naranja todos los componentes o conectores que se han procurado dejar accesibles o con suficiente espacio alrededor para su visualización y/o manipulación.

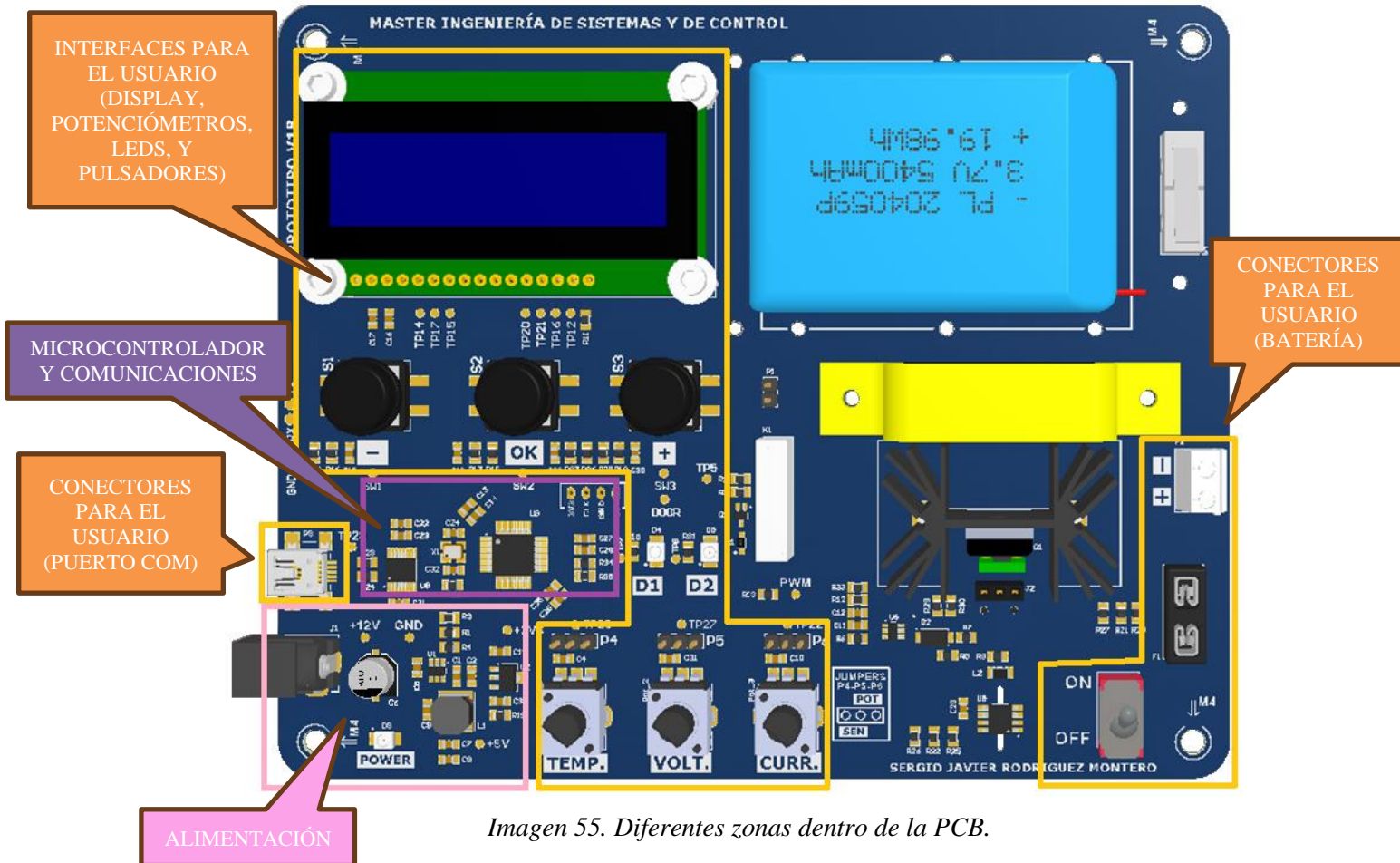


Imagen 55. Diferentes zonas dentro de la PCB.

Se ha intentado dejar agrupados todos los componentes que forman las dos fuentes de alimentación, así como a situarlos cerca del conector de entrada de alimentación y dejar todos los conectores en la periferia para facilitar la llegada de cables.

Por otro lado, el microcontrolador tiene una posición más central debido a que hasta él llegan señales de las otras zonas de la PCB.

Por último, con idea de que la conexión del chip de comunicaciones al conector mini USB sea lo más corta posible, se ha tendido a acercar todo el conjunto hacia el conector.

Cuando se ha decidido hacer el posicionamiento de los componentes, se ha elegido

hacerlo sobre una misma cara, en este caso la cara TOP. Esto facilita el montaje y la comprobación del funcionamiento del circuito a través del uso de los puntos de test que se han dispuesto sobre la PCB.

Si la PCB no fuese un prototipo, si no que ya fuese un diseño en fase de producción, este tipo de decisiones tiene un gran impacto en el precio final. Colocar los componentes sobre las dos caras de la PCB, nos permitiría reducir mucho el tamaño final, por lo que nos permitiría introducir un mayor número de unidades por panel fabricado y reducir el tiempo de ensamblaje por cada PCB (tiempo que dedican las máquinas a montar los componentes).

Además, para contribuir a la integridad de las masas, se dispondrá también por la cara TOP de un plano de GND que cubrirá el espacio que no esté ocupado por las pistas. En la Imagen 56 puede verse el resultado final del trabajo hecho sobre la cara TOP.

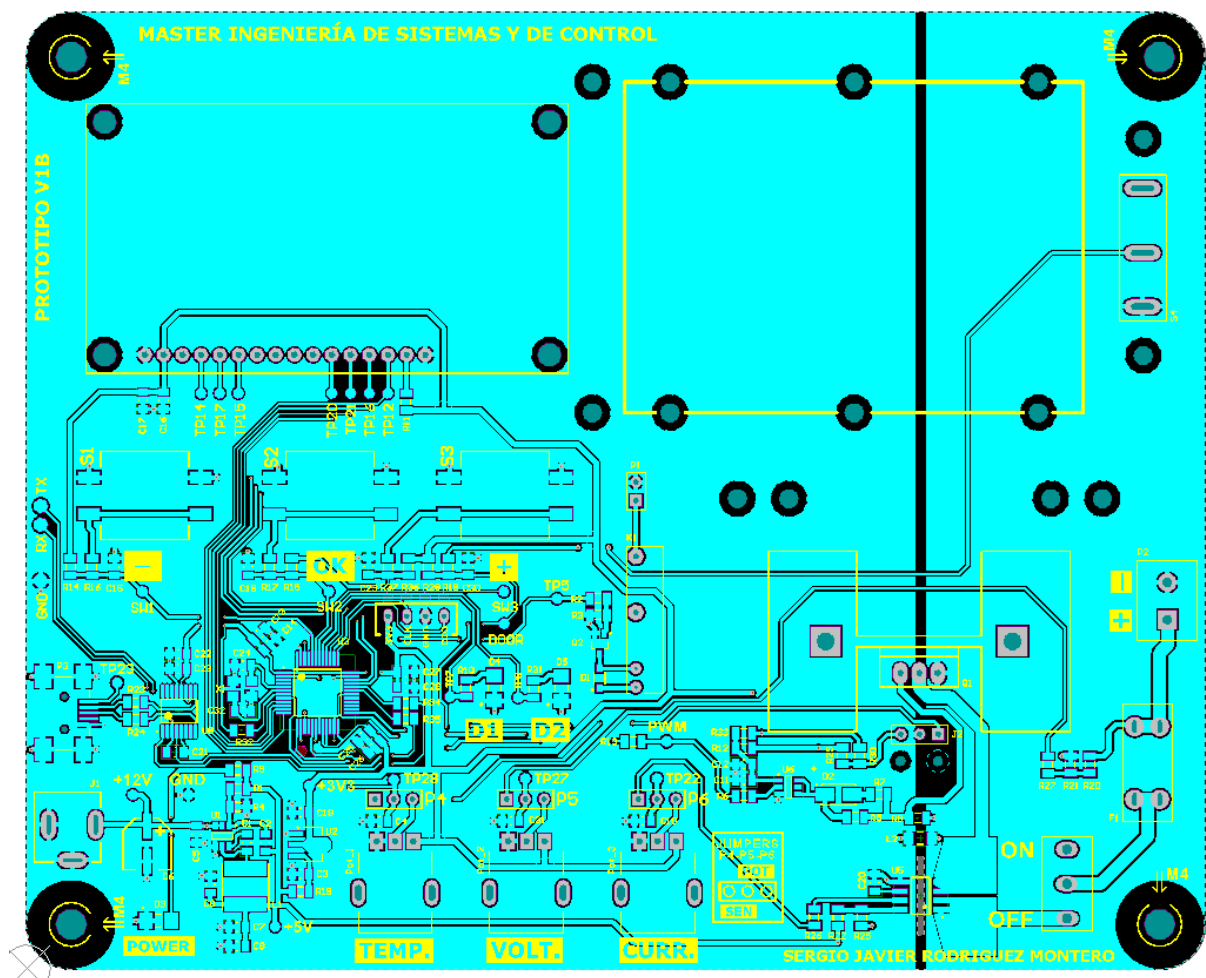


Imagen 56. Todos los componentes y la mayor parte del rutado van sobre la cara TOP.

También hay que mencionar que a la hora de plantear el rutado de la PCB, es importante respetar la integridad de los planos de GND. En este caso, al disponer sólo de dos capas, no podemos dedicar una de ellas de manera exclusiva a ser plano de masa, sino que tendrá que ser

de manera básica, consiste en unos archivos GERBER y de texto que contienen con toda la información acerca del rutado y los taladros de vías y componentes de agujero pasante, así como otra información como las serigrafías o las capas mecánicas.

Para ello, cuando vamos a generar esta documentación, elegimos las capas del diseño que queremos exportar, como se muestra en la Imagen 58.

Layers To Plot			
Extension	Layer Name	Plot	Mirror
—GTO	Top Overlay	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GTP	Top Paste	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GTS	Top Solder	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GTL	Top Layer	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GBL	Bottom Layer	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GBS	Bottom Solder	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GBP	Bottom Paste	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GBO	Bottom Overlay	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GM1	Mechanical 1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
—GM2	Mechanical 2	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Imagen 58. Capas que seleccionamos para exportar.

- TOP y BOT OVERLAY LAYERS. Son las capas de serigrafía de los dos lados de la PCB.
- TOP y BOT SOLDER LAYERS. Son las capas con la máscara y sus aperturas para los pads² de los componentes.
- TOP y BOT LAYERS. Son las capas que contienen la información del rutado (pistas, vías, etc.)
- MECHANICAL 2 LAYER. Es la capa que hemos usado para incluir información útil para el fabricante de la PCB (como las dimensiones o el ranurado del sensor de corriente), por lo que debemos marcarla para su exportación.

Como no haremos ensamblaje de la PCB con el fabricante, no es necesario exportar las capas de TOP y BOT SOLDER, que son las capas que contienen información con la deposición de pasta de soldadura en ambas capas.

A la hora de elegir las opciones de fabricación de la PCB, podemos elegir el acabado superficial de las zonas de soldadura. En este caso elegimos un acabado ENIG (siglas de *Electroless Nickel Immersion Gold*) que consiste en depositar una capa muy fina de níquel (de unas 5 micras de espesor) y otra de oro (de 0.1 micras de espesor). Este acabado mejora la soldabilidad de los componentes y protege al cobre expuesto de la oxidación.

² Los pads son las pequeñas zonas de cobre que se dejan expuestas en una PCB para soldar a ellas los pines de los componentes

3.9 Montaje de la PCB

En este caso el montaje no se ha realizado en la fábrica, sino que se realiza a mano. Para ellos contaremos con una serie de herramientas que nos permitan hacer la soldadura de los componentes, como son:

- Estación de soldadura.
- Hilo de estaño de 0.25mm.
- Pinzas.
- Lámpara lupa o microscopio.
- Flux para soldadura manual.

Dado que el tamaño de ciertos componentes los hace especialmente complicados para su soldadura a mano, durante la fase de diseño se ha tenido la precaución de diseñar las huellas (también llamadas *footprints*) de ciertos componentes de una manera especial.

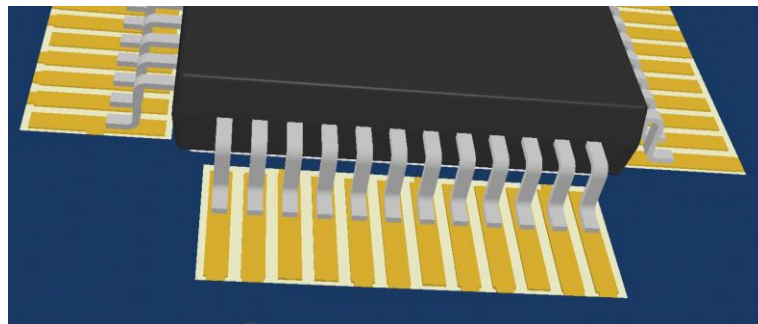


Imagen 59. Forma de los pads diseñados en la huella.

Como se puede ver en la Imagen 59, se diseñan los *pads* para que sean finos y alargados. Por un lado, interesa que sean finos para que entre los que se encuentran consecutivos exista la mayor distancia posible, lo que hará más difícil que se formen cortos entre pines durante la soldadura, y, por otro lado, se dejan unos *pads* alargados para que el estaño fundido tenga un espacio de cobre a donde fluir durante la soldadura.

Al comenzar el proceso de soldadura, se procede en primer lugar a montar los componentes más pequeños, como son los chips (normalmente resistencias y condensadores, pero también pueden ser otros componentes como diodos o inductancias y ferritas) de tamaño 0805, es decir, los componentes que tienen un tamaño de $1.25 \times 2 \text{ mm}$. En la Imagen 60 puede verse el resultado de esta primera fase de montaje.

Después se siguen montando los componentes que siguen en tamaño, es decir, los LED (encapsulado PLCC), la ferrita L2 (tamaño 1206), el diodo *Schottky* D2 para la conmutación del MOSFET, el reloj del microcontrolador, etc.

Intentamos siempre montar los componentes que son superficiales (SMD) para que la PCB no tenga pines que sobresalgan por la cara BOT y así se mantenga estable para proceder a la soldadura de los componentes pequeños. Dejaremos los componentes de tecnología de agujero pasante o *through hole* para el final.

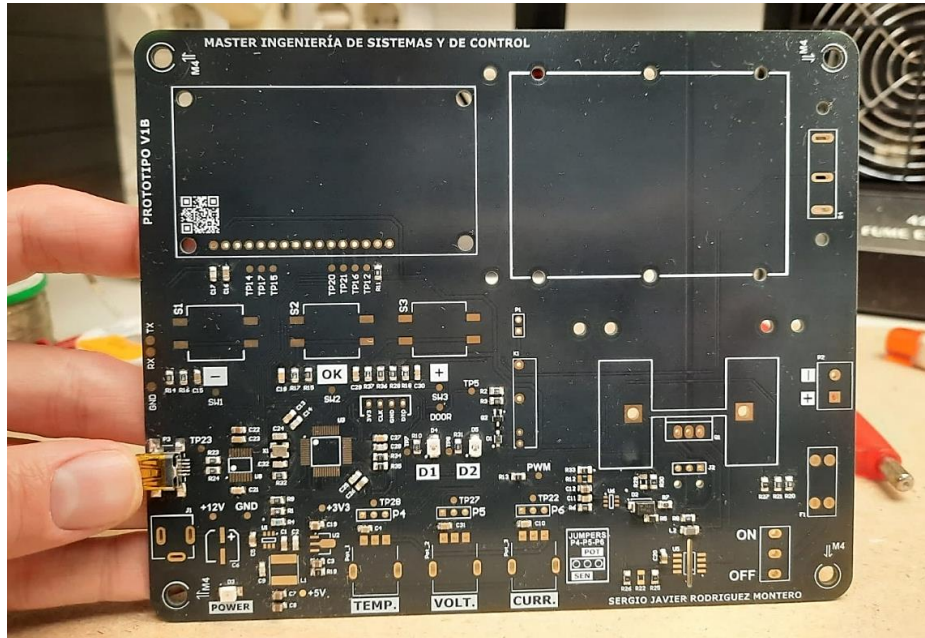


Imagen 60. PCB con los componentes más pequeños montados.

Una vez montados los componentes pequeños, pasamos a montar los componentes más complicados, que en este caso son el microcontrolador U3 y el circuito integrado de comunicaciones (FT230XS-R), ya que el primero cuenta con una distancia entre pines (*pitch*) de 0.5 mm y el segundo cuenta con una distancia entre pines de 0.635 mm . En la Imagen 61 puede verse ambos componentes ya soldados en la PCB.

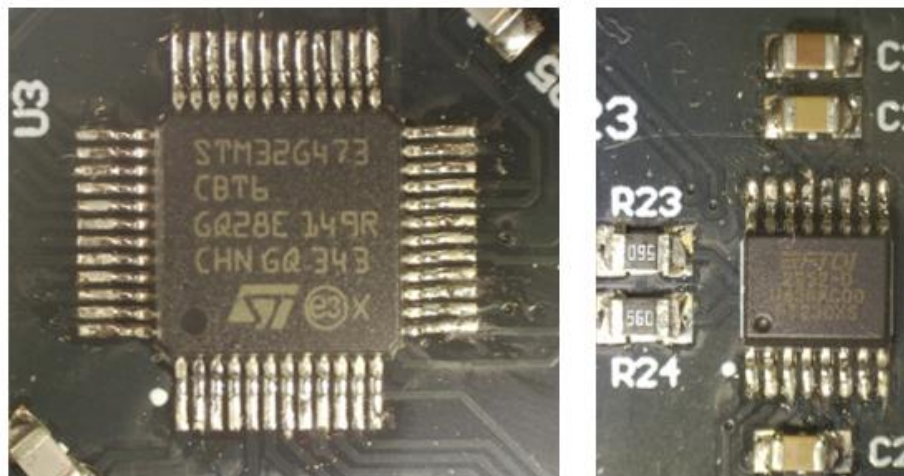


Imagen 61. Vista de los componentes más complicados de soldar.

Cuando terminamos la soldadura de ambos componentes, procedemos a comprobar con unas pinzas y un polímetro que no existan cortocircuitos entre sus pines.

Por último, el *pitch* de los componentes U1, U5 y U6 ya es mayor, por lo que no requieren de la elaboración de *footprints* especiales. Procedemos a soldarlos junto con el conector mini USB. Montamos también el resto de componentes pequeños que quedasen por soldar, como el transistor Q2, el diodo D1 o la inductancia L2.

Por último, montamos los componentes que restan, dando prioridad a los que son más pequeños y dejando los mayores para el final, ya que harán más complicada de manejar la PCB.

El resultado casi definitivo podemos verlo en la Imagen 62, donde se aprecia la PCB aún sin el MOSFET y sin algunas piezas de impresión 3D.

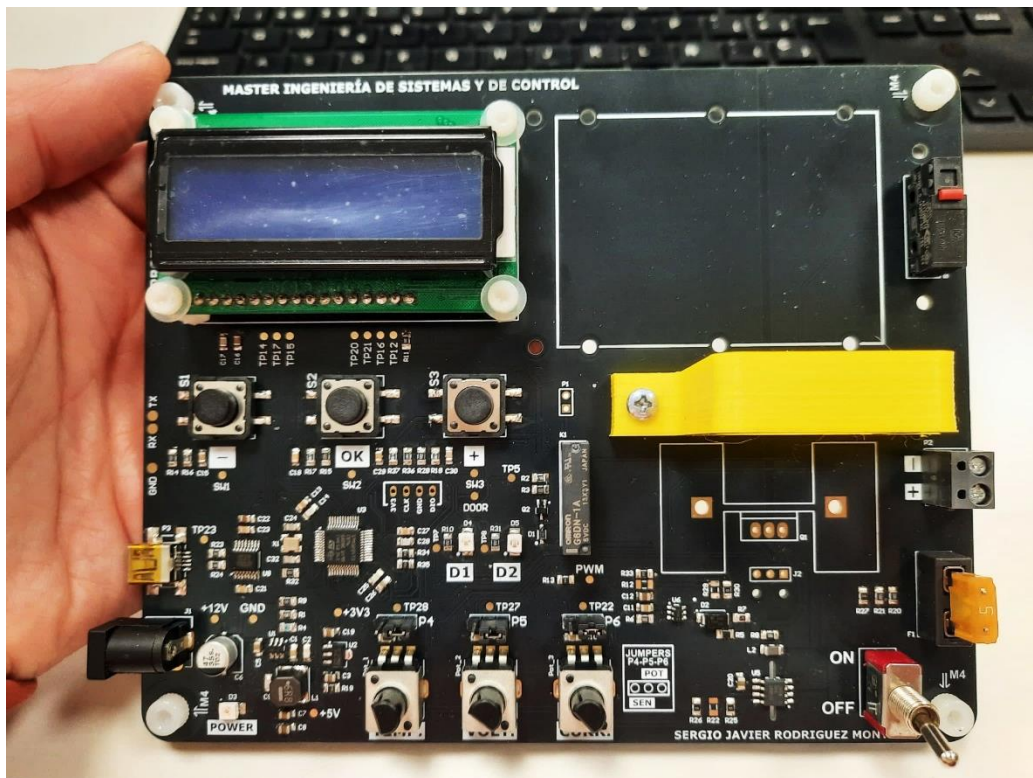


Imagen 62. PCB casi ensamblada a falta de algunos componentes grandes y piezas 3D.

Capítulo 4. Descripción de los algoritmos de control

4.1 Base de tiempos y configuración del Timer

Para implementar los controles, se utiliza un temporizador del microcontrolador para establecer interrupciones de manera periódica y exacta. Estas interrupciones se usan como base de tiempos para luego activar *flags* que nos permitirán ejecutar tareas en otra base de tiempos mayor. En la Imagen 63 puede verse el código de la rutina de atención a esta interrupción y que implementa esta idea.

La base de tiempos elegida para las interrupciones **generadas** por el *Timer* es de 10 ms, por lo que cada 10 ms se activará este *flag* de interrupción (*flag10ms*) permitiéndonos atender en el programa principal las tareas que creamos oportunas.

```
flag10ms = 1;
contador_10ms++;
if(contador_10ms>=10)
{
    contador_10ms = 0;
    flag100ms = 1;
    contador_100ms++;
    if(contador_100ms>=10)
    {
        contador_100ms = 0;
        flag1seg = 1;
        contador_1seg++;
        if(contador_1seg>=10)
        {
            contador_1seg = 0;
            flag10seg = 1;
        }
    }
}
```

Imagen 63. Funcionamiento de la base de tiempos para las tareas.

Cada vez que se genere esta interrupción de 10 ms, incrementamos en uno un contador, de manera que cuando llegue a un valor de 10 sabremos que han transcurrido 100 ms y activaremos su *flag* correspondiente (*flag100ms*). Este *flag* nos permitirá atender tareas cada 100 ms.

Además, usamos esta misma técnica para crear dos *flags* más para atender tareas cada vez que transcurra 1 segundo y cada vez que transcurran 10 segundos (son los *flags* llamados *flag1seg* y *flag10seg*).

Esto se ha elegido así, porque de este modo, cuando vayamos a implementar las funciones para leer los sensores, calcular valores medios, calcular las acciones de control, etc. Podremos situarlas fácilmente en el programa principal en una base de tiempos o en otra, permitiéndonos jugar con la lista de tareas que se atiende en cada instante y así realizar ajustes en cada algoritmo de control. De este modo podemos llegar incluso a ejecutar cada control con bases de tiempo diferentes entre sí.

La idea para el uso de los *flags* de 1 segundo y 10 segundos es que, durante el primer o primeros minutos, enviaremos información por el puerto de comunicaciones cada segundo, informando del estado del experimento. Sin embargo, con el fin de no crear un registro muy grande, una vez que esté estabilizada la descarga, el envío de datos por el puerto de comunicaciones se realizará cada 10 segundos.

Una vez que está definida la base de tiempos de 10ms en el funcionamiento del programa, se trata de configurar ahora uno de los temporizadores del microcontrolador para que se produzca una interrupción una vez transcurrido dicho intervalo de 10 ms.

Usamos la Ecuación 9 para el cálculo de los parámetros del temporizador.

$$T_{OUT} = \frac{(ARR + 1) \cdot (PSC + 1)}{F_{CLK}} \quad (9)$$

Donde:

$ARR = \text{valor del registro de autorecarga (auto - reload register)}$

$PSC = \text{valor del prescaler}$

$F_{CLK} = \text{valor de la frecuencia de operación del microcontrolador (8 MHz)}$

Lo que hacemos es calcular uno de los parámetros suponiendo conocido el otro. Por ejemplo, suponemos un valor del registro ARR de 799 y calculamos el valor del *Prescaler* para conseguir una temporización de 10 ms.

$$PSC = \frac{T_{OUT} \cdot F_{CLK}}{ARR + 1} - 1 = 99$$

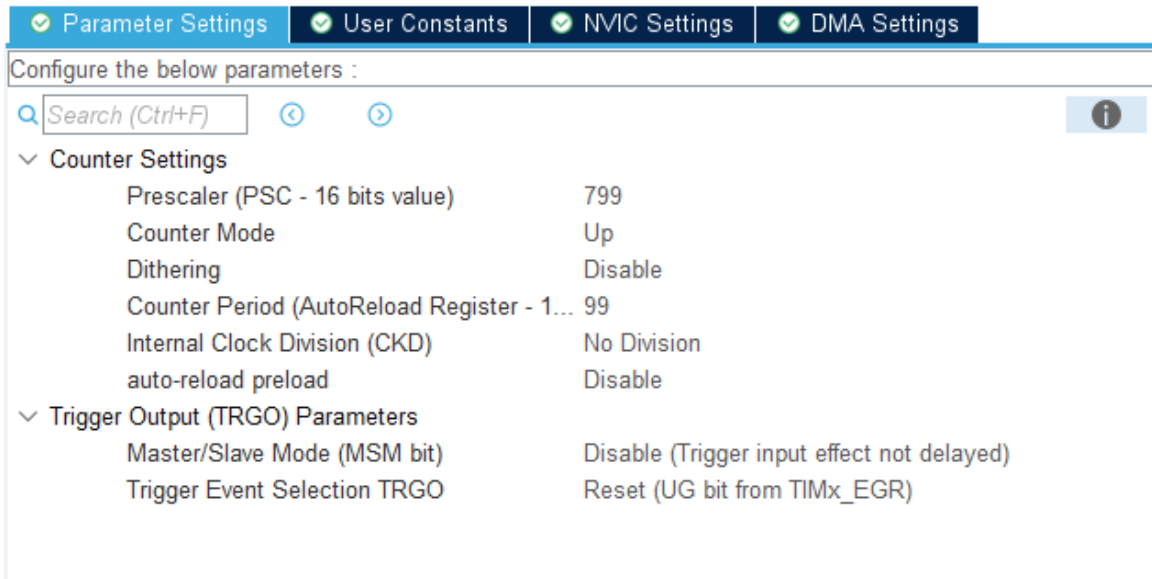


Imagen 64. Configuración del timer para obtener una temporización de 10 ms.

Configuramos los registros del microcontrolador con los valores que hemos obtenido como se muestra en la Imagen 64 y tenemos configurado el *timer* para la base de tiempos que buscamos (en este caso se trata del *timer* 3) del microcontrolador.

Para comprobar que el funcionamiento es correcto, hacemos una pequeña prueba que consiste en mover un GPIO a nivel alto y bajo de manera alternada cada vez que se produce la interrupción y medimos lo que pasa con el osciloscopio. En la Imagen 65 se puede observar que el funcionamiento es el esperado ya que el tiempo en nivel alto y en nivel bajo coincide y es de 10 ms (recuadro en color rojo).

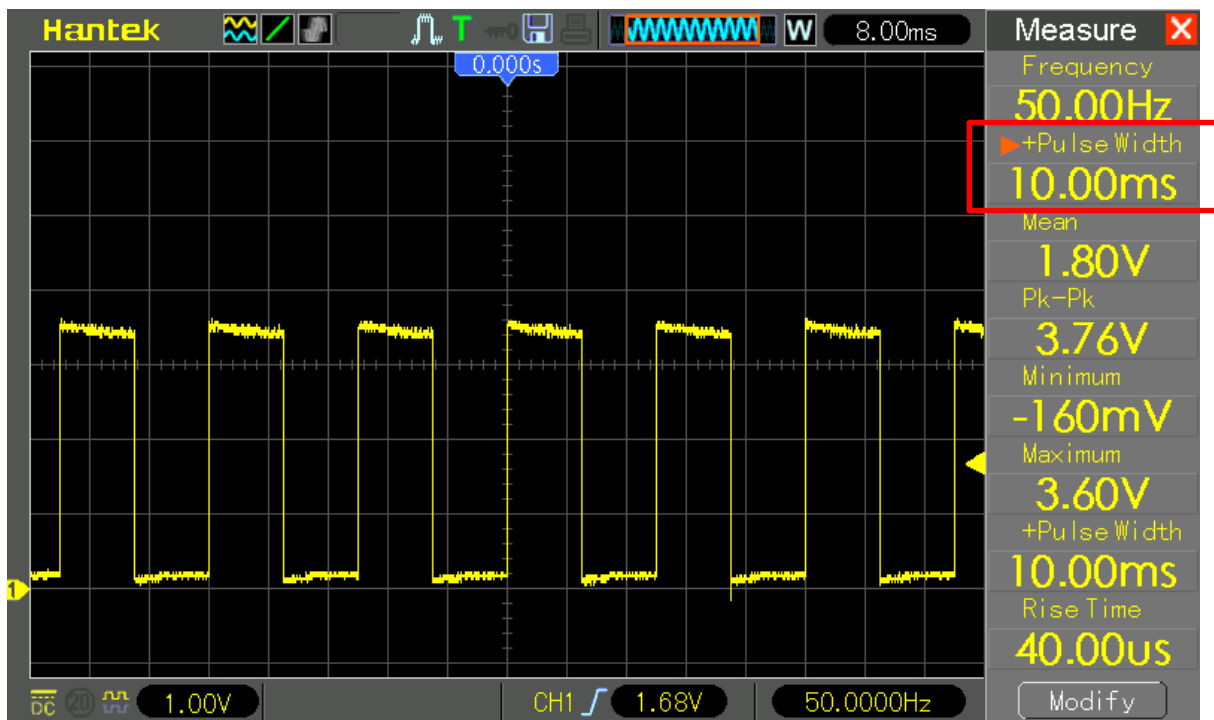


Imagen 65. Prueba para comprobar el funcionamiento del timer 3.

4.2 Algoritmo de control de la temperatura

El funcionamiento del control de temperatura se basa en la implementación de un algoritmo de control de tipo ON/OFF con histéresis. En la Imagen 66 se muestra cómo sería el funcionamiento de este tipo de control, en el que se marca un *setpoint* de temperatura y se deja un margen a su alrededor (histéresis) para la activación o no de la salida.

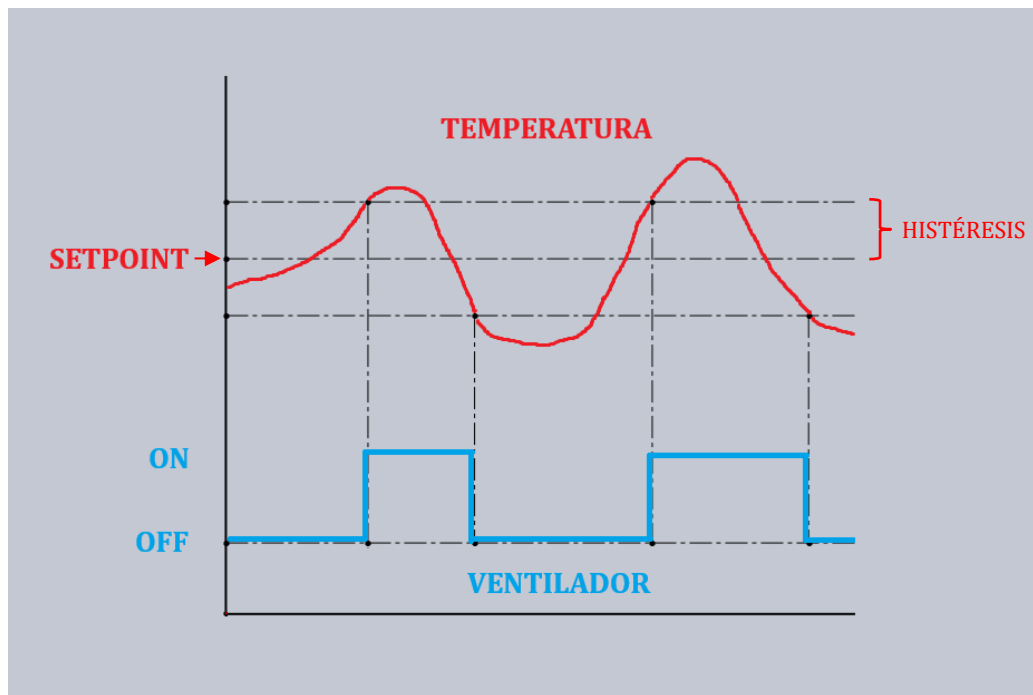


Imagen 66. Funcionamiento del control ON/OFF con histéresis.

El *setpoint* de la temperatura es uno de los parámetros de entrada que el usuario puede definir al conectar la carga electrónica. El usuario podrá mover este valor dentro de unos límites programados mínimo de 5 °C y máximo de 120 °C, con incrementos de 5 °C.

El valor de la histéresis, sin embargo, es un valor constante definido en el programa e igual a 2 °C. Esto quiere decir que cuando la temperatura supere en 2°C la temperatura indicada en el *setpoint*, el ventilador se pondrá en marcha y no parará hasta que la temperatura haya caído 2°C por debajo del *setpoint*.

Este algoritmo está siempre en funcionamiento, es decir, independientemente de que se haya terminado una prueba con la carga electrónica, el algoritmo evalúa si debe activar o no la refrigeración, pues puede suceder que hayamos terminado un experimento y el MOSFET se encuentre a alta temperatura y necesite refrigeración.

4.3 Algoritmo de control de la corriente

El algoritmo de control de la corriente está basado en un control PI y, al contrario que el algoritmo de temperatura, este es un algoritmo que se ejecuta siempre que cumplan dos condiciones: que la batería no esté descargada y que la compuerta de la batería se encuentre cerrada (por seguridad). Si alguna de estas dos condiciones no se cumple, el algoritmo no se ejecuta o se detiene si ya estaba en marcha.

Como se puede ver en la Imagen 67, durante la fase de implementación de este algoritmo de control, se ha cambiado la información que aparece en la pantalla para poder hacer una depuración más rápida.



Imagen 67. Pantalla durante la fase de depuración del control.

La acción programada para el control es un algoritmo proporcional integral (PI), ya que requiere menos parámetros que un PID y lo hace más sencillo de ajustar. Para la ejecución de este control PI se debe tener en cuenta el valor anterior de la acción integral. Las acciones implementadas son las ecuaciones 10 y 11:

$$U_p = K_p \cdot e + b \quad (10)$$

$$U_i = U_i + e \cdot K_i \cdot T \quad (11)$$

Se hace necesario introducir un término de bias b que puede verse en la Ecuación 10, ya que durante los primeros 2500 mV de salida del DAC, el MOSFET no va a entrar en zona de conducción por lo que necesitamos aplicar este offset a la acción de salida.

La acción de control final será la ecuación 12, es decir, la suma de las acciones proporcional e integral:

$$\mathit{control} = U_p + U_i \quad (12)$$

Para ajustar los valores de las constantes proporcional e integral se ha realizado un ajuste manual en el que inicialmente se ha establecido un valor nulo de K_i y un valor bajo de K_p que se ha ido aumentando progresivamente hasta que el valor de la corriente de descarga oscila en torno al setpoint. En ese momento se ha ido aumentando poco a poco el valor de la constante integral K_i hasta que la respuesta obtenida era más estable, ajustando un poco ambos valores tras varias iteraciones.

4.4 Información enviada durante las pruebas

Tras introducir los datos de configuración de un ensayo de descarga (*setpoint* de corriente de descarga, tensión de corte de la descarga y temperatura de activación del ventilador), da comienzo la prueba.

Para recibir los datos que va a enviar la carga electrónica a través del puerto COM, utilizamos PuTTY que es un programa gratuito de los muchos que hay disponibles para descargar en internet que nos permiten hacerlo. En la Imagen 68 podemos ver la configuración del programa para abrir el puerto.

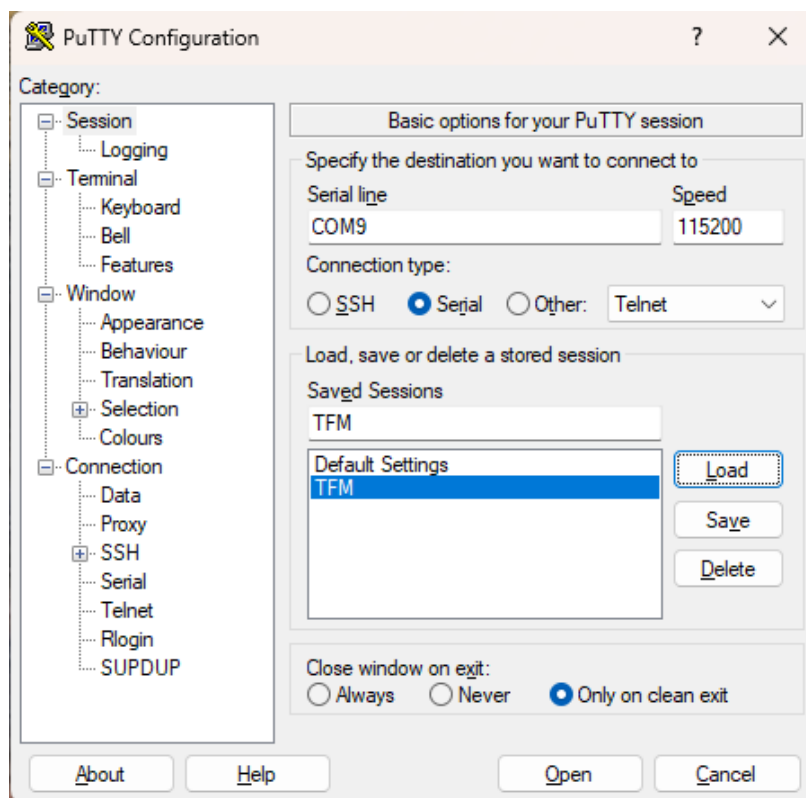


Imagen 68. Interfaz del programa para recibir datos a través del puerto COM.

Antes de comenzar el envío de datos de manera periódica, se ha programado que la carga electrónica envíe un primer mensaje en el que se resumen los datos de configuración introducidos, como puede verse en la Imagen 69.

```

COM9 - PuTTY
=====
Disch.Current SP: 500;
Cutoff Voltage SP: 2900;
Temp.Switch SP: 40;
Time; Temp; Current; Voltage; Fan; Discharging
=====

1;0;1;47;0;1
2;8;58;1507;0;1
3;22;283;4244;0;1
  
```

RESUMEN DE CONFIGURACIÓN DEL ENSAYO

ENVÍO DE DATOS

Imagen 69. Envío de datos al comenzar el ensayo.

La finalidad de este primer mensaje de resumen es para tener registrado de alguna manera la configuración de la prueba junto a los datos (resume los tres *setpoints* indicados a la carga electrónica). También incluye una leyenda de cuál es el significado de los datos.

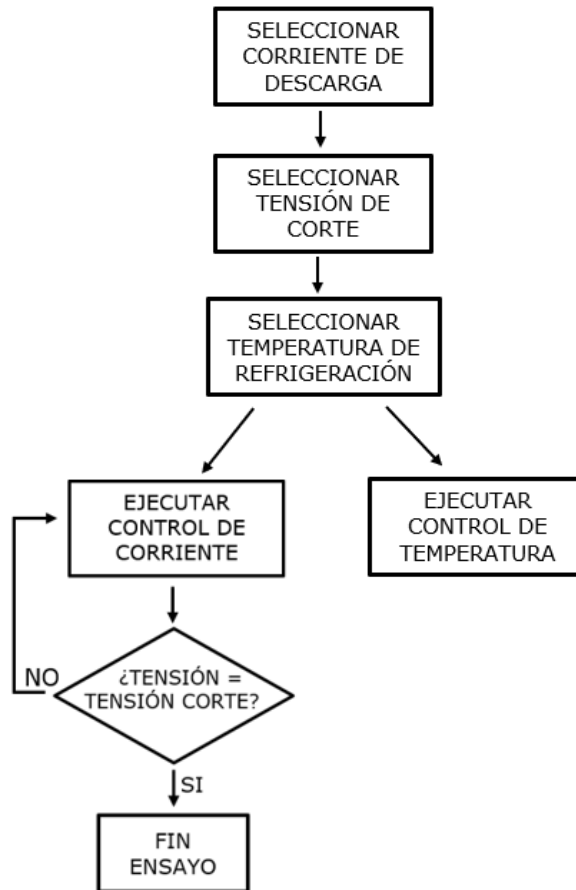
Los datos que enviamos de manera periódica son: el tiempo transcurrido (en segundos), la temperatura medida (en °C), la corriente de descarga medida (en mA), la tensión de la batería (en mV), el estado del ventilador (0 apagado, 1 encendido) y el estado del experimento (0 terminado, 1 descarga en marcha). Todos ellos se envían separados por un punto y coma para permitir después la importación desde una hoja de cálculo.

Una vez que se ha enviado este primer mensaje a modo de resumen, da comienzo el envío de datos de manera periódica.

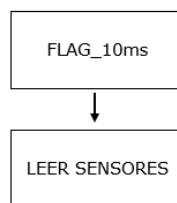
Los datos se envían al principio cada segundo y trascurrido los primeros 60 segundos, comienzan a enviarse cada 10 segundos. Esto se ha programado así con la idea de tener toda la información al arranque de la prueba (durante el primer minuto) y una vez que se ha estabilizado, tener menos información para no generar un conjunto muy masivo de datos que luego nos pueda generar problemas para trabajar y representarlos correctamente en una hoja de cálculo.

4.5 Diagrama de bloques del programa

Programa principal:

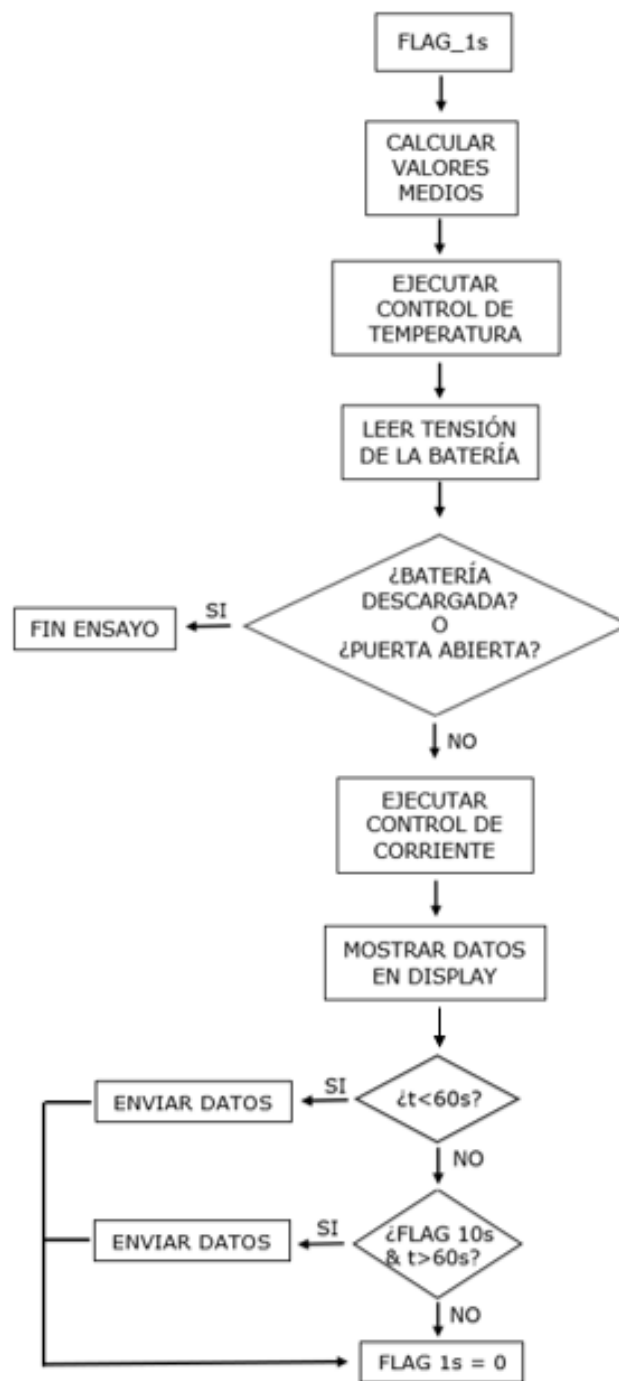


Tareas con el flag de 10 ms:



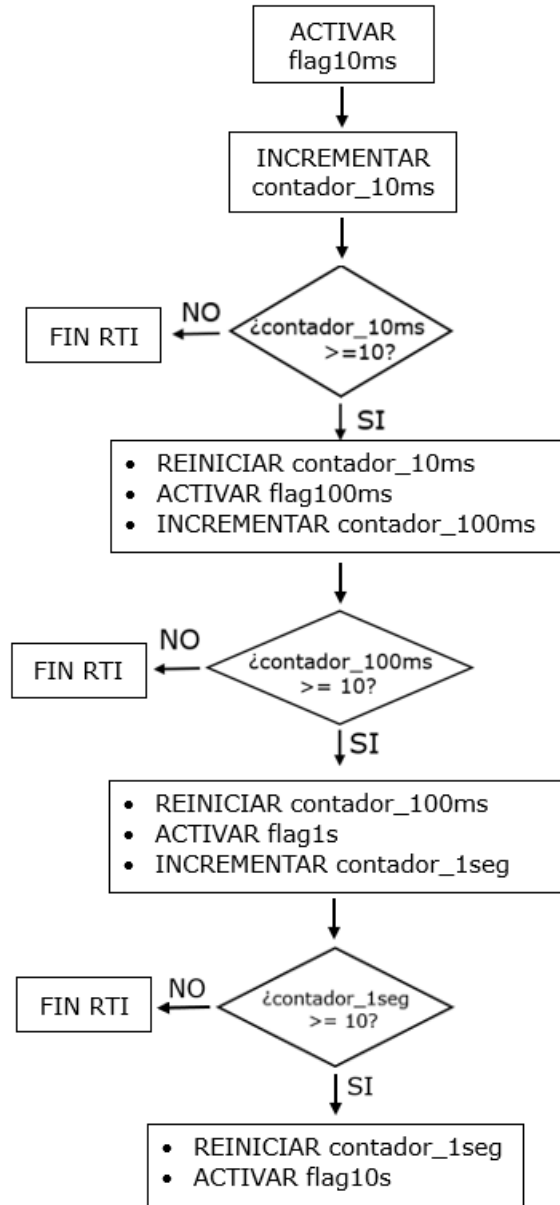
Tareas con el flag de 100 ms:

A pesar de que existe el flag de 100 ms para atender tareas bajo esta temporización, finalmente el programa final no tiene tareas ejecutándose al activarse este flag. Se ha utilizado para realizar pruebas de ajuste del control, pero se ha desestimado.

Tareas con el flag de 1 s:

Funcionamiento de las rutinas de tratamiento de interrupciones:

Interrupción asociada al TIMER 3 (temporización programada en 10 ms)



Interrupción asociada al pin (BATT_DOOR_Pin) en flanco de subida:

Al llamar a esta interrupción simplemente se activa un flag para indicar que el estado de la puerta es abierto. El estado de este flag se chequea en el programa principal antes de ejecutar el control de corriente y si está activado, se para el experimento.



Capítulo 5. Puesta en marcha y ensayos realizados

5.1 Ensayo con una fuente de laboratorio

La primera prueba que se realiza con la carga electrónica va a consistir en utilizarla simplemente como una carga conectada a una fuente de laboratorio. De este modo podremos comprobar la precisión de las medidas obtenidas de tensión y corriente por la electrónica desarrollada frente a las lecturas que da la fuente de laboratorio.

El esquema de la conexión de la carga con la fuente se puede ver en la Imagen 70. La fuente de laboratorio hace las veces de batería con la diferencia de que con la fuente de laboratorio podemos controlar la corriente con seguridad y obtener medidas en paralelo a las obtenidas con nuestros sensores.

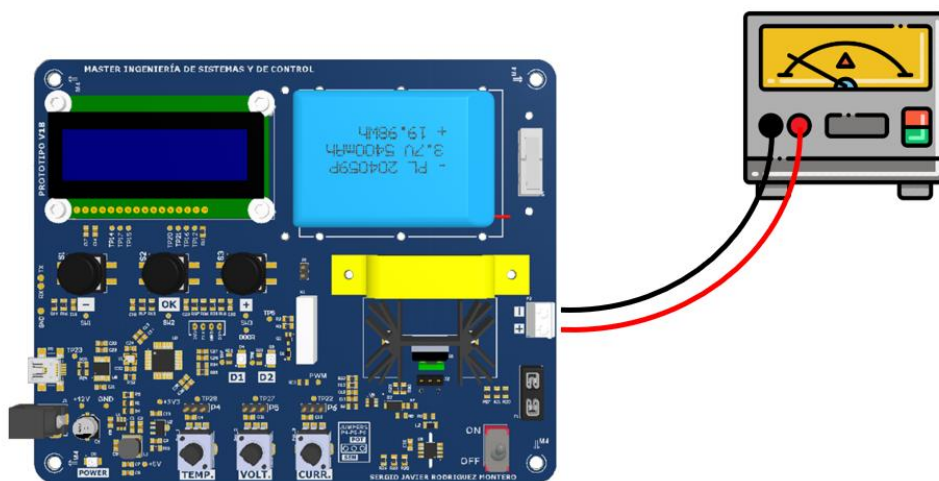


Imagen 70. Conexión de la carga electrónica a una fuente de laboratorio.

Esta prueba es un término medio entre el uso de los potenciómetros para evaluar el funcionamiento de los algoritmos simulando las lecturas de los sensores y un ensayo real con una batería.



Imagen 71. Comparativa de lecturas de corriente con el polímetro y la carga electrónica.

En la Imagen 71 pueden verse ambas lecturas de corriente (en amperios en el polímetro y en miliamperios en la pantalla de la carga electrónica).

Además, con el mando de limitación de corriente de la fuente podemos evaluar cómo se calienta el MOSFET y cómo de efectivo es el control de la refrigeración con el ventilador.

5.2 Evaluación del control de temperatura

Igual que en la anterior prueba, consiste en conectar la fuente de laboratorio como fuente de energía y realizar diferentes pruebas para conocer cómo es el calentamiento del MOSFET y también cómo de efectivo es el control de temperatura implementado con el ventilador.

Para ello seguiremos el mismo esquema que el de la prueba anterior, y en cada prueba sólo cambiaremos la activación del ventilador a través del software. Obtendremos los datos de cada una de las pruebas a través del puerto de comunicaciones y procederemos a representarlos en una gráfica.

En ambas pruebas limitamos la corriente del experimento a 500 mA.

- Prueba 1. Control de temperatura deshabilitado.
La gráfica obtenida es la que se muestra en la Imagen 72. En ella podemos ver que el ventilador no llega a activarse porque la temperatura se estabiliza en torno a los 42°C y no llega al *setpoint* indicado de 45°C.

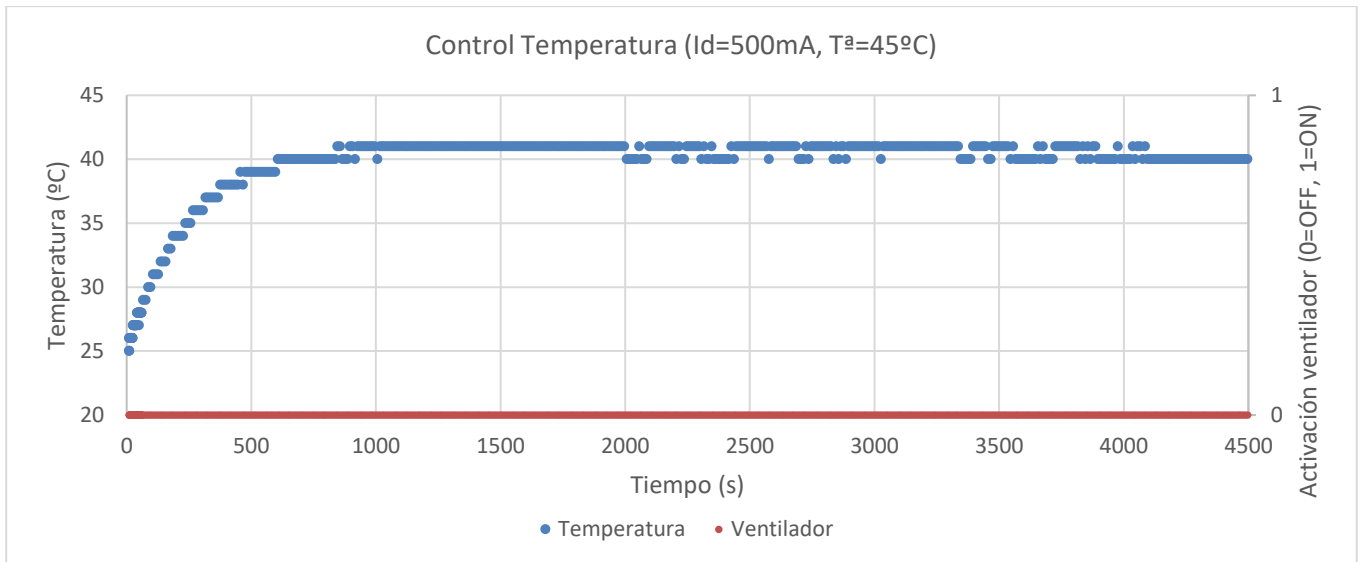


Imagen 72. Gráfica de la descarga con control de temperatura desactivado.

- Prueba 2. Control de temperatura habilitado.
La gráfica obtenida es la que se muestra en la Imagen 73.

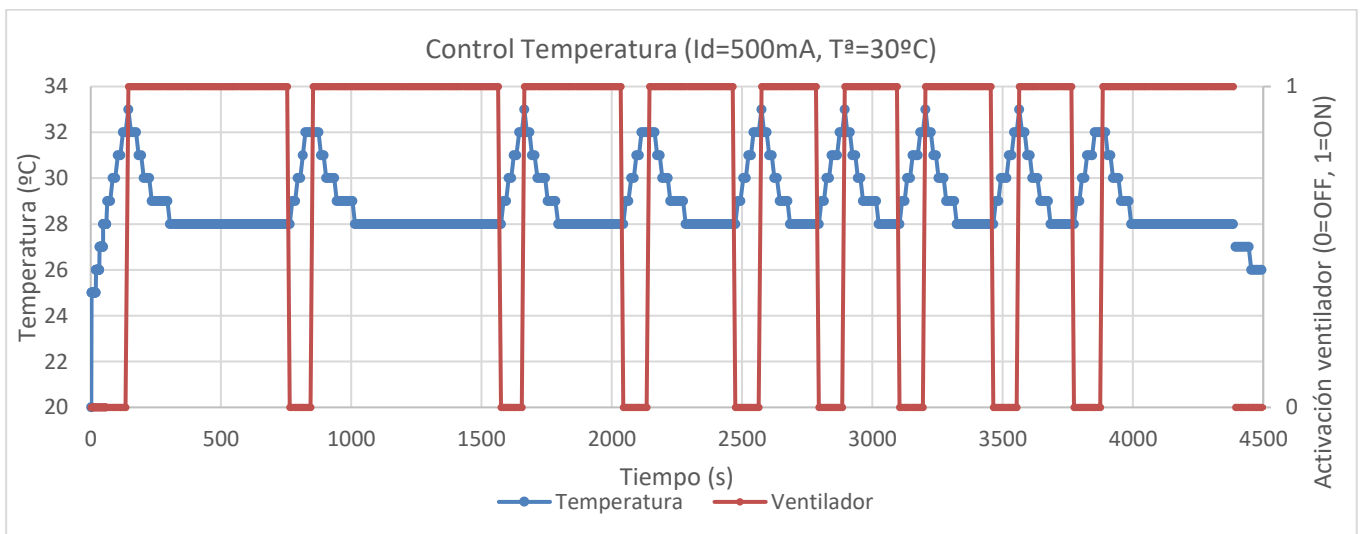


Imagen 73. Gráfica de la descarga con control de temperatura activado.

Se puede concluir que la acción del ventilador es efectiva, en tanto que ayuda a mantener la temperatura del MOSFET dentro del rango de valores elegido de manera adecuada para la prueba

5.3 Calibración y evaluación del control de corriente

Con ayuda de la fuente de laboratorio, realizamos una serie de lecturas con el conversor analógico digital del sensor de corriente, estableciendo con la fuente diferentes valores de corriente. En la Imagen 74 puede verse la relación establecida.

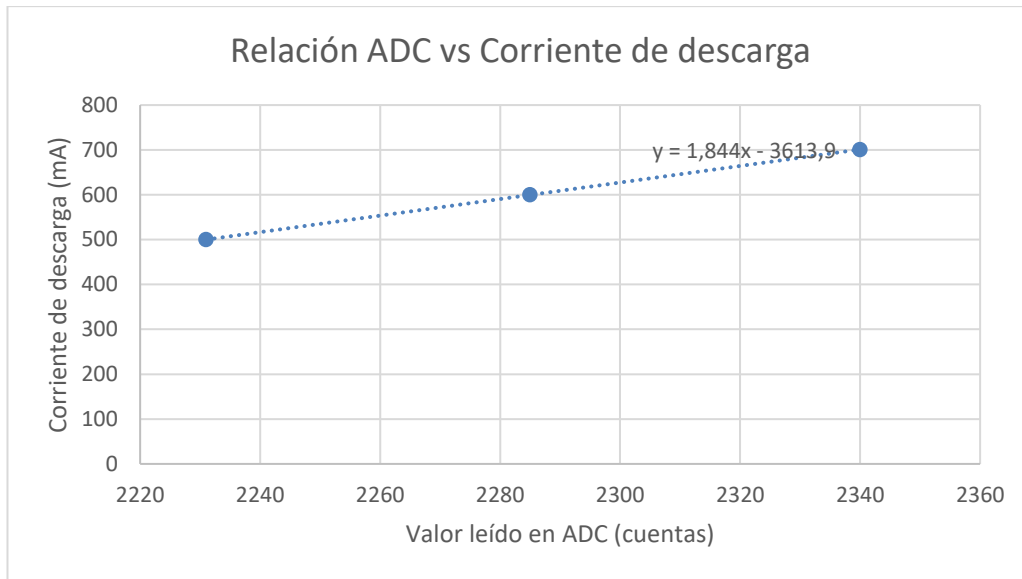


Imagen 74. Relación entre los valores del ADC y los de la corriente.

Así podemos realizar una primera correspondencia entre los valores del ADC y los de la corriente, implementando la ecuación que nos permitirá convertir los valores leídos por el ADC directamente a corriente de descarga en mA.

Para evaluar el control de corriente durante una descarga, hacemos una primera prueba para ver cómo se comporta el conjunto tras realizar una primera aproximación de los valores que intervienen en los diferentes parámetros del control.

A partir de los datos que ha transmitido la carga electrónica durante el ensayo, hemos podido obtener la gráfica del proceso de la descarga de la batería que se muestra en la Imagen 75.

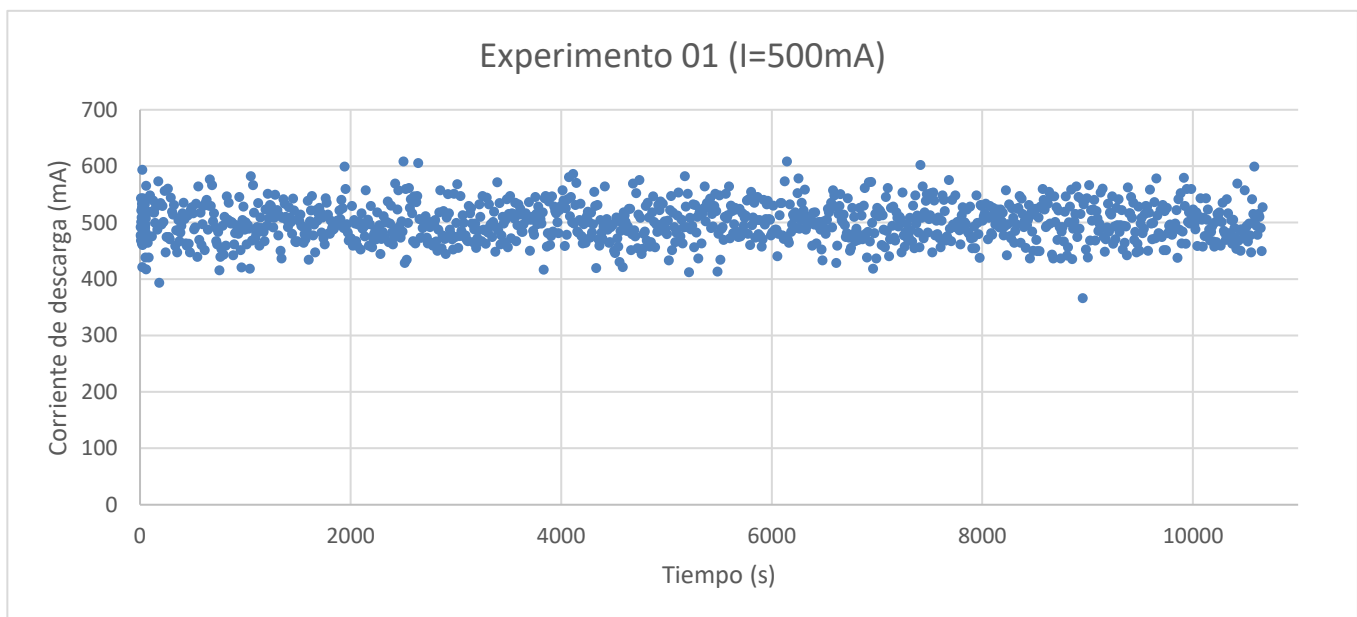


Imagen 75. Valores de corriente de descarga leídos durante el experimento 01.

Observando la gráfica obtenida en este primer experimento, vemos que los valores leídos de la corriente de descarga se mueven en una nube de puntos centrada aparentemente en torno al

setpoint de corriente de descarga (500 mA) pero con una amplitud relativamente grande, ya que la diferencia entre el valor mínimo (366 mA) y el máximo (608 mA) nos da una amplitud máxima de 242 mA.

Si calculamos el promedio de todos ellos, podemos ver que efectivamente es correcto, ya que la hoja de cálculo indica un valor promedio de 498,44 mA, valor que coincide con el *setpoint* indicado en el experimento. Sin embargo, vamos a intentar mejorar el resultado de las lecturas de corriente.

Lo primero es saber si es la imprecisión del sensor de corriente el que introduce esta variación en las medidas (ya que es un sensor indicado más bien para medir amperios), o es la suma del sensor más la acción del propio control (sólo se calcula la media de 10 medidas).

Lo que hacemos es activar el MOSFET (dejarlo completamente encendido) y hacer circular por la carga electrónica una corriente controlada desde la fuente del laboratorio, fijada a 500 mA como puede verse en la Imagen 76. De este modo, podemos ver si la medida del sensor de corriente fluctúa tanto como en el experimento 01 o tal vez sea más estable. Es decir, vamos a evaluar la calidad de la medida que obtenemos del sensor directamente sin acción de control.

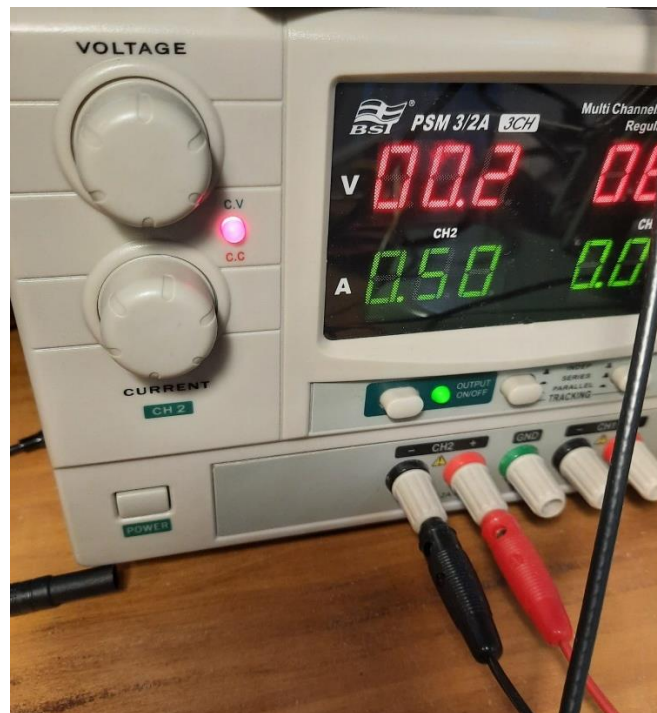


Imagen 76. Corriente de descarga fijada con la fuente de laboratorio.

De este modo, obtenemos los datos que vemos representados en la gráfica de la Imagen 77, donde podemos seguir apreciando que las lecturas obtenidas desde el sensor de corriente se centran alrededor del *setpoint* fijado con la fuente, pero siguen teniendo mucha variación en amplitud, por lo que podemos concluir que el sensor tiene mucha imprecisión midiendo en este rango de corrientes, llegando a medir una amplitud de 134 mA entre el mínimo valor medido (442 mA) y el máximo (576 mA).

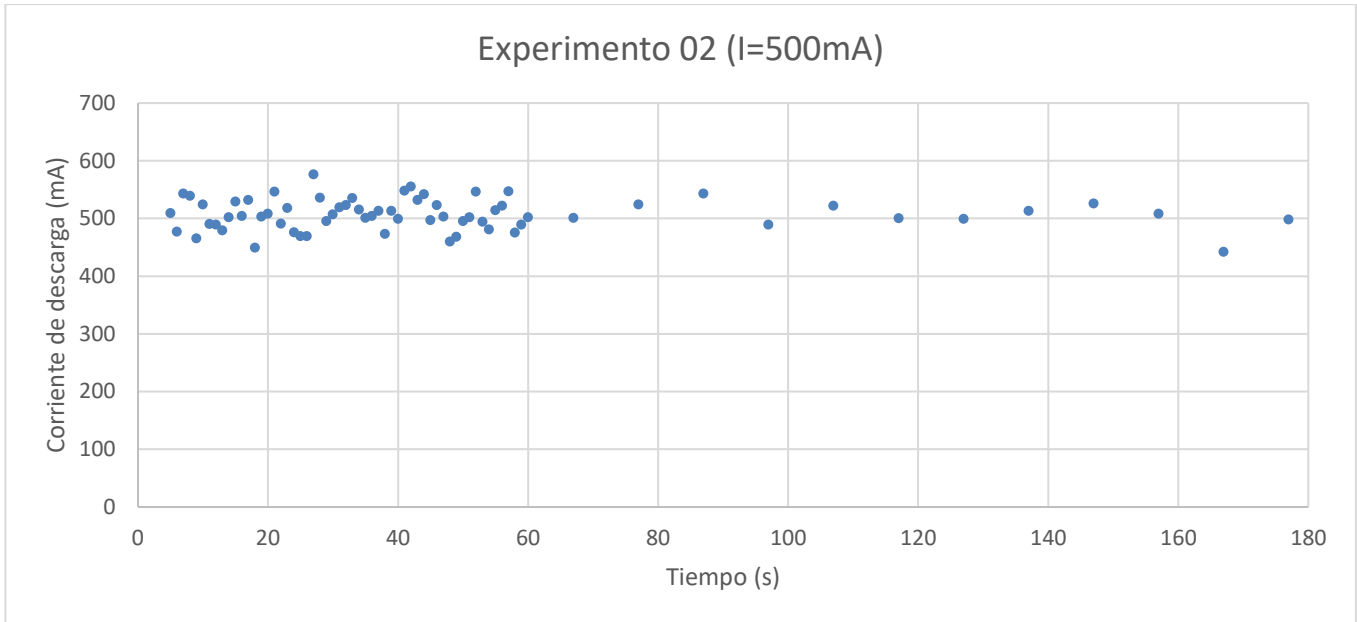


Imagen 77. Gráfica obtenida con la corriente fija a 500 mA

Se va a intentar mejorar la calidad de las medidas obtenidas calculando el valor medio cada 100 medidas en lugar de cada 10 como se venía haciendo en los experimentos 1 y 2.

Para ello pasamos a realizar las lecturas de los sensores cada 10 ms en lugar de cada 100 ms como hasta ahora, y realizamos el cálculo de la media sobre 100 lecturas.

Ahora repetimos el experimento 01 con esta nueva mejora y representamos los datos obtenidos durante la prueba, obteniendo la gráfica que puede verse en la Imagen 78.

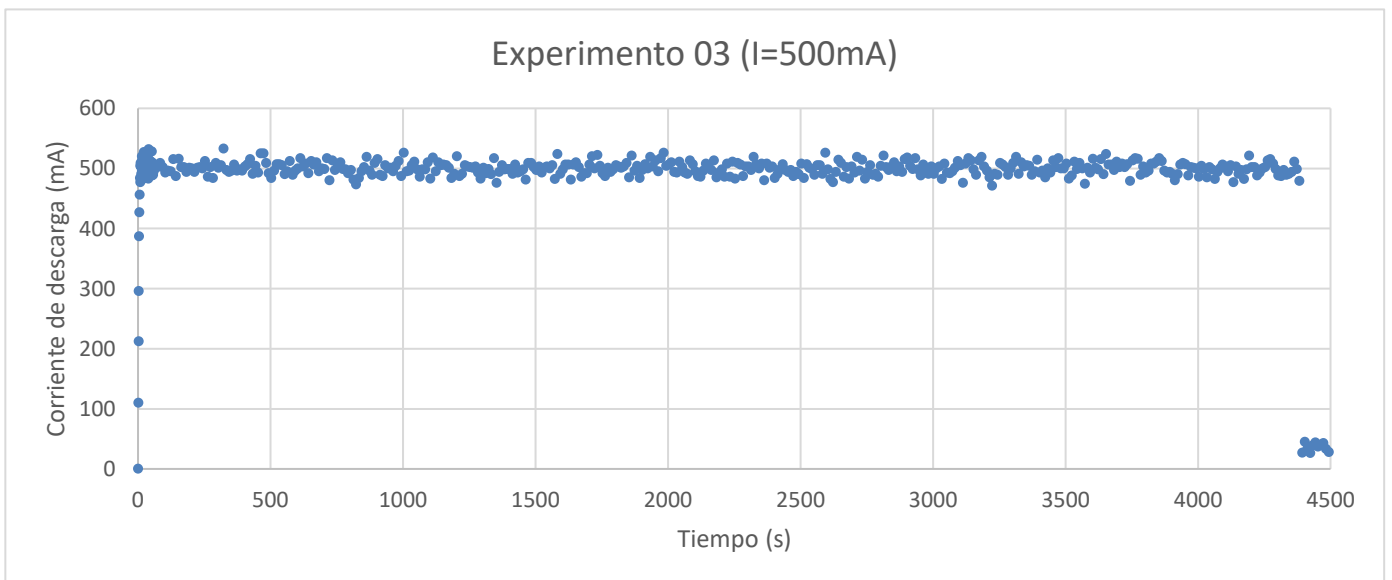


Imagen 78. Valores de corriente de descarga leídos durante el experimento 03.

Viendo esta gráfica, vemos que ahora sí se obtiene una nube de puntos mucho menos dispersa e igualmente centrada en el *setpoint*. Si calculamos la amplitud del intervalo entre el valor de corriente mínimo leído (471 mA) y el valor máximo (533 mA) nos da una cifra de 62 mA, mucho mejor que la que obtuvimos durante el experimento 01 de 242 mA.

5.4 Calibración de la medida de tensión

Realizamos de igual manera que en el anterior apartado, la calibración del convertidor ADC que lee la tensión de la batería. Lo que se hace es proceder a realizar varias lecturas con este conversor dedicado únicamente a leer el voltaje de la batería y representamos los valores obtenidos para ver cuál es su relación. En la Imagen 79 puede verse esta relación.

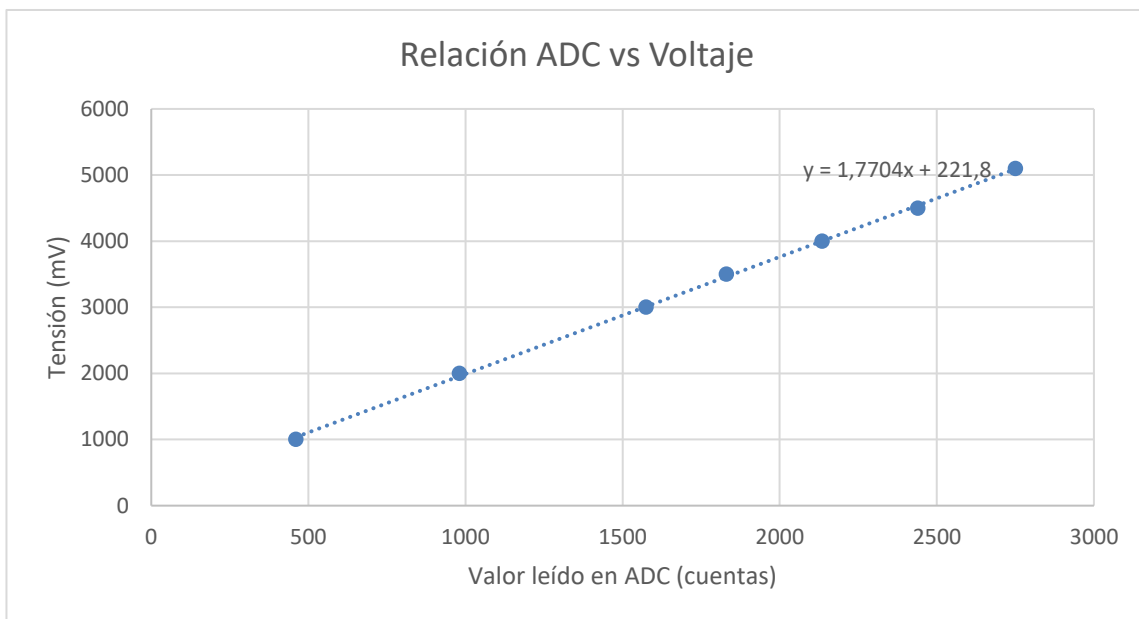


Imagen 79. Relación entre valores del ADC leídos y voltaje de la batería.

Implementando esta ecuación en el algoritmo de lectura, podemos presentar en pantalla directamente la tensión (en mV) leída por el ADC durante los procesos de descarga de baterías.

5.5 Ensayo de descarga 1

Se procede a realizar un primer ensayo con una batería de Litio-Ión, modelo FT103450P, con tensión nominal de 3.7V y 1800 mAh de capacidad. En la Imagen 80 puede verse esta batería, que ha sido adquirida al distribuidor RS (código RS: 144-9405).



Imagen 80. Batería 103450P de 3.7V y 1800 mAh de capacidad.

Las especificaciones que proporciona el fabricante de esta batería son las que se muestran en la Tabla 7.

Tabla 7. Datos técnicos de la batería 103450P.

Especificaciones	
Capacidad	1.8Ah
Tensión nominal	3.7V
Tensión de carga	4.20 +0.03 -0.02 V
Tipo terminal	Conexión de cable
Corriente de descarga nominal	340mA
Corriente de carga máxima	Corte 0-10oC 0,2C/4,1 V 0,02 C5A, corte 10-45 oC 0,5C/4,2 V 0,02 C5A

Tal y como puede verse en la Imagen 80, esta batería consta también de un módulo de protección (también llamado *PCM*, siglas que vienen de *Protection Circuit Module*), que se encarga de que durante la fase de carga o descarga de la batería, ésta no sufra sobrecargas o sobredescargas.

En la Tabla 8 se indican los límites que marca el módulo PCM para la protección de la batería.

Tabla 8. Características técnicas del PCM de la batería 103450P.

Especificaciones del PCM			
Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo
Tensión de detección de sobrecarga	4.300V	4.352V	4.350V
Tiempo de retardo de detección de sobrecarga	960ms	1200ms	1400ms
Tensión de detección de sobredescarga	2.45V	2.50V	2.55V
Tiempo de retardo de detección de sobredescarga	115ms	144ms	173msm
Detección de sobrecorriente de descarga	5A	7A	9A
Tiempo de retardo de detección de sobrecorriente	7ms	9ms	12ms
Tiempo de retardo de detección de cortocircuito	220µs	320µs	380µs
Consumo de corriente normal	1.0µA	3.0µA	7.0µA
Impedancia	-	30mO	45mO

Esta batería se debería encontrar en un estado relativamente bueno, ya que apenas ha sufrido algunos ciclos de carga y descarga durante su vida útil.

Para comprobar la efectividad de la medida de tensión y corriente por parte del sensor, vamos a utilizar dos polímetros que nos ayuden a comprobar que los valores obtenidos son correctos.

El esquema de conexión de todos los elementos entre sí durante la prueba realizada se puede observar en la Imagen 81.

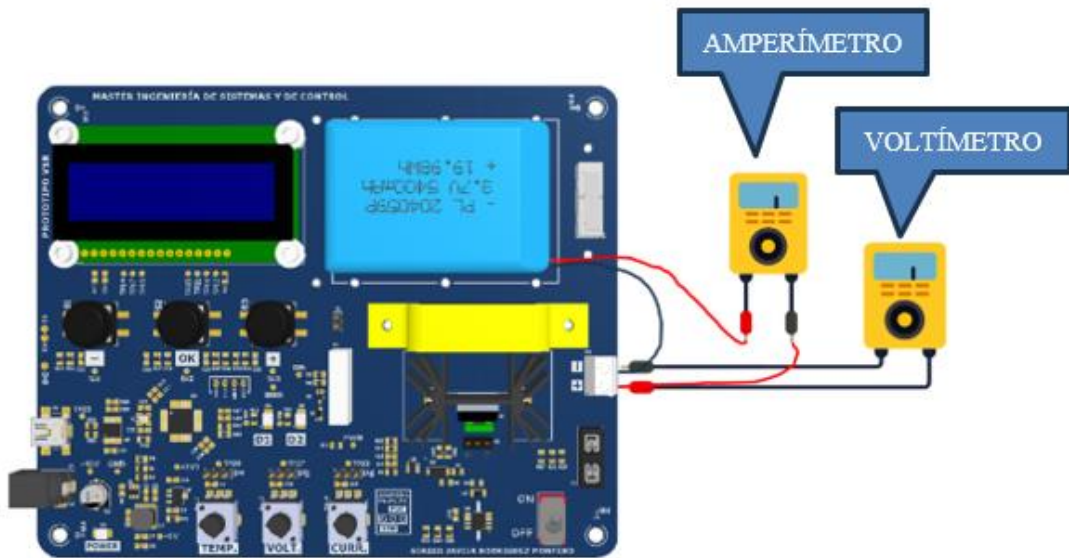


Imagen 81. Esquema de conexión para la realización de la prueba

La descarga la realizamos con una corriente nominal de 700 mA, que es el doble del valor nominal indicado por el fabricante, y el corte de la descarga se realizará cuando se detecte una tensión de aproximadamente 3.2V en la batería (hay que tener en cuenta que introducimos una pequeña histéresis en la medida de ± 50 mV, por lo que el corte se realizará cuando se detecte que la tensión de la batería se encuentra entre 3.2 ± 0.05 V).

La gráfica que obtenemos de los datos enviados de los valores de corriente de descarga son los mostrados en la gráfica de la Imagen 82. Hemos obtenido una nube de 868 puntos.

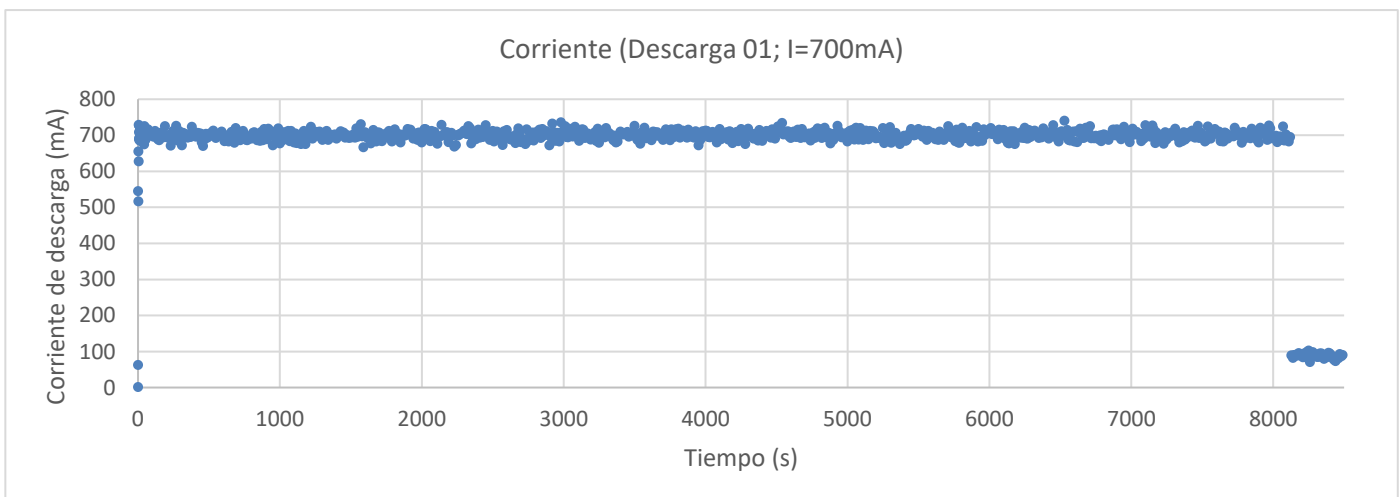


Imagen 82. Valores de corriente de descarga obtenidos en la descarga 01.

Para saber la capacidad real de la batería, multiplicamos la duración de cada uno de los intervalos de tiempo en los que obtenemos una medida, por la corriente medida durante dicho intervalo, y la suma de todos ellos nos da la energía total que se ha obtenido de la batería. Hay que tener en cuenta que durante los primeros 60 segundos, la carga electrónica envía los datos de las medidas obtenidos en cada segundo y tras este primer minuto, se ha programado que los datos se envíen cada 10 segundos.

En el caso de esta prueba, el valor obtenido es de 1594 mAh, valor que está cerca del ofrecido por el fabricante (1800 mAh) pero del que difiere en algo más del 10%.

$$\text{Capacidad total} = \sum_{n=1}^{n=868} I_n \cdot \Delta t_n = 1593,77 \text{ mAh}$$

Seguramente esta diferencia venga de que la descarga podía haber continuado durante más tiempo, ya que en la gráfica puede verse que la batería sigue ofreciendo una corriente de descarga de 700 mA cuando el experimento finaliza, por lo que es de suponer que sigue con suficiente carga. Sin embargo, al no indicar el fabricante una tensión específica de corte de descarga, en la prueba se ha especificado que fuese 3.2V por seguridad.

Si calculamos la corriente promedio de descarga de la nube de puntos que hemos obtenido en la prueba, obtenemos un valor de 699.85 mA, el cual coincide prácticamente con el *setpoint* indicado para la prueba. Con este valor y con el dato de la duración de la prueba, se puede realizar un cálculo alternativo de la capacidad de la batería. En este caso obtenemos un valor de 1578 mAh.

$$\text{Capacidad} = I_{\text{MEDIA DESCARGA}} \cdot t_{\text{PRUEBA}} = 699,85 \cdot 2,256 = 1578,86 \text{ mAh}$$

Otra gráfica que podemos obtener es la correspondiente a la tensión en bornas de la batería, la cual se muestra en la Imagen 83.

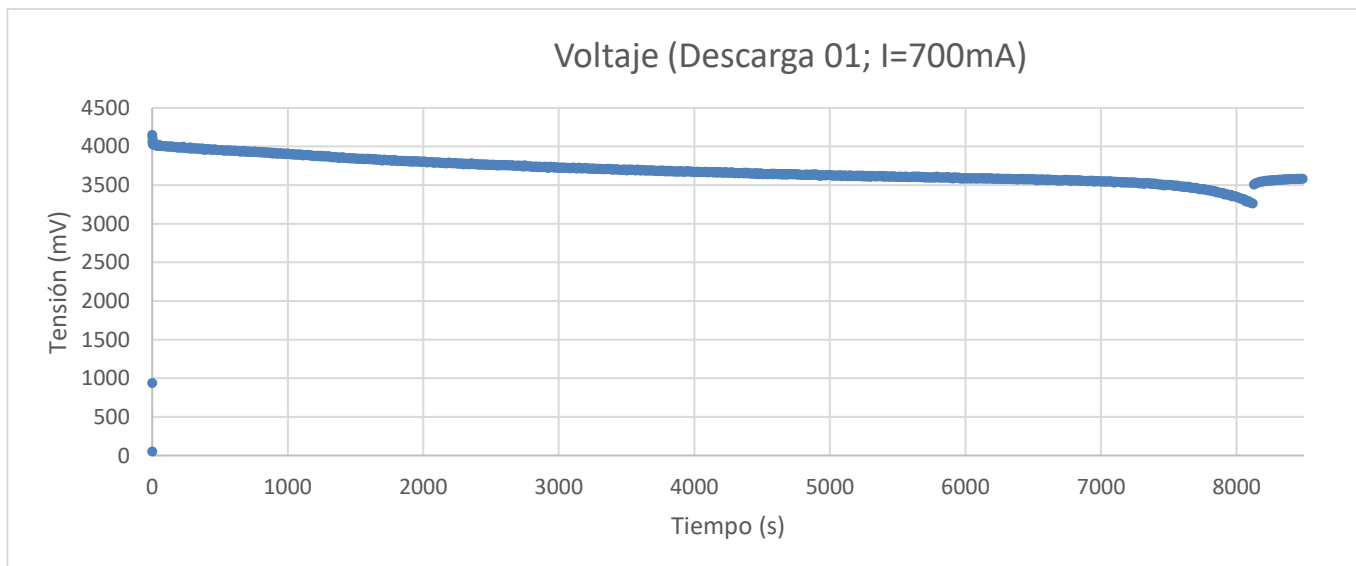


Imagen 83. Valores de tensión de la batería obtenidos en la descarga 01.

En esta gráfica puede apreciarse cómo la tensión va cayendo lentamente hasta justo antes de finalizar la prueba en donde se puede apreciar que la tensión empieza a caer de manera más pronunciada. Esto indica que la energía en el interior de la batería se estaba agotando, pero justo en este punto acabó el experimento.

Puede observarse hacia el final de la prueba que, al detectarse la tensión de corte, la carga electrónica se desconecta y ese en ese momento cuando la tensión de la batería sube de nuevo un poco.

Por último, podemos representar los datos de temperatura que hemos obtenido. En la gráfica de la Imagen 84 puede verse la información obtenida.

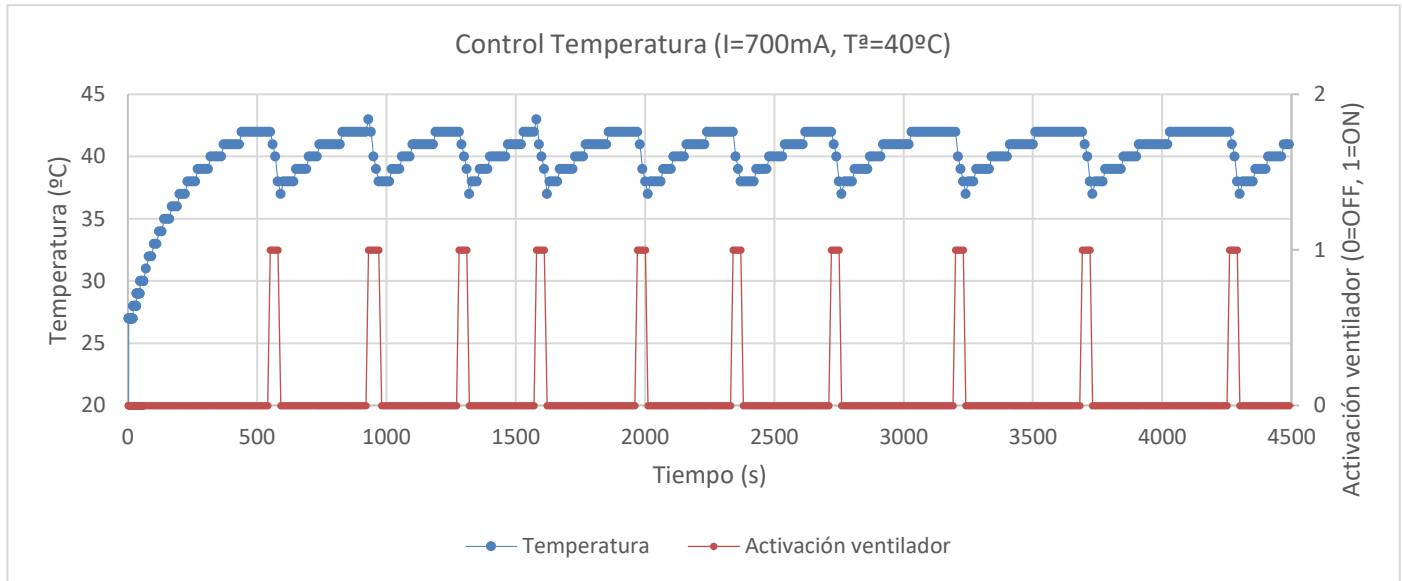


Imagen 84. Datos obtenidos de la temperatura del MOSFET durante la descarga 01.

En el eje de la izquierda se ha representado la escala de temperatura y en el de la izquierda la activación del ventilador. Puede verse cómo, cuando la temperatura alcanza el límite superior del *setpoint* indicado para la prueba más la histéresis ($40^{\circ}\text{C} + 2^{\circ}\text{C}$), el ventilador se activa y la temperatura comienza a bajar hasta que alcanza el límite inferior del *setpoint* menos la histéresis introducida ($40^{\circ} - 2^{\circ}\text{C}$), momento en el que el ventilador vuelve a su estado de apagado. En todo momento durante la prueba, la temperatura del MOSFET se mantiene en el rango de los $40^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$.

5.6 Ensayo de descarga 2

Vamos a repetir este mismo ensayo, pero configurando la corriente de descarga en 500 mA para ver cómo trabaja el dispositivo con un *setpoint* de corriente de descarga distinto, y bajando la tensión de corte de la descarga a 2.9V para intentar extraer más energía de la batería y ver qué datos obtenemos para poderlos comparar con la prueba anterior.

En este ensayo obtenemos un total de 1280 medidas mientras el proceso de descarga está en marcha. En la Imagen 85 puede apreciarse que las lecturas del sensor de corriente se siguen centrando en el *setpoint* indicado (500 mA). Hay que señalar que los últimos valores de corriente leídos antes de acabar el experimento siguen alrededor de los 500 mA, luego la batería está teniendo un buen comportamiento hacia el final del ensayo.

Si calculamos el promedio de la nube de puntos, obtenemos un valor de 500,291 mA, que es prácticamente el *setpoint* de corriente indicado.

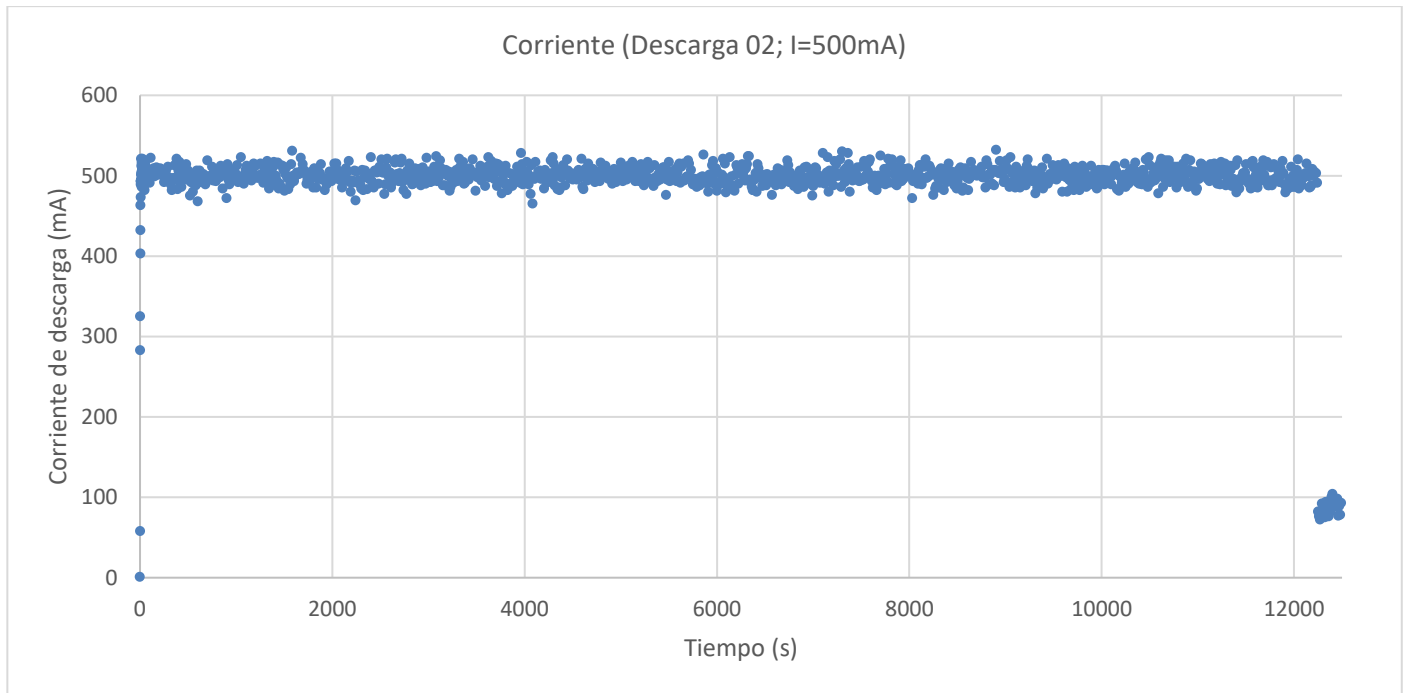


Imagen 85. Gráfica de la corriente durante el ensayo de descarga 02.

En cuanto a la tensión, en esta ocasión vemos en la gráfica de la Imagen 86 cómo, al bajar el voltaje de corte de la prueba hasta los 2.9 V la gráfica cae más abajo y con una pendiente mayor que antes, por lo que en esta ocasión sí que tenemos la sensación de haber obtenido prácticamente el máximo de energía. Calculamos la capacidad de la batería haciendo la suma total del tiempo de cada intervalo de medida y la corriente en dicho intervalo:

$$\text{Capacidad total} = \sum_{n=1}^{n=1280} I_n \cdot \Delta t_n = 1700,77 \text{ mAh}$$

Y si calculamos el valor de energía como el valor promedio de corriente con el dato de la duración total del ensayo obtenemos el siguiente resultado:

$$\text{Capacidad} = I_{\text{MEDIA DESCARGA}} \cdot t_{\text{PRUEBA}} = 500,291 \cdot 3,401 = 1701,49 \text{ mAh}$$

Si con estos datos calculamos el estado de salud de la batería (SoH), obtenemos el siguiente resultado:

$$\text{SoH} = \frac{C_{\text{measured}}}{C_{\text{rated}}} = \frac{1700,77}{1800} = 0,945$$

Con este resultado podemos asegurar que la batería usada en estas dos primeras pruebas se encuentra en buena forma.

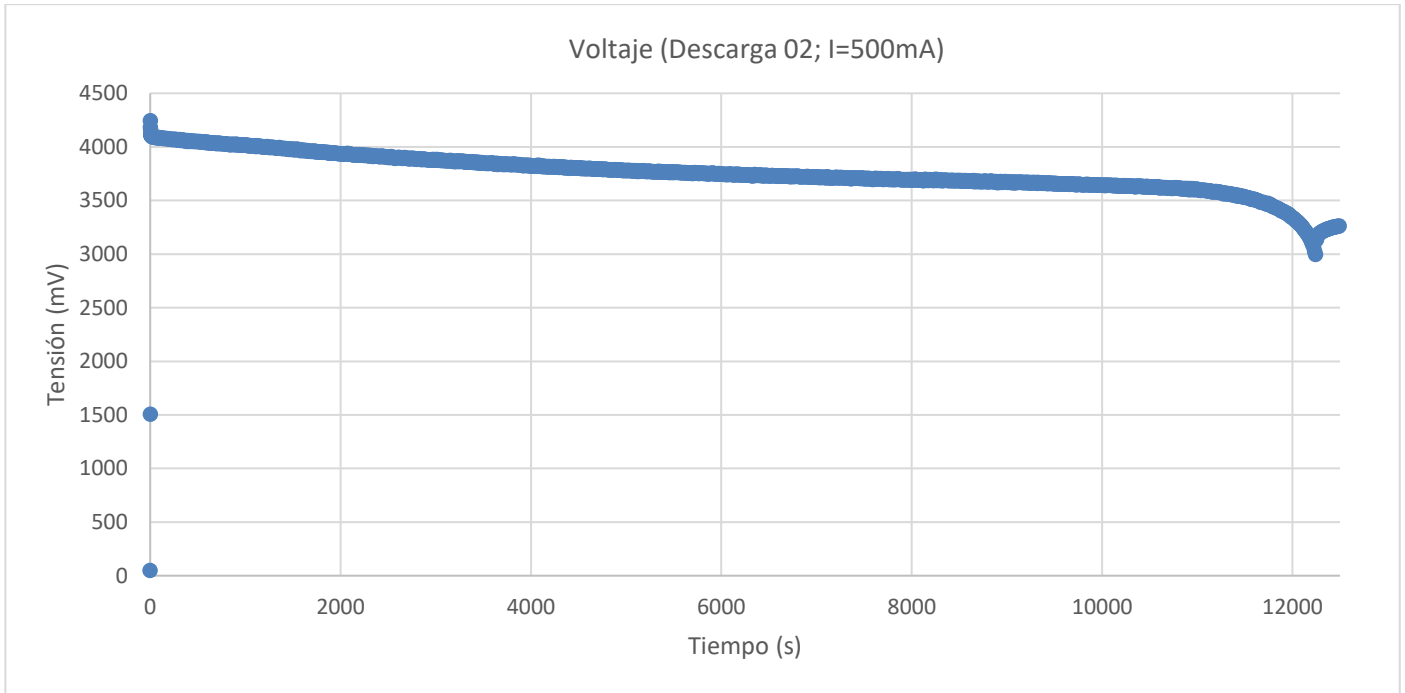


Imagen 86. Gráfica de la tensión de la batería durante el ensayo de descarga 02.

En este ensayo hemos obtenido un valor de capacidad de unos 1700 mAh, un valor mucho más cercano a lo que dice el fabricante de la batería que es de 1800 mAh.

Por último, en esta ocasión al fijar el setpoint de corriente en 500 mA, el MOSFET se ha calentado menos y no se ha llegado a activar el ventilador, como puede verse en la gráfica de la Imagen 87. Se mantiene un equilibrio en torno a los 38°C.

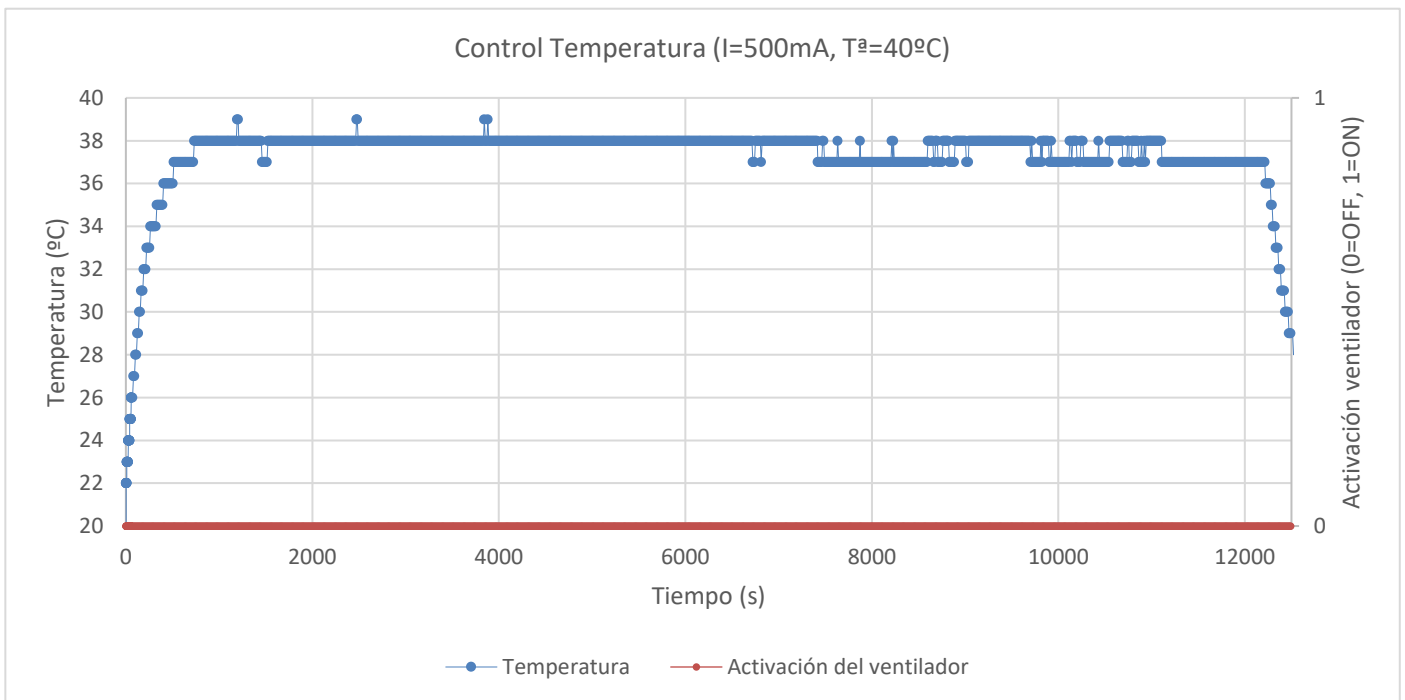


Imagen 87. Gráfica de la temperatura durante el ensayo de descarga 02.

5.7 Ensayo de descarga 3

En este ensayo vamos a cambiar de batería por una batería parecida, con un poco más de capacidad, pero bastante más envejecida porque se ha usado más que la batería de los ensayos de descarga 01 y 02.

Se trata de una batería de Litio-Ión, modelo 674361P, con tensión nominal de 3.7V y 2000 mAh de capacidad. Esta batería, que puede verse en la Imagen 88, fue adquirida al distribuidor RS (código RS: 125-1266) en el año 2015 y durante todo este tiempo a la actualidad ha sufrido numerosos ciclos de carga y descarga durante su vida, por lo que será interesante comprobar el estado actual de su capacidad.

De hecho, aun siendo un modelo con una capacidad cercana al modelo anterior (2000 mAh frente a los 1800 mAh del modelo usado en las dos pruebas anteriores), el proceso de carga ha durado un 40% de tiempo más.

Como algo diferente frente al modelo de batería anterior, tenemos que en este caso el fabricante sí indica en el *datasheet* cuál debe ser la tensión de corte de la descarga. En la Tabla 9 pueden verse sus características eléctricas y se ha señalado el valor de la tensión de corte de descarga.

Tabla 9. Datos técnicos de la batería 674361P.

Electrical Specifications	
Nominal Capacity	2000 mAh
Minimum Capacity	2000 mAh
Nominal Voltage	3.7V
Charging Voltage	4.20 ^{+0.03} _{-0.02} V
Discharge Cut-off Voltage	3.0V
End-of -Charge Current	0.02C ₅ A
Impedance	≤150mΩ
Terminal Type	Connector :JST-XHP-2
Standard Charge	0.2C ₅ A (400mA) CC(Constant current) charge to Charge Limited Voltage, then CV(constant voltage) charge till charge current decline to End -of -Charge Current at 23±2°C.
Standard Discharge	0.2C ₅ A(400mA)discharge to the Discharge Cut-off Voltage at 23±2°C
Maximum Charging Current (Continuous)	0.5C ₅ A (1000mA)
Maximum Discharging Current (Continuous)	1C ₅ A (2000mA)

Además, el fabricante también indica las características del circuito de protección que incluye la batería. Hay que destacar que la tensión de sobredescarga a la que el circuito comenzará la desconexión de la batería para protegerla (entre 2.85V y 2.98V), está próxima a la que se indica en la Tabla 9 como tensión de corte (unos 3.0V).

En la Tabla 10 pueden verse las características del circuito PCM de protección que está incorporado en la batería.

Tabla 10. Características técnicas del circuito de protección PCM de la batería 674361P.

PCM Specifications			
Parameter	Minimum	Typical	Maximum
Overcharge Detection Voltage	4.255V	4.280V	4.305V
Overcharge Detection Delay Time	50ms	100ms	150ms
Over Discharge Detection Voltage	2.85V	2.90V	2.98V
Over Discharge Detection Delay Time	10ms	25ms	40ms
Discharge Over Current Detection	2.0A	4A	6A
Over Current Detection Delay Time	5ms	10ms	15ms
Short Circuit Detection Delay Time		500 μ s	700 μ s
Current Consumption in Normal	1.0 μ A	3.0 μ A	6.0 μ A
Impedance	10m Ω	35m Ω	65m Ω



Imagen 88. Batería 674361P.

La descarga la realizamos con una corriente nominal de 700 mA y establecemos la tensión de corte en 3.0V, con una temperatura de encendido del ventilador de 40 °C.

En este ensayo hemos obtenido un total de 820 medidas. En la gráfica que puede observarse en la Imagen 89 vemos que la corriente de descarga se centra en los 700 mA.

Según el promedio de los datos, la descarga se ha realizado a 700,298 mA. Si observamos la gráfica de la tensión en la Imagen 89, se puede ver que la caída es más pronunciada que en el caso de la batería de los ensayos 01 y 02, que se mantenía más tiempo por encima de los 3.5 V. Al final se llega a la tensión de corte, pero cambiando poco la pendiente de la curva, es decir, la caída hacia el final no es tan pronunciada como en la batería de los dos primeros ensayos, lo cual también va en consonancia con que es una batería más nueva.

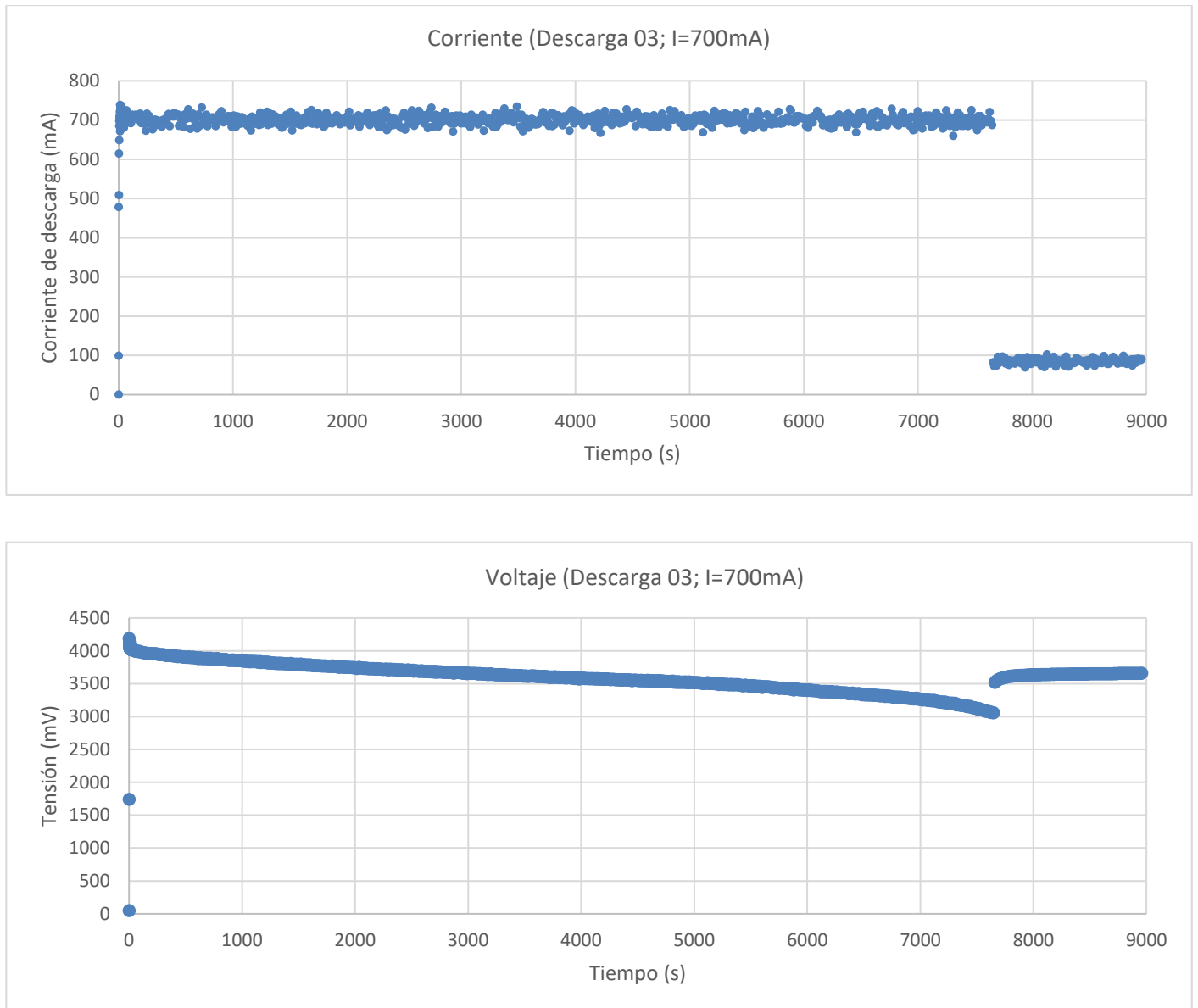


Imagen 89. Gráficas de la corriente de descarga y tensión de la batería durante el ensayo 03.

Si realizamos el cálculo de su capacidad, vemos que se encuentra bastante alejada de lo que debería según las especificaciones del fabricante

$$\text{Capacidad total} = \sum_{n=1}^{n=820} I_n \cdot \Delta t_n = 1487,348 \text{ mAh}$$

Si calculamos ahora el estado de salud de la batería, obtenemos lo siguiente:

$$SoH = \frac{C_{measured}}{C_{rated}} = \frac{1487,348}{2000} = 0,744$$

Con este resultado se puede asegurar que la batería ya se encuentra por debajo del límite aceptable de capacidad, por lo que podemos decir que ha alcanzado el final de su vida útil.

En cuanto a los datos obtenidos sobre el funcionamiento del control de temperatura, podemos ver en la gráfica de la Imagen 90 que, cada vez que ésta superó el *setpoint* y el margen de la histéresis (que son $40^{\circ}\text{C} + 2^{\circ}\text{C}$, esto es cada vez que se ha llegado a 43°C), la refrigeración ha funcionado durante un intervalo pequeño y la temperatura ha bajado de nuevo hasta el margen inferior del *setpoint* (que son $40^{\circ}\text{C} - 2^{\circ}\text{C}$, es decir, ha funcionado hasta que se han leído 37°C a través del sensor).

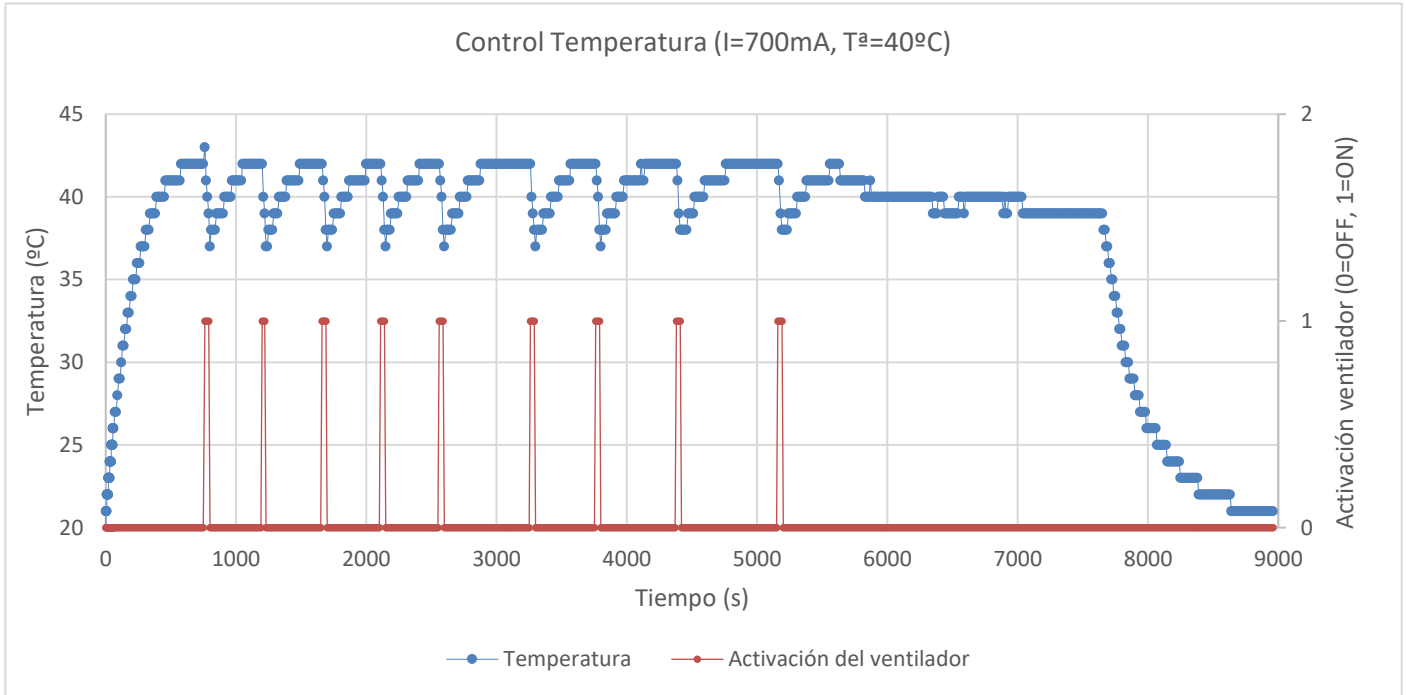


Imagen 90. Gráfica de la temperatura del MOSFET durante la descarga 3.

5.8 Ensayo de descarga 4

El siguiente ensayo que se va a realizar se hará con una batería de Litio-Ión genérica (fabricante desconocido) de una capacidad mayor que la anterior (ver esta batería en la Imagen 90) y que ha sido reciclada de un aparato electrónico, por lo que debería encontrarse en un estado peor de conservación.



Imagen 91. Batería 204059P de 3.7V y 5400 mAh de capacidad.

Hay que mencionar que de esta batería apenas disponemos de información técnica por ser de un fabricante desconocido. Lo que hacemos es buscar en internet fichas técnicas de baterías que sean semejantes y ver los datos para una primera aproximación. En la Tabla 11 puede verse lo que se ha encontrado.

Tabla 11. Datos del fabricante de la batería 204059P. Referencia: <https://www.csippower.com/products/Ultra-thin-lithium-battery/rechargeable-battery.html>

Basic Info.	
Model NO.	204059P
Discharge Rate	Medium Discharge Rate
Electrolyte	Li-ion
Rechargeable	Chargeable
Power	19.98wh
Transport Package	Blister Tray & Carton
Trademark	TNE
HS Code	850760
Nominal Voltage	3.7V
Shape	Square Battery
Installation	Fixed
Capacity	5400mAh
Voltage	3.7V
Specification	L59*W40*TH20mm
Origin	China

Esta descarga se realiza con una corriente nominal de 700 mA y se establece la tensión de corte en 3.0V, con una temperatura de encendido del ventilador de 40 °C.

En total, en este ensayo se han obtenido un total de 2421 medidas. En la gráfica que puede observarse en la Imagen 92 vemos que la corriente de descarga se centra en los 700 mA.

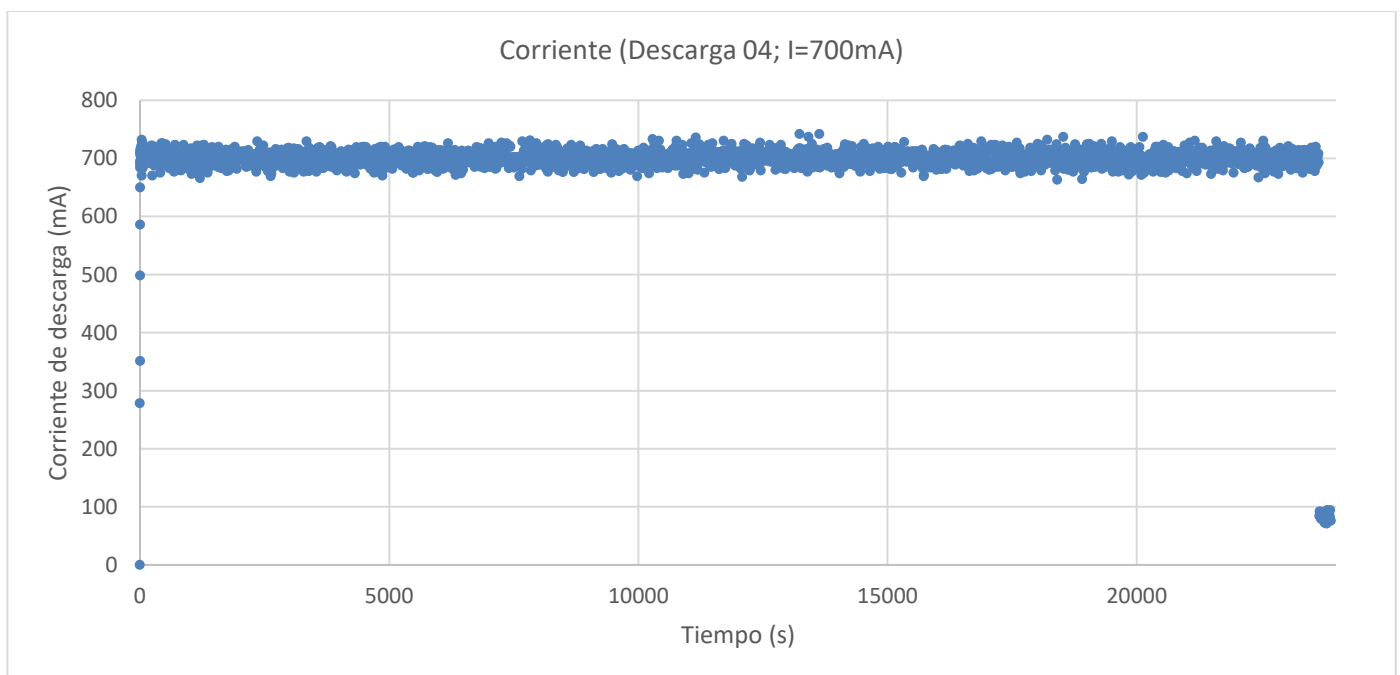


Imagen 92. Gráfica de la corriente de descarga durante el ensayo de descarga 4.

Teniendo en cuenta los datos obtenidos, el promedio de la corriente de descarga ha sido de 700,146 mA y la duración de la prueba de la descarga ha sido de 6,57 horas (6 horas y 34 minutos).

Si hacemos el cálculo de la capacidad de la batería usando las cifras promedio que hemos obtenido de corriente de descarga y la duración de la prueba en horas, tenemos el siguiente resultado:

$$\text{Capacidad} = I_{\text{MEDIA DESCARGA}} \cdot t_{\text{PRUEBA}} = 700,146 \cdot 6,572 = 4601,13 \text{ mAh}$$

Con los datos obtenidos de la descarga, la cifra de capacidad que obtenemos de los cálculos nos dice que es de 4600,38 mAh

$$\text{Capacidad total} = \sum_{n=1}^{n=2421} I_n \cdot \Delta t_n = 4600,38 \text{ mAh}$$

Ambos resultados coinciden y dejan entrever que la batería ha perdido una buena parte de su capacidad nominal, cifrada por el fabricante en 5400 mAh.

Calculamos su estado de salud:

$$SoH = \frac{C_{\text{measured}}}{C_{\text{rated}}} = \frac{4600,38}{5400} = 0,852$$

Con este resultado vemos que la batería se está acercando al final de su vida útil, pero aún puede ser utilizada hasta que su estado de salud baje más.

En la gráfica de la Imagen 93 se representa la tensión de la batería, y en ella vemos que, efectivamente hacia el final de la prueba, la caída de tensión comienza a ser más pronunciada, lo cual es indicador que la batería se está agotando.

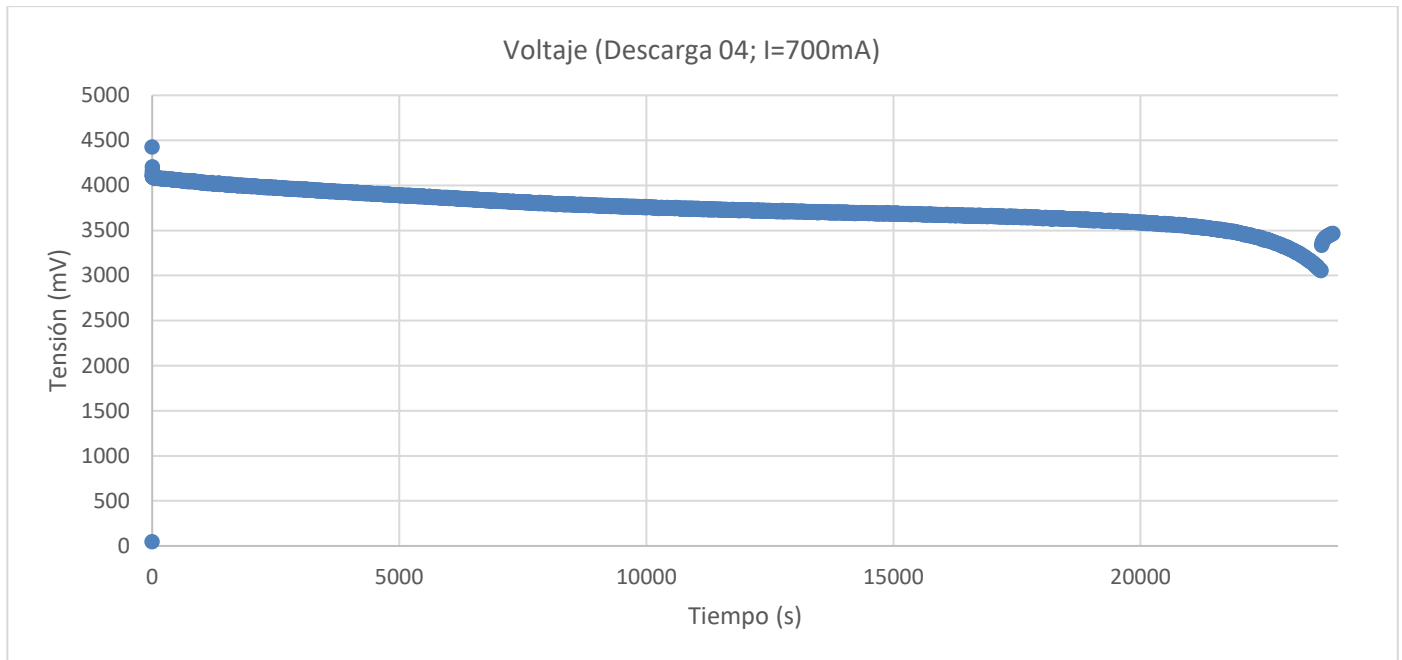


Imagen 93. Gráfica de la tensión de la batería durante la descarga 4.

Al igual que en los ensayos anteriores, en la gráfica de la Imagen 94 vemos que la temperatura durante la descarga se ha centrado en el *setpoint* de 40°C gracias a la intervención del ventilador.

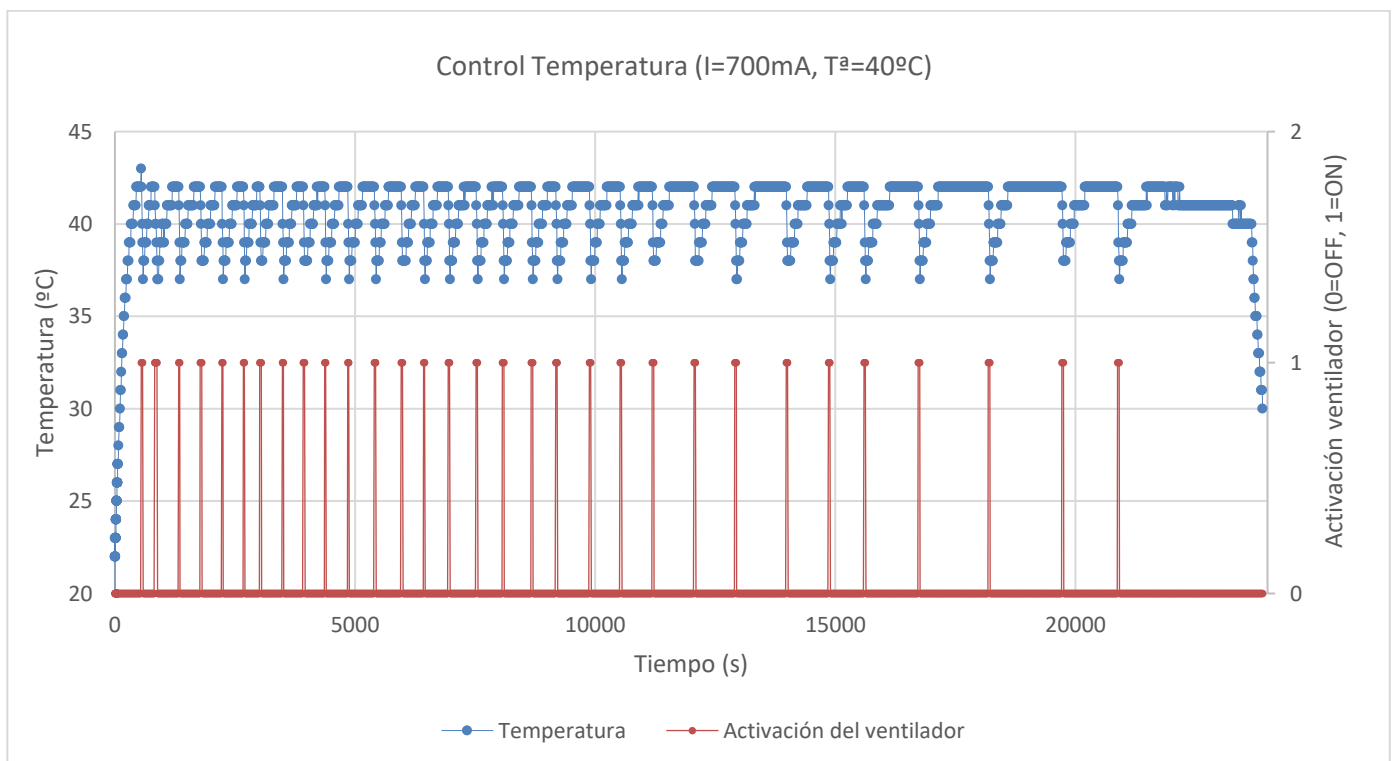


Imagen 94. Gráfica de la evolución de la temperatura del MOSFET durante la descarga 4.

Capítulo 6. Problemas encontrados, conclusiones y trabajos futuros

6.1 Problemas encontrados

Durante el desarrollo del proyecto han ido surgiendo una serie de problemas que se han ido salvando con diferentes planteamientos. Algunos han implicado realizar modificaciones de cierta importancia en el diseño (por ejemplo, el cambio de microcontrolador), y otros sólo han requerido un cambio de estrategia, como la activación del MOSFET.

- Modelo de microcontrolador.

En una primera fase de prototipo el microcontrolador era uno más pequeño (STM32G431KB) que iba montado en una placa de evaluación NUCLEO32 que llevaba el programador (STLINK) incorporado (ver la Imagen 95). Sin embargo, pronto se quedó pequeña en número de pines y se echaba en falta algún conversor analógico digital más.

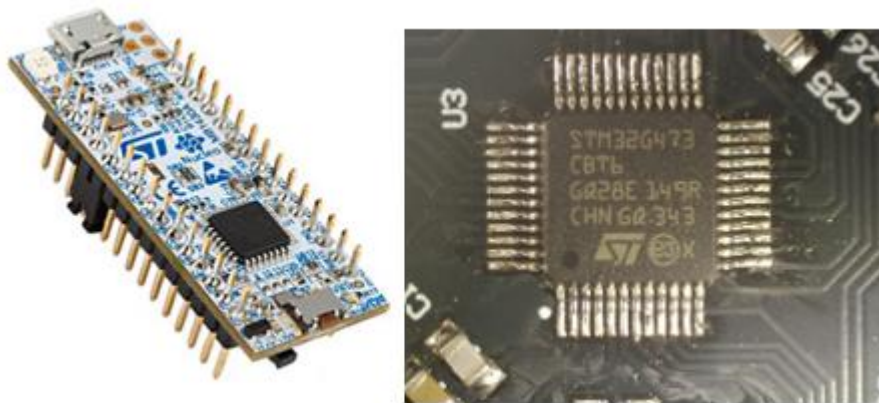


Imagen 95. Pasamos de usar un kit de desarrollo a integrar el microcontrolador directamente en la aplicación.

Además, la PCB debía llevar unos conectores para poder conectarla por lo que, en el prototipo inicial, el espacio dedicado al microcontrolador era mayor. También, en el kit de desarrollo algunos de los pines ya tenían asignada otra función y se hacía necesario modificar las conexiones (para quitar puentes, etc). Finalmente, en el siguiente prototipo se decidió cambiar directamente a un modelo de microcontrolador que contase con más pines y perifé-

ricos y que estuviese directamente integrado en la PCB de la aplicación, para contar así con el total de pines y tener más flexibilidad a la hora de diseñar.

- Pruebas con los sensores.

Existían ciertos problemas para probar los algoritmos de control con valores límite de los sensores, por este motivo se introducen en la segunda iteración de la PCB los potenciómetros, ya que al seleccionarlos como entradas se puede jugar con cambios en los valores leídos de una manera directa y probar así los algoritmos mejor.

También pueden resultar muy útiles a la hora de comprobar el funcionamiento de algoritmos que protejan al dispositivo en caso de que se den situaciones peligrosas, como puedan ser casos de sobretensión o sobrecorriente, o bien temperaturas muy elevadas, ya que con los potenciómetros se pueden simular estas situaciones sin correr ningún peligro.

- Activación del ventilador.

Ésta se hacía con un pequeño transistor (ver en la Imagen 96) de manera que caía una pequeña tensión en él, provocando que el ventilador no estuviese funcionando de manera nominal si no con una pequeña caída de rendimiento. Lo que se decidió finalmente fue sustituir este transistor por un relé compacto.

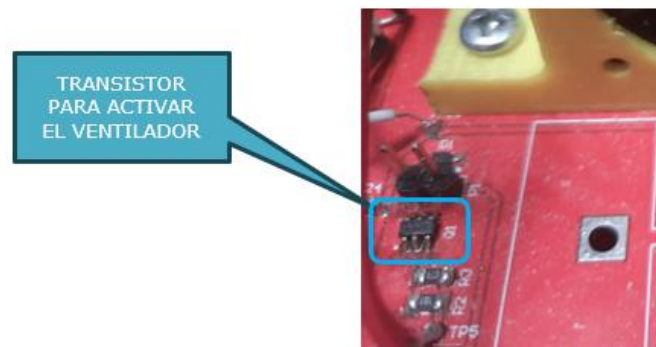


Imagen 96. Primer prototipo con la activación del ventilador.

- Lectura de la temperatura del MOSFET.

Al principio el sensor de temperatura estaba soldado con unos cables a la PCB y pegado al encapsulado del transistor de manera que el montaje no era muy consistente y el valor de temperatura medido no era muy realista.

- Activación del MOSFET de potencia a través del PWM.

Al realizar la conmutación del estado de encendido a apagado, se producen unas oscilaciones de hasta 1V de amplitud (ver Imagen 97) que posiblemente puedan interferir con el encendido accidental del transistor, por lo que decidimos pasar a probar a activar el MOSFET utilizando el conversor digital a analógico que no lleva asociado ninguna transición tan rápida que pueda dar lugar a generar este tipo de ruidos.

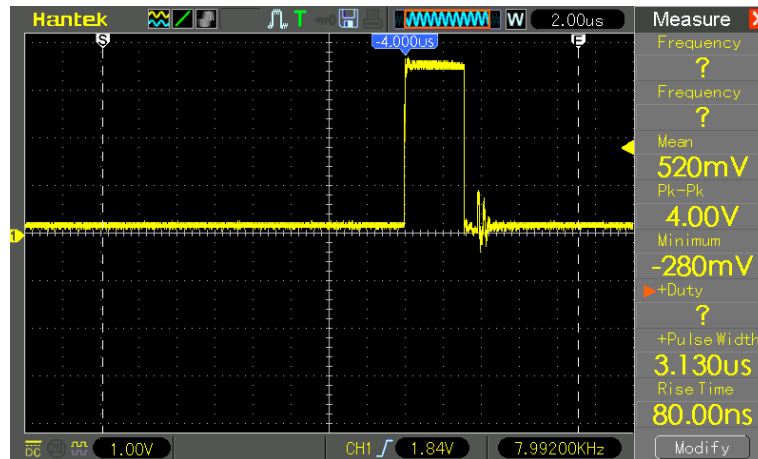


Imagen 97. Ruido presente en las conmutaciones de la puerta del transistor.

- Ruido en la señal de activación del MOSFET a través del DAC.
 Cuando dejamos el pin de salida del DAC a un valor de tensión fijo, se puede ver que la tensión de salida se comporta con normalidad (pantalla de la izquierda en la Imagen 98), pero al activar el algoritmo de control de corriente aparece mucho ruido en el propio PIN (pantalla de la derecha en la Imagen 98), posiblemente debido a que la puerta del MOSFET se comporta como una carga capacitiva. Esto se ha solucionado añadiendo una resistencia en serie mayor (de valor $2k\Omega$) entre el pin de salida del DAC y la puerta del MOSFET.

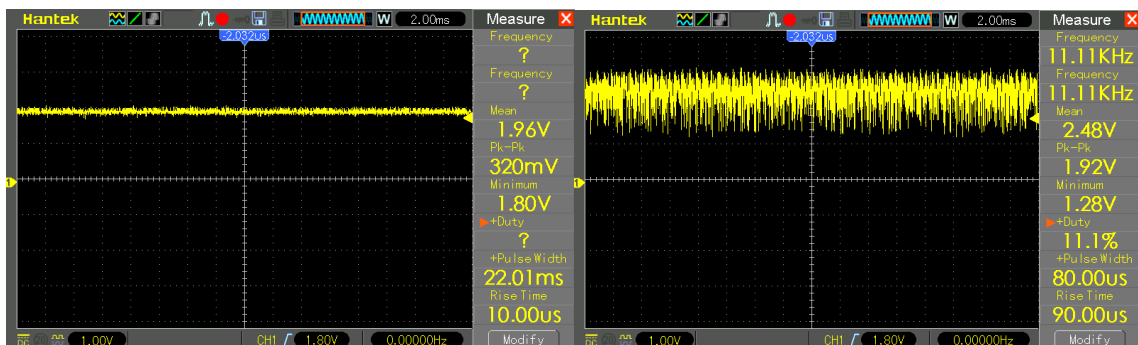


Imagen 98. Ruido que aparecía al conectar el pin de salida del DAC a la puerta del MOSFET.

6.2 Conclusiones

Recapitulando un poco, los objetivos que se plantearon para el presente TFM en el capítulo 1 eran los siguientes:

- Implementar el control de tipo PID con el microcontrolador para controlar la corriente que circula por la carga electrónica.
- Implementar el control de tipo ON/OFF con histéresis para el control de la temperatura del driver de potencia (MOSFET).
- Realizar los esquemas electrónicos del proyecto (electrónica analógica, digital y también de pequeña potencia).
- Realizar el diseño y la fabricación de la PCB utilizando software de diseño electrónico.
- Implementar una interfaz de usuario con las entradas y salidas (para indicar una consigna por parte del usuario, presentar datos de los sensores, etc).

- Realizar los cálculos de potencia/disipación térmica.
- Realizar un diseño mecánico en 3D del conjunto.

Respecto a la parte puramente electrónica, se han ido salvando los problemas que se han ido encontrando durante la parte del desarrollo y que se han mencionado en el apartado anterior y, finalmente, han sido necesarias dos iteraciones de PCB para llegar a la versión final que ya es totalmente funcional.

Los algoritmos de control que se han elegido para conseguir hacer funcionar la carga electrónica finalmente han demostrado trabajar bien para conseguir hacer funcionar de manera adecuada el producto bajo diferentes condiciones.

Con los ensayos de descarga que se han realizado, este estudio ha permitido caracterizar la capacidad real de las baterías que se han ensayado, consiguiendo así una primera aproximación del estado de salud en el que se encuentran.

6.3 Posibles mejoras

A medida que se ha ido avanzando en el desarrollo de la carga electrónica, se han ido descubriendo aspectos que se podrían mejorar en el funcionamiento del producto. Las que se indican a continuación, constituyen una serie de trabajos futuros que recogen esas posibles mejoras o nuevos caminos a investigar y que podrían utilizar de punto de partida todo lo que ya se ha desarrollado:

- Estudiar el uso del USB nativo del microcontrolador para poder exportar los datos y eliminar el chip de puerto COM, o incluso la utilización de interfaces externos (ver Imagen 99) para comunicación inalámbrica como bluetooth, ya que sería interesante evitar conexiones de cables que puedan entorpecer las pruebas con las baterías.



Imagen 99. Módulo BLE (Bluetooth Low Energy) con antena integrada.

- Almacenamiento de datos en la propia placa. Utilizar algún tipo de memoria extraíble, ya sea una tarjeta SD o un *pendrive*, evitaría tener que conectar la carga electrónica a un ordenador (en escenarios donde además eso no sea posible porque no haya un ordenador cerca) y así se evitaría perder datos de las pruebas.

- Añadir algún tipo de señal de audio para dar otra dimensión a los avisos o estados. Se podría añadir un simple zumbador magnético como el que puede verse en la Imagen 100, para avisar al usuario de diferentes estados por los que pasa una prueba o ante situaciones inesperadas o de alarma.



Imagen 100. Módulo con zumbador.

También se podría estudiar añadir un pequeño amplificador de audio y generar mensajes utilizando el conversor digital-analógico (DAC) del microcontrolador, aunque en este caso podría ser necesario añadir una memoria flash externa (conectándola al microcontrolador por SPI, por ejemplo) para almacenar los mensajes de audio.

- Estudiar la posibilidad de poder trabajar con mayores potencias, utilizando una caja de metal (ver Imagen 101) para ayudar en la disipación del calor, y pasar a una tecnología de menor tamaño de chip 0603, lo que nos permitiría fabricar una tarjeta electrónica más pequeña.

Ahora mismo la PCB sirve de base para montar la pantalla, el ventilador, la batería y algunos otros componentes grandes. Pero si se utilizase una envolvente, se podría conectar la batería de manera externa y usar la caja para anclar la pantalla y el ventilador, estudiando la posibilidad mencionada de usar la caja metálica como disipador y así reducir el tamaño del intercambiador de calor del MOSFET.



Imagen 101. Posibilidad de integrar el producto en una envolvente metálica que ayude en la disipación de calor.

- Cambiar la pantalla LCD alfanumérica por una pantalla LCD gráfica de menor tamaño como la que se muestra en la Imagen 102, que además de ocupar menos espacio que la actual, proporciona la posibilidad de poder mostrar más información.

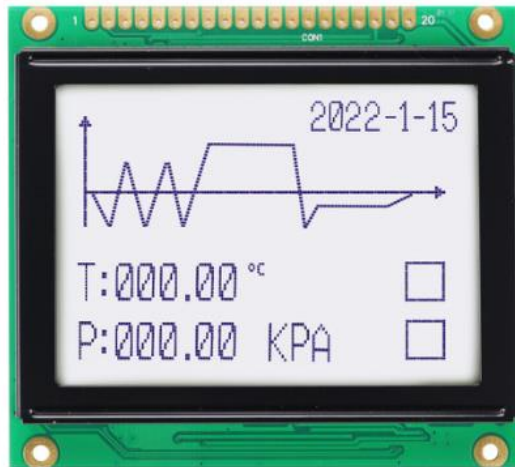


Imagen 102. LCD gráfico de 128x64 puntos que permite visualizar más información.

Existen numerosas librerías abiertas de drivers de pantallas LCD gráficas que pueden encontrarse en repositorios de código en Internet. Bastaría con buscar una pantalla basada en uno de estos drivers para poder pasar a integrarla al diseño.

- Dotarlo de capacidad de interrumpir el ensayo de manera automática. Ante algún tipo de fallo, actualmente el microcontrolador puede avisar de manera visual de que se ha detectado que algo no está funcionando bien (por ejemplo, si detecta una temperatura en el MOSFET muy alta, una sobretensión o una tensión demasiado baja en la batería, etc.), pero no puede interrumpir el experimento. Por ejemplo, añadir un relé al circuito de potencia podría ser una solución que añadiría seguridad a los ensayos.
- Realizar una reducción de referencias en el BOM. Con el objetivo de ahorrar algunos costes, se podría analizar el listado de materiales en busca de componentes que se puedan sustituir por otros ya usados en el propio proyecto. Por ejemplo, existen dos referencias diferentes de condensadores de 100nF que podrían unificarse en un solo modelo y poder comprar más cantidad del mismo componente, obteniendo así la posibilidad de reducir su precio.

Otro caso sería el de eliminar los componentes más usados de cara a validar el prototipo, como son los potenciómetros para simular valores de sensores, jumpers, resistencias de 0 ohmios, etc. E incluso se puede evaluar si se puede sustituir el uso del cristal de 8 MHz externo por el oscilador RC interno que incorpora el microcontrolador.

Otra manera de abaratar costes en la lista de materiales, podría ser encontrar componentes alternativos que sean más estándar, que sean fáciles de encontrar en cualquier otro proveedor que pueda dar precios más competitivos en cualquier momento. Esto podría aplicarse, por ejemplo, a valores de resistencias, otros fabricantes de microcontroladores, etc.

- Estudiar el uso de un control de velocidad para el ventilador, pasando de un control de tipo ON-OFF con histéresis a un control de tipo P. El mismo ventilador utilizado en el proyecto dispone de una señal de salida (ver en la Imagen 103) para indicar cuál es su velocidad de giro y una señal de entrada para poder controlar su velocidad a través de una señal PWM.

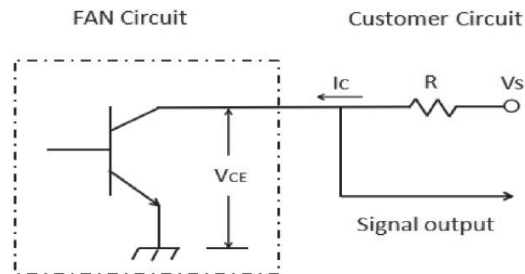


Imagen 103. En el recuadro se muestra el circuito interno del ventilador para indicar la velocidad.

Bibliografía

Malik, Norbert R. (2006). *Circuitos electrónicos: análisis, diseño y simulación*. Prentice Hall.

Blanco Flores, F.J. y Olvera Peralta, S. (1999). *Prácticas de electrónica*. Paraninfo.

Scherz, Paul y Monk, Simon (2016). *Practical electronics for inventors*. Mc Graw Hill Education.

Toledo Alarcón, J.F. (2023). *Diseño térmico en equipos electrónicos: una introducción*. Universitat Politècnica de València.

Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación.

Gómez González, Sergio. (2015). *El gran libro de SolidWorks*. Marcombo.

Pang, Z., Yang, K., Song, Z., Niu, P., Chen, G. y Meng, J. (30 de noviembre de 2023). *A new method for determining SOH of lithium batteries using the real-part ratio of EIS specific frequency impedance*.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S2352152X2302090X?via%3Dihub>

Revista española de electrónica (5 de octubre de 2018). *Determinando el estado de salud de las baterías de manera rápida y precisa*.

<https://www.redeweb.com/articulos/determinando-el-estado-de-salud-de-las-baterias-de-manera-rapida-y-precisa/>

Liu, J. (8 de septiembre de 2023). *How to Accurately Measure Battery SOH With a BMS*.

<https://www.mokoenergy.com/battery-soh/>

Apéndice A

A.1 Lista de materiales del proyecto.

A continuación, se puede consultar la lista de materiales del proyecto:

Designador	Valor	Descripción	Fabricante	Código	Cdad.
C1, C10, C11, C13, C16, C21, C23, C25, C27, C31	100nF	0805 - MLCC - 100nF	Kemet	C0805C104Z3VACTU	10
C2	47pF	0805 -MLCC - 47pF	Wurth Elektronik	885012007032	1
C3, C5, C12, C20	10uF	0805 - MLCC - 10uF	Taiyo Yuden	TMK212BBJ106MG-T	4
C4, C9, C14, C17, C26, C28	1nF	0805 -MLCC – 1nF	KEMET	C0805C102K3RACAUTO	6
C6	47uF	6.5x5 (DxL) - SMD electrolytic - 47uF	PANASONIC	EEE-1VA470WP	1
C7, C8, C19	22uF	0805 -MLCC - 22uF	Samsung	CL21A226MAYNNNE	3
C15, C18, C29, C30	100nF	0805 - MLCC - 100nF	Yageo	AC0805KRX7R9BB104	4
C22	4.7uF	0805 - MLCC - 4.7uF	Murata	GRM21BZ71E475KE15L	1
C24, C32	18pF	0805 - MLCC - 18pF	Vishay	VJ0805A180KXJCBC	2
D1		DIODE SWITCHING	ROHM Semi-conductor	1SS355VMTE-17	1
D2		5A SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER	Diodes	SDT5A50SA-13	1
D3, D4		Green LED - If=20mA - Vf=1.9V	Broadcom	HSME-A100-M02J1	2
D5		Red LED - If=20mA - Vf=2.2V	Broadcom	HSME-A100-M02J1	1
Display		2x16 Characters 3.3V	MIDAS	MC21605H6W-BNMLW3.3-V2	1
F1		Mini Fuse holder for Blade fuses	Keystone	ATO 3568	1
J1		Low Voltage Power Supply Connector	Switchcraft	RAPC722X	1
J2		Vertical, 3-Pin, pitch=2.54mm	Harwin	M20-7820342	1
K1		Single-Pole Single-Throw Relay	Omron	G6DN-1A DC5	1
L1		INDUCTANCIA 6.8uH 3A	Taiyo Yuden	NRS6045T6R8MMGK	1
L2		EMI Suppression Ferrite Beads	Wurth	742792141	1
P1		Vertical, 2-Pin, pitch=2.54mm	Harwin	M20-9990245	1
P2		pitch=5.08mm, 13.5A, 300V	Molex	39880-0302	1
P3		USB Mini-B, Horizontal, SMT_THT	Amphenol FCI	10033526-N3212MLF	1
P4, P5, P6		Vertical, 3-Pin, pitch=2.54mm	Harwin	M20-9990345	3
Pot_1, Pot_2, Pot_3		10kOhm, 1Gang, 0.05W, 9x9mm	Bourns	PTV09A-4015F-A103	3
Q1		MOSFET 100V 33A 44mOhm 47.3nC	Infineon	IRF540NPBF	1
Q2		BC817K - Ic 500mA - Single	Infineon	BC 817K-16	1
R1	158kΩ	0805 - 158kΩ - 1/8W	Yageo	RC0805FR-07158KL	1
R2, R16, R17, R18, R37	470Ω	0805 - 470Ω - 1/8W	Bourns	CR0805-JW-471ELF	5
R3, R6, R14, R15, R20, R21, R28, R36	10kΩ	0805 - 10kΩ - 1/8W	Bourns	CR0805-JW-103ELF	8
R4	30.1kΩ	0805 - 30.1kΩ - 1/8W	KOA Speer	RK73H2ATTD3012F	1

R5	3.65Ω	0805 - 3.65Ω - 1/8W	Vishay	CRCW08053R65FKEA	1
R7	0.91Ω	0805 - 0.91Ω - 1/4W	Panasonic	ERJ-U6QJR91V	1
R8	100kΩ	0805 - 100kΩ - 1/8W	Bourns	CR0805-JW-104ELF	1
R9, R10, R31, R32	4,7kΩ	0805 - 4.7kΩ - 1/8W	Bourns	CR0805-JW-472ELF	4
R11	180Ω	180Ω - 1/8W	Bourns	CR0805-JW-181ELF	1
R12, R13, R19, R22, R25, R26, R27, R29, R30, R33, R34, R35	0Ω	0805 - 0Ω - 1/8W	Bourns	CR0805-J/-000ELF	12
R23, R24	50Ω	0805 - 50Ω - 1/8W	Vishay	CRCW080550R0FKTA	2
S1		W/Cap 95CAP-114 Black ROUND	Grayhill	95C12C3GWRT	1
S2		W/Cap 95CAP-114 Black ROUND	Grayhill	95C12C3GWRT	1
S3		W/Cap 95CAP-114 Black ROUND	Grayhill	95C12C3GWRT	1
S4		Subminiature Basic Switch SPDT 0.49N	OMRON	SS-01GLP	1
SW1		SPDT TOGGLE SWITCH	RS-PRO	401-703	1
U1		32V, 3A LOW IQ SYNCHRO- NOUS BUCK CONVERTER	Diodes Incorporated	AP63300WU-7	1
U2		LOW DROPOUT LINEAR RE- GULATOR	Diodes	AZ1117CH-3.3TRG1	1
U3		Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU with FPU, 170 MHz	STMicroelectronics	STM32G473CBT6	1
U4		Ventiladores CC 30 mm x 30 mm Dc Axial Fan, Profundidad 10.5mm	CUI Devices	CFM-3010B-1130-373	1
U5		400 mV/A - ±5.75 A - SMD - SOIC8	Texas Instruments	TMCS1107A4BQDRQ1	1
U6		ZXGD3006E6 40V Gate Driver for MOSFETs	Diodes	ZXGD3006E6	1
U7		FT230XS-R, SSOP 16	FTDI	FT230XS-R	1
X1		8MHz, 18pF, 20PPM, ESR=400ohm	ECS	ECS-80-18-33-JGN-TR	1
FUSE	2A	MINIFUSE-F2A 32V (MINI 297)	Littelfuse	0297002.L	1

Los archivos de fabricación, así como el código fuente del proyecto y las hojas de cálculo de los diferentes ensayos se pueden solicitar al autor, a través de su email srodrigue1814@alumno.uned.es

A.2 Lista de Puntos de Test (TP).

La siguiente lista recoge todos los puntos de test que se encuentran distribuidos en la PCB y la señal a la que están conectados.

Designador	Función	Comentario
TP1	+12V	Tensión de entrada del adaptador AC/DC de 12V
TP2	+5V	Tensión de salida de la fuente conmutada de 5V
TP3	GND	Masa
TP4	Test Point	Salida del DAC (no se usa)
TP5	FAN	Activación del ventilador (a 1 si el ventilador está en marcha)
TP6	Test Point	Pin PA7 del microcontrolador (no se usa)
TP7	Led_Green	LED verde (pin PB3)
TP8	Led_Red	LED rojo (pin PB4)
TP9	Test Point	Pin PB2 del microcontrolador (no se usa)
TP10	Test Point	Pin PB9 del microcontrolador (no se usa)
TP11	SW3	Valor del switch 3 o switch + (a 1 si no está pulsado)
TP12	D7	bit 7 datos LCD
TP13	PWM	Valor del PWM que actúa sobre el MOSFET
TP14	RS	RS del LCD
TP15	EN	Enable del LCD
TP16	D6	bit 6 datos LCD
TP17	Test Point	RW del LCD
TP18	SW1	Valor del switch 1 o switch - (a 1 si no está pulsado)
TP19	SW2	Valor del switch 2 o switch OK (a 1 si no está pulsado)
TP20	D4	bit 4 datos LCD
TP21	D5	bit 5 datos LCD
TP22	AN_Current	Tensión del sensor de corriente
TP23	V_usb	Tensión del conector mini USB para comunicaciones (a +5V si el cable está conectado)
TP24	TX	Pin TX del microcontrolador (RX del FTDI)
TP25	RX	Pin RX del microcontrolador (TX del FTDI)
TP26	DOOR	Valor del sensor de la compuerta (a 1 si está abierta)
TP27	AN_Volt	Valor de tensión de la batería (dividida por 2)
TP28	AN_Temp	Valor de tensión del sensor de temperatura
TP29	GND	Masa
TP30	+3V3	Tensión de salida del LDO de 3.3V
TP31	Programación STM32	Tensión de 3.3V
TP32	Programación STM32	SWCLK
TP33	Programación STM32	GND
TP34	Programación STM32	SWDIO

A.3 Horas hombre.

A continuación, se enumeran todas las tareas seguidas en la realización del presente Trabajo Fin de Máster y el tiempo dedicado a ellas.

	Horas dedicadas
Definición de requisitos del sistema.	16h
Selección de componentes.	16h
Búsqueda de nuevos componentes. Crear librerías con símbolos esquemáticos y huellas.	20h
Definición de esquemas. Creación de un primer proyecto de firmware para corroborar la asignación de pines y la puesta en marcha de periféricos.	20h
Definición de requisitos para la PCB (tamaño, conexiones, taladros y otras piezas no contenidas en el proyecto electrónico de Altium (tornillería, baterías, piezas impresas, etc).	16h
Diseño de la PCB del primer prototipo electrónico.	40h
Diseño 3D. Generación de documentación y envío a fábrica.	6h
Montaje de los componentes en la PCB.	14h
Pruebas de puesta en marcha de la electrónica (incluye firmware para realizar pruebas): comprobación de las tensiones de las fuentes de alimentación, programación del microcontrolador sin problemas, señales analógicas de los potenciómetros, funcionamiento correcto de los sensores, conmutación de las señales de los switches, encendido de LEDs correcto, pantalla LCD operativa mostrando mensajes, activación del relé y ventilador, creación y envío correcto de datos al puerto de comunicaciones serie (mini USB).	60h
Programación del firmware definitivo: crear interfaz para introducir datos por parte del usuario, programar el algoritmo para el control de la corriente y establecer el lazo de control ON-OFF con histéresis para el control de temperatura.	80h
Pruebas con diferentes baterías para recoger datos y evaluar la capacidad de descarga de baterías y la efectividad de los controles implementados.	40h
TOTAL	328h