

# UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:

**José Rubén Espinoza Castro**

Informe de Memoria de Título  
para optar al título de:

**Ingeniería Civil Eléctrica**

**Diseño, construcción e implementación de  
Fuente de poder y Sistema de monitoreo de  
estado para robot bípedo**

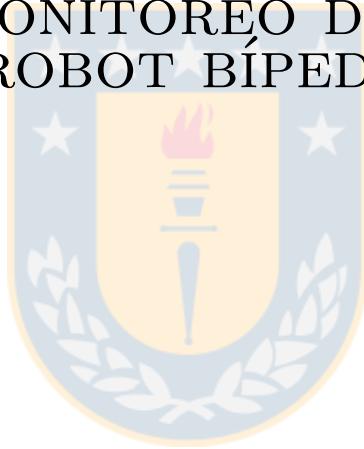
Concepción, enero de 2026

Alonso Cristian Garrido Díaz

Universidad de Concepción  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:  
José Rubén Espinoza Castro

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E  
IMPLEMENTACIÓN DE FUENTE DE PODER Y  
SISTEMA DE MONITOREO DE ESTADO PARA  
ROBOT BÍPEDO



Alonso Cristian Garrido Díaz

Informe de Memoria de Título  
para optar al Título de

Ingeniería Civil Eléctrica

enero 2026

# Resumen

Las máquinas autónomas son cada vez más importantes en numerosos aspectos de la vida cotidiana. El impulso reciente en el desarrollo de robots y drones de alta dinámica ha sido posible gracias al progreso de la tecnología en baterías y motores más pequeños, densos en energía y más potentes. Sin embargo, estos avances en baterías también las hace más vulnerables a fallas catastróficas si no se operan en condiciones seguras. Por esta razón, es indispensable contar con sistemas que gestionen la energía y aseguren un funcionamiento predecible y seguro.

Este documento da cuenta del diseño, la construcción y la implementación de un sistema de energía y monitoreo para el Robot bípedo B1P0, creado en la Universidad de Concepción. Su objetivo principal es proveer un sistema de alimentación completo que, usando una sola batería de Litio (LiPo), pueda dar energía a los motores de alta dinámica que utiliza el robot y, al mismo tiempo, alimentar los componentes electrónicos más sensibles como sensores y controladores.

Para el sistema de administración de baterías (BMS), se utilizan los circuitos integrados MP2790 y MPF42795 de Monolithic Power Systems, pareja de dispositivos que funcionan como monitor de baterías y medidor de combustible respectivamente. El conversor Buck TPS54531 de Texas Instruments es implementado, disminuyendo la tensión desde el nivel de la batería, hasta los 5[V] requeridos, suministrando 17,5[W] con una eficiencia del 85 %. En serie a este último, se utiliza el regulador lineal TLV757P de Texas Instruments, que reduce la tensión a 3,3[V] entregando 1,75[W] a los sensores y sistemas digitales.

Todo el sistema se construye sobre placas de circuito impreso (PCB) diseñadas a medida, prestando especial atención a la interacción con otros dispositivos de control y la disipación del calor en los convertidores. Se desarrolla una librería en C/C++ para el monitor de batería, accediendo a los 599 registros del monitor por medio del protocolo I2C, entregando una serie de métodos y parámetros para una comunicación de alto nivel con el integrado.

Finalmente, se realizan pruebas para asegurar que los parámetros elegidos y componentes seleccionados funcionen en sus intervalos de esperados de forma estable y segura. En definitiva, se consigue entregar una solución completa y validada para el complejo sistema de energización autónoma del robot.

# Summary

Autonomous machines have become increasingly important in multiple aspects of daily life. The recent advancement on the development of high-dynamic robots and drones has been made possible thanks to the progress in battery and motor technology, which are now smaller, denser in energy and more powerful. However, these advances in batteries also make them more vulnerable to catastrophic failures if not operated within safe conditions. For this reason, it is essential to have systems to harness their power and ensure their predictable and proper operation.

This document reports the design, construction and implementation of a power and monitoring system for the B1P0 biped robot, created at the Universidad de Concepción. Its main objective is to provide a complete power system that, using a single Lithium battery (LiPo), can power the high-dynamic motors used by the robot and at the same time, power the most sensitive electronic components such as sensors and controllers.

For the battery management system (BMS), MP2790 and MPF42795 integrated circuits from Monolithic Power Systems are used, a pair of devices that function as battery monitor and fuel gauge respectively. For voltage conversion, TPS54531 integrated circuit from Texas Instruments is implemented as a Buck converter, stepping down the voltage from the battery level to  $5[V]$ , supplying  $17,5[W]$  with an efficiency of 85 %. In series to this converter, TLV757P from Texas Instruments is used as the linear regulator to reduce the voltage to  $3,3[V]$ , providing  $1,75[W]$  to sensors and digital systems.

The entire system is built on custom-designed printed circuit boards (PCBs), paying special attention to the interaction with other control devices and heat dissipation in the converters. A C/C++ library is developed for the battery monitor, accessing the 599 registers of the monitor through the I2C protocol, providing a series of methods and parameters for high-level communication with the integrated circuit.

Finally, several tests are executed in order to verify that the parameters and devices chosen function properly among their expected intervals in a stable and safe manner. Ultimately, a complete and validated solution is given for B1P0's complex autonomous energization systems.

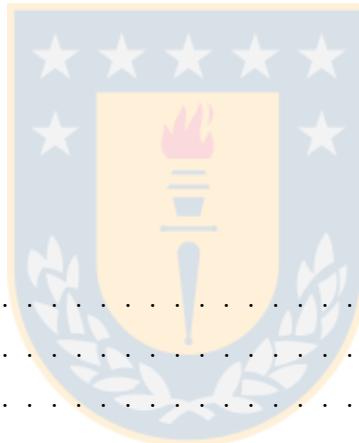
# Agradecimientos

---



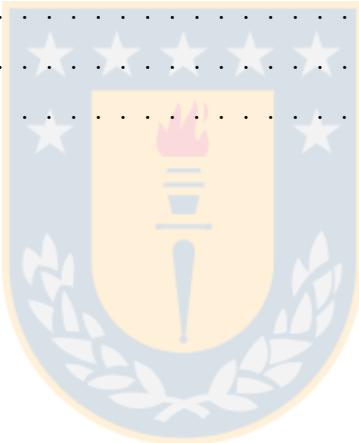
# Índice General

<b>Resumen</b>	<b>I</b>
<b>Summary</b>	<b>II</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>III</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>vii</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de siglas</b>	<b>x</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos . . . . .	3
1.2 Alcances . . . . .	4
1.3 Metodología . . . . .	4
<b>2 Marco teórico</b>	<b>6</b>
2.1 Revisión bibliográfica . . . . .	6
2.2 Baterías de litio . . . . .	8
2.2.1 Equivalente eléctrico . . . . .	11
2.2.2 Estado de carga (SoC) . . . . .	13
2.3 Sistemas de protección en baterías Li-ion . . . . .	14
2.3.1 Sistemas de monitoreo de baterías (BMS) . . . . .	14
2.3.2 Monitores de batería . . . . .	15
2.3.3 Balanceadores de carga . . . . .	16
2.3.4 Medidor de combustible . . . . .	16
2.4 Comunicaciones . . . . .	17
2.4.1 Protocolo I2C . . . . .	17
2.5 Convertidores . . . . .	20



2.5.1	Convertidor Buck . . . . .	20
2.5.2	Regulador lineal . . . . .	22
2.6	Pérdidas en componentes . . . . .	23
2.6.1	Transistores en convertidores . . . . .	23
2.6.2	Convertidores lineales . . . . .	24
2.6.3	Pistas de PCB . . . . .	24
2.6.4	Administración térmica . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Desarrollo</b>	<b>28</b>
3.1	Estimación de potencia . . . . .	28
3.2	Selección de hardware . . . . .	29
3.2.1	Batería . . . . .	29
3.2.2	Regulador Buck TPS54531 . . . . .	31
3.2.3	Regulador lineal TLV757P . . . . .	34
3.2.4	Monitor de batería MP2790 . . . . .	35
3.2.4.1	Medición de celdas . . . . .	35
3.2.4.2	Termistor . . . . .	36
3.2.4.3	Sensor de corriente . . . . .	36
3.2.4.4	Interruptor de paso MOSFET . . . . .	38
3.2.5	Medidor de combustible MPF42795 . . . . .	40
3.3	Diseño . . . . .	40
3.3.1	Parámetros . . . . .	41
3.3.1.1	Convertidores . . . . .	41
3.3.1.2	Bloqueo por baja tensión (UVLO) . . . . .	42
3.3.1.3	Partida suave (SS) . . . . .	43
3.3.1.4	Lazo de compensación . . . . .	44
3.3.2	Potencia a disipar . . . . .	48
3.3.2.1	Convertidor Buck . . . . .	48
3.3.2.2	Regulador lineal . . . . .	49
3.3.2.3	Monitor de batería y auxiliares . . . . .	50
3.3.3	Esquemático . . . . .	53
3.3.4	Circuito impreso . . . . .	53
3.3.4.1	Conversión (PWR Rail) . . . . .	55
3.3.4.2	Monitoreo (MP2790) . . . . .	56
3.3.4.3	Llave de paso (MOS) . . . . .	58
3.3.4.4	Interfaz del medidor de combustible (LED) . . . . .	59

3.4	Implementación . . . . .	60
3.4.1	Comunicación con MP2790 . . . . .	60
3.4.2	Creando una librería en C/C++ . . . . .	62
3.4.3	Configuración MP2790 . . . . .	63
3.4.4	Programa principal . . . . .	64
3.4.5	Máquina de estados finita . . . . .	65
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>67</b>
4.1	Validación de parámetros (WIP) . . . . .	67
4.2	Caracterización de la batería . . . . .	68
4.3	Estimación del SoC y OCV . . . . .	71
4.4	Calibración NTC . . . . .	74
4.5	Estabilidad de los convertidores . . . . .	76
4.5.1	Línea 5 [V] . . . . .	76
4.5.2	Línea 3.3 [V] . . . . .	79
4.6	Partida suave MOSFET . . . . .	80
<b>5</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>83</b>
<b>Bibliografía</b>		<b>84</b>
<b>A Esquemáticos</b>		<b>87</b>
<b>B Hojas de datos</b>		<b>90</b>
<b>C Parámetros</b>		<b>91</b>
<b>D Código</b>		<b>92</b>



# Índice de Figuras

1.1	Robot Cassie de Agility Robotics.	2
1.2	Tareas a completar.	3
2.1	Esquema electroquímico de una batería Li-ion LCO.	8
2.2	Formatos de batería Li-ion.	10
2.3	Curva de descarga.	11
2.4	Círculo equivalente con voltaje de difusión.	11
2.5	Respuesta ante cambios de carga y OCV.	12
2.6	Topologías de BMS.	15
2.7	Control y captura de datos en las líneas I2C.	18
2.8	Secuencia START y STOP.	18
2.9	Transacción de datos en I2C.	19
2.10	Topología básica de un convertidor Buck.	20
2.11	Regulador lineal.	22
2.12	Dispersión térmica.	26
3.1	Aplicación típica TPS54531.	33
3.2	Aplicación típica TLV757P.	34
3.3	Círculo integrado MP2790 y sus terminales.	35
3.4	Amplificador de corriente.	37
3.5	Conexión Kelvin.	37
3.6	MOSFET en conexión alta y baja.	39
3.7	Conexión típica de MPF42795.	41
3.8	Esquema de componentes.	41
3.9	Bloqueo por bajo-voltaje.	42
3.10	Lazo de compensación del convertidor Buck.	44
3.11	Bode etapa de potencia.	46
3.12	Respuesta en frecuencia.	47
3.13	PCB de prueba para prototipado.	54

3.14 PCB líneas 3,3[V] y 5[V]. . . . .	56
3.15 PCB Monitor de batería y medidor de combustible. . . . .	57
3.16 Conectores PCB de control. . . . .	58
3.17 PCB MOSFET de paso. . . . .	59
3.18 PCB LED interfaz de usuario. . . . .	60
3.19 Formato de datos por I2C de MP2790. . . . .	61
3.20 Clase MP2790 Base. . . . .	62
3.21 Interfaz herramienta de configuración MP2790. . . . .	64
3.22 Diagrama máquina de estados finita. . . . .	65
4.1 Configuración de prueba batería. . . . .	68
4.2 Respuesta batería. . . . .	69
4.3 Descarga y reposo prolongados. . . . .	70
4.4 Descarga batería. . . . .	71
4.5 SoC batería. . . . .	72
4.6 SoC batería. . . . .	73
4.7 Configuración de prueba termistor. . . . .	74
4.8 Modelo ajustado del termistor. . . . .	75
4.9 Respuesta convertidor Buck. . . . .	76
4.10 Convertidor Buck en DCM. . . . .	77
4.11 Curvas características del convertidor Buck. . . . .	78
4.12 Respuesta a carga en regulador lineal. . . . .	79
4.13 Corriente inrush con interruptor mecánico. . . . .	80
4.14 Prueba de conmutación. . . . .	81
4.15 Encendido en partida suave. . . . .	81
4.16 SOA de LR7843. . . . .	82
A.1 Esquemático del Medidor de combustible MPS42795. . . . .	87
A.2 Esquemático del Monitor de batería MP2790. . . . .	88
A.3 Esquemático de los convertidores. . . . .	89

# Índice de Tablas

2.1	Tipos de batería Li-ion. . . . .	9
2.2	Comparativa de parámetros de resistencia térmica. . . . .	14
2.3	Comparativa de parámetros de resistencia térmica. . . . .	27
3.1	Estimación de potencia. . . . .	29
3.2	Comparativa de reguladores. . . . .	30
3.3	Comparativa de regulación conmutada. . . . .	31
3.4	Parámetros conversor Buck. . . . .	48
3.5	Pérdidas conversor Buck. . . . .	49
C.1	Parámetros de configuración en MP2790, en hexadecimal. . . . .	91

# Siglas

---

**ADC** Conversor análogo-digital.

**BMS** Sistema de gestión de baterías.

**CCM** Modo de conducción continua de corriente.

**DC** Corriente directa.

**DCM** Modo de conducción discontinua de corriente.

**FET** Transistor de efecto de campo.



**IC** Circuito integrado.

**LDO** Regulador de baja caída de tensión.

**LiPo** (Baterías) Litio-Polímero.

**MLCC** Condensador cerámico multicapa.

**MOSFET** Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.

**NTC** Terminal de coeficiente negativo.

**OCV** Tensión de circuito abierto.

**PCB** Placa de circuito impreso.

**SMD** Dispositivo de montaje superficial.

**SoC** Estado de carga.

**SoH** Estado de salud.

**TH** Through hole (De orificio pasante).

**UVLO** Bloqueo por baja tensión.

# 1. Introducción

---

La robótica y automatización se originan con la necesidad de mejorar la productividad de las tareas repetitivas que se necesitan en las industrias de extracción, manufactura y transformación de productos. Lugares donde se han podido desarrollar tanto herramientas como sensores y procesos que son necesarios para llevar a cabo dichas tareas. Dentro de estas herramientas podemos encontrar a los robots, que en sus diferentes formas son capaces de desarrollar una tarea repetitiva con la ventaja de tener flexibilidad a los parámetros de entrada, portabilidad para realizar una tarea similar en otro lugar y un grado de autonomía de control, en el sentido de poder tomar decisiones complejas para el desarrollo de una tarea u otra actividad auxiliar a este fin.

En Chile se han creado contados robots humanoides para la asistencia de tareas domésticas, como Bender (2007) y Pepper (2019) de la Universidad de Chile. Para el apoyo al aprendizaje como ATOM (2019) y LIAN (2024) en la Universidad de Santiago. Para la ayuda a personas en condición de discapacidad en la realización de tareas remotas con Stelarbot (2025), como cooperación entre el Centro Espacial Nacional, la Fuerza aérea de Chile, la Universidad de Santiago y Teletón.

No obstante, las tareas exploración es uno de los ámbitos de la robótica que aún no ha tenido tanto desarrollo en el país, a pesar de la constante posibilidad de derrumbes, terremotos, incendios forestales y otro tipo accidentes donde es mejor con un dispositivo remoto y confiable para sortear estos eventos. En esta área de a poco ha cobrado importancia nacional con la importación de unidades de rescate subacuático.

En el mercado internacional, ya se están incorporando robots para estas tareas de exploración, como el robot Atlas (bípedo humanoide) o Spot (cuadrúpedo) de Boston Dynamics, el robot Cassie de Agility Robotics (bípedo) y el robot Jueying X20 de DEEP Robotics (cuadrúpedo). Robots que han demostrado capacidades de movilidad y adaptación a terrenos irregulares, así como la posibilidad de transportar cargas útiles y herramientas para la realización de tareas específicas en entornos peligrosos o inaccesibles para los humanos.

Robot bípedo penquista o B1P0 se enmarca en el tipo de robots bípedos de exploración, siendo el primero en ser desarrollado en la ciudad de Concepción con este propósito.



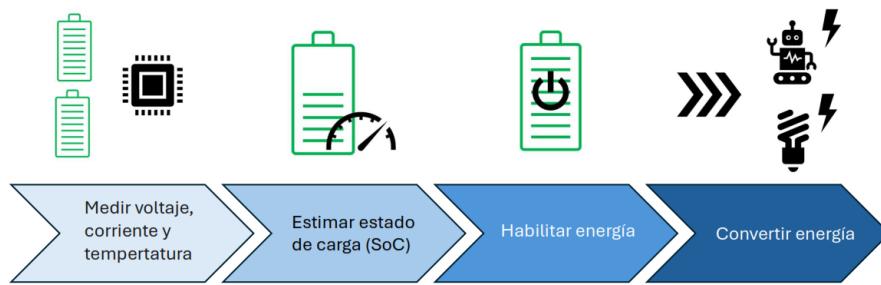
**Fig. 1.1:** Robot Cassie de Agility Robotics.

Como robot de exploración, es parte de un subconjunto de máquinas que están pensadas para acceder lugares peligrosos, de difícil alcance para el ser humano o para el despliegue de herramientas en un entorno desatendido. Por otra parte, los robots bípedos ofrecen una clara ventaja frente a los que utilizan ruedas o correas para transportarse, pues disponen mejores capacidades de adaptación a los terrenos disparejos y sin preparación previa, permitiéndoles sortear obstáculos y utilizar infraestructura pensada para el hombre, lo que los hace ideales para las tareas de exploración.

Debido a su forma, gran parte del peso está constantemente descansando sobre los actuadores que componen sus patas, actuadores que tienen una posición determinada en la cual experimentan en todo momento una fuerza o torque. Esto significa que no dispone de una posición de equilibrio en reposo y debe estar constantemente ejerciendo una contrafuerza, tal que supere el efecto de la gravedad y que adapte su posición buscando un punto adecuado que le permita mantenerse de pie para ese momento exacto.

Uno de los principales desafíos que se enfrentan estos tipos de robot es tener una respuesta de alta dinámica, tal que posea alta rapidez de compensación en la posición, velocidad y aceleración de sus actuadores. Así como desafíos al realizar acciones mecánicas de alta exigencia, que involucran desde mover objetos hasta correr o saltar. Esto significa habilitar numerosos componentes a la alta corriente y potencia necesitada, aprovechando cuanto sea posible la capacidad existente de los actuadores disponibles.

Para esto, es necesario contar con una fuente de poder capaz de suministrar la energía requerida para el correcto funcionamiento del robot de manera autónoma, que sea capaz de entregar la potencia necesaria en los momentos de mayor demanda, así como proteger los diferentes subsistemas de sobrecargas, cortocircuitos y condiciones fuera de una operación segura. Esta



**Fig. 1.2:** Tareas a completar.

tarea se busca desarrollar de manera integral iniciando desde la batería de litio seleccionada, pasando por un conjunto de convertidores para todos los niveles de tensión necesarios, buscando optimizar el tamaño, peso y eficiencia de conversión de energía por medio de placas de circuito impreso personalizadas.

Adicionalmente, se busca tener una operación con alto grado de seguridad en parámetros eléctricos y funcionamiento. Tal que, cuando ocurra un evento que comprometa la posición de equilibrio, el reconocimiento de sensores o alguna combinación de variables fuera del área de operación segura, dicho mecanismo sintetice de manera cualitativa la multiplicidad de sistemas otorgando al usuario un indicar visual del estado general del robot, donde sea capaz de comunicar inequívocamente las respuestas a: ¿Está bien el robot? ¿Está haciendo algo el robot?.

En el transcurso de este trabajo se da cuenta del diseño, desarrollo e implementación de todas estas partes, involucrando el diseño de hardware, desarrollo de software y la integración de los diferentes subsistemas por medio de una rutina de control centralizada.

## 1.1. Objetivos

- Concebir, desarrollar e implementar un sistema de alimentación del robot, tal que el sistema sea capaz de energizarse de manera autónoma sin requerir ninguna conexión externa cableada.
- Diseñar una fuente de poder para alimentación de los diferentes componentes de un robot bípedo, construyendo una serie de circuitos impresos para la gestión de la energía, comunicación del estado intrínseco de sensores y gestión de alertas centralizado.

## 1.2. Alcances

- Diseñar y construir una unidad de fuente de poder autocontenido a base de circuitos integrados de convertidores comerciales junto con los puntos de conexión para controladores, sensores y actuadores. Elementos seleccionados para los niveles de tensión de estos subsistemas a partir de una batería de iones de litio cuyo rango sea de entre 19,2[V] y 25,2[V], que suministre hasta 667[W] de potencia como riel primario de alimentación de actuadores. Siendo los siguientes rieles pensados en controladores y sensores, donde el segundo de 5[V] a 17,5[W] de potencia y el tercero de 3,3[V] a 1,65[W] de potencia.
- Diseñar, programar, integrar e implementar un sistema de alertas, compuesto de sensores, módulos y sensores capaz de cuantificar parámetros internos de la batería y sensores, entregando al usuario una señal de estado cualitativa por medio la indicación visual y sonora, por componente o representativa integral del robot.

## 1.3. Metodología

La implementación de los dispositivos que componen los sistemas de alimentación y monitoreo del robot bípedo, siguen una metodología basada en la revisión de tecnologías, parametrización de componentes, diseño, desarrollo y prueba de los diferentes subsistemas.

El Capítulo 2, da cuenta de la revisión (2.1) de las tecnologías que se utilizan en la actualidad en la utilización de baterías (2.2), sistemas de monitoreo de baterías (2.3), protocolo de comunicación (2.4), la construcción de fuentes de poder (2.5), las pérdidas en componentes (2.6), considerando las ventajas y desventajas de cada una de ellas.

El desarrollo, diseño e implementación de los dispositivos se realiza en el Capítulo 3, partiendo desde la estimación de los requerimientos eléctricos (3.1) y de comunicación necesaria para el correcto funcionamiento del robot bípedo. Lo que incluye la estimación de las potencias máximas y corrientes de los diferentes subsistemas, así como los niveles de tensión necesarios para la alimentación de los actuadores, controladores y sensores.

A partir de estos datos se seleccionan los componentes comerciales (3.2) que cumplan con las especificaciones principales de operación y protección, tales como convertidores DC-DC, monitores de batería y medidores de combustible. Priorizando alta especificidad, buena documentación

y precio asequible de los circuitos integrados clave, relegando a los componentes accesorios como compuertas, resistencias y capacidores a opciones de bajo costo y fácil adquisición.

Con los componentes seleccionados se procede al diseño (3.3) de los parámetros involucrados en los componentes previamente seleccionados (3.3.1), minimizando la potencia a disipar (3.3.2), realizando los esquemáticos de circuito (3.3.3) y la distribución de los componentes en Placas de circuito impreso (PCB) (3.3.4), buscando reducir el tamaño y evitar posibles de interferencias entre los diferentes subsistemas.

En la etapa de implementación (3.4), se establece la comunicación con el monitor de batería y medidor de combustible (3.4.1), la creación de una librería en C/C++ para referirse a sus registros (3.4.2) y la configuración inicial de sus parámetros (3.4.3). Esto significa la traducción de las instrucciones de bajo nivel en cada uno de los registros, adaptándolos a funciones de más alto nivel que permitan la lectura y escritura de datos de manera más abstracta, centralizada y segura, habilitando una expedita comunicación e interoperabilidad con los sistemas de software utilizados en el robot bípedo.

Luego se realiza la programación del programa principal (3.4.4) para armonizar y sistematizar la comunicación entre los diferentes componentes, así como realizar la recolección de datos desde el monitor de baterías y la lógica de control para el sistema de alertas por medio de un sistema de máquina de estados (3.4.5).

Finalmente, en el Capítulo 4 de resultados se realiza una serie de pruebas de funcionamiento para verificar la correcta operación del sistema en general, incluyendo el rango de activación de las protecciones y el adecuado funcionamiento de las alertas (4.1). Se realiza la caracterización de la batería (4.2) para determinar sus parámetros eléctricos y su comportamiento ante impulsos de carga. Se cuantifica la carga disponible en la batería, habilitando una manera sencilla de estimar el SoC a partir del OCV (4.3). Se calibra los sensores de temperatura NTC (4.4) para obtener los coeficientes necesarios que otorgan una correcta medición. Se evalúa la estabilidad de los convertidores (4.5) ante variaciones de carga máxima y se prueba el correcto funcionamiento de la partida suave de los (MOSFET) (4.6).

## 2. Marco teórico

---

### 2.1. Revisión bibliográfica

[1] Xie, Qiao y Wang, «*An efficient power management system for biped robot*», 2008 Este trabajo presenta un sistema de gestión de energía diseñado específicamente para un robot bípedo. Eligiendo una batería LiPo como fuente de suministro principal, se abordan desafíos como: Alimentar los diferentes niveles de tensión que utilizan los componentes del sistema como servomotores a 7,2[V] (directos de la batería), circuitos de control a 5[V] y 3,3[V] por medio de reguladores lineales y un convertidor Buck. El monitoreo y sistema de protección de los parámetros energéticos (sobrecarga, sobredescarga, sobrecorriente, sobretemperatura) por medio de la medición de estados de la línea. Junto a otras tareas como incluir una fuente de alimentación ininterrumpida (UPS) y un circuito para la carga sencilla de la batería de litio. Aquí se destaca el desarrollo de un algoritmo de control de carga basado en controlador PID y un método de estimación del Estado de carga (SoC), utilizando la relación de voltaje abierto para corrientes en regímenes estacionarios. Este estudio es directamente relevante por su enfoque en robots bípedos, el uso de baterías LiPo y la implementación de convertidores.

[2] Sathyamoorthi y Mubanda, «*Design and Implementation of a Scalable Battery Management System*», 2020 Este trabajo se centra en el diseño e implementación de un Sistema de gestión de baterías (BMS) escalable para plataformas de vehículos eléctricos, utilizando baterías de Iones de Litio (Li-Ion). Se propone una estrategia de diseño modular por capas de hardware y software para asegurar la escalabilidad. Se detallan las funciones del BMS, incluyendo monitoreo de voltaje, corriente y temperatura, protección, control de carga/descarga, balanceo de celdas (pasivo y activo) y estimación de estado de carga SoC, Estado de salud (SoH), potencia (SoP) y de función (SoF). El balanceo de celdas busca igualar la carga en celdas conectadas en serie para prolongar la vida de la batería. Se discuten componentes de hardware específicos como monitores de batería, sensores de temperatura Terminal de coeficiente negativo (NTC), microcontroladores, sensores de corriente, aisladores digitales y convertidores DC-DC.

La relevancia para esta memoria radica en el enfoque en BMS para celdas de litio, la sistemática implementación de sensores y funciones del BMS, así como su enfoque en la programación de la rutina de control del BMS.

[3] Darikas, «*Design and Implementation of a Battery Management System for Lithium-Ion Batteries suitable for Automotive Applications*», 2018 Esta tesis presenta el diseño e implementación de un BMS para baterías de litio orientado a aplicaciones automotrices. Se adopta una arquitectura distribuida con una unidad de gestión de batería (BMU) como maestro y múltiples unidades de medición de módulo (MMU) como esclavas. Cada MMU monitoriza hasta 12 celdas utilizando el circuito integrado LTC6811, mide temperaturas con 4 sensores NTC y realiza balanceo pasivo. Se contempla un esquema de alimentación dual para las MMU, pudiendo alimentarse desde una fuente auxiliar externa utilizando un convertidor flyback aislado o directamente desde el módulo de baterías que monitoriza por medio un regulador step-down. Se detalla el diseño de hardware con sus esquemáticos y consideraciones del PCB, como también la arquitectura de software para los diferentes modos de operación. Este trabajo es relevante por el uso detallado del monitor LTC6811, la elaboración de hardware especializado y la implementación de alimentación dual con diferentes convertidores.

[4] Gürgöze y Turkoglu, «*Energy Management Techniques in Mobile Robots*», 2017 Este artículo de conferencia revisa técnicas de gestión de energía para robots móviles, buscando el uso eficiente de recursos limitados. Se discuten fuentes de energía como baterías recargables de tipo Li-ion, sistemas renovables e híbridos. Se abordan estrategias de auto-carga, algoritmos conscientes del consumo, control sincronizado de motores y procesadores, modos de bajo consumo, planificación de rutas y misiones, y patrones de movimiento eficientes. Se menciona la importancia del monitoreo del estado de la energía, como la estimación del SoC, y consideraciones para sistemas multi-robot. Se resalta que la selección adecuada de la fuente de poder según los requerimientos de corriente, voltaje, capacidad, peso, tamaño, costo y confiabilidad son cruciales. Este trabajo proporciona un contexto amplio sobre la gestión de energía en robótica móvil, justificando la necesidad de sistemas como el BMS, mencionando específicamente las baterías LiPo y la relevancia de la estimación del SoC.

[5] Silva, «*Design of a Battery Management System for an Autonomous Small Vessel*», 2020 Este documento aborda el diseño de un BMS, enfocándose en la estimación de parámetros para una embarcación autónoma pequeña que utiliza baterías de plomo-ácido en paralelo. Se realiza un estudio comparativo de tecnologías de baterías Plomo-Ácido, Níquel y Litio. Las baterías de Li-Ion presentan la mayor densidad energética y número de ciclos, pero son más costosas y requieren protección para mantener su vida útil y evitar el envejecimiento temprano. También se comparan topologías de BMS centralizada, modular y distribuida. El esfuerzo principal de este trabajo es en la estimación de los parámetros del circuito eléctrico equivalente (ECM), específicamente el modelo ECM de Doble Polarización. Se detallan los

métodos para la adquisición de datos, obteniendo los parámetros equivalentes a partir de pruebas de descarga y relajación usando ajuste de curvas. Aunque la aplicación y el tipo de batería difieren de la presente memoria, este estudio aporta una visión sobre métodos alternativos de modelado y estimación de SoC, se hace una revisión de conceptos fundamentales en BMS como funciones y sus diferentes topologías.

## 2.2. Baterías de litio

Las baterías de litio son dispositivos de almacenamiento eléctrico, el su principio de su funcionamiento está basado en el transporte de iones de litio entre los dos electrodos que constituyen una celda, motivo porque son llamadas baterías Li-ion. Batería es el término con el que usualmente se es referido al arreglo de una o más de dichas celdas. Las baterías de litio son ampliamente utilizadas en dispositivos electrónicos comerciales de todo tipo debido a su alta densidad energética, buena densidad de potencia y bajo costo de producción. [6]

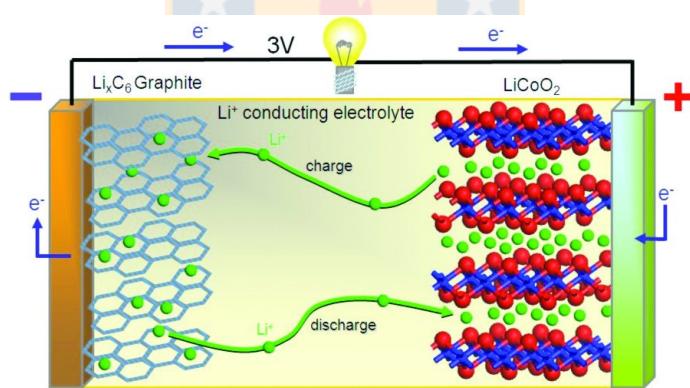


Fig. 2.1: Esquema electroquímico de una batería Li-ion LCO.

La composición química de las baterías de litio no es única, existiendo en combinación con otros materiales con los que cambia la reacción principal y sus parámetros eléctricos. Entre las más comunes se encuentran las celdas de Litio-cobalto (LCO), caracterizada por la aleación  $LiCoO_2$  y siendo hoy en día la más utilizada en dispositivos electrónicos portátiles. Las celdas Litio-hierro-fosfato (LFP) de química  $LiFePO_4$ , son capaces de entregar mucha potencia de manera segura, pero tienen baja energía para su volumen. Celdas de Litio-níquel-manganeso-cobalto (NMC)  $LiNiCoO_2$  tienen una tensión nominal similar y compatible con las LCO, además de ser bastante seguras. Cada una de estas químicas tiene diferentes características en términos de densidad energética, vida útil, estabilidad térmica y costo. Las cuales se muestran en la Tabla 2.1 [7].

**Tabla 2.1:** Tipos de batería Li-ion.

<b>Chemistry</b>	<b>Code</b>	<b>Name</b>	<b>Voltage [V]</b>	<b>Energy Density</b>	<b>Power Density</b>	<b>Temperature</b>	<b>Safety</b>	<b>Life</b>	<b>Low Cost</b>
<b>Li-S</b>		Lithium-sulfur <sup>*</sup>	1.7						
<b>Li<sub>4</sub>Ti<sub>5</sub>O<sub>12</sub></b>	<b>LTO</b>	Spinel lithium titanate (titinate)	2.3		✓	✓✓	✓✓	✓✓	
<b>LiFePO<sub>4</sub></b> <b>LiFeYPO<sub>4</sub></b>	<b>LFP</b>	Lithium-iron-phosphate (nanophosphate) Lithium-iron-yttrium-phosphate	3.25		✓✓	✓	✓✓	✓✓	✓✓
<b>LiCoO<sub>2</sub></b>	<b>LCO</b>	Lithium cobalt oxide	3.6	✓✓		✓			✓✓
<b>LiNiCoAlO<sub>2</sub></b>	<b>NCA</b>	Lithium nickel cobalt aluminum oxide	3.6	✓✓	✓	✓		✓	✓
<b>LiNiO<sub>2</sub></b>	<b>LNO</b>	Lithium nickel oxide	3.6	✓✓					
<b>LiNiMnCoO<sub>2</sub></b> <b>LiMnCoO<sub>2</sub></b>	<b>NMC</b>	Lithium nickel manganese cobalt oxide Lithium manganese cobalt oxide	3.65	✓✓	✓	✓	✓	✓	✓✓
<b>LiMn<sub>2</sub>O<sub>4</sub></b>	<b>LMO</b>	Lithium manganese oxide	3.75	✓	✓		✓		✓✓
<b>LiCoPO<sub>4</sub></b>	<b>LCP</b>	Lithium cobalt phosphate <sup>†</sup>	4.7						

\* Not Li-ion. <sup>†</sup>Not yet available. ✓ = good; ✓✓ = optimal.

Las baterías Litio-Polímero (LiPo) son un término comercial ampliamente utilizado (pero no exclusivo) para las baterías Li-ion fabricadas en formato de bolsa de química LCO o NMC. Debido a su buena estabilidad química y escala de manufactura, son comercializadas en una numerosa variedad de tamaños según su capacidad de almacenamiento de cargas eléctricas (Ah), capacidad de máxima de corriente descarga (C-rating) y cantidad de celdas (Tensión nominal). La Figura 2.2 muestra los formatos comerciales más comunes de baterías Li-ion [8].

A pesar de la buena estabilidad química que presentan, en sobre voltaje o bajo voltaje se pueden propiciar condiciones negativas e irreversibles sobre la salud de las celdas, como la pérdida de movilidad en los iones de litio, la generación de gases altamente combustibles que hacen que la celda se hinche o cristales que pueden perforar las capas internas del arreglo. Esto afecta negativamente produciendo la pérdida de capacidad de la celda o el compromiso de la integridad del arreglo de capas en su estructura interna, facilitando que exista una falla tipo corto circuito entre cátodo y ánodo descargando toda su energía en forma de reacción exotérmica. Por esto es esencial cuidar la celda de no sobrepasar sus parámetros absolutos en todo su ciclo de carga, utilización y descarga.

La temperatura también es relevante en la estabilidad del arreglo, ya que bajo los 0[°C] la viscosidad del electrolito interno disminuye, reduciendo así la conductividad iónica y aumentando considerablemente la resistividad interna de las celdas. Otro efecto típico es el plateado de litio en el ánodo, fenómeno en el cual el potencial de reacción del grafito se acerca al de los iones de litio, produciendo un exceso que deposita iones en las superficies de los electrodos. Al ocurrir esto se disminuye la capacidad de las baterías y se propicia la formación de cristales en forma

	FORMAT					
	Small cylindrical	Pouch	Small prismatic	Large prismatic	Large cylindrical	NOMINAL VOLTAGE
CHEMISTRY	Titanate (ITO)	YJ Power	Altair nano	Toshiba	TWE	2.5
	LifePO4 (LFP, nano-phosphate, iron-phosphate)	K2	A123	Calb	Thundersky	3.2
	LiCoO <sub>2</sub> (LCO) LiMn <sub>2</sub> (LMO) LiNiCoO <sub>2</sub> (NMC) LiNiCoAlO <sub>2</sub> (NCA)	LG	XALT	GMB Power	Yuasa	3.6, 3.7
					Gaia	

Fig. 2.2: Formatos de batería Li-ion.

de dendrita que pueden perforar las capas de la celda, cortocircuitando los electrodos. La acción de carga en temperatura baja exacerba este fenómeno. Por otro lado, el exceso de temperatura produce cambios irreversibles en la estructura química de las celdas de litio, haciendo que su capacidad se degrade dramáticamente en pocos ciclos. Se caracteriza por el asentamiento irreversible de iones de litio que quedan fijados en la estructura del cátodo, produciendo gases en el proceso que ponen en constante estrés mecánico las capas de las celdas. Por lo que es normal encontrar valores máximos de operación cercanos a 65[°C] y límites absolutos de 125[°C] [9].

Un aspecto a considerar en el diseño es el cambio de la resistencia interna con la temperatura, pues cuando esta aumenta, la resistencia disminuye de manera inversa, habilitan a la batería a entregar más energía y por lo mismo, agregando más temperatura al dispositivo por efecto joule de la corriente. Dicho esto, es fundamental limitar la corriente en condición de descarga a alta temperatura, ya que se puede producir un efecto de realimentación positiva que lleve a la destrucción de la batería en un evento de descontrol térmico.

Desde el estado máximo del voltaje de operación, la curva de descarga de una batería LiPo no es constante, así como se muestra en 2.3 [8], la descarga en condiciones normales y exigencia constante se caracteriza por una rápida caída de tensión inicial, seguida de una zona con descarga de comportamiento lineal hasta alrededor del 10 % de su nivel de carga, en segmento es cuando se entrega la mayor parte de la energía. Finalmente en la última zona del estado de carga la caída de tensión es bastante rápida, por lo que es primordial realizar el corte de alimentación oportuno para evitar la sobredescarga de la batería. [10]

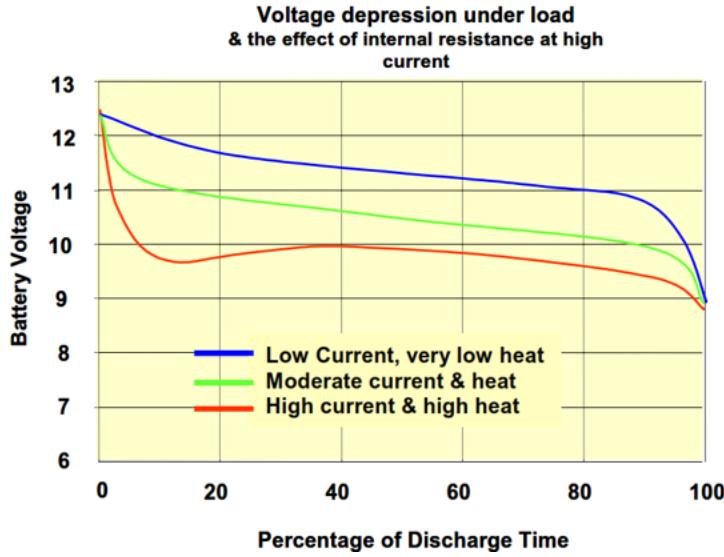


Fig. 2.3: Curva de descarga.

### 2.2.1. Equivalente eléctrico

En términos prácticos, si se registrase la tensión en circuito abierto de los terminales de una batería y posteriormente se le exigiera una alta carga, la medición en el instante posterior indicaría que la batería ha sido descargada más de lo que realmente entregó como energía. Este fenómeno es explicado por la velocidad de difusión de la celda, situación en la cual los iones disponibles en la superficie de la capa del electrolito están en exceso y se agotan rápidamente, dando lugar al paso de los iones propios de la reacción. Al volver al reposo, existe un umbral de tiempo en la que la celda necesita repletar sus caras externas con iones hasta un estado de equilibrio. La importancia de considerar esta variable, es porque en algunas ocasiones la dinámica eléctrica de la celda podría ser más lenta que las necesidades de la aplicación, afectando la rapidez de respuesta del sistema. [11]

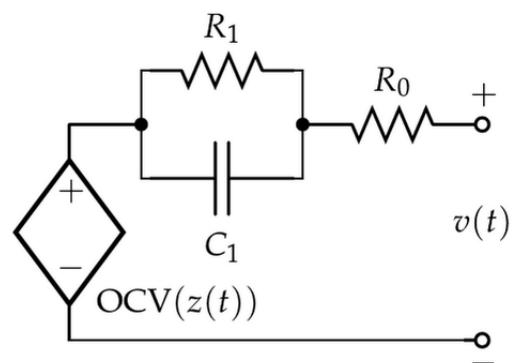


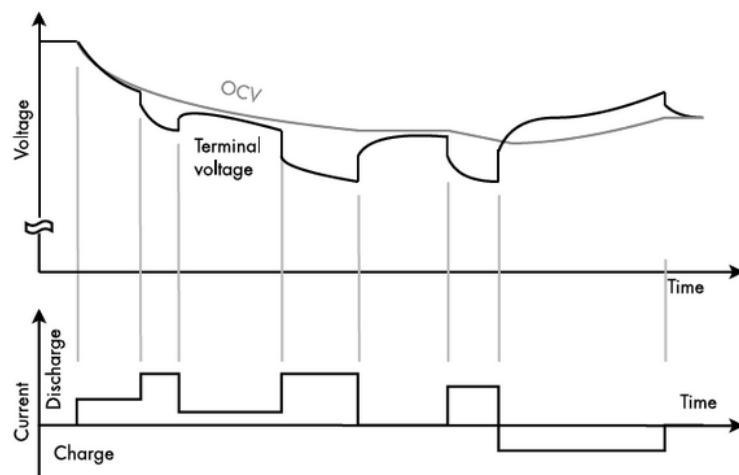
Fig. 2.4: Circuito equivalente con voltaje de difusión.

Existen varios modelos con los que se puede modelar la tensión de una batería. Sin embargo, uno de los modelos más utilizados es el equivalente circuital de primer orden como es mostrado en la Figura 2.4, aquí la velocidad de difusión es protagonico para la descripción de la tensión.

El modelo está compuesto por una fuente de voltaje que es llamada Tensión de circuito abierto (OCV), dependiente del estado de carga de la batería SoC, una resistencia interna  $R_0$  que modela las pérdidas instantáneas por efecto joule y un circuito de primer orden compuesto por una resistencia  $R_1$  y un capacitor  $C_1$  en paralelo entre sí, que modela la dinámica de difusión de la celda. La tensión de la batería  $V_{bat}$  se puede expresar como:

$$\begin{cases} V_{bat}(t) = OCV(SoC(t)) - R_0 I_{bat}(t) - R_1 I_{R1}(t) \\ \frac{dI_{R1}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_1 C_1} I_{R1}(t) + \frac{1}{R_1 C_1} I_{bat}(t) \\ \frac{dSoC(t)}{dt} = -\frac{\eta(t)}{Q} I_{bat}(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

A pesar de la simpleza del equivalente eléctrico, este es capaz de describir el comportamiento de las baterías con suficiente fidelidad para la mayoría de las aplicaciones, dado que se pueda establecer con claridad cuál es el SoC en ese momento. En la Figura 2.5, se muestra la respuesta dinámica de  $V_{bat}$  y la tensión de voltaje abierto OCV, contrastadas con el cambio de carga en el tiempo sobre dicho circuito.



**Fig. 2.5:** Respuesta ante cambios de carga y OCV.

## 2.2.2. Estado de carga (SoC)

El SoC de una batería es el indicador en porcentaje de cuánta carga (o energía dispuesta para entregar eléctricamente) queda disponible. Se define como la relación entre la cantidad de carga actual y la capacidad máxima de dicha batería en su estado nominal máximo. Establecer el SoC no es una tarea sencilla, debido a que los parámetros internos la batería varían con el envejecimiento de las celdas, haciendo difícil estimar adecuadamente la capacidad máxima que posee. [12]

En estado estacionario, se pensaría utilizar la Tensión de circuito abierto (OCV) para aproximar el SoC. No obstante, el estado de carga inicial, los efectos de la temperatura, edad, descarga propia y la velocidad de difusión de sus iones no son negligibles al momento de estimar el SoC, por lo que el SoC que se obtiene con este método puede llegar a tener un margen de error cercano al 10 %.



El método más común para la estimación del SoC es el conteo de Coulomb, mecanismo que consiste en medir la corriente que entra y sale de la batería, ponderada con la eficiencia de carga  $\eta_{chg}$  o descarga  $\eta_{dsg}$ , integrándola periódicamente en el tiempo para conocer cuánta carga  $Q$  hay disponible del total  $Q_{bat}$ , como muestra la Ecuación 2.2a.

Este método implementado con un muestreo discreto, Ecuación 2.2b que usa  $\eta_{dsg} = 1$ , tiene una precisión aceptable y de poca exigencia en procesamiento. No obstante, se ve muy afectado por errores de medición, el tiempo de muestreo utilizado (dependiendo de la aplicación) y la necesidad de conocer con certeza la capacidad máxima real de la batería. [13]

$$SoC(t) = SoC(0) - \frac{1}{Q_{bat}} \int_0^{\tau} \eta(t) \cdot I_{bat}(\tau) d\tau \quad (2.2a)$$

$$SoC(k+1) = SoC(k) - \frac{\Delta k \cdot I_{bat}(k)}{Q_{bat}} \quad (2.2b)$$

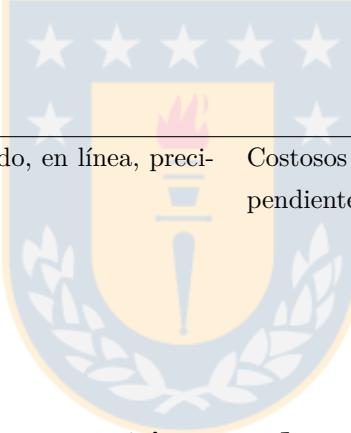
De contar mejores capacidades de procesamiento, es posible utilizar métodos de control de aprendizaje tales como las redes neuronales, lógica difusa o máquinas de soporte vectorial, que son capaces de aprender el comportamiento de la batería y estimar el SoC con mejor precisión. Sin embargo, estos métodos requieren adicionales una gran cantidad de datos de entrenamiento y pueden ser sensibles a cambios en las condiciones de operación.

Otros métodos más sofisticados utilizan modelos matemáticos de la batería para estimar el SoC, como los filtros de Kalman o el modo de observador deslizante, que son capaces de combinar

múltiples fuentes de información y por medio de un esquema de control de lazo cerrado reducir el error de estimación. Estos métodos suelen ser más precisos, pero requieren un conocimiento muy detallado del modelo de la batería, así como una capacidad de procesamiento superior [14]. En la Tabla 2.2 se resumen las características principales de los métodos más comunes para la estimación del SoC.

**Tabla 2.2:** Comparativa de parámetros de resistencia térmica.

Método	Ventaja	Desventaja
-Conteo de coulomb	Simple	Lazo abierto, sensible a la precisión del sensor de corriente e incertidumbre del SoC inicial
-Método OCV	Simple	Lazo abierto, sensible a la precisión del sensor de voltaje, inadecuado para celdas con curvas OCV-SOC planas, reposo prolongado
-Red neuronal	Genéricos, buena aproximación no lineal	Sensibles a la cantidad y calidad de los datos de entrenamiento
-Lógica difusa		
-Máquina de vectores de soporte		
-Filtro de Kalman	Lazo cerrado, en línea, precisos	Costosos computacionalmente, altamente dependientes de la precisión del modelo
-Observador de modo deslizante		



## 2.3. Sistemas de protección en baterías Li-ion

### 2.3.1. Sistemas de monitoreo de baterías (BMS)

Los BMS son sistemas electrónicos encargados de monitorear y proteger las baterías de litio. Estos sistemas son esenciales para garantizar la seguridad, el rendimiento y la vida útil de los dispositivos y sus baterías, ya que las celdas de litio son especialmente sensibles a condiciones de operación que afecten su estado de salud. Un BMS típico incluye funciones como la monitoreo del voltaje y la corriente de cada celda, el balanceo de carga entre celdas, la protección contra máximos establecidos, la gestión térmica y la comunicación con otros sistemas. También puede incluir funciones avanzadas como la estimación del estado de carga SoC y el SoH de la batería, así como la gestión de la carga y descarga para optimizar el rendimiento y la vida útil de la batería. [15]

Estos sistemas pueden funcionar bajo esquemas de control centralizados que no requieren sincronización por su bajo número de celdas, como en dispositivos portátiles pequeños o de baja exigencias. También pueden funcionar bajo esquemas de control modulares o distribuidos, como sucede con los vehículos eléctricos que cuentan con múltiples arreglos de celdas donde se requiere la constante supervisión y coordinación de los parámetros del sistema [16].

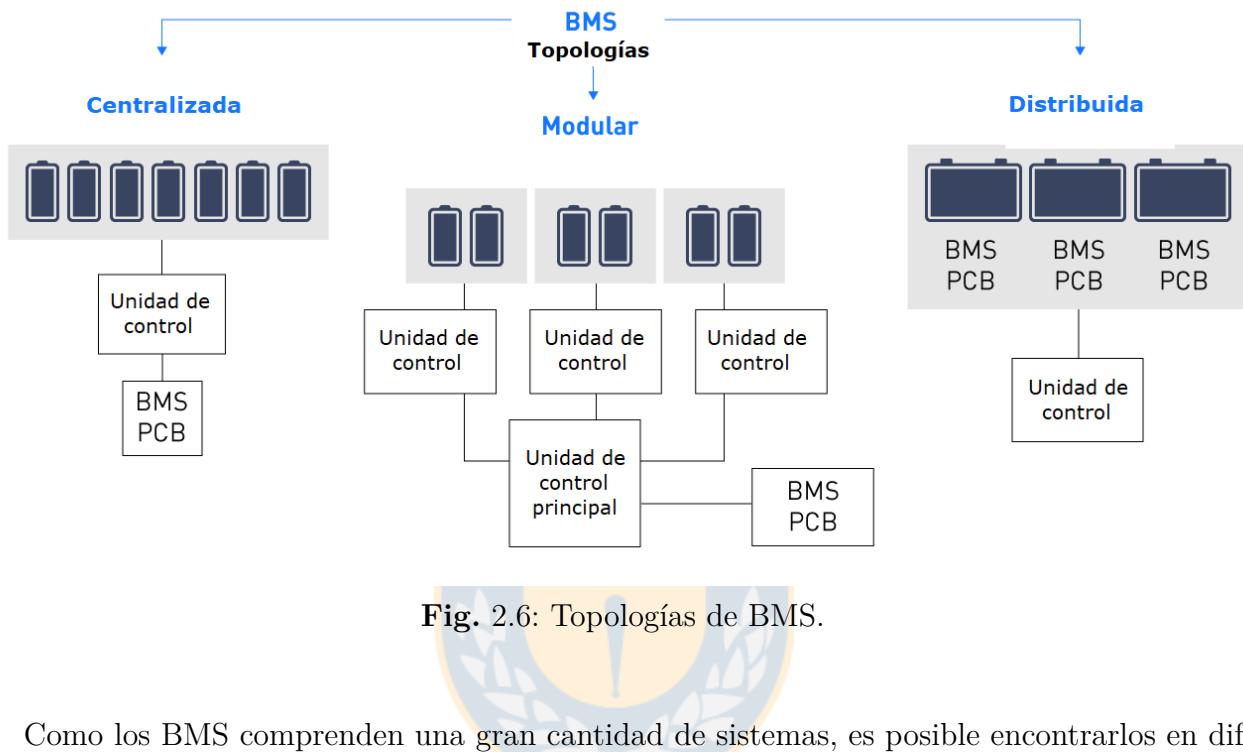


Fig. 2.6: Topologías de BMS.

Como los BMS comprenden una gran cantidad de sistemas, es posible encontrarlos en diferentes versiones según su complejidad y las funciones que desempeña, entre las más comunes se encuentran los monitores de batería, los balanceadores de carga y los medidores de combustible. A continuación se describen brevemente cada una de estas categorías.

### 2.3.2. Monitores de batería

En esta categoría los principales sistemas son los monitores de baterías, dichos sistemas consisten en un conjunto funciones básicas de protección como contra sobre voltajes, bajo voltajes, altas corrientes y corto circuitos. Suelen estar programados para diferentes químicas de celda, cantidad de celdas y funciones adicionales de comunicación; sin embargo, se desarrollan con capacidad de monitorear amplio en un rango de posibilidades programable y ajustable por medio del usuario. Los monitores de baterías más sofisticados constan de un microcontrolador que cuentan con memoria no volátil programable externamente en forma de EEPROM o configurable algún un protocolo de comunicación estandarizado como CAN, I2C o SPI. Además de

permitir la configuración inicial, permiten el reporte de parámetros de manera periódica, si es que trabajan con otro subsistema BMS, o a solicitud del usuario por alguno de los canales de comunicación.

### **2.3.3. Balanceadores de carga**

Los balanceadores de carga tienen la función de equiparar la tensión de baterías que cuentan con múltiples celdas. Cada celda tiene un comportamiento eléctrico diferente debido a su construcción, almacenamiento y uso. Cuando no existe balance entre celdas, algunas se ven más exigidas que otras en carga y descarga, pues además de la diferencia en tensiones, la diferencia de impedancia interna exige diferente a las celdas deteriorándolas de manera dispareja.

El balanceo de carga es fundamental en las tecnologías de almacenamiento de Litio, donde el efecto aditivo del desbalance se traduce en una reducción significativa de la vida de una batería, donde el envejecimiento prematuro de una sola celda afecta al conjunto como eslabón más débil.

A diferencia de otras tecnologías que consideran exclusivamente un conector de terminal positivo y negativo, es posible que se genere erróneamente una sobrecarga o sobredescarga sobre alguna celda en particular, pues a falta de diferenciación del paquete, una celda a menor tensión que el resto fuerza al cargador a que las otras compensen la tensión, con la propia por sobre el umbral de seguridad; de manera equivalente una celda a mayor tensión fuerza a las otras a quedar bajo el umbral en descarga. En la práctica las baterías LiPo cuentan con dos conectores, el principal de dos contactos pensado para suministrar la corriente en descarga, como también el secundario del cual se conectan todos los terminales expuestos de cada celda, pudiendo medir en estos la tensión diferencial entre celdas y realizar el balanceo correspondiente. Conector que por este motivo se utiliza principalmente para realizar la carga de la batería, usualmente a menor corriente que la de descarga.

### **2.3.4. Medidor de combustible**

Debido a que la característica de carga y voltaje en una batería no siempre están directamente relacionadas, la estimación del SoC de ellas se hace por medio de los medidores de combustible, componentes que a través de diferentes parámetros, modelos y algoritmos realizan exclusivamente dicho cálculo.

Los principios con los que se realiza la estimación del SoC son variados, desde los más simples como el conteo de Coulomb y aproximaciones a través del OCV, hasta los más complejos que utilizan refinados modelos matemáticos de la batería y ejecutan esquemas de control de lazo cerrado. Algunos medidores de combustible también incluyen funciones adicionales como la estimación del SoH de la batería, la gestión térmica y la comunicación con otros sistemas.

A pesar de que estos dispositivos suelen estar integrados en BMS más robustos, es común encontrarlos como un controlador en un Circuito integrado (IC) externo emparejado de algún monitor de baterías, que se comunican con ellos en segundo plano por medio del controlador principal a través de un protocolo estandarizado. Esto permite separar las tareas de cómputo y procesamiento que realiza el monitor, de manera que se le quita carga de trabajo a la rutina principal del BMS y abre un abanico de configuraciones. Adicionalmente, pueden almacenar información gracias a su memoria no volátil, que le permite llevar un registro del estado de carga y ciclos de la batería necesario para la estimación del SoH.

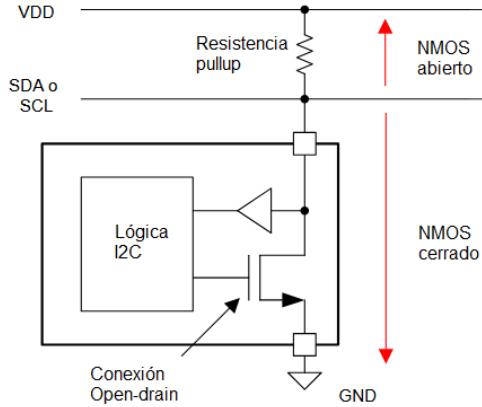
## 2.4. Comunicaciones

### 2.4.1. Protocolo I2C

I2C (o Circuito inter-integrado) es un protocolo de comunicación serial sincrónico de dos cables entre dispositivos, consiste en 2 líneas bus comunes: Serial Data(SDA) y Serial Clock(SCL o SCK) controlado principalmente por un dispositivo maestro y múltiples dispositivos periféricos. [17] [18]

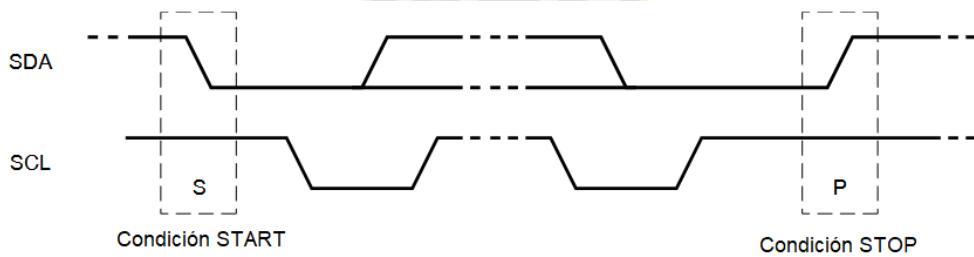
El protocolo I2C funciona de manera que cada dispositivo esclavo lee el estado de la línea SDA entre cada pulso de la línea SCL enviado por el maestro, esto se realiza afectando mínimamente la señal por medio de la entrada de alta impedancia que tienen los dispositivos compatibles con el protocolo. Para la comunicación de información saliente, los dispositivos controlan dentro de sí una compuerta NMOS que ata las líneas en el colector a la referencia en el emisor, esta configuración es llamada Open-drain (Drenaje abierto). El estado normal de la línea es de nivel ALTO a la tensión del bus (Vbus) con ayuda de resistencias de pull-up externas, por lo que en la apertura del transistor, los dispositivos externos registran estado ALTO o bit 1; con el cierre de dicho transistor la tensión de la línea se encamina a referencia, suceso registrado por los otros dispositivos como señal BAJA o bit 0. En la Figura 2.7 se muestra la configuración Open-drain

de los dispositivos y cómo se permite cambiar el estado de la línea.



**Fig. 2.7:** Control y captura de datos en las líneas I2C.

Para evitar que múltiples dispositivos intenten comunicarse simultáneamente en la línea y se interfieran, la configuración Open-drain beneficia a la comunicación de datos al realizar una contención no destructiva del bus I2C, es decir, que basta solo un dispositivo para llevar a BAJO la línea. La coordinación entre componentes se hace de manera que para comenzar la comunicación, una secuencia de partida START es enviada, consistiendo en la transición de SCL y SDA a BAJO desde el reposo. Para finalizar la comunicación, el dispositivo despeja la línea entregando la señal de término STOP, que regresa la línea SCL a ALTO y en ese intervalo cambia el estado de reposo de SDA a ALTO. La Figura 2.8 ejemplifica dichas secuencias.



**Fig. 2.8:** Secuencia START y STOP.

Por esto mismo una transacción típica consiste en la señal START, seguido de una secuencia de 7 bits indicando la dirección del dispositivo a comunicarse, siendo el 8.<sup>º</sup> bit un indicador de escritura 0 o de lectura 1. La dirección al principio de la transacción es leída por todos los dispositivos y solo cuando coincide con la dirección propia, dicho esclavo procede a interpretar internamente y ejecutar el comando.

Al término de cada Byte de información enviado, el dispositivo maestro espera un noveno Bit conocido como Bit de reconocimiento (Acknowledgement Bit o ACK), este es marcado por un

pulso en la línea SCL y la liberación de la línea SDA como ALTO, permitiendo que el dispositivo esclavo reconozca la transmisión de datos llevando la línea SDA a BAJO (ACK), o dejando la línea sin modificar en ALTO (NACK).

A continuación procede en la secuencia ser enviada la cadena de Bytes que se necesita transmitir, hecho que solo es detenido cuando se da la condición de parada STOP. En la Figura 2.9 se muestra una transacción en I2C completa.

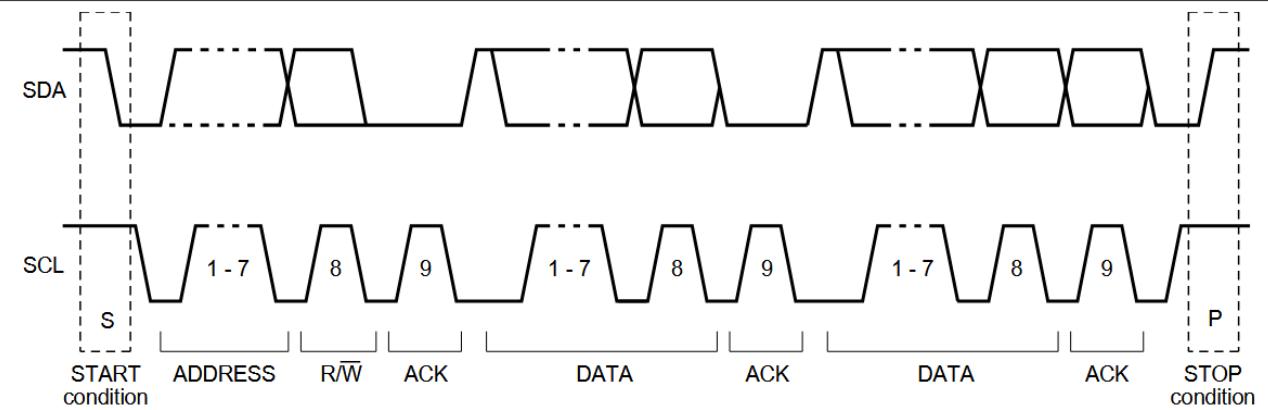


Fig. 2.9: Transacción de datos en I2C.

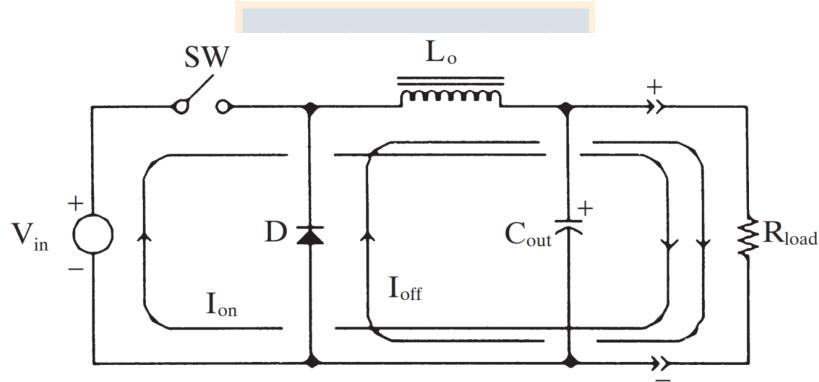
Una de las particularidades de este protocolo, es que permite la conexión de múltiples periféricos en paralelo, necesitando disponer de una dirección única y distingurable para cada dispositivo. Este identificador es propio de cada dispositivo, por lo que para utilizar una copia de él, se debe comprar alguna variante en dirección, cambiarla por software de manera posterior o con una configuración circuital externa, como un interruptor incorporado o puente de soldadura.

La velocidad de transmisión de datos en I2C depende de la configuración del bus, pudiendo operar en modo estándar ( $100[kbps]$ ), modo rápido ( $400[kbps]$ ), modo rápido plus ( $1[Mbps]$ ) y modo alta velocidad ( $3,4[Mbps]$ ). La velocidad máxima depende de que los dispositivos puedan procesar dichos datos, es decir, que puedan ajustarse al reloj de mayor frecuencia y manejar la conmutación correspondiente en sus transistores. Igual de importante es que la impedancia del bus esté diseñada, tal que la conmutación de la línea no sea atenuada y se cuente con una mitigación apropiada de interferencia. Para informar a los periféricos el modo a utilizar, se hace uso de las direcciones reservadas del protocolo junto a una secuencia de validación (Handshake). Actualmente, es posible encontrar que la mayoría de los dispositivos actuales soportan el modo estándar y modo rápido sin ninguna configuración adicional.

## 2.5. Convertidores

### 2.5.1. Convertidor Buck

El convertidor Buck es un dispositivo de conmutación electrónica que permite reducir una tensión de Corriente directa (DC) a una tensión DC menor. Esto se realiza por medio de dos ciclos de operación, donde en el primero el transistor de conmutación se encuentra cerrado y la tensión de entrada se transfiere al inductor almacenador otorgándole una carga cuantificable, mientras que en el segundo ciclo el transistor se abre y la energía almacenada en el inductor se transfiere a la salida del conversor, la tensión en la salida siempre es menor debido a la naturaleza de estos dos ciclos [19]. La topología básica de un convertidor Buck se muestra en la Figura 2.10.



**Fig. 2.10:** Topología básica de un convertidor Buck.

La regulación de la tensión de salida se realiza por medio de la modulación de la anchura del pulso (PWM) de la señal de control en el transistor, variando el tiempo que el inductor dispone para energizarse y ser descargado en la salida.

Aquí es posible identificar dos modos de operación en los que puede trabajar el convertidor: el Modo de conducción discontinua de corriente (DCM), donde la corriente del inductor llega a cero en cada ciclo y el Modo de conducción continua de corriente (CCM), donde el inductor tiene un estado de corriente que siempre es positivo.

La elección del modo de operación depende de las características de la aplicación, siendo el modo DCM útil en aplicaciones de baja potencia, cuando se espera implementar un convertidor sencillo y con menos componentes, así mismo cuando se necesita una respuesta rápida a cambios en la carga, producto de la reducción del orden dinámico del sistema al no tener energía

almacenada en el inductor al principio y final de cada ciclo.

Por otra parte, modo CCM el más común en aplicaciones de mayor potencia, ya que es posible realizar regulación más sofisticada de la corriente y tensión en la salida, permitiendo una flexibilidad a numerosas aplicaciones con exigencias particulares de suministro eléctrico, además de reducir las pérdidas que experimenta el sistema. Aquí existen variados métodos de modular el convertidor, en los que se destaca el control de corriente, el cual cuenta con múltiples técnicas

En modo CCM, el ciclo de trabajo  $D$  es la relación entre el tiempo en el que el interruptor está cerrado y el periodo total de la señal. En un convertidor ideal, la relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida está dada por la Ecuación 2.3.

$$V_{out}[V] = D \cdot V_{in} \quad (2.3)$$

Durante el periodo de encendido del interruptor  $T_{on}$ , el inductor se cargará hasta que su corriente llegue a  $I_{Lpeak}$ . En el tiempo de apagado dicha corriente disminuirá hasta  $I_{Lmin}$  con una pendiente simétrica al momento de comutación. Dicha variación en corriente que percibe el inductor es llamada corriente de rizado  $\Delta I_L$ , efecto inevitable de la comutación.

Dependiendo de la aplicación y teniendo en cuenta el rizado de corriente de salida permisible, se puede dimensionar el inductor mínimo para que se cumpla dicha condición, así como lo indica la Ecuación 2.4.

$$L_{min}[H] > \frac{(V_{out} - V_{in})}{2 \cdot \Delta I_{Lpeak}} \cdot D \cdot T_{on} \quad (2.4)$$

El efecto de carga y descarga constante del inductor produce una tensión que varía en el capacitor de salida en forma de rizado. Como en la mayoría de las aplicaciones digitales es crítico garantizar un suministro ininterrumpido de alimentación, así como una adecuada regulación de línea que no afecte el funcionamiento de los circuitos, es necesario calcular una capacitancia tal que el rizado no se escape de la entrada que espera la aplicación. La Ecuación 2.5 determina la capacitancia mínima  $C_{out,min}$  requerida para mantener el CCM, dada por la relación entre el ciclo de trabajo  $D$ , la tensión de salida  $V_{out}$ , la inductancia seleccionada  $L$ , la frecuencia de comutación  $F_{sw}$  y el rizado máximo permisible  $\Delta V_{out}$ .

$$C_{out,min}[F] > \frac{(1 - D) \cdot \Delta V_{out}}{8 \cdot V_r \cdot L \cdot F_{sw}^2} \quad (2.5)$$

### 2.5.2. Regulador lineal

Un regulador Regulador de baja caída de tensión (LDO), es un conversor DC-DC reductor de tensión que caracteriza por la baja diferencia de tensión que presenta entre su entrada y su salida. A diferencia de los convertidores comutados, los reguladores LDO no utilizan elementos almacenadores de energía como inductores o transformadores, sino que emplean un Transistor de efecto de campo (FET) de paso que opera en la región lineal para mantener una tensión constante en la salida. [20]. El control se realiza de manera interna por el amplificador de error que actúa como comparador muestreando la tensión de salida con su propia referencia, permitiéndole modular el ancho del canal del dispositivo FET limitando tensión de entrada, el esquema de un regulador típico se presenta en la Figura 2.11.

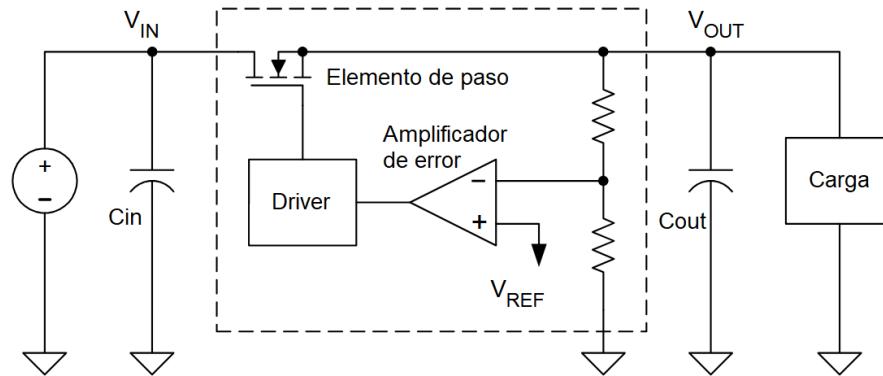


Fig. 2.11: Regulador lineal.

Este tipo de conversores no son muy eficientes, pues la diferencia de potencial entre su entrada y salida es disipada en el transistor interno en forma de calor. Aquí se vuelve especialmente relevante que la tensión de entrada sea lo más cercana a la salida, pues el aumento de temperatura provocada disminuirá la corriente máxima que se puede convertir, así como se podría exceder fácilmente el límite de temperatura del dispositivo y apagarse por falla térmica.

## 2.6. Pérdidas en componentes

### 2.6.1. Transistores en convertidores

Un convertidor DC-DC durante su operación normal experimenta pérdidas en forma de calor en sus componentes, por lo que se debe diseñar una adecuada disipación térmica en ellos con selección de componentes, el diseño del circuito impreso y las estrategias de disipación térmica. Los transistores de potencia MOSFET en general son los elementos que más potencia disipan, pues son los que conducen la corriente principal de alimentación y de su conmutación depende la conversión adecuada de energía.

Al enriquecer el canal de los MOSFET, el flujo de la energía se encuentra obstaculizado por diferentes factores a lo largo de su circulación por el transistor. Estas pérdidas se pueden clasificar en varias categorías: pérdidas por conducción, pérdidas por conmutación, perdidas por carga de la compuerta y pérdidas por circuito de control. [21]

Las pérdidas por conducción, a veces denominadas perdidas DC, suceden siempre que el transistor está encendido y existe una corriente entre los terminales drenaje y fuente, en una situación análoga a la que ocurre en los reguladores lineales. Esto ocurre porque existe una resistencia de encendido  $R_{DS(on)}$  entre ambos terminales que va serie con la carga, ajustado a la relación de conversión que se experimenta en ellos, así como lo indica la Ecuación 2.6.

$$P_{on}[W] = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.6)$$

Por otro lado, las pérdidas por conmutación suceden durante el tiempo de encendido y apagado del transistor, este valor es usualmente uno de los principales en el diseño, pues está en relación directamente proporcional con la frecuencia de trabajo y el tiempo de transición en encender o apagar completamente el MOSFET, como indica la Ecuación 2.7.

$$P_{sw}[W] = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_o \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw} \quad (2.7)$$

Las pérdidas por carga de la compuerta se deben a la energía necesaria para cargar y descargar la capacitancia de la compuerta del MOSFET en cada ciclo de conmutación. Estas pérdidas son proporcionales a la frecuencia de conmutación y a la capacitancia de la compuerta, como se muestra en la Ecuación 2.8.

$$P_{gc}[W] = Q_{gs} \cdot V_{gs} \cdot f_{sw} = C_{gs} \cdot V_{gs}^2 \cdot f_{sw} \quad (2.8)$$

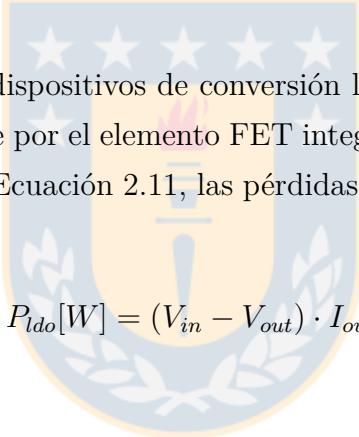
Finalmente, las pérdidas por el circuito de control se deben a la corriente que consume el circuito que maneja el lazo de control y usualmente son pequeñas. Sin embargo, se pueden tornar relevantes cuando la potencia convertida es baja magnitud y se deben considerar aunque el convertidor no tenga carga es un determinado momento, como indica la Ecuación 2.9.

$$P_{ss}[W] = V_{in} \cdot I_{ss} \quad (2.9)$$

Al reunir todas estas expresiones, se sintetizan las pérdidas en los transistores como se muestra en la Ecuación 2.10.

$$P_{loss}[W] = P_{on} + P_{sw} + P_{gc} + P_{ss} \quad (2.10)$$

### 2.6.2. Convertidores lineales



Las pérdidas asociadas a los dispositivos de conversión lineal dependen exclusivamente por la caída de tensión que se produce por el elemento FET integrado, así como su nombre lo indica en su nombre y se muestra en la Ecuación 2.11, las pérdidas están relacionadas linealmente con la corriente que circule por ellos.

$$P_{ldo}[W] = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_{out} \quad (2.11)$$

### 2.6.3. Pistas de PCB

Debido al reducido espacio que se dispone, es esencial realizar el diseño del PCB de la manera más optimizada posible, donde el ancho de las pistas no suele ser un factor tan relevante en circuitos de control, utilizando pistas de 6[mil] a 10[mil] de ancho (154,4[μm] a 254[μm]) según el tamaño de los contactos de los circuitos integrados y las capacidades de fabricación. Sin embargo, en los circuitos de administración de energía y potencia donde se piensa conducir y convertir energía, es necesario considerar el ancho de pista tal que la corriente que circule por ella no genere calor excesivo por resistividad del material, que pueda afectar los parámetros de elementos cercanos, la continuidad de las pistas en la placa o la integridad de la ella.

En principio se modela la generación de calor al conducir la corriente por el efecto Joule, de Ecuación 2.12. Esa energía será disipada por efecto de la conducción debido al contacto con la base de la placa, la máscara de soldadura y ella misma a lo largo de su extensión, disipada por

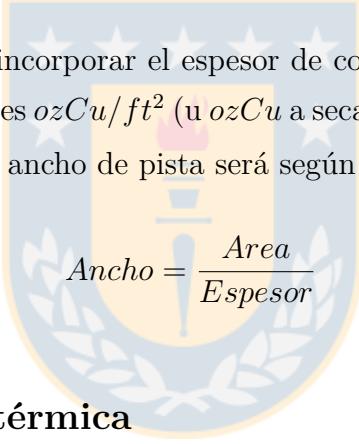
efecto de la convección, al mover el aire circundante a la pista y debido a la radiación de en forma de ondas infrarrojas. Por lo que será necesario que considere dichos fenómenos.

$$P_{Joule}[W] = I^2 \cdot R \quad (2.12)$$

El estándar IPC-2152 establece por medio de experimentos estandarizados, una serie de tablas y fórmulas para el cálculo del ancho de pista según la corriente nominal de trabajo, la temperatura máxima permisible y el espesor del cobre de la placa base. [22] Como también, es posible encontrar diferentes aproximaciones algebraicas del estándar que sintetizan la sección que debe tener una pista según la corriente que se espera conducir y la diferencia de temperatura máxima permisible. En esta iteración se utiliza la Ecuación 2.13 [23].

$$Area = (117,555 \cdot \Delta T^{-0,913} + 1,15) \cdot I^{0,84 \cdot \Delta T^{-0,108} + 1,159} \quad (2.13)$$

Con estos datos solo se debe incorporar el espesor de cobre en la placa, que usualmente se especifica en las unidades imperiales  $ozCu/ft^2$  (u  $ozCu$  a secas) cuya conversión es de  $Espesor = 1 \frac{ozCu}{ft^2} = 34,3\mu m$ . Finalmente, el ancho de pista será según la Ecuación 2.14.



$$Ancho = \frac{Area}{Espesor} \quad (2.14)$$

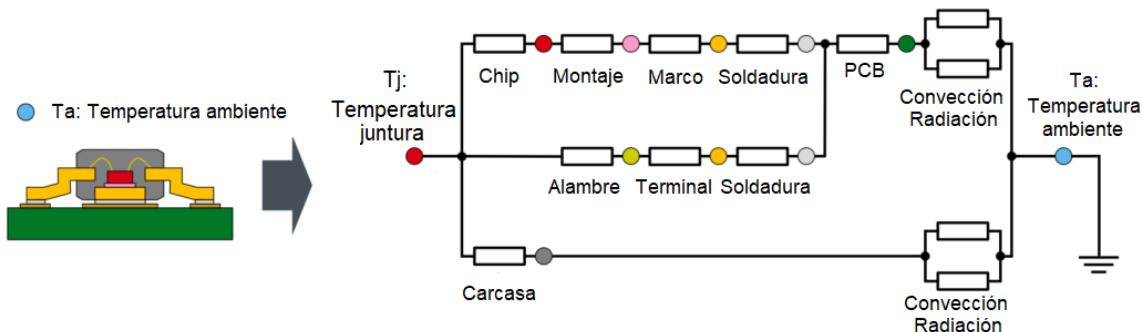
#### 2.6.4. Administración térmica

El objetivo principal de la disipación térmica es disminuir la temperatura de la juntura en los dispositivos semiconductores, lugar crítico donde sucede la conmutación y del cual se extraen los parámetros presentados en la hoja de datos. En la selección y diseño del dispositivo se indica si será capaz de conducir la corriente esperada, tener la regulación de tensión, resistividad eléctrica interna, tiempo de conmutación, rango de operación y otros factores relevantes.

Para determinar la capacidad de un dispositivo electrónico de disipar calor se utiliza la resistencia térmica, parámetro que se define como la relación de transmisión del calor entre dos puntos, esto quiere decir que para una resistencia térmica alta será más difícil evacuar el calor. Usualmente, hablamos con la letra griega Theta  $\Theta$  para la resistencia térmica en el contexto de circuitos integrados. Complementariamente, en el estándar JESD51-2A se considera la letra griega Psi  $\Psi$  como parámetro similar a la resistividad térmica, proveniente de la configuración experimental establecida en la norma y utilizada en Dispositivo de montaje superficial (SMD).

El calor en un dispositivo se disipa naturalmente por los mecanismos básicos de radiación, convección y conducción. La radiación sucede por la emisión de ondas del espectro infrarrojo en las superficies expuestas del material, mientras que la convección sucede por el movimiento del fluido que lo rodea. Sin embargo, el factor más importante en la disipación térmica es la conducción. [24]

La conducción sucede en gran medida por los elementos que se encuentran próximos al PCB, como sucede con los SMD, pues el contacto directo a la placa proporciona un gran volumen por el cual puede dispersarse el calor y gran área para disiparse. Este efecto se ve altamente beneficiado por la configuración que tenga la placa en el punto del dispositivo, aprovechando el volumen de cobre en forma de pistas gruesas, zonas y capas intermedias que ayudan a evacuar rápidamente el calor. Los componentes del tipo orificio pasante (TH) no se ven tan beneficiados de la placa, sin embargo, muchos disponen de una base de montaje que les permite anclarse a un disipador especializado, reduciendo significativamente la resistencia térmica equivalente.



**Fig. 2.12:** Disipación térmica.

Es posible establecer el flujo del calor a disipar a través de un equivalente circuital, donde la temperatura por potencia de pérdida actúa como fuente y las diferentes resistencias térmicas contribuyen a la disipación del calor en manera de gradiente hasta la temperatura ambiente. La Figura 2.12 muestra de manera equivalente circuital, indicando las tres ramas por donde se encamina el calor: Por medio del integrado, sus terminales y la carcasa.

En la práctica y siguiendo las recomendaciones de las normas entregadas por JEDEC, se hacen las consideraciones que indica la Tabla 2.3, que muestra una comparación de los parámetros, origen y dispositivos objetivo.

**Tabla 2.3:** Comparativa de parámetros de resistencia térmica.

Parámetro	$\Theta_{JA}[\text{°C}/W]$	$\Theta_{JC}^\circ C/W$	$\Psi_{JT}[\text{°C}/W]$
Estándar	JESD51-2A	JESD51-14	JESD51-2A
Origen	Teórico	Teórico	Experimental
Dispositivos	TH sin disipador	TH con disipador	SMD

Las ecuaciones derivadas 2.15 provienen del equivalente circuital del flujo de calor en el sistema y los parámetros térmicos entregados [25].

$$T_j[\text{°C}] = \Theta_{JA} \cdot P_D + T_A \quad (2.15a)$$

$$T_j[\text{°C}] = (\Theta_{JC} + \Theta_{CH} + \Theta_{HA}) \cdot P_D + T_A \quad (2.15b)$$

$$T_j[\text{°C}] = \Psi_{JT} \cdot P_D + T_T \quad (2.15c)$$



## 3. Desarrollo

---

### 3.1. Estimación de potencia

Los actuadores del robot son el elemento principal a alimentar en el sistema, cuyos respuesta de alta dinámica deben ser capaces de ejercer alto torque y rápido tiempo de reacción. Los actuadores utilizados son seis Eaglepower LA8309 KV90, motores DC sin escobillas (BLDC) pensados para sistemas de baterías de litio de seis celdas ( $6s$  o  $22,2[V]$ ) a doce celdas ( $12s$  o  $24,4[V]$ ), capaces de manejar  $900[W]$  o hasta  $22[A]$  en modo ráfaga. La modulación de la señal en los motores está hecha con el driver ODrive S1, controlador habilitado para alimentar el motor con la señal modulada requerida para su movimiento, así como transmitir las señales de comunicación con el microcontrolador. El driver principal de cada motor puede ser alimentado con tensiones entre  $12[V]$  a  $48[V]$  DC.

De los trabajos realizados anteriormente, se estableció que el límite de estrés mecánico sobre la pieza más débil sucede con una corriente de  $5[A]$  en los actuadores. Para poder suplir esa corriente con un margen del 33 % de provisión, se estableció el límite por actuador de  $6,65[A]$  a  $22,2[V]$ . De considerar que todos los actuadores puedan trabajar simultáneamente en su límite mecánico, se establece que la línea apunte a suministrar una corriente de  $40[A]$ .

Se identifican varios dispositivos con una tensión de  $5[V]$ , donde destacan la cámara Intel Realsense CS90, el microcontrolador Teensy 4.1 y el computador monoplaca Raspberry Pi 5 que utilizan el conector USB como medio de alimentación directo, así como el sensor IMU Apollo 3 que se alimenta de la línea sin intermediarios. Se cuantifica la potencia máxima requerida como  $18,8[W]$  para una corriente de  $3,76[A]$ .

Los sensores con los que el microcontrolador Teensy interactúa son de  $3,3[V]$ , tensión que es común en muchos sensores digitales y, si bien Teensy es capaz de proveer por su salida incorporada hasta  $250[mA]$ , esta cantidad de energía se estima que podría llegar a ser limitada a medida que la expansión del robot incorpora más sensores. Por este motivo, se decide agregar como provisión una línea de  $3,3[V]$  que alimente hasta  $1,65[W]$  de potencia o  $0,5[A]$  de corriente.

Se consolida el consumo en potencia de los componentes principales en la alimentación del robot, siendo clasificados en tres grupos principales según la tensión que necesitan. La Tabla 3.1

indica cuánta energía y potencia se necesitará en cada línea, agregando el margen de provisión indicado al total.

**Tabla 3.1:** Estimación de potencia.

Dispositivo	Potencia requerida
- Motores KV90 (ODrive S1) x6	5[A <sub>max</sub> ] / 111[W <sub>max</sub> ]
<b>Batería</b>	<b>30[A<sub>max</sub>]/667[W<sub>max</sub>]</b>
- Raspberry Pi 5	15,0[W]
- Realsense CS30	3,00[W]
- Teensy 4.1	0,60[W]
- IMU Apollo 3	0,20[W]
<b>5[V]</b>	<b>3,76[A]/18,8[W]</b>
- Provisión sensores	1,65[W]
<b>3,3[V]</b>	<b>0,5[A]/1,65[W]</b>



## 3.2. Selección de hardware

### 3.2.1. Batería

Existe una amplia oferta de baterías para dispositivos autónomos, en esta categoría el rubro de los electrónicos como drones y vehículos radiocontrolados suelen ser aplicaciones de alta potencia y densidad de energía que utilizan baterías LiPo que se ajustan a las características del robot. Entre ellas se decide utilizar una batería LiPo de 6 celdas en serie (6S), porque su tensión nominal de 22,2[V] ha sido validada en pruebas anteriores de los actuadores, además de contar con buena disponibilidad en el mercado y compatibilidad con otros dispositivos.

La batería tiene una tensión de operación 19,2[V] a 25,2[V] y su rango máximo absoluto entre 18,0[V] a 25,5[V]. La capacidad requerida se estima en 4000[mAh], como compromiso en duración, volumen y peso. Si bien el C-rating que utiliza el mercado no resulta ser tan fiable, sirve como punto de comparación en capacidad de descarga y calidad de construcción, motivo por el que se busca una batería con C-Rating superior a 20C o 80[A] en modo ráfaga, como provisión para el estrés térmico que se le exigirá.

Tomando en cuenta que el driver realiza el control de posición de los actuadores internamente,

el haber establecido que la dinámica de la batería en descarga es parametrizable por su modelo y que el rango operativo de tensión de ella es compatible con el rango del driver, se decide no regular esta línea. Sin embargo, por la cantidad de potencia que portará y las precauciones necesarias de las baterías de este estilo, es crucial monitorear y proteger los parámetros de ella. Por esta razón se utilizará un BMS para el control de esta línea, que sea capaz de monitorizar las tensiones, corrientes y temperaturas, así como habilitar la tensión de la línea y proporcionar información crucial a los controladores.

El resto de los componentes requiere una tensión estable para su funcionamiento, aquí será necesario usar convertidores para regular su tensión y dimensionarlos adecuadamente para su exigencia en potencia. Si bien, será posible encontrar soluciones comerciales listas de todo tipo en convertidores, se decide construir los propios a partir de sus circuitos integrados, de manera que se puedan implementar de manera cohesiva con el resto de los componentes del robot.

En términos del control de convertidores es posible identificar cuatro categorías de topologías, esta se muestran en la Tabla 3.2 [26] según complejidad de implementación, costo y eficiencia. Con ayuda de esto se puede proyectar el tiempo de puesta en producción y el tipo de costos a enfrentar.

**Tabla 3.2:** Comparativa de reguladores.

	Regulador Lineal	Regulador conmutado PWM	Regulador conmutado Resonante	Regulador conmutado cuasi-Resonante
Costo	Bajo	Alto	Alto	Muy alto
Masa	Alto	Bajo-medio	Bajo-medio	Bajo-medio
Ruido RF	Ninguno	Alto	Medio	Medio
Eficiencia	35–50 %	70–85 %	78–92 %	78–92 %
Múltiples salidas	No	Sí	Sí	Sí
Tiempo de desarrollo	1 semana	8 meses-persona	10 meses-persona	10 meses-persona
Tiempo a producción		5 meses-persona	8 meses-persona	8 meses-persona

En tecnologías de tipo conmutación, se verá que las topologías abarcan diferente rango de potencia, eficiencia y costo de partes. De las indicadas en [26], mostradas en la Tabla 3.3, no todas son válidas para la combinación fuente y carga del presente sistema, donde particularmente se necesita realizar reducciones desde Vbus hasta los 5[V] y hasta los 3,3[V].

**Tabla 3.3:** Comparativa de regulación conmutada.

Topología	Rango de potencia [W]	Rango $[V_{in(dc)}]$	Aislamiento I/O	Eficiencia típica	Costo relativo de partes
Buck	0–1000	5–40	No	0.78	1.0
Boost	0–150	5–40	No	0.80	1.0
Buck-boost	0–150	5–40	No	0.80	1.0
1T forward	0–150	5–500	Sí	0.78	1.4
Flyback	0–150	5–500	Sí	0.80	1.2
Push-pull	100–1000	50–1000	Sí	0.75	2.0
Half-bridge	100–500	50–1000	Sí	0.75	2.2
Full-bridge	400–2000+	50–1000	Sí	0.73	2.5

### 3.2.2. Regulador Buck TPS54531

Los convertidores del tipo Buck, apuntan a ser la solución más adecuada para el trabajo, permitiendo incorporar los componentes de control de manera externa que puedan realizar ajustes. Con el objetivo de reducir la exigencia en carga que podría tener un eventual convertidor, asegurando una buena operación en temperatura y permitiendo una futura expansión en potencia, se decide apuntar a desarrollar dos módulos de 3,5[A] cada uno. De manera que el primer convertidor suministre completamente a Raspberry Pi 5 y que el segundo convertidor suministre la energía de todos los otros componentes de la lista con un amplio margen de expansión.

De aplicar la modulación indicada por la Ecuación 2.3 vista en el capítulo anterior, no se obtendría la tensión deseada en lazo abierto. Esto se debe a que la carga no es constante, existen pérdidas en los componentes y la temperatura generada por ellos cambia los parámetros eléctricos de los cuales depende la conmutación, siendo necesario un esquema de control realimentado que pueda fijar la tensión de salida en un valor objetivo.

Las perdidas más significativas del sistema ocurren por el control de la compuerta del transistor, por la intensidad de la corriente conmutada y por la corriente inversa del diodo que nunca es cero. Es por esto que se debe seleccionar un MOSFET de  $R_{ds}$  mínimo. Un esquema de conmutación resonante o quasi-resonante permitiría reemplazar el diodo con un segundo transistor, tal que el instante de polarización inversa del elemento coincida con el instante de apertura del transistor de conmutación, permitiendo aumentar aún más la eficiencia. No obstante debido al aumento en complejidad del control y los componentes se procede con un regulador

comutado PWM clásico.

Durante su régimen de operación habitual, el convertidor Buck debe ser capaz de alimentar dispositivos digitales, que se caracterizan por ser altamente no lineales. Su perfil de demanda es dinámico, caracterizado por una operación de baja carga durante la mayoría del tiempo. No obstante, se debe disponer de la potencia para suplir el aumento a carga plena, por el incremento repentino de la actividad de procesamiento en los controladores o la activación de sensores.

Idealmente, el convertidor debe ser capaz de entregar la corriente requerida de  $3,5[A]$ , considerando una tensión de entrada que puede variar entre  $19,2[V]$  a  $25,2[V]$  y cuya tensión de salida esté fija en  $5[V]$ . La frecuencia de conmutación debe ser alta para permitir un diseño compacto, pues así se observa en la Ecuación 2.4 del inductor y la Ecuación 2.5 del capacitor principales, en adición, esto trae como beneficio una rápida respuesta dinámica del sistema. Aun así, la frecuencia no puede ser tan alta, de manera que exista un retorno decreciente por las pérdidas de conmutación en el FET que se vuelvan más significativas.

Normalmente con estos parámetros se selecciona un integrado de control, que dictamina cuál esquema de realimentación se seguirá y un transistor que se ajuste a las características del sistema. Sin embargo, para la facilitación del diseño se decide seleccionar un convertidor cuyo circuito integrado incorpore el transistor de conmutación, el controlador PWM y los circuitos de protección en un solo encapsulado, limitando los componentes externos solo a los almacenadores de energía, ajuste de la tensión de salida y auxiliares de control.

Se decide utilizar el IC regulador Buck TPS54531 de Texas Instruments [a]. Este se selecciona por su FET interno, corriente máxima de  $5[A]$ , frecuencia de  $570[khz]$ , capacidades de habilitación externa, base de montaje soldable a la placa y documentación abundante. El modo de control que utiliza es el de corriente peak. Este convertidor a pesar de funcionar con una frecuencia de  $570[kHz]$  en CCM, posee una función ECO capaz de cambiar al modo a DCM, mejorando la eficiencia a bajas cargas gracias al salto de pulsos.

En la Figura 3.1 se muestra la aplicación típica, donde se puede evidenciar la necesidad de parametrizar los condensadores para la estabilización de línea, la selección de un inductor acorde a una corriente de salida con bajo rizado, así como la referencia de control ajustable y la compensación del lazo de control.

Se decide permitir un rizado del 20 % de la corriente, de manera que el tamaño del inductor no sea muy grande y permita una respuesta más rápida a los cambios en la carga, obteniendo según la Ecuación 2.4 que la inductancia requerida es de al menos  $5,86[\mu H]$ .

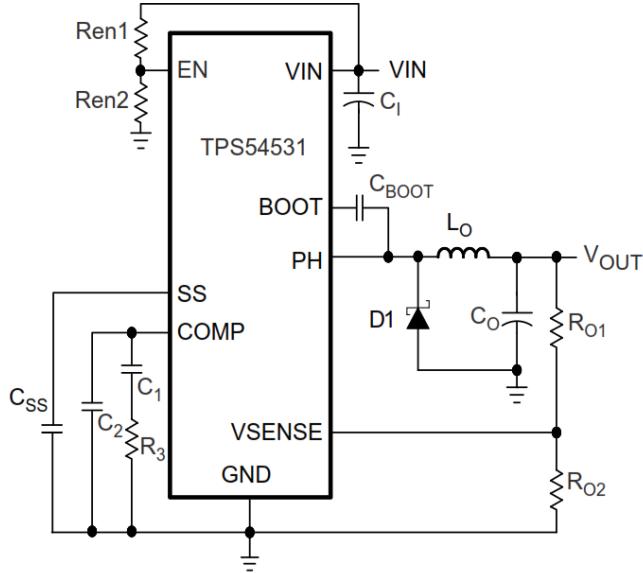


Fig. 3.1: Aplicación típica TPS54531.

A pesar de esto, se sigue la recomendación del fabricante que sugiere elegir uno con la inductancia de al menos lo que indica la Ecuación 3.1, usando los mismos parámetros, pero agregando un coeficiente relacionado con el tipo de condensadores a utilizar, obteniendo  $L_{min} = 6,39[\mu H]$  y seleccionando con ese propósito un inductor SMD de  $6,8[\mu H]$ .

$$L_{min} = \frac{(V_{in-max} - V_{out}) \cdot V_{out}}{f_{sw} \cdot K_{ind} \cdot I_{out-max} \cdot 0,8} = \frac{(25 - 5) \cdot 5}{570k \cdot 0,275 \cdot 4 \cdot 0,8} = 6,39[\mu H] \quad (3.1)$$

Importante también es considerar la corriente máxima que el inductor puede manejar sin saturarse, por lo que se selecciona un inductor con una corriente nominal de  $8,5[A]$  y saturación de  $13,5[A]$ , de manera que haya margen y se trabaje a menor temperatura.

El capacitor de entrada debe ser capaz de mantener la tensión de entrada del convertidor para asegurar su adecuada operación. Aunque la alimentación principal proviene de la fuente DC estable que es la batería, es indispensable realizar el desacople y filtrado de la entrada al convertidor, de manera que proteja del ruido o caídas instantáneas de tensión por la dinámica de la batería, brindándole tiempo al esquema de control para reaccionar.

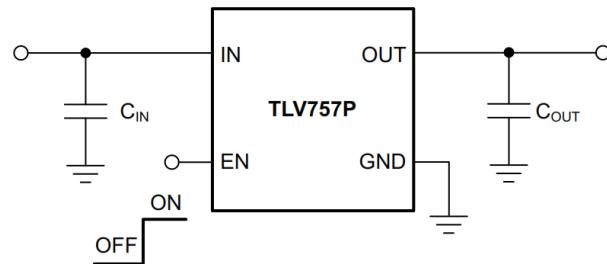
Se decide utilizar en la entrada un capacitor cerámico multicapa (MLCC) recomendado por el fabricante de al menos  $4,7[\mu F]$ , que debido a su baja resistencia equivalente en serie (ESR) es el dispositivo adecuado para la supresión de ruido de alta frecuencia. Se escoge utilizar uno de  $10[\mu F]$  de manera que se pueda compensar los efectos de la temperatura y el sesgo DC de la entrada.

Mientras ocurre la carga del almacenador primario, la salida del convertidor se debe mantener la tensión en el valor fijado, cuidando que su rizado no exceda el rango esperado o sea insuficiente para la alimentación del dispositivo más sensible que esté alimentando. Esto se realiza con un capacitor en la salida del convertidor, cuya Ecuación 2.5 establece la capacitancia mínima requerida. Siguiendo esta ecuación y, considerando un rizado máximo permisible de  $30[mV]$  con una corriente de rizado de  $300[mA]$ , se requieren al menos  $7,54[\mu F]$  de capacitancia.

### 3.2.3. Regulador lineal TLV757P

Como el objetivo de conversión para la línea de  $3,3[V]$  es significativamente menor en potencia y las pérdidas de eficiencia no son tan relevantes frente a los otros componentes del sistema, se decide seleccionar un conversor de tipo regulador LDO, requiriendo dispositivos más económicos, con menos componentes a diseño y mayor rapidez de implementación. Esta línea se alimentará desde la de  $5[V]$  a diseñar, pues este tipo de reguladores se sustenta en una diferencia de tensión mínima y, que existe capacidad de conversión que se puede aprovechar de dicha línea.

El dispositivo elegido para este trabajo es el TLV757P de Texas Instruments [b], quienes disponen del integrado con salida fija de  $3,3[V]$  y corriente nominal de hasta  $1[A]$ . El regulador se selecciona por su sencilla implementación de diseño, capacidad de habilitar externamente dicha línea, limitación de corriente, Bloqueo por baja tensión (UVLO) y apagado térmico. En la Figura 3.2 se muestra la aplicación típica del regulador LDO.

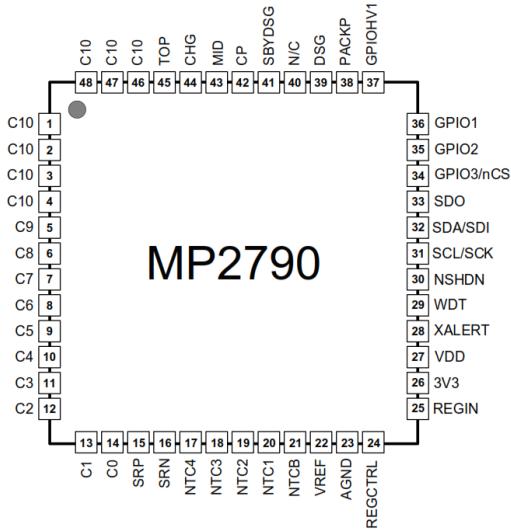


**Typical Application**

**Fig. 3.2:** Aplicación típica TLV757P.

### 3.2.4. Monitor de batería MP2790

Se elige el monitor de batería MP2790 de Monolithic Power Systems [c], por su capacidad de cubrir las funciones de protección necesarias, realizando electrónicamente la medición y control de parámetros clave de la batería en su alimentación del robot. Este circuito integrado permite proteger baterías de entre 4 a 10 celdas, proporcionando lógica de activación programable y protocolos de comunicación para el reporte de atributos esenciales como: parámetros de la batería, estados de alerta y situaciones de falla.



**Fig. 3.3:** Circuito integrado MP2790 y sus terminales.

En las siguientes secciones se indicará el funcionamiento y la configuración de las funciones de este integrado.

#### 3.2.4.1. Medición de celdas

Uno de los principales parámetros que debe registrar el monitor es el estado de tensión de las celdas. La medición del estado de celdas se realiza internamente por los compradores diferenciales que hay entre cada terminal de ellas. Para adecuar el estado de las celdas a la entrada del comparador, es indispensable realizar el filtrado y desacople de dicha señal, debido a que las celdas son externas al circuito y pueden captar ruido en su camino a la conexión en la placa. Esta señal es procesada por el Conversor análogo-digital (ADC) principal del monitor, capaz de una resolución de 15 bits.

### 3.2.4.2. Termistor

Se utilizará un arreglo termistores para la medición de temperatura de la batería, sus conectores y llave de paso. Estos dispositivos están pensados para cambiar su resistencia medible, con la variación de temperatura a los que están expuestos. Su clasificación principal viene de qué tipo de variación existe con la temperatura, siendo los termistores con terminal de coeficiente positivo (PTC), que aumentan su resistencia cuando lo hace la temperatura, o Terminal de coeficiente negativo (NTC), que disminuyen su resistencia de manera inversa con la temperatura. Debido al comportamiento de los materiales con lo que son construidos, no es posible decir que dichas variaciones son siempre lineales o proporcionales al cambio de temperatura.

Uno de los modelos más certeros para describir el comportamiento de la resistencia está dado por la Ecuación de Steinhart-Hart, que define una serie numérica con diferentes coeficientes para el ajuste del comportamiento real del dispositivo. En la práctica se suele a utilizar los primeros coeficientes A, B y C, pues modelan con suficiente precisión la temperatura para la mayoría de los usos. Estos parámetros, al no ser provistos por el fabricante deben obtenerse de manera experimental.

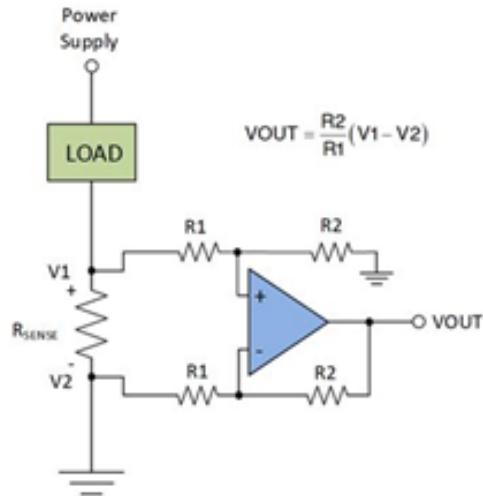
$$T^{-1}[^{\circ}K]^{-1} = A + B \cdot \ln(R) + C \cdot \ln(R)^3 \quad (3.2)$$

### 3.2.4.3. Sensor de corriente

Existen múltiples maneras de medir los valores de la corriente y según el principio físico de medición nos encontramos con los métodos directos como el resistivo e indirectos como el efecto Hall.

El método a utilizar es el resistivo, el cual se realiza de tal manera que la corriente a medir pasa directamente a través de una resistencia shunt, elemento resistivo de valor óhmico muy pequeño con características térmicas conocidas. Exactamente en ambos terminales de esta resistencia se realiza una medición tensión, cuyo valor al ser tan pequeño debe ser amplificado y comparado con la ayuda de un amplificador de corriente.

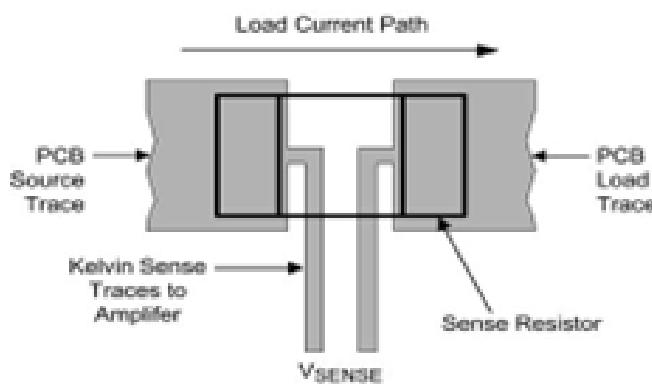
Un amplificador sensor de corriente, como el mostrado en la Figura 3.4, mide la caída de tensión diferencial entre los dos terminales de la resistencia shunt. Para una medición precisa, la ganancia en ambas ramas de entrada del comparador debe ser idéntica. Generalmente, el factor de amplificación es fijado internamente por el fabricante del IC, tal que su salida sea válida para la etapa de procesamiento que le procede. Esta amplificación debe ser contemplada en la



**Fig. 3.4:** Amplificador de corriente.

elección de una resistencia de rango y resolución compatibles.

El tipo de conexión con la resistencia es muy importante, pues debido a lo pequeño de la tensión medida, es susceptible a la introducción de ruido y generación de errores por desbalance de impedancia en las líneas que las conectan. Por este motivo se suelen utilizar resistencias shunt en la configuración de conexión Kelvin o 4 terminales, es decir, separando los conectores de la corriente principal y la tensión que se registra del amplificador cuanto sea posible. En la conexión Kelvin se frecuenta realizar el punto de conexión al interior del conector, así como se muestra en la Figura 3.5, no obstante, es posible encontrar resistencias shunt con 2 terminales por lado o salientes perpendicularmente del conector. Junto con esta estrategia se frecuenta tener dicho sensor cuanto más cerca sea posible del ADC, realizar emparejamiento de impedancia en los conductores de ambos lados y utilizar un par trenzado cuando el resistor se conecta desde lejos del integrado.



**Fig. 3.5:** Conexión Kelvin.

Si bien la resistencia shunt puede ser puesta tanto en la parte alta o en la parte baja del circuito. Es necesario considerar las ventajas y desventajas de cada configuración, pues mientras que en la parte alta se permite medir la totalidad de fallas a tierra, se requiere que el amplificador pueda rechazar el sesgo DC de tensión en la batería, haciendo más costoso el dispositivo.

Mientras que la medición en la parte baja se puede utilizar un sensor de corriente más sencillo, principalmente por la ausencia de sesgo DC. Esta configuración puede introducir problemas en los sensores digitales, pues la tensión de referencia ya no es la misma y estará al potencial que se mida en el sensor de corriente en ese momento. La diferencia entre referencias abre la puerta posibilidad de experimentar bucles de corriente no deseados.

El monitor de batería MP2790 incorpora un sensor de corriente en la parte baja, por lo que se utiliza una resistencia shunt de  $1,5[m\Omega]$  con capacidad de hasta  $50[A]$  y conexión Kelvin. Para mitigar los problemas que podría introducir esta topología, se escoge dicho elemento de muy baja resistividad, tal que su diferencia de potencial para la máxima de corriente de diseño ( $40[A]$ ) sea de solo  $60[mV]$ , rango de tensión válido en el monitor para sus modos de ganancia  $1X$  y  $3X$ .

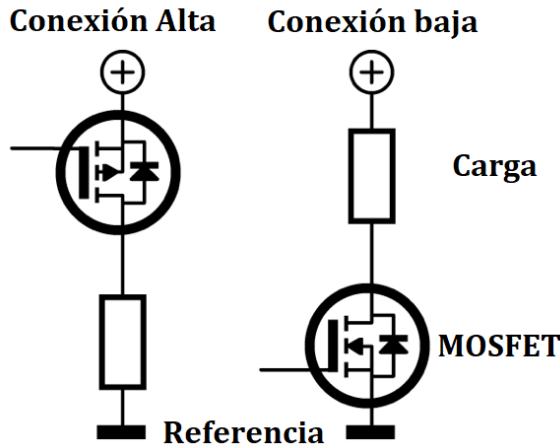
El plan de mitigación contempla el uso de la referencia digital “REF” conectada al negativo de la batería, de manera que en el monitor sea siempre la mínima posible. La segunda referencia “REF1” se establece en la salida del sensor de corriente, tal que el resto de los elementos conectados a la batería, como motores y convertidores tengan dicha referencia común. Esto permite mantener un control estricto de la corriente que circula por la línea, mejorando las capacidades de protección del monitor y sus mediciones. En términos de la diferencia en comunicaciones digitales, el umbral de tensión en el monitor para seguir considerando BAJO en la línea I<sub>2</sub>C es del 20 % o  $660[mV]$ , razón por la que los posibles 1,8 % o  $60[mV]$  de diferencia con otros dispositivos digitales debe ser rechazado solo por este dispositivo.

### 3.2.4.4. Interruptor de paso MOSFET

La lógica de control gestiona la habilitación y deshabilitación de la línea de potencia a través de la compuerta del MOSFET, que actúa como interruptor de paso. Estos transistores son ideales para esta tarea gracias a su tamaño compacto, alta velocidad de conmutación y bajas pérdidas térmicas con cargas ligeras.

Es posible hacer de interruptor tanto en la parte alta como en la parte baja del circuito,

utilizándose normalmente MOSFET de canal tipo N en la parte baja, debido a la sencillez de elevar la tensión en la compuerta; los MOSFET de canal tipo P se suelen utilizar para interrumpir en la parte alta, pues resulta más sencillo disminuir la tensión de la compuerta a referencia.



**Fig. 3.6:** MOSFET en conexión alta y baja.

El lugar de habilitación la línea no es una decisión trivial. Es preferible realizar la conmutación en la parte alta, pues la configuración evita problemas en los sistemas digitales al mantener la tensión de referencia siempre fija. Por otra parte, la utilización de los MOSFET tipo N es preferible por su bajo costo, teniendo valores de menor resistividad entre la fuente y el drenaje. Dicha combinación tiene el desafío de suministrar una tensión en la compuerta del MOSFET superior a la que posee la misma línea.

Por los beneficios de la topología, MP2790 posee drivers para realizar la conmutación con MOSFET tipo N en la parte alta del circuito, haciendo uso de una bomba de carga, es decir, utilizando un condensador capaz de elevar la tensión y suministrar solo la carga que se requiere para activar el MOSFET.

El capacitor que hace de bomba de carga debe ser especificado tal que su capacitancia  $C_{CP}$  sea equivalente a la que tenga el MOSFET equivalente a controlar. Su aislación o especificación de voltaje debe ser de al menos la tensión máxima en una celda ( $\pm 25,2[V]$ ) junto con margen para el posible rizado o peak de voltaje que puedan experimentar.

Como al energizar una línea capacitiva, como sucede con los controladores de cada actuador, significa experimentar una alta corriente de inrush al realizar la conmutación inicial, es necesario evitar que no se exceda el área segura de operación (SOA) del MOSFET. Motivo por el que el driver que incorpora el monitor es capaz de realizar una partida suave, de manera que la

corriente inicial sea aplacada por el control fino de los transistores, que trabajando en su zona lineal reducen la resistividad en serie hasta su valor nominal con el ensanche completo del canal del MOSFET.

### 3.2.5. Medidor de combustible MPF42795

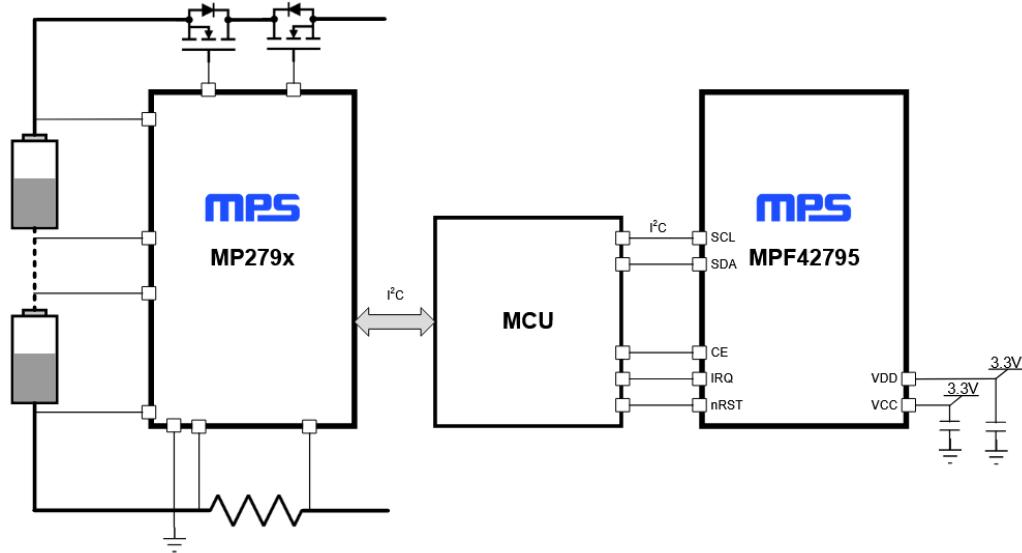
Para la estimación del SoC, se selecciona el medidor de combustible MPF42795 [d], un circuito integrado diseñado para operar en conjunto con el monitor de batería MP2790. Esta arquitectura de dos chips ofrece una ventaja significativa delegando el algoritmo de estimación de SoC al medidor de combustible, liberando al microcontrolador principal del robot de la carga computacional.

MPF42795 se comunica directamente con MP2790 a través del bus I2C, obteniendo en tiempo real los datos de tensión, corriente y temperatura que el monitor ya está midiendo. Con esta información, ejecuta su algoritmo interno para calcular el SoC con una precisión típica del 3%. Este proceso se realiza en segundo plano con ayuda del microcontrolador, quien coordina los mensajes entre ambos dispositivos para que el medidor de combustible realice el conteo de Coulomb, siendo capaz de consultar el valor computado del SoC cuando sea requerido.

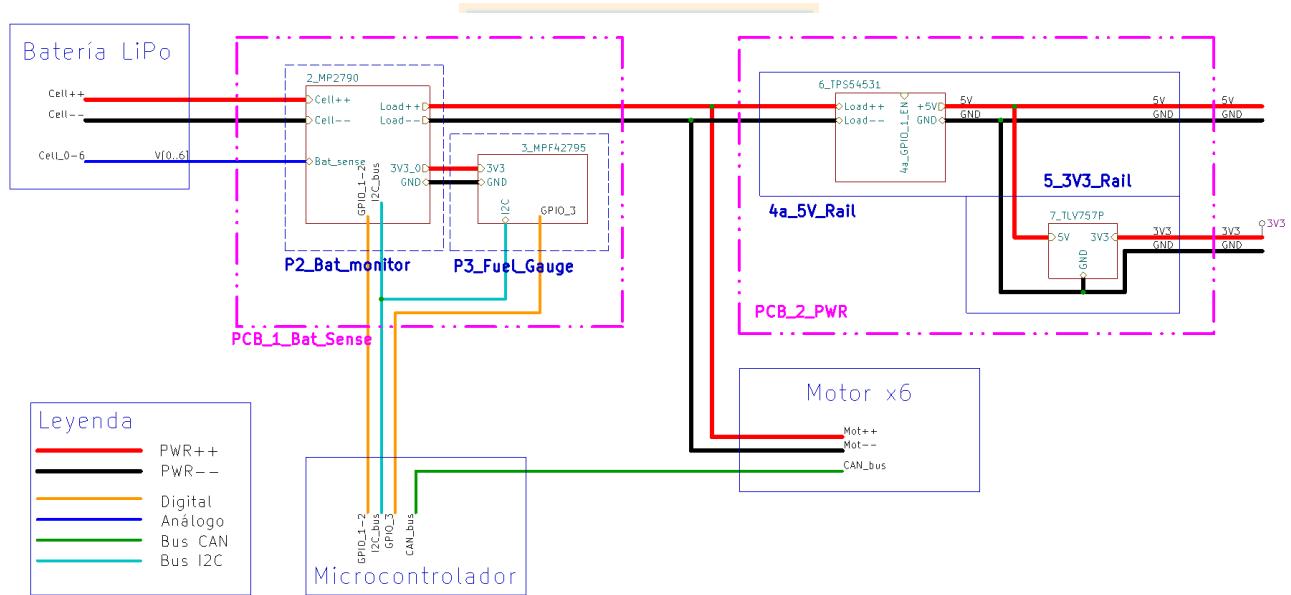
Adicionalmente, el medidor de combustible incorpora una interfaz de usuario, que incluye una conexión para un arreglo de LEDs y dos pulsadores. Esto permite solicitar una indicación visual del estado de la batería directamente en el panel del robot, ofreciendo al usuario una forma rápida de consultar el nivel de carga o reiniciar el medidor sin necesidad de una conexión a un terminal de software.

## 3.3. Diseño

Implementar todos los componentes de hardware necesarios para integrar las funciones de monitoreo, control y comunicaciones, significa crear un conjunto de módulos de placas de circuito impreso personalizados. Para esto se diseñan dos PCB principales: una para la gestión de potencia, otra para el control y monitoreo de la batería. Como se busca realizar una separación entre los componentes de energía y los de comunicación, se muestra en la Figura 3.8, el diagrama que indican la relación entre los diferentes dispositivos.



**Fig. 3.7:** Conexión típica de MPF42795.



**Fig. 3.8:** Esquema de componentes.

### 3.3.1. Parámetros

#### 3.3.1.1. Convertidores

Existe una colección de parámetros secundarios que calcular para cada convertidor, que permiten definir las características de los componentes pasivos y de control. Estos parámetros son esenciales para el diseño del circuito impreso y la selección de componentes adecuados. A continuación se muestran el cómo son calculados estos componentes para el convertidor.

### 3.3.1.2. Bloqueo por baja tensión (UVLO)

Es común que en los convertidores que están alimentadas por baterías, estos sean capaces de funcionar para un rango variable de voltajes en su entrada a medida que van la batería va perdiendo su carga. Debido a la curva característica de las baterías que tienen una abrupta caída de tensión cuando están en su menor estado de carga, se hace difícil establecer su energía restante verdadera y si es realmente razonable mantener la fuente encendida. Esto significa que cuando la batería deja de estar bajo carga, los terminales del convertidor vuelven a experimentar una subida tensión.

La suma de estos fenómenos presenta un desafío a la tensión inferior de alimentación del convertidor, ya que existe un umbral de voltaje para el cual desactivar la línea produce un aumento de la tensión momentáneo, que reenergiza el controlador conectado en serie, aumentando la carga nuevamente y, en consecuencia, el apagado del convertidor en forma de bucle. El mecanismo de UVLO provee una solución sencilla y configurable para múltiples configuraciones y químicas de celda, agregando un umbral de activación de histéresis [27].

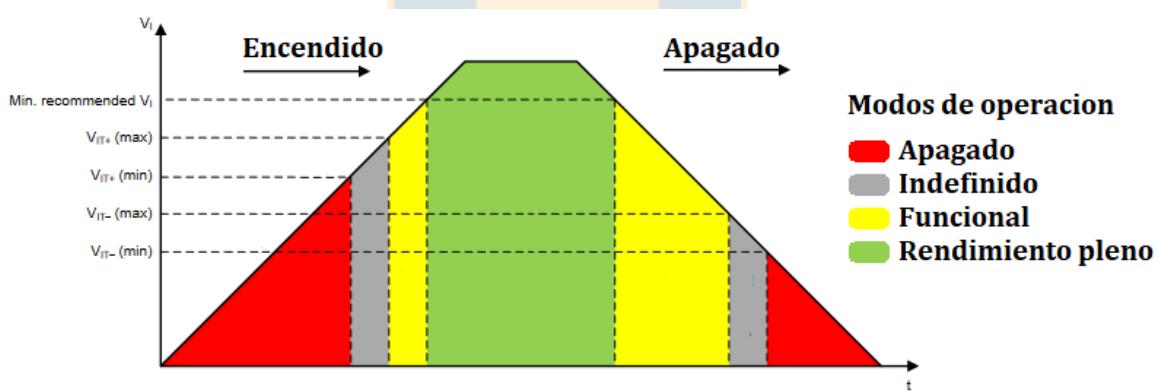


Fig. 3.9: Bloqueo por bajo-voltaje.

Para establecer el rango de encendido y apagado del convertidor Buck, se utiliza la función incorporada de UVLO, donde se decide fijar el umbral de encendido en 19,7[V] y el umbral de apagado en 18,7[V]. Según la información proporcionada por el fabricante, se pueden establecer las dos resistencias que componen el divisor de tensión para la configuración del UVLO utilizando el terminal  $V_{in}$  del convertidor, con ayuda de las Ecuaciones 3.3a y 3.3b. Para obtener dichas resistencias, se utilizan los valores de corriente de referencia interna del convertidor, siendo 3[ $\mu A$ ]

para la resistencia superior (R1) y  $1[\mu A]$  para la resistencia inferior (R2).

$$R_1 = \frac{V_{start} - V_{stop}}{3[\mu A]} = \frac{(18,0[V] - 17,0[V])}{3[\mu A]} = 333[k\Omega] \quad (3.3a)$$

$$R_2 = \frac{V_{en}}{\frac{V_{start}-V_{en}}{R_1} + 1[\mu A]} = \frac{1,25[V]}{\frac{18[V] - 1,25[V]}{333k\Omega} + 1[\mu A]} = 22,2[k\Omega] \quad (3.3b)$$

Para facilitar la selección de componentes, se aproximan dichas resistencias a la suma de los valores comerciales más cercanos, quedando  $R1 = 330[k\Omega] = 300[k\Omega] + 33[k\Omega]$  y  $R2 = 24,2[k\Omega] \approx 22[k\Omega] + 220[\Omega]$ .

Al elegir un capacitor de entrada, hay que dimensionar el posible rizado de tensión que se pueda experimentar desde el suministro. Si bien, la batería debiese proveer un voltaje constante, el cambio de carga debido a los otros componentes sobre ella genera alteraciones que pueden afectar al convertidor e interferir con el UVLO. Por este motivo se selecciona un capacitor de entrada  $C_{in,min} = 22[\mu F]$ , mayor al requerido según la Ecuación 3.4 a continuación.

$$C_{in,min}[F] = \frac{I_{out,max} * 0,25}{Fsw \cdot (D_{Vin} - (I_{out,max} \cdot ESR_{max}))} \quad (3.4)$$

### 3.3.1.3. Partida suave (SS)

Con el encendido del convertidor y la necesidad de que su controlador se ajuste a la condición inicial de la línea, se podría experimentar una sobretensión o sobre disparo a la salida este que perjudique a otros componentes, especialmente si la carga es capacitiva. Para evitar este fenómeno, el convertidor cuenta con un mecanismo de partida suave que permite que la tensión de salida aumente paulatinamente hasta su valor nominal, minimizando picos de corriente y tensión.

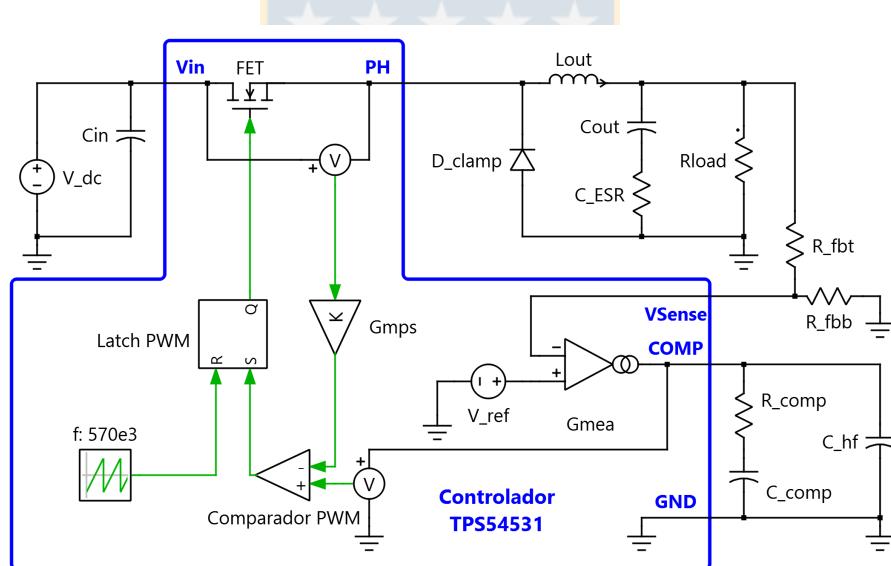
Como la partida suave del convertidor no posee configuración interna, se requiere ajustar dicha característica por medio del capacitor que lleva el terminal “SS” a referencia. El tiempo de la partida se puede establecer por medio de la Ecuación 3.5, que tomando la referencia interna  $V_{ref} = 0,8[V]$  y la corriente de carga del capacitor  $I_{SS} = 2[\mu A]$ , permite calcular el valor del capacitor necesario. El fabricante recomienda un tiempo de partida de entre  $1[ms]$  a  $10[ms]$ , con una capacitor que no exceda los  $27[nF]$ .

$$T_{SS}[s] = \frac{C_{SS} \cdot V_{ref}}{I_{SS}} \quad (3.5)$$

Seleccionando un capacitor de  $10[nF]$  se obtiene un tiempo de partida de  $4[ms]$ , valor que se encuentra dentro del rango recomendado. Como este componente interactúa con una tensión de referencia del convertidor, no es necesario que tenga una construcción especial, pudiendo utilizar componentes con especificación de tensión máxima desde  $6,3[V]$ .

### 3.3.1.4. Lazo de compensación

El controlador integrado en el conversor está diseñado para ser utilizado en modo corriente peak, de manera que cuenta con un modulador interno funcionando a  $570[kHz]$ , una realimentación interna de su corriente saliente, rampa de compensación interna, entrada de realimentación (“Vsense”) para la tensión de salida de la etapa de potencia y un terminal para la configuración externa de compensación (“COMP”). Será imprescindible configurar los parámetros de estas últimas dos funciones para asegurar la estabilidad del sistema.



**Fig. 3.10:** Lazo de compensación del convertidor Buck.

El esquema indicado en la Figura 3.10, muestra los elementos principales de la etapa de control y su relación con la etapa de potencia.

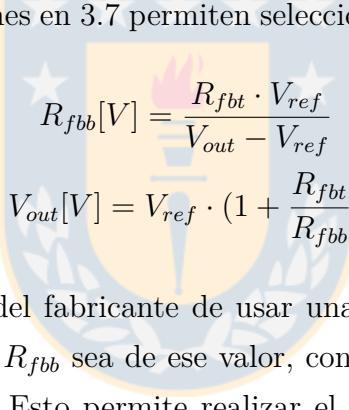
Un convertidor está sujeto a cambios de repentinos carga como lo es la activación de los dispositivos que alimenta, cambios a los cuales es primordial otorgarle tiempo al controlador para que pueda responder apropiadamente, sin experimentar una caída significativa de tensión o en el peor de los casos, detener el suministro de energía por completo. Es por esto que además de la capacitancia mínima vista en el capítulo anterior de Ecuación 2.5, es clave tener en cuenta

otra capacitancia mínima tal que la caída de tensión sea tolerable ante el cambio escalón de carga. Se utiliza la Ecuación 3.6 provista por el fabricante para ajustar la compensación que necesita en 2 ciclos, junto con el cambio escalón máximo en la corriente como  $\Delta I_{out} = 3,5A$  y una caída de tensión de hasta 5% seleccionando  $\Delta V_{out} = 0,25[V]$ .

$$C_{min2}[F] > \frac{2 \cdot \Delta I_{out}}{F_{sw} \cdot \Delta V_{out}} \quad (3.6)$$

Esta capacitancia mínima resulta ser de  $C_{min2} = 49,1[\mu F]$ , de un valor considerablemente mayor y más importante que el estipulado anteriormente de  $C_{min} = 9,45[\mu F]$ . Debido a este motivo se selecciona un conjunto de tres capacidores en paralelo: dos electrolíticos y uno MLCC  $C_{out} = 2 * 47 + 10[\mu F]$ , con un rating de voltaje de  $V_{cmin2} \geq 10[V]$ , tal que la tensión de salida y su rizado no dañen los componentes.

Para establecer la tensión de salida del convertidor, es necesario escalar la realimentación a la referencia interna del amplificador de error, para esto utiliza un divisor de tensión conectado al terminal (“Vsense”). Las Ecuaciones en 3.7 permiten seleccionar adecuadamente las resistencias del divisor.



$$R_{fbb}[V] = \frac{R_{fbt} \cdot V_{ref}}{V_{out} - V_{ref}} \quad (3.7a)$$

$$V_{out}[V] = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_{fbt}}{R_{fbb}}\right) \quad (3.7b)$$

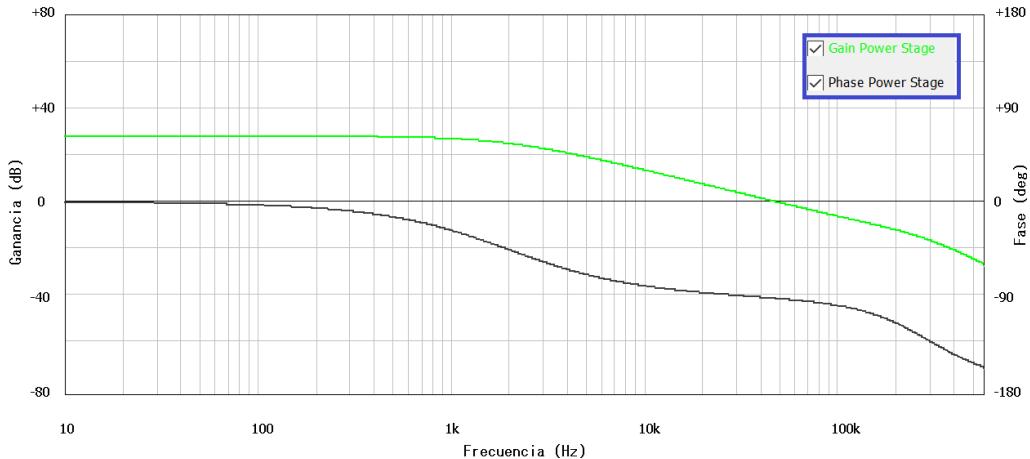
Utilizando la recomendación del fabricante de usar una resistencia  $R_{fbt}$  cercana a  $10[k\Omega]$ , se plantea que la suma de  $R_{fbt}$  y  $R_{fbb}$  sea de ese valor, con el fin de utilizar potenciómetro de dicha resistencia en aquel punto. Esto permite realizar el ajuste fino de la tensión de salida, particularmente una vez ya construida la placa. Con esta consideración y esperando tener una salida de  $5[V]$  para la referencia interna  $V_{ref} = 0,8[V]$ , se obtienen  $R_{fbb} = 8,40[k\Omega]$  y  $R_{fbt} = 1,60[k\Omega]$ .

Se destaca también la utilización de un amplificador de transconductancia (OTA) para la amplificación del error, en el cual el estado de (“Vsense”) es comparado con la tensión de referencia y transformado a una corriente de salida equivalente de ganancia predeterminada de  $G_{mea} = 92\mu$ . El fabricante utiliza un OTA, pues dicho amplificador le permite controlar la ganancia por medio de uno de sus terminales, efecto utilizado para realizar la partida suave.

La medición de corriente se hace entre los terminales del FET como una resistencia shunt conocida, etapa cuya ganancia es normalizada en  $G_{mps} = 20$ . Las señales de salida del OTA y medición de corriente son comparadas antes de ser llevadas como parámetro set del Latch PWM, reiniciado por la frecuencia de comutación.

La compensación modelada para el CCM es del Tipo 2, que aporta 1 polo y 1 cero necesarios para obtener una ganancia objetivo que cambie a razón de  $-20[dB/dec]$  y un margen de fase de al menos  $45^\circ$ . Valores que permiten una respuesta rápida y estable.

El cálculo y simulación de las etapas de potencia, control y lazo cerrado se realiza con ayuda del modelo promediado utilizando el software “Power Stage Designer”<sup>TM</sup> de Texas Instruments, que permite hacer una simplificación de los elementos de conmutación. La etapa de potencia sintetiza la fuente y el FET interno en un modelo apto para realizar un barrido de frecuencia con pequeña señal, tal que se pueda visualizar la función de transferencia 3.11. Con el objetivo de



**Fig. 3.11:** Bode etapa de potencia.

conseguir una frecuencia de corte de  $F_c = 20[kHz]$ , se observa que en dicha frecuencia se tiene una ganancia de  $7,65[dB]$ , por lo que el controlador tendrá que otorgar una ganancia  $G_{comp}$  de igual magnitud negativa que la compense. El ajuste de ganancia se consigue modificando  $R_{comp}$  según su Ecuación 3.8.

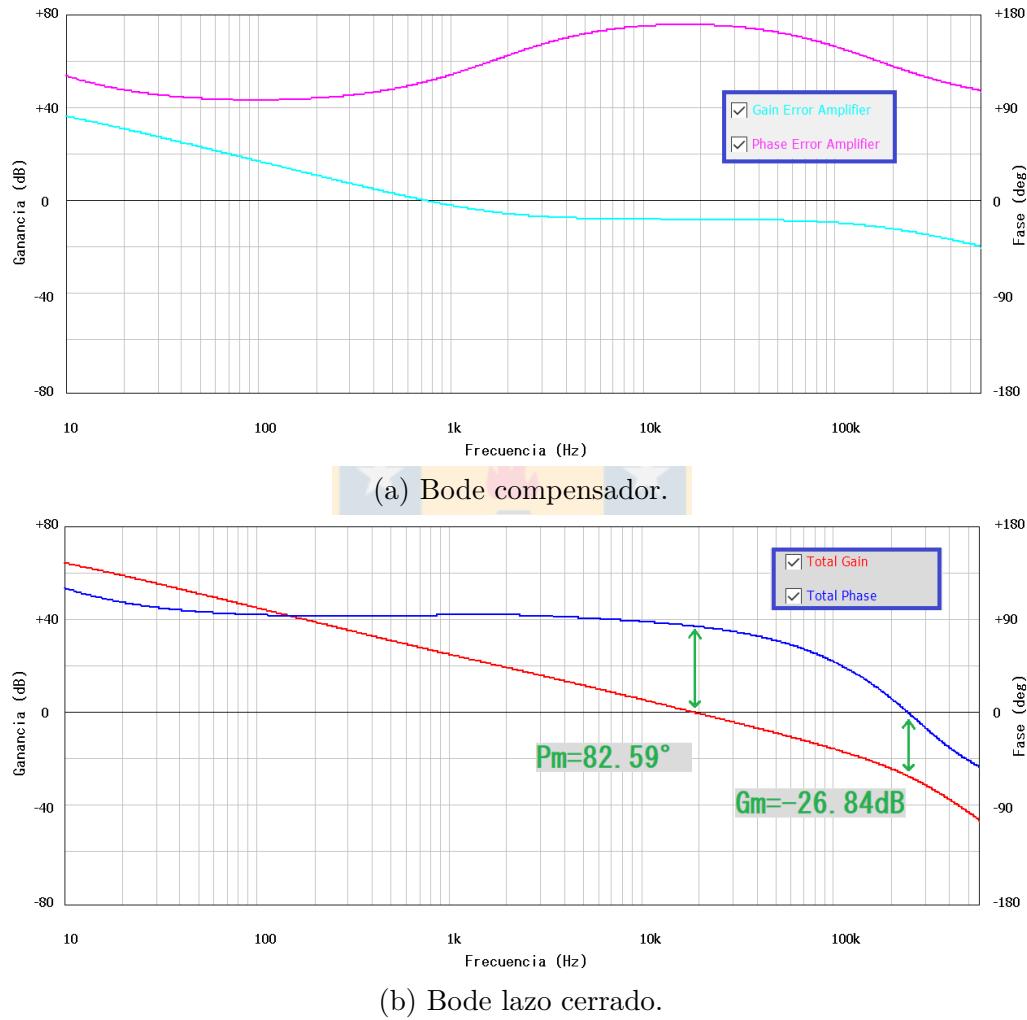
$$R_{comp}[\Omega] = \frac{10 \frac{-G_{comp}}{20}}{G_{mea}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{ref}} \quad (3.8)$$

Para maximizar la ganancia de fase, el compensador cero se diseña una década bajo la frecuencia de cruce, esto significa que el condensador de compensación  $C_{comp}$  se regirá con la Ecuación 3.9a. De la misma forma, el polo de alta frecuencia se diseña tal que esté una década sobre la frecuencia de cruce, cuyo condensador de alta frecuencia  $C_{hf}$  se calcula con la Ecuación 3.9b. Se selecciona  $R_{comp} = 28[k\Omega]$ ,  $C_{comp} = 3[nF]$  y  $C_{hf} = 33[pF]$ .

$$C_{comp}[F] = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{comp} \cdot (0,1 \cdot F_c)} \quad (3.9a)$$

$$C_{hf}[F] = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{comp} \cdot (10 \cdot F_c)} \quad (3.9b)$$

La etapa de control contempla exclusivamente la entrada al amplificador de error y su respectivo compensador en la salida Figura 3.12a. La función de transferencia del lazo cerrado completo del sistema se observa en la Figura 3.12b, indica un margen de fase de  $P_m = 82,59^\circ$  y un margen de ganancia  $G_m = 26,84[dB]$ .



**Fig. 3.12:** Respuesta en frecuencia.

### 3.3.2. Potencia a disipar

Uno de los principales parámetros de diseño es la potencia que cada componente debe disipar durante su operación, pues de esto depende la selección adecuada de componentes, el diseño del circuito impreso y las estrategias de disipación térmica.

Los transistores de potencia MOSFET son los elementos que más energía pierden en general, pues son los que conducen la corriente principal de alimentación y de su comutación depende la conversión adecuada de energía.

El factor utilizado para el cálculo de disipación térmica es  $R_{\Theta JA}$ , que indica la resistencia térmica entre la unión del semiconductor y el ambiente. Este valor depende de las características del encapsulado, la superficie de contacto con el PCB, la cantidad de cobre en la placa y las condiciones de flujo de aire. No obstante se suele proveer un valor para el diseño estandarizado este componente, según el mecanismo indicado en el Capítulo 2 que establece la “JEDEC”.

#### 3.3.2.1. Convertidor Buck

Las pérdidas en el convertidor se obtienen utilizando los parámetros de operación indicados en la Tabla 3.4, siendo elegidos según su condición de mayor exigencia y especificación. En la Tabla 3.5 se muestra el resultado de las pérdidas según las ecuaciones vistas en la sección 2.6 “Pérdidas en componentes”. Considerando la condición de disipación con el aire, se utiliza el

**Tabla 3.4:** Parámetros conversor Buck.

Parámetro	Valor
$V_{in,max}$	25,2[V]
$V_{out}$	5,0[V]
$I_{max}$	3,5[A]
$R_{ds(on)max}$	110[mΩ]
$F_{sw}$	570[kHz]

parámetro  $R_{\Theta JA} = 55[C/W]$  obtenido de la hoja de datos, que permite calcular la temperatura de operación en régimen estable por medio de la Ecuación 3.10, para la cual se utiliza una temperatura ambiente de  $25[^{\circ}C]$  y la potencia disipada calculada anteriormente.

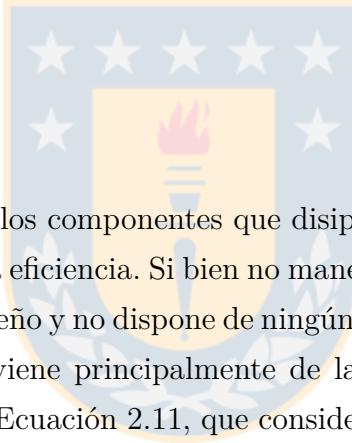
$$T_J = P_{tot} \cdot R_{\Theta JA} + T_{amb} = 86,9[^{\circ}C] \quad (3.10)$$

**Tabla 3.5:** Pérdidas conversor Buck.

Parámetro	Valor
$P_{con}$	267[mW]
$P_{sw}$	633[mW]
$P_{gc}$	13,0[mW]
$P_q$	2,77[mW]
$P_{Total}$	917[mW]

Durante la operación de máxima carga en el convertidor se tendrían temperaturas de  $75,41[^{\circ}C]$  en la juntura, valor que se encuentra dentro del margen de operación del dispositivo. Aun así, se aprovecha la existencia del pad térmico en la parte inferior del encapsulado, incluyendo vías térmicas que puedan conectar el plano inferior de la placa con el convertidor, otorgándole mayor área de disipación.

### 3.3.2.2. Regulador lineal



El regulador lineal es otro de los componentes que disipan energía, particularmente por ser un elemento de conversión de baja eficiencia. Si bien no maneja una alta potencia, el encapsulado que tiene es particularmente pequeño y no dispone de ningún mecanismo que facilite la disipación térmica. La energía de pérdida viene principalmente de la caída de tensión que el regulador produce, siendo calculada por la Ecuación 2.11, que considera la tensión de entrada, tensión de salida y corriente de salida. El resultado es una pérdida de  $P_{ldo} = 1,0[W]$ .

Se conoce el coeficiente de resistencia térmica en aire  $R_{\Theta JA} = 108,8[C/W]$ , que ha sido utilizado en la placa de evaluación de prueba del fabricante y es similar en área de cobre colindante para la conducción pasiva de temperatura. A una temperatura ambiente de  $25[^{\circ}C]$ , se puede calcular la temperatura de operación en régimen estable por medio de la Ecuación 3.11.

$$T_J = P_{ldo} \cdot R_{\Theta JA} + T_{amb} = 1,0 \cdot 108,8 + 25 = 133,8[^{\circ}C] \quad (3.11)$$

En esta ocasión la temperatura excede a la máxima estipulada para su operación según la hoja de datos, por lo que se debe entregar menor tensión al regulador o disminuir la exigencia en corriente que tenga. Se decide disponer de un diodo Schottky “1N5819” a la entrada del regulador, tal que la tensión disminuya por el voltaje forward  $V_{F(min)} = 0,35[V]$  del diodo, percibiendo menos en el regulador y consiguiendo que disipe menos energía. Cabe destacar que

esta solución no aumenta la eficiencia del regulador o evita que la potencia a disipar del conjunto sea menor. Pues entre el regulador y el diodo se disipará lo mismo, con la salvedad de que ambos dispositivos se repartirán dicha carga en esta configuración. Finalmente en el diodo se tendrá que la energía será la indicada en la Ecuación 3.12.

$$P_d = V_{F(min)} \cdot I_{OUT(max)} = 0,35[V] \cdot 0,5[A] = 0,175[W] \quad (3.12)$$

Al hacer nuevamente el cálculo de la Ecuación 3.11, con la nueva pérdida en el regulador LDO  $P_{ldo} = 825[mW]$ , se obtiene  $T_J = 115[^\circ C]$ .

### 3.3.2.3. Monitor de batería y auxiliares

El monitor de batería al ser un elemento de control y protección, no maneja corrientes elevadas, por lo que la potencia disipada es muy baja y no representa un problema en su diseño. No obstante, se delega a la resistencia shunt y al MOSFET de paso dichas corrientes elevadas, por lo que es indispensable considerar su dissipación térmica.

La resistencia shunt debe ser tal que permita el paso de la corriente máxima disipando la menor potencia posible. Un cambio de temperatura muy elevado sobre este elemento puede cambiar su resistencia interna, tal que eventualmente salga de su rango de medición y perder la precisión que necesita. Conveniente, las resistencias shunt suelen estar construidas en primer lugar para la corriente máxima de operación.

Considerando que la corriente máxima que se espera trabajar es de  $40[A]$ , se resuelve utilizar una resistencia shunt de  $50[m\Omega]$  con una resolución de  $50[A]/75[mV]$ , es decir con una resistencia de  $1,5[m\Omega]$  a  $25^\circ C$ . La potencia disipada en este elemento se puede calcular por medio de la Ecuación 3.13. Como la corriente de diseño es menor que la de operación, no debiese presentar problemas de temperatura.

$$P_{shunt} = I_{max}^2 \cdot R_{shunt} = 40^2 \cdot 1,5[m\Omega] = 2,4[W] \quad (3.13)$$

El MOSFET de paso es el elemento que más potencia disipa en el circuito, pues es el que conduce la corriente principal de la batería a la carga. Como operará con corriente continua no presentará pérdidas por la conmutación o por carga de la compuerta en estado estacionario. Por esto mismo la potencia a disipar dependerá exclusivamente de la resistencia de descarga  $R_{ds(on)}$ . Los valores típicos a encontrar de este parámetro son de entre  $\{1a20\}[m\Omega]$ , por lo que dentro

de este intervalo es posible proponer un MOSFET de esa resistencia, calculando la potencia a disipar por medio de la Ecuación 3.14.

$$P_d = I_{max}^2 \cdot R_{ds(on)} = 40^2 \cdot \{1 \text{ a } 20\} [m\Omega] = \{1,6 \text{ a } 32\} [W] \quad (3.14)$$

Para realizar la disipación térmica en un MOSFET es necesario entregar dicha temperatura al entorno, para esto se utiliza la resistencia térmica  $R_{\Theta JA}$ , que indica la resistencia térmica entre la juntura del semiconductor y el ambiente. Naturalmente, se piensa en utilizar un disipador cuando el calor es un problema, donde la resistencia térmica se puede descomponer entre las diferentes interfaces por la que se forma el gradiente de temperatura, constituida entre la juntura y el encapsulado  $R_{\Theta JC}$ , en serie con el disipador  $R_{\Theta CS}$  y en serie con el ambiente  $R_{\Theta SA}$ . Aquí surge el primer problema, pues  $R_{\Theta JC}$  puede no ser lo suficiente bajo como para disminuir la temperatura de la juntura de manera eficiente, dificultando que el disipador funcione a temperatura ambiente, funcionando más como un aislante que un conductor del calor, forzando a incorporar otra tecnología para que la temperatura externa sea aún más baja que el ambiente.

Sabiendo que la temperatura de la juntura  $T_j$  no debe superar los  $125[^{\circ}C]$  y pensando que se trabajará en un ambiente con  $T_{amb} = 25[^{\circ}C]$ , se pueden calcular la potencia máxima que soportará un MOSFET de  $R_{\Theta JA} = 50[\Omega/^{\circ}C]$  en dicha condición con la Ecuación 3.15a, así como también la corriente máxima con la Ecuación 3.15b.

$$P_{max}[W] = \frac{T_{J(max)} - T_{amb}}{R_{\Theta JA}} \quad (3.15a)$$

$$I_{max}[A] = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_{ds(max)}}} \quad (3.15b)$$

Encontrar un MOSFET que soporte  $P_{max} = 2,0[W]$  e  $I_{max} = 14[A]$  es una tarea complicada, pues si bien se puede hallar algún  $R_{ds(on)}$  tan bajo, esto no sucede con componentes comunes satisfaciendo las necesidades de este diseño. Por otro lado, disipar una potencia superior significaría utilizar un disipador grande o con capacidad de enfriamiento.

Se propone utilizar un arreglo de MOSFET en paralelo, de manera que la corriente se divida entre ellos y que el conjunto disipe menos energía en general. Debido a que la potencia disipada depende del cuadrado de la corriente, se esperaría tener una reducción significativa por cada elemento agregado en paralelo. Luego, de considerar la pérdida de conducción con 5 MOSFET, se plantean las ecuaciones de 3.16.

$$P_{tot} = (I_{max}/5)^2 \cdot R_{DS(on)} = \{64 \text{ a } 1280\} [mW] \quad (3.16a)$$

$$T_j = P_{tot} \cdot R_{\Theta JA} + T_{amb} = \{28,2 \text{ a } 89\}[^{\circ}\text{C}] \quad (3.16\text{b})$$

Se decide trabajar con el MOSFET LR7843 de International Rectifier [e], que posee una tensión y corriente de operación adecuada a la carga, así como una baja resistencia fuente-drenaje  $R_{ds,max} = 3,3[m\Omega]$  (a  $T_j = 25[^{\circ}\text{C}]$  y  $V_{gs} = 10[V]$ ) y base soldable a la placa.

Para obtener la resistencia  $R_{ds}$  útil cuando se alcanza el límite térmico entre la juntura y el encapsulado, se realiza el cálculo con las temperaturas absolutas de operación y aquellas con las cuales se puede alcanzar la corriente máxima con la empaquetadura  $T_c = 25[^{\circ}\text{C}]$ , así como se muestra en la Ecuación 3.18a.

$$P_{max} = \frac{T_j - T_c}{R_{\Theta JC}} = \frac{175 - 25}{1,05} = 143[W] \quad (3.17\text{a})$$

$$\Rightarrow R_{DS(on)} = \frac{P_{max}}{I_{max}^2} = \frac{143}{161^2} = 5,51[m\Omega] \quad (3.17\text{b})$$

Sea el método de disipación principal a considerar el que sucede por conducción de calor a través de la base de montaje, se considera la resistividad térmica  $R_{\Omega Jmb} = 50[^{\circ}\text{C}/W]$  para este caso. Se fija como objetivo que la temperatura de operación de la juntura  $T_j$  no exceda los  $125[^{\circ}\text{C}]$  y que la temperatura del encapsulado  $T_c$  esté en el orden de los  $50[^{\circ}\text{C}]$ . Con esto se recalcula la potencia a disparar y la corriente máxima que puede manejar el MOSFET, como se muestra en la Ecuación 3.18b.

$$P_{max} = \frac{T_j - T_{PCB}}{R_{\Theta JA(PCB)}} = \frac{125 - 50}{50} = 1,5[W] \quad (3.18\text{a})$$

$$I_{max} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_{DS(on)}}} = \sqrt{\frac{1,5}{5,511m\Omega}} = 16,5[A] \quad (3.18\text{b})$$

Como el área de disipación que tiene se dispone para el dispositivo es menor que la utilizada por el fabricante en su la placa de evaluación para la obtención de dichos parámetros, se considera un factor de seguridad del 30 % de la corriente máxima  $I_{max} = 0,7 \cdot I_{max} = 11,5[A]$ . Si bien la teoría indica que la corriente se divide equitativamente entre ellos, es ineludible compensar la posible diferencia de resistencia interna de cada dispositivo, efecto que sucede por la formación de un gradiente de temperatura debido a la geometría de la placa. De haber un MOSFET con  $R_{ds} < 2[m\Omega]$  bajo el resto del arreglo, sucedería que tendría que se llevaría una significativa carga de corriente por sobre su parámetro esperado. Considerando lo anterior, utilizando 5 MOSFET en paralelo se será capaz de soportar los  $8[A]$  de diseño por elemento.

La utilización de este arreglo de MOSFET supone la utilización de una bomba de carga con  $C_{ISS} = N_{MOSFETs} * C_{ISS} = 5 * 4,38[nF] = 21,9[nF]$ , por lo que se selecciona uno de  $22[nF]$  con rating de tensión de al menos  $30[V]$ .

### 3.3.3. Esquemático

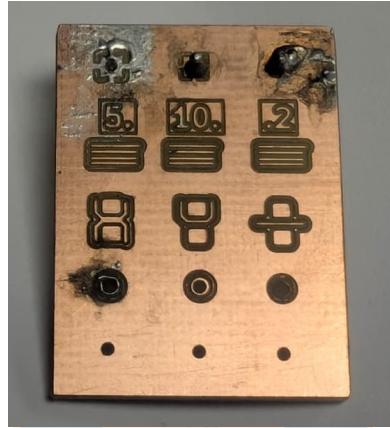
Con ayuda de los parámetros calculados anteriormente para cada componente, junto con la ayuda del circuito de aplicación típica proporcionado por cada fabricante. Se procede a unificar todos los componentes en una colección de esquemáticos que representan cada una de las funciones principales del sistema de gestión de energía y monitoreo de batería. El diseño de estos se realiza con la aplicación “KiCad 9.0”, que provee una amplia librería de componentes, definiciones de los terminales de cada dispositivo y formato de huellas físicas. Los esquemáticos están segmentados en tres páginas, de las cuales dos están dedicadas para los integrados principales del monitor de batería y el medidor de combustible, siendo la última la encargada de reunir los convertidores. En el Anexo A se adjuntan todos los esquemáticos diseñados.

- Control
  - MP2790 - Monitor de batería
  - MPS42795 - Medidor de combustible
- Potencia
  - Convertidores - Líneas  $5[V]$  y  $3,3[V]$

### 3.3.4. Circuito impreso

Las Placas de circuitos impresos PCB son la manera de integrar todos los sensores y dispositivos complementarios, estableciendo su forma física y de operación permanentemente. Para el robot bípedo se dispone de una colección de circuitos impresos que traducen todos los componentes parametrizados en el esquemático a la dimensión física, otorgándoles no solo una ubicación espacial contenida y permanencia ante fuerzas mecánicas menores, sino que velando por una adecuada disipación de potencia de sus componentes en servicio, así como por integridad de las señales de comunicación y planos de referencias utilizadas.

La fabricación de las primeras iteraciones de las placas ha sido con la máquina “LPFK Protomat S63”, capaz de realizar fresado de precisión a  $100[\mu\text{m}]$ , creando los canales para pistas y dispositivos necesarios por medio de la remoción del cobre en superficie. La técnica de fresado satisface las exigencias del diseño inicial necesitado por los componentes y pistas. Las PCB han sido prototipadas por en láminas de fibra de vidrio FR4, con  $1,6[\text{mm}]$  de espesor en dos capas externas de  $0,5[\text{ozCu}]$  o  $18[\mu\text{m}]$  de cobre.



**Fig. 3.13:** PCB de prueba para prototipado.

Su diseño se realiza por medio del software KiCad 9.0, utilizando como base los parámetros acorde a las capacidades y tolerancias de producción. En la fase **posterior** de producción final, se derivó el trabajo de manufactura al fabricante chino JLCPCB, quien permite ampliar el abanico de posibilidades de diseño y producción. Las técnicas principales de fabricación con este proveedor permiten realizar pistas con una presición de hasta  $6[\text{mil}]$ , con la inclusión vías cubiertas de  $0,4[\text{mm}]$  y la adición de máscara de soldadura, necesaria para soldar los IC de control elegidos. Se incluyen también técnicas como la serigrafía para la identificación de componentes y la aplicación de acabados superficiales HASL, que permiten mejorar la soldabilidad de los terminales.

La elección de los componentes principales se realiza teniendo como base las capacidades de manufactura, facilidad de construcción, alternativas de reducción de espacio y disponibilidad de formatos en el mercado.

Como el ensamblaje de la placa se realizará de manera manual, se utilizan diferentes técnicas que permiten la soldadura de los componentes SMD y TH. En primer lugar, se utiliza el método de cama caliente para la soldadura SMD, esta tecnología requiere la previa aplicación de pasta de soldadura en los terminales, la colocación posterior de los elementos y su fijación sobre una superficie caliente. Este proceso se puede utilizar en solo una de las caras de la placa, motivo

por el que se intentará disponer de la totalidad de los SMD en la cara superior. En segundo lugar, se fijan los componentes TH salientes desde la cara posterior, pues permiten realizar una soldadura manual en una cara aprovechando mejor el espacio de los componentes SMD.

Para permitir la posterior inspección y cambio de dispositivos, se decidió establecer la utilización de resistencias y condensadores de al menos el tamaño estándar 0805 ( $2[mm] * 1,5[mm]$ ), permitiendo la soldadura manual cuando fuese necesario. Notar que estas resistencias tienen un rating de potencia de  $1/8[W]$  o  $125[mW]$ , así como tolerancias del 5%. Los condensadores MLCC utilizados son para tensiones de hasta  $35[V]$ , con características térmicas o de resistencia equivalente en serie no reportadas.

Los elementos más determinantes en este sentido son los circuitos integrados, dispositivos que están hechos con el interés principal de reducción del espacio y solo en contadas ocasiones disponen de otra empaquetadura alternativa.

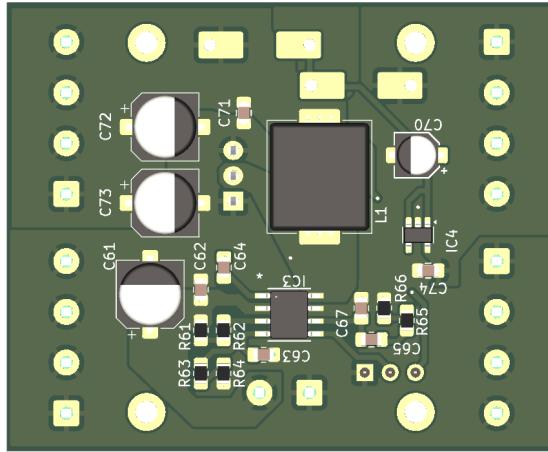
Los terminales de conexión a otras placas o dispositivos complementarios, deben ser dimensionados en huella física a utilizar, tensión máxima, corriente máxima, resistencia a esfuerzo mecánico y número esperado de inserciones. Se seleccionarán alternativas de espacio reducido y pensados prioritariamente en la cantidad de corriente que tienen que conducir, debido a que solo se utilizan tensiones bajas y no se espera estrés mecánico sobre los conectores.

Las PCB diseñadas se clasifican en dos categorías, la encargada de la conversión de Energía con una placa única capaz de incorporar todas sus funciones, y en la categoría de control, una placa principal que reúne el monitor de batería y medidor de combustible, junto a sus dos placas complementarias, que se encargan del habilitar el paso de corriente e interfaz de usuario.

### 3.3.4.1. Conversión (PWR Rail)

Para la conversión de energía, se diseña la placa “PWR\_Rail” indicada en la Figura 3.14, que comprende la conversión de la tensión de la batería en una línea de  $5[V]$  y posteriormente en  $3,3[V]$ .

Aquí es posible distinguir un ancho de pista, realizando la conexión de componentes en  $20[mil]$  ( $0,508[mm]$ ), pues se ajusta a los contactos de los IC conversor Buck y regulador lineal, permitiendo realizar un diseño compacto sin agregar una impedancia mayor que atenué las señales de retroalimentación. Para las entradas y salidas de los convertidores se utilizan grandes áreas de cobre en ambas caras, que permitan conducir la corriente de diseño con una caída



**Fig. 3.14:** PCB líneas 3,3[V] y 5[V].

mínima de tensión y una exigencia térmica acorde al peso de cobre de las pistas.

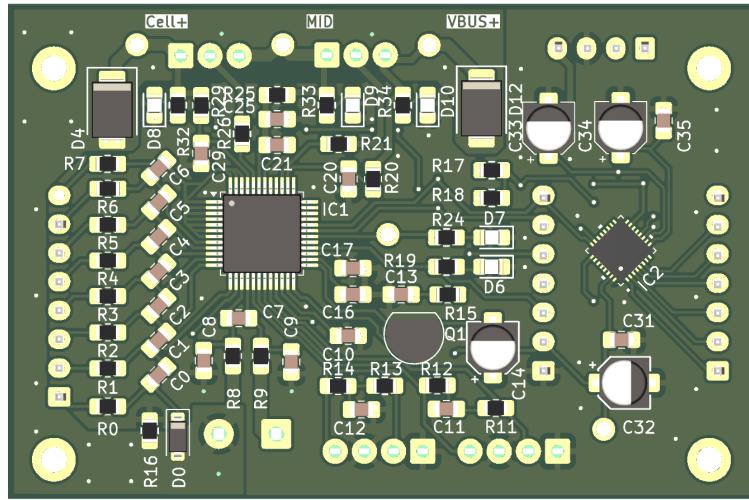
El posicionamiento de vías se realiza preferentemente para enrutar los contactos que poseen disposición plana incompatible. Se agregan vías térmicas en el contacto disipador del regulador Buck para extender y mejorar aún más las alternativas de evacuación térmica con la capa posterior. Finalmente, se agregan vías en los contactos de los SMD, cuyos contactos se encuentren sobre la referencia o plano de tensión correspondiente, de manera que puedan tener un retorno de corriente más acotado, evitando crear lazos de corriente de gran área sobre la placa y con esto limitar la inducción de corrientes que puedan introducir ruido sobre señales y estados sensibles.

Los conectores utilizados son los terminales de bloque Phoenix MKDS, otorgando mayor flexibilidad al cambio, enrutamiento y conexión de cables, como también por disponer mejor superficie de contacto con menor resistividad eléctrica. Los terminales tienen una separación de 5,08[mm] entre terminales y permiten una corriente nominal de 17,5[A].

### 3.3.4.2. Monitoreo (MP2790)

La placa principal de control “MP2790” mostrada en la Figura 3.15 reúne a los integrados MP2790 y MFP42795 con sus circuitos de configuración, así como con sus sensores y un conjunto de conectores auxiliares a su funcionamiento e interacción con los otros componentes del sistema.

El ancho de pistas utilizadas es de cuatro medidas diferentes según su lógica de uso: Los que corresponden al ancho de los terminales que tiene cada IC son dos, utilizando pistas de 10[mil] o 0,254[mm], para todos los elementos salientes y complementarios al monitor de batería; mientras



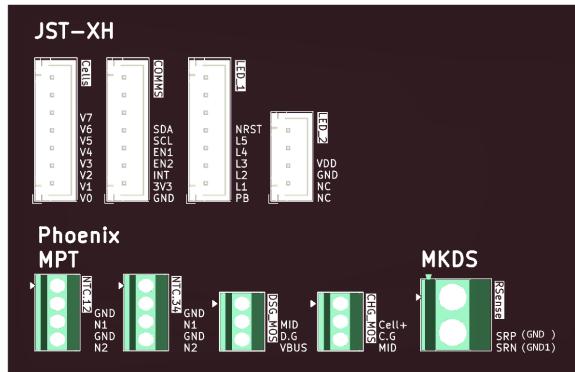
**Fig. 3.15:** PCB Monitor de batería y medidor de combustible.

que los elementos salientes del medidor de combustible, utilizan pistas de 8[mil] o 0,200[mm]. Las conexiones que miden los estados de la línea desde la batería, o se utilizan para activar las compuertas de la placa commutadora usan pistas de 20[mil] o 0,508[mm]. Las conexiones de entrada, salida y medición de corriente utilizan pistas de 40[mil] o 1,016[mm], pues tienen los de protección a transigentes (TVS) y es crucial disminuir su resistencia. Un área coincidente de ambas caras se utiliza para mantener separada las dos referencias y ayudar con la conducción de los TVS.

Se hace la utilización de múltiples vías que ayudan a encaminar los circuitos en disposición no planar. También se agregan junto a las referencias de los dispositivos SMD, de manera que se pueda utilizar la cara inferior principalmente como plano de referencia.

Se implementa una serie de conectores para interconectar los diferentes sistemas en energía, señales internas de la placa y comunicaciones externas. En la Figura 3.16 se sintetiza los conectores de cada placa con su tipo, nombre y terminales respectivos.

Los conectores del estándar JST-XH fueron elegidos para portar la señales y estados en la placa, debido a que las baterías LiPo las utilizan como conector auxiliar, tienen una amplia disponibilidad en el mercado e inter-operatividad con placas de desarrollo y prototipado. Estos tienen una separación de entre terminales de 2,54[mm], una corriente máxima de 3[A] y clip de retención. Se utilizan dichos conectores para “Cells”, destinado para la adquisición adecuada de los estados de los terminales de celda en la batería. El conector “COMMS”, diseñado para la comunicación con el microcontrolador por medio de los buses I2C y estados GPIO. El conector “LED\_1” que extiende las salidas de energización de la placa auxiliar “LED” que contiene los



**Fig. 3.16:** Conectores PCB de control.

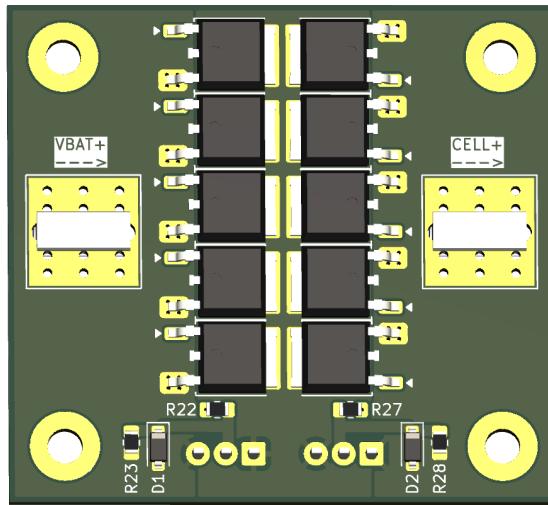
LEDs en el panel frontal con sus botones y, el conector “LED\_2” que energiza dicha placa. El otro tipo de conectores que dispone la placa son los terminales de bloque Phoenix MKDS, que permiten un cableado más sencillo con la resistencia shunt externa. Los Phoenix serie MPT son más pequeños, permitiendo una corriente nominal de 6[A] con una separación de 2,54[mm]. Hacen uso de estos últimos: los sensores de temperatura con los conectores “NTC.12” y “NTC.34”, y los conectores auxiliares a la placa “MOS” con los conectores “DSG\_MOS” y “CHG\_MOS”.

### 3.3.4.3. Llave de paso (MOS)

La PCB para el paso de corriente “MOS” mostrada en la Figura 3.17 es accesoria al monitor de batería, encargándose de habilitar el flujo de corriente entre la batería y la carga. Fue separada del integrado de control debido a las exigencias térmicas de sus MOSFET de paso, la tecnología diferente de construcción del PCB, facilidad de reemplazo como posible punto de falla y capacidad de mejoramiento futuro.

A diferencia de las otras placas esta se desarrolla en 8 capas, 2 exteriores con peso de 1[ozCu] cada una y 6 interiores de 0,5[ozCu] cada una. El espesor resultante de cobre es de 5[ozCu], factor fundamental para la disminución de la resistencia equivalente y flujo térmico en la placa. Todos sus terminales de conexión a los MOSFET y bus de la batería, disponen de múltiples vías térmicas para consolidar las diferentes capas, así como también se cuenta con tratamiento de capa de inmersión oro níquel (ENIG) en las caras externas, de manera que se tenga mejor adhesión a la soldadura y resistencia a la corrosión.

En el diseño de esta placa, se prioriza disponer amplias áreas de cobre en reemplazo a las



**Fig. 3.17:** PCB MOSFET de paso.

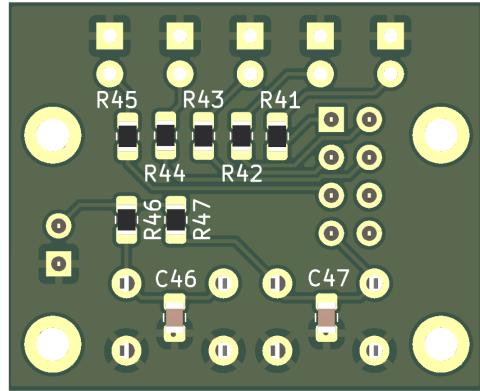
pistas, tal que las elevadas corrientes puedan también encaminarse con una mínima resistencia. Los MOSFET se orientan de manera cercana tal que se les pueda agregar un disipador pasivo común en la cara superior de ser necesario.

Se incluyen puntos de conexión de terminal atornillado capaces de 50[A] en las áreas de conducción, con amplia superficie expuesta y numerosos pasadores plateados, maximizando el contacto que tendrá el conector en dicha zona. Se decide utilizar un par de conectores Phoenix MKDS para comunicar los estados con el monitor y recibir la señal que activa la compuerta de los MOSFET.

### 3.3.4.4. Interfaz del medidor de combustible (LED)

La placa LED es auxiliar a las funciones del medidor de combustible, sirviendo como interfaz visual con su arreglo de luces led en escala de colores, como también de acceso táctil para el usuario disponiendo de pulsadores para mostrar el estado de la batería. La placa LED se muestra en la Figura 3.18 a continuación:

Se utilizan pistas de 10[mil] en una configuración menos densa de componentes, donde se piensa la ubicación espacial de ellos priorizando el estrés mecánico que se podría experimentar por presionar los botones, tanto en los pulsadores como en la base de montaje atornillable. No se disponen conectores en esta placa, pues se espera utilizar con una permanencia más prolongada, motivo por el cual se sueldan los cables directamente a la placa, utilizando solo un conector



**Fig. 3.18:** PCB LED interfaz de usuario.

para cada extremo de los terminales “LED1” y “LED2”.

Esta placa está diseñada, en conjunto con un panel frontal complementario desarrollado en el software Fusion 360 e implementado con la tecnología de impresión 3D. En el panel se contempla el adecuado montaje de dicha placa en la parte exterior del robot, junto con la inclusión de otros elementos en construcción ajenos a este documento como la pantalla led y otros botones.

## 3.4. Implementación

La implementación del sistema de gestión de energía y monitoreo se materializa en la interacción entre el hardware, por medio de las PCB diseñadas y configuradas, y el software que se ejecuta en el microcontrolador principal. Esta sección detalla cómo se establecen los parámetros del monitor de batería, así también cómo se obtienen datos en él y su procesamiento. Estos definen las funciones y algoritmos que se desarrollan en C/C++ para la rutina del microcontrolador Teensy 4.1.

### 3.4.1. Comunicación con MP2790

El monitor de batería MP2790 es capaz de cumplir con diversas funciones configurables integrando múltiples sistemas y sensores. Sin embargo, al carecer de memoria programable y ejecutar instrucciones de procesamiento tradicionales, es obligatorio indicarle externamente por medio de un microcontrolador los parámetros que se esperan de su ejecución, al menos la primera vez. Esto se realiza por medio del protocolo I2C que, por medio de señales de escritura y lectura

se permite acceder a los registros de interés en el monitor.

MP2790 puede utilizar la interfaz I2C como dispositivo esclavo, recibiendo información y reportando a un microcontrolador como maestro. La interfaz permite comunicaciones con el dispositivo en modo estándar y en modo rápido, utilizando este último. Las transacciones de datos que utiliza son similares a las indicadas en la especificación I2C. No obstante, a diferencia de otros dispositivos se debe guardar la precaución que el mensaje transmitido es de orden “Little endian”, es decir, se transmite primero el Byte con los bits menos significativos (LSB) y luego el Byte con los bits más significativos (MSB) de cada palabra datos o “Word” de datos (2 Bytes o 16 Bits).

Con la ayuda de la librería “I2CDev” en C/C++ de Jeff Rowberg, junto con los ajustes pertinentes para acomodar la particularidad mencionada del mensaje, se crea una base de funciones para la lectura y escritura de datos. En la Figura 3.19 se muestra el tipo de transacciones que MP2790 es capaz de interpretar.

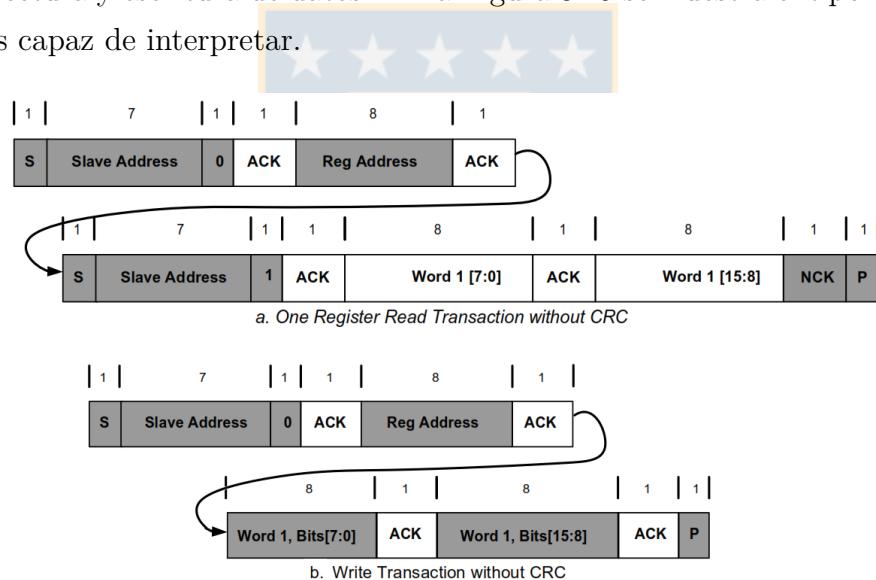


Fig. 3.19: Formato de datos por I2C de MP2790.

El monitor de batería cuenta con 599 registros únicos, que se reparten en 145 direcciones de 1 Byte de memoria que alojan 2 Bytes cada uno, de estos registros 51 son solo de escritura y 248 de solo lectura. Por el elevado número de registros, la complejidad de establecer sus valores individualmente bit a bit y la inexistencia de código publicado para el dispositivo, se decide crear una librería en C/C++ que permita funcionar como intermediario a los registros necesitados.

### 3.4.2. Creando una librería en C/C++

Para hacer el volcado de información encontrado en las 89 páginas del monitor de baterías que contienen las direcciones, registros y valores en binario, se decide crear la estructura llamada “MP2790\_Reg”. La estructura inicializa una variable por cada registro según su nombre, indicando dirección en memoria en la que se encuentra, el número bit en el cual se inicia, cuántos bits comprende, el tipo de operación para el cual se destina con el “ENUM” de tipo de acceso “RWAccess” (Lectura, Escritura, Ambas), y finalmente el tipo de memoria que ocupa en el integrado con el enum “NVMAccess” (Volátil, MTP, OTP).

La librería a escribir denominada “MP279X”, se compone de los archivos “MP279X.h” como encabezado para la definición de constantes, estructuras, enumeraciones, clases y el volcado de datos de los registros. El archivo “MP279X.cpp” es el archivo fuente en el que se describen los métodos declarados en el encabezado, estableciendo los algoritmos de cada función.

Usando como base la llamada a los métodos de lectura y escritura encontrados en “I2CDev”, se da origen a la clase “MP2790\_Base” en C++, que tiene cada instancia del integrado MP2790 como objeto, inicializado y declarado a partir del método de fábrica de objetos, permitiendo el correcto encapsulamiento de las variables del objeto. En la Figura 3.20 se muestra un sumario de los métodos creados sumariados e indicando el tipo de entradas y salidas que comprende.

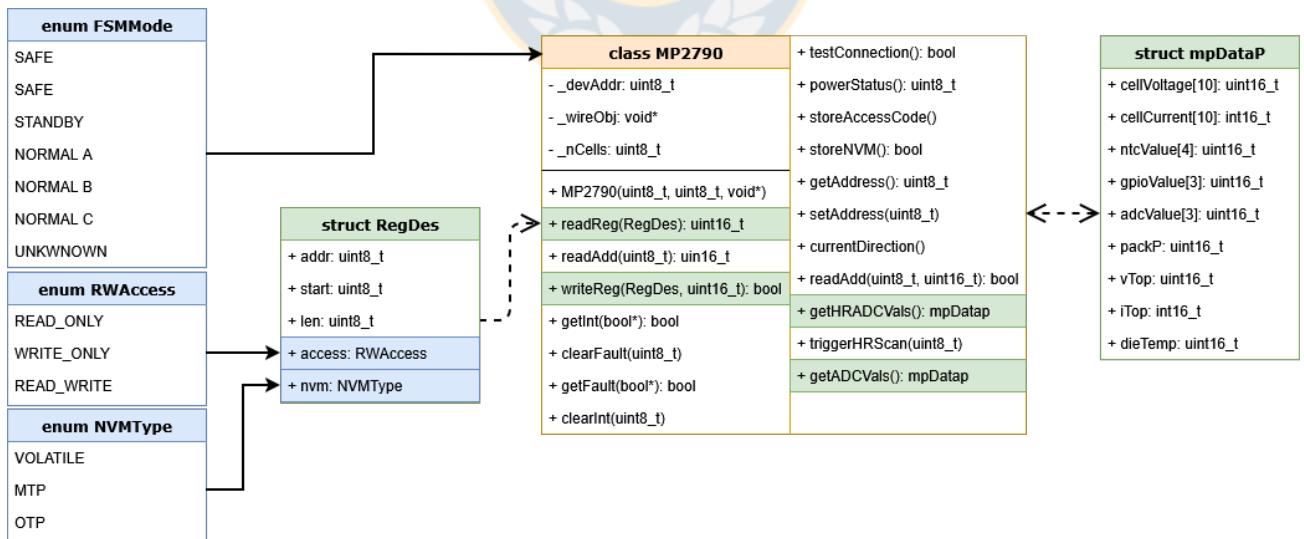


Fig. 3.20: Clase MP2790 Base.

Dichos métodos hacen uso de los métodos de escritura y lectura con los registros en formato “MP2790\_Reg”, permitiendo desde dentro de la ejecución de dicha función la solicitud del dato pertinente, realizando la manipulación, comparación, comprobación y conversión de manera

interna, entregando como salida un valor lógico, valor numérico relevante o cambio de estado pertinente.

Entre estos métodos se destacan: la comprobación y cambio de dirección del dispositivo, la comprobación de la conexión, el mapeo de señales de Alerta y Falla, el guardado en memoria no volátil, así como el despeje de alertas, la solicitud y obtención de los datos del ADC y/o del ADC HR, la lectura de parámetros en conversiones de: tensión y corrientes de celda o batería, temperatura.

### **3.4.3. Configuración MP2790**

Para el funcionamiento esperado del monitor y realizar su configuración inicial es necesario entregarle inicialmente los parámetros adecuados del sistema. Esto incluye información básica como el número de celdas en la batería, la dirección I2C a utilizar y si se utilizará verificación de redundancia cíclica (CRC) en las comunicaciones. Así como información más específica, tales como concertar la manera en la que se verificará, responderá y actuará ante las fallas o alertas que reporta el monitor.

Esto se realiza por medio del protocolo de comunicaciones I2C utilizando su dirección inicial, siendo necesario la escritura de una secuencia de mensajes destinados a las correspondientes direcciones de su memoria de ejecución. Dichos parámetros incluyen datos clave de funcionamiento como: límites de OV, UV por celda y por batería, rangos de SC, detección OW, habilitación de revisión de fallas, posibilidades de despeje de fallas, indicaciones de alerta, entre otras. También es importante configurar una serie de registros según qué componentes electrónicos físicos se utilizan y disponen en la placa impresa, con el objetivo de calibrar adecuadamente los límites y rangos de funcionamiento y protección.

Con la ayuda del software compañero del Kit de evaluación de MP2790 mostrado en la Figura 3.21, se definieron todos los parámetros necesitados en el monitor. Los datos de la exportación de este software se entregan de manera tabulada por cada registro indicado en el Anexo C (Parámetros), por lo que se crea una rutina en C/C++ encargado de la carga de ellos al monitor por medio de un controlador externo.

La configuración entregada cambia los parámetros de uso y es válida mientras MP2790 se mantiene con alimentación eléctrica, lo que significa que es posible apagar el sistema para volver a su estado por defecto. Esta característica permite hacer los cambios necesarios durante las

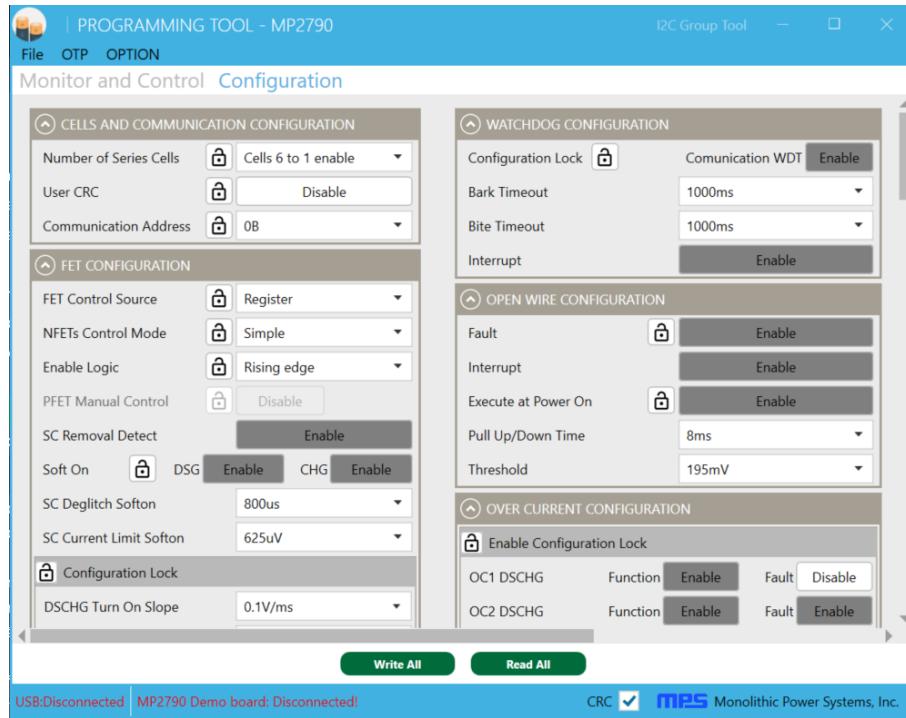


Fig. 3.21: Interfaz herramienta de configuración MP2790.

etapas de prototipado y previas a la implementación final.

Para conservar la configuración del monitor de forma permanente, es necesario escribir la tabla de registros en la memoria no volátil (NVM), la cual utiliza una tecnología de fusibles electrónicos en algunos de ellos. Esto significa que algunos de los registros son del tipo programable una sola vez (OTP) o programable múltiples veces (MTP), permitiendo en estos últimos hasta tres escrituras a lo largo de la vida del IC. Este proceso de guardado debe realizarse externamente al funcionamiento normal del circuito, aplicando una tensión de 7,5[V] al terminal “nSHDN”, en lugar de los 3,3[V] habituales y, como medida de protección contra escrituras accidentales, ingresando el código de acceso correcto en el registro “STORE\_CMD\_ACCESS\_CODE”.

### 3.4.4. Programa principal

El microcontrolador principal utilizado por los componentes de bajo nivel del robot es el Teensy 4.1 que con su procesador ARM Cortex-7 de 600[MHz], permite la rápida ejecución de programas en un hilo. Para implementar la lógica de medición y protecciones en la rutina de trabajo del robot, se programa en el lenguaje C/C++ diferentes algoritmos que permiten ordenar la lógica del robot en diferentes estados concretos. Obteniendo parámetros eléctricos desde el monitor de batería, verificando que dichos valores se encuentren en un rango de operación

aceptable y decidir qué medidas tomar para corregirlos o las acciones que tomo como protección.

### 3.4.5. Máquina de estados finita

Para poder describir de manera cualitativa el estado del robot, se establece una lógica computacional de máquina de estados finita, cuyos estados principales están enfocados en la seguridad de operación del robot, compartimentalizando las acciones ejecutivas, de comprobación y correctivas. Se elabora el diagrama de 3.22 para representar los estados y condiciones de cambio.

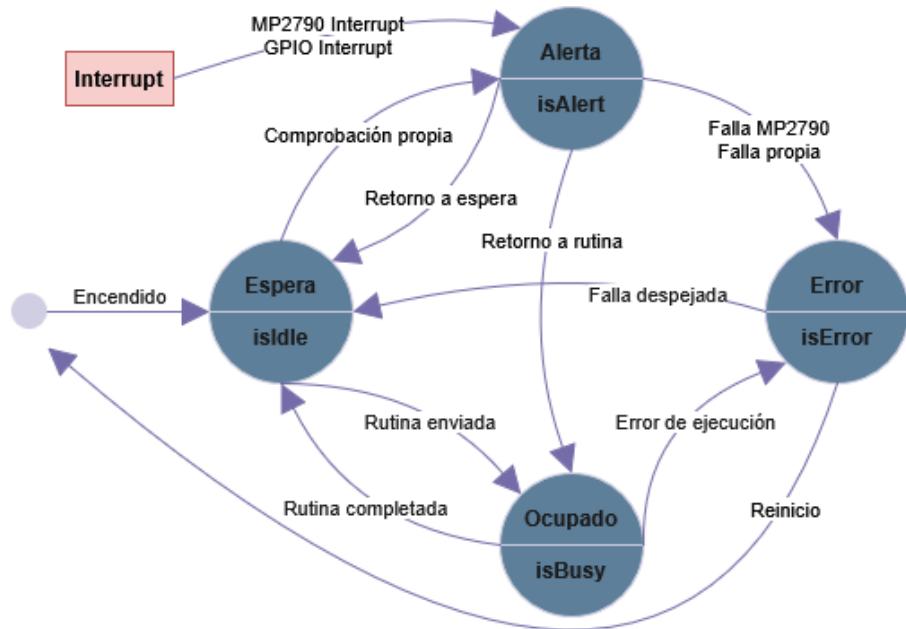


Fig. 3.22: Diagrama máquina de estados finita.

Los estados principales son:

- **En Espera (Idle):** Estado inicial tras la energización. El sistema se encuentra estable y sin fallos. En este modo, se monitorean continuamente los parámetros de la batería y se está a la espera de la ejecución de alguna rutina de movimiento en el robot o de la detección de una anomalía.
- **Ejecución:** Corresponde a la operación normal del robot, donde se ejecutan las tareas de movimiento y procesamiento. La recepción de alertas se mantiene activa y el monitoreo de parámetros continúa en segundo plano.
- **Error:** Se activa ante una falla crítica que compromete la seguridad. En este estado se ejecutan medidas como la deshabilitación de la línea de potencia principal para proteger

tanto al robot como a la batería, manteniendo las comunicaciones e historial de eventos activos. El estado de Error debe ser revisado o despejado por el usuario de manera externa al programa, indicando su recuperación.

- **Alerta:** Se activa brevemente al detectarse un parámetro fuera de su umbral de operación o se recibe una señal de “interrupt” externa. La función evalúa el tipo de alerta e intenta ejecutar acciones correctivas sencillas para retornar a su estado anterior. Si una alerta crítica no puede resolverse tras varios intentos, el sistema cambia al estado de Error.



## 4. Resultados

### 4.1. Validación de parámetros (WIP)

#### Sección en desarrollo...

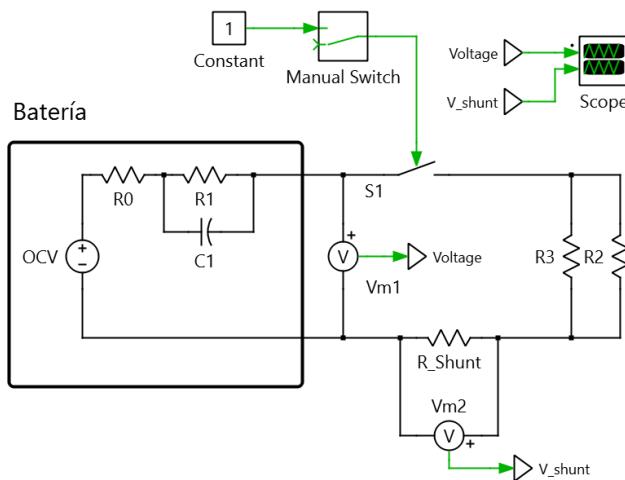
Una vez cargados los datos en el Monitor de batería, se comprueba que las funciones de medición, rango, alertas y errores funcionen de la manera esperada. Esto se hace con ayuda de un circuito complementario al prototipado para simular la presencia de las 6 celdas, así como entregar una señal equivalente a la de los terminales de la resistencia shunt con ayuda de un potenciómetro. Adicionalmente, la visualización de las señales del interrupt “XAlert” se hace por medio de un diodo Led.

Se ha creado una serie de rutinas para exponer el monitor de batería a las diferentes situaciones y rangos comprendidos en su configuración. De estas pruebas se determina que:

- Prueba umbral sensor de corriente
- Prueba umbral UV OV celdas
- Prueba umbral UV OV pack
- Prueba umbral desactivación Corto circuito (SC) y sobrecorriente (OC)
- OK - Prueba interrupt XAlert

## 4.2. Caracterización de la batería

El comportamiento de la batería puede variar notablemente ante fuertes impulsos de carga y si bien el controlador Odrive S3 es capaz de adaptarse a dicha respuesta, sus parámetros no son menos valiosos, pues permiten disponer de un modelo para realizar simulaciones y eventualmente realizar un sistema complementario de compensación a los impactos de carga.



**Fig. 4.1:** Configuración de prueba batería.

El someter a la batería a un escalón de carga en un ambiente controlado vislumbra la respuesta dinámica que se espera de la Ecuación 2.1 de la tensión, con este objetivo se arma el circuito complementario usando el osciloscopio “MSO-X 2024A” de Keysight Technologies y una resistencia shunt de  $75\text{mV}/50\text{A}$ , midiendo el voltaje en los terminales de la batería al realizar un cambio de carga.

Se realiza un impacto de carga de  $30[\text{A}]$  durante un breve periodo de tiempo, en el cual se pueda ver fácilmente los comportamientos de carga y descarga.

De los acercamientos mostrados en la Figura 4.2, es posible observar que finalizada la conmutación, la tensión se establece en su valor de caída de inmediata.

De las Figuras 4.2b y 4.2c, se puede ver el cambio instantáneo en la tensión de  $814[\text{mV}]$  al conectar carga, y el cambio de  $464[\text{mV}]$  al desconectarla. La conmutación de conexión sucede más rápido, estabilizando la corriente rápidamente. En la desconexión el mecanismo de supresión de arco del interruptor, tiene como efecto secundario en una estabilización más lenta mostrada en la Figura 4.2d.

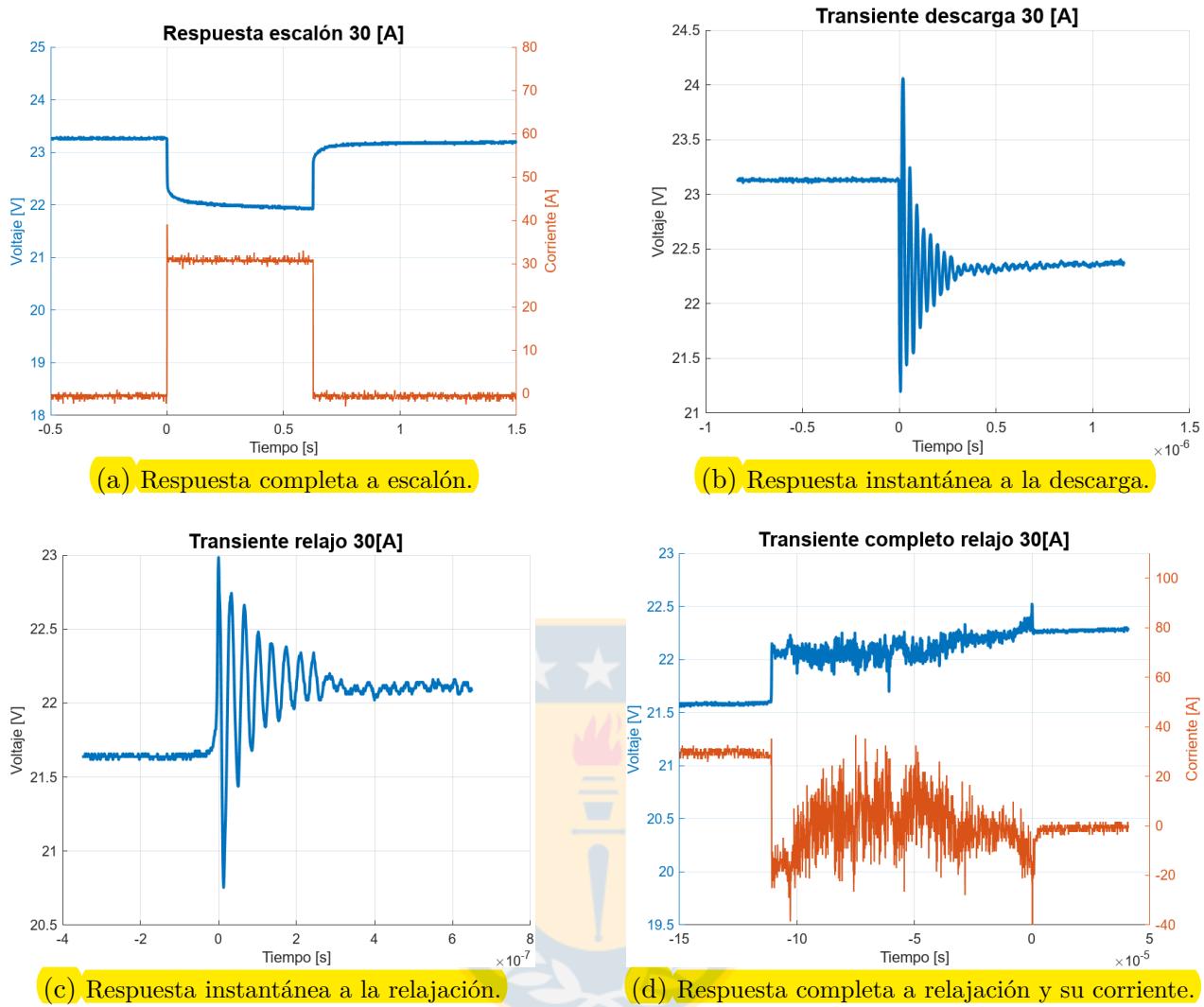


Fig. 4.2: Respuesta batería.

El cambio de tensión es medido desde cuando es iniciado el transiente, hasta cuando se estabiliza la corriente concluyendo la commutación del interruptor. Solo el periodo de relajación se interpreta para el cálculo resistencia interna de la batería  $R_0 = 15,1[m\Omega]$ , pues para dicho momento ya se ha cargado la capacitancia  $C_1$  de la rama RC y la corriente  $I_{bat}$  se aproxima lo suficiente a la cual exige la carga. Se establece su valor despejando de la Ecuación 4.1.

$$\lim_{t \rightarrow 0} \Delta V_x = R_0 |\Delta i| \quad (4.1)$$

Como la duración de esta carga es muy acotada, no es posible visibilizar el periodo de reposición de los iones en la superficie de la batería, el efecto tiene una duración de varios minutos en completarse. Debido a esto, se realiza una toma de muestras posterior durante un mayor período de tiempo y un escalón de corriente más pequeña.

La nueva toma de muestras es realizada con el multímetro “Uni-t UT61D+” tomando muestras cada  $0,333[s]$ , registrando con el mismo osciloscopio los momentos donde se hacen las dos comutaciones.

El proceso de toma de los resultados se hace con la batería en un reposo de al menos  $3[horas]$ , para que no sesgar la medición de la difusión de iones en ella. Se mantiene la carga durante  $20[minutos]$ , cuidando que la batería ni circuito provisorio aumenten su temperatura y con esto, cambien sus propiedades de manera que perturben los resultados. Los datos obtenidos se muestran en las Figuras 4.3. La curva obtenida en azul, muestra una gran y sostenida caída

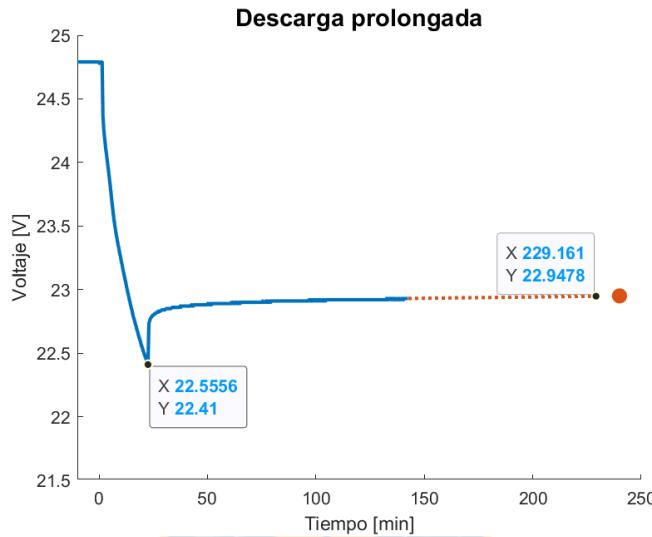


Fig. 4.3: Descarga y reposo prolongados.

de tensión en el principio del gráfico, esto se explica por el estado de carga de la batería, que estando cercano a su estado máximo de carga tiene una pendiente más pronunciada. En el tiempo  $00:22:33$  o  $t_o = 1353[s]$  se realiza la apertura del circuito en una tensión de  $V_1 = 22,41[V]$  y se continúa registrando los datos hasta el tiempo  $02:25:00$  alcanzando  $V = 22,93[V]$ . Posteriormente y transcurrida una noche entera, se registra que la OCV llega a los  $V_f = 22,95[V]$ , proyección a un tiempo indefinido indicado en color anaranjado. Con estos datos calcula de manera sencilla la resistencia difusión como  $R_1 = 119,9[\text{m}\Omega]$ , de acuerdo a la Ecuación 4.2.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta V_1[V] = (R_0 + R_1) |\Delta i| \quad (4.2)$$

Para dar encontrar al momento en que se alcanza la tensión final, se utiliza la constante de tiempo  $\tau = R_1 \cdot C_1$  cuyo múltiplo mayor disponible se encuentre en los datos recopilados. En esta ocasión sucede que en  $3\tau$  el crecimiento es del 95,02% desde la relajación, caso el que la tensión alcanzaría los  $V_{3\tau} = 22,9231[V]$ . Para dar con la precisión que amerita dicho valor, se realiza una interpolación lineal en los datos disponibles, determinando que se alcanza  $V_{3\tau}$  en el

segundo  $t_f = 7744[s]$  desde el retiro de la carga. Finalmente, se calcula  $C_1 = 17,817[\text{kF}]$  según la Ecuación 4.3.

$$C_1[F] = \frac{(t_f - t_o)}{(3 * R_1)} \quad (4.3)$$

### 4.3. Estimación del SoC y OCV

Es conocido que la capacidad de la batería podría diferir en cuanto tiene rotulada y, especialmente la unidad con la que se dispone presenta signos de envejecimiento (hinchazón), por lo que se vuelve más importante determinar cuánta capacidad dispone.

Se realiza un ensayo de descarga completa partiendo desde cuando se ha cargado la batería hasta la tensión máxima de uso, iniciando con una exigencia de carga  $R_3$  y  $R_2$  combinada tal que la corriente inicial sea de  $4[A]$ , apuntando realizar la descarga a una razón de  $1C$ . La batería se considera descargada una vez que su tensión baje de los  $19,8[V]$  o cuando cualquiera de la tensión entre sus celdas sea menor a  $3,3[V]$ .

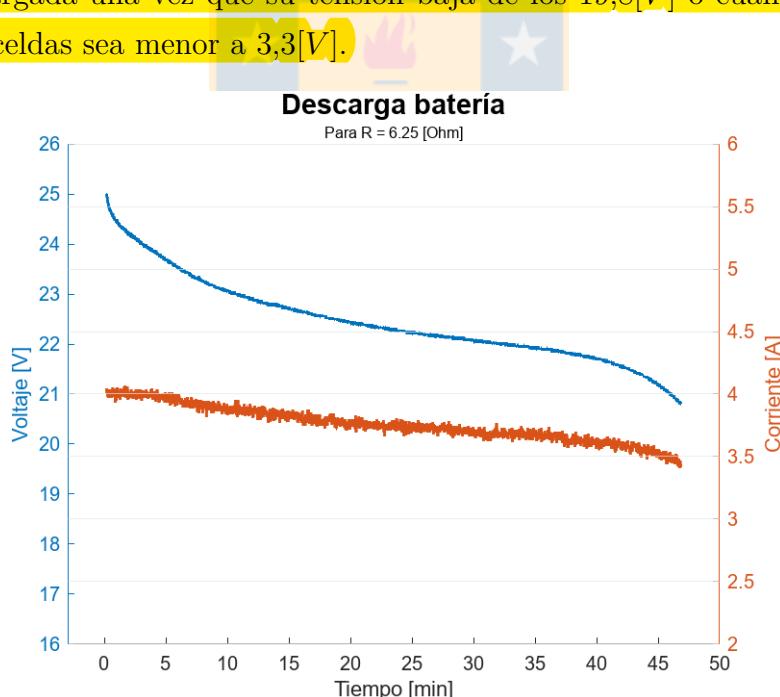


Fig. 4.4: Descarga batería.

Los resultados mostrados en la Figura 4.4 dan cuenta de la curva de descarga de la batería, la cual se agota en un periodo de  $46,86[min]$ .

Realizando la integración de corriente en el tiempo, se obtiene que la carga disponible para esta unidad es de  $Q_{bat} = 2924[mAh]$ , esto la sitúa en un (SoH) del 73 % De la misma forma

y haciendo uso de los datos de tensión durante el mismo periodo, se determina la energía suministrada como  $E_{bat} = 65,75[Wh]$ .

Conociendo el valor absoluto de carga, se establece de manera relativa la profundidad de descarga (DoD) de la batería como  $DoD(t) = \frac{Q(t)}{Q_{bat}}$ , unidad que permite derivar el SoC fácilmente como  $SoC(t) = 1 - DoD(t)$ .

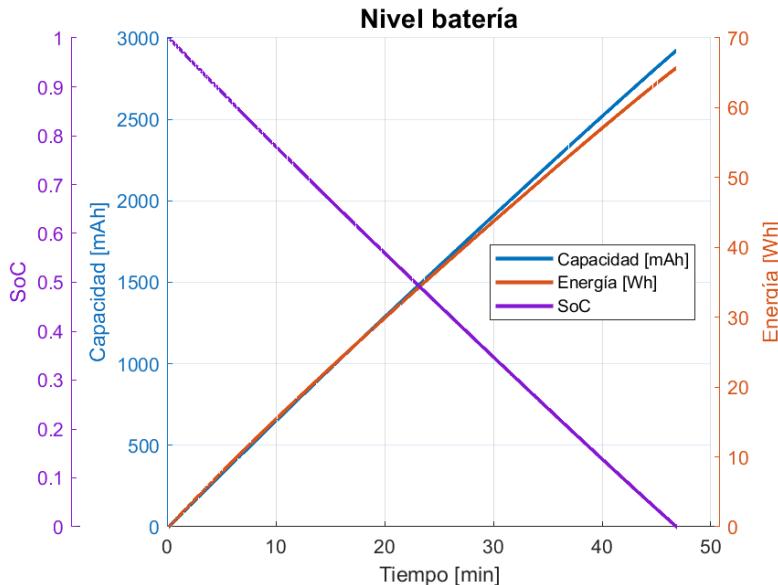


Fig. 4.5: SoC batería.

A partir de la Ecuación 2.1 que modela el estado de carga y tensión de circuito abierto, se realiza a continuación la equivalencia en variables discretas.

$$\begin{cases} SoC[k] = SoC[k-1] - \frac{\Delta k}{Q} I_{bat}[k-1] \\ I_{R1}[k] = \exp\left(-\frac{\Delta k}{R_1 \cdot C_1}\right) I_{R1}[k-1] + \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta k}{R_1 \cdot C_1}\right)\right) I_{bat}[k-1] \\ v[k] = OCV(SoC[k]) - R_1 I_{R1}[k] - R_0 I_{bat}[k] \end{cases} \quad (4.4)$$

El modelo se concretiza, pudiendo determinar los valores de  $SoC[k]$ ,  $OCV(SoC[k])$  e  $I_{R1}[k]$ . Dadas las condiciones adecuadas de reposo, temperatura y corriente cero en la batería, sería posible recuperar el SoC de esta batería en particular a partir de su OCV, por lo que se elabora una tabla de  $SoC(OCV[k])$  a la que el MCU tenga acceso en caso de no haber realizado un seguimiento completo por conteo de Coulomb. En la Figura 4.6 se muestran los datos graficados de tabla.

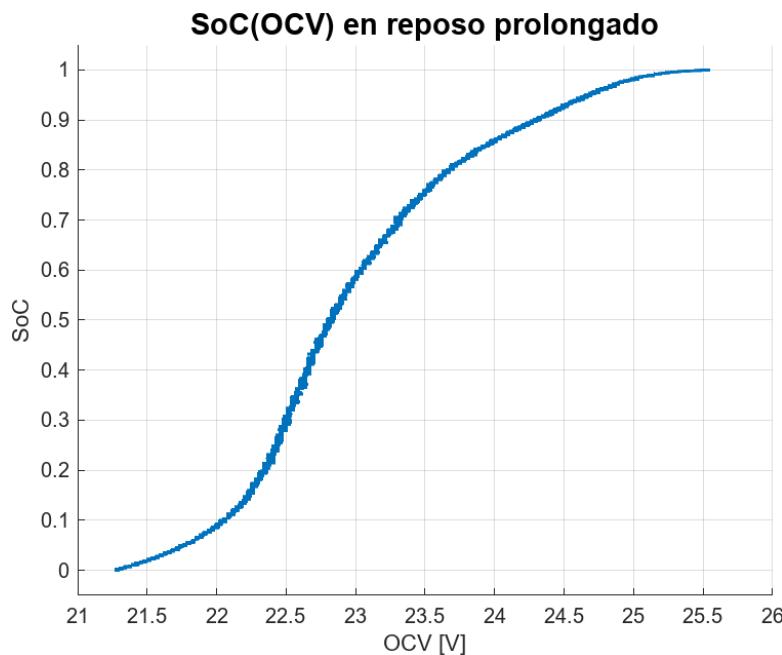


Fig. 4.6: SoC batería.

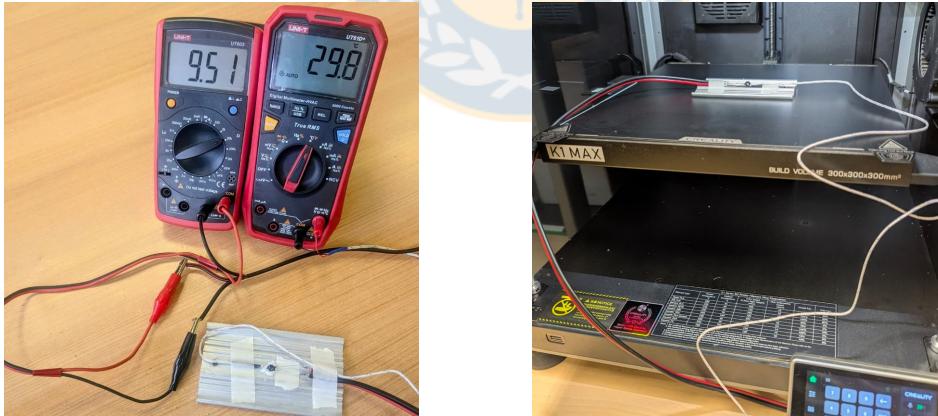
La implementación en el código de dicha tabla como función, se realiza por medio de un mapeo de 1000 muestras, las cuales son espaciadas según el peso de su razón de cambio, permitiendo aumentar la precisión cuando del SoC cuando el OCV menos varía en la zona intermedia. Se permite además la granularidad de la información por medio de la interpolación lineal de las muestras para OCV dentro del margen.

## 4.4. Calibración NTC

Debido a que los termistores NTC adquiridos no cuentan con una hoja de datos con parámetros que los caractericen, es necesario realizar la calibración necesaria, estableciendo de manera experimental los coeficientes que se utilizan para la Ecuación 3.2 de Steinhart-Hart.

La manera de realizar la calibración es utilizar en paralelo un dispositivo cuyas mediciones de temperatura sean confiables y repetibles, tal que los registros de resistencia en los terminales del NTC se puedan comparar con dicha temperatura conocida.

Con este propósito se disponen del termistor a parametrizar y una termocupla estándar, ambos dispositivos se les añade pasta conductora térmica a una placa metálica y adhesivo térmico en sus bordes. La placa es seleccionada tal que cuente con suficiente masa como para asegurar que ambos sensores mantengan una temperatura uniforme, disponiendo de suficiente tiempo para realizar la medición simultánea. La configuración de prueba se dispone en una cama caliente de temperatura regulable, tal que se puedan realizar cambios configurables en ella y que, luego de haber esperado un tiempo y habiendo conseguido su estabilización térmica, se puedan registrar las mediciones en cada componente. La configuración experimental se muestra en la Figura 4.7.



**Fig. 4.7:** Configuración de prueba termistor.

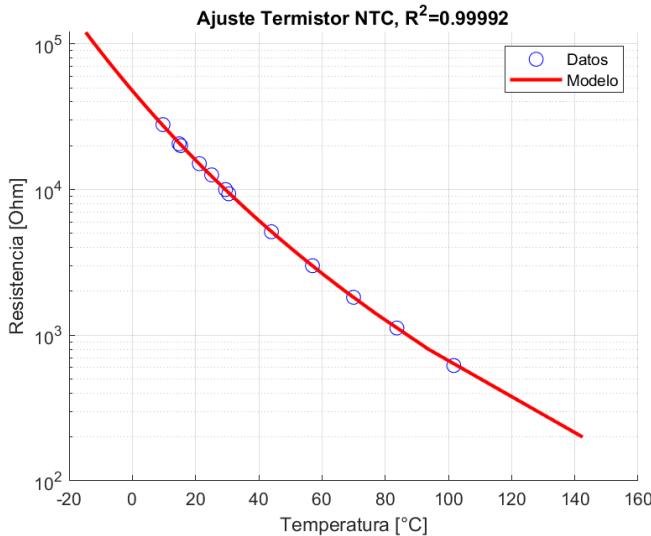
Se utiliza la función “lsqcurvefit” de la herramienta MATLAB, que permite realizar un ajuste de curva no lineal de mínimos cuadrados, método al cual se le presenta la Ecuación 3.2 de Steinhart-Hart junto con los datos obtenidos. El código de dicha evaluación se adjunta en el Apéndice D.

En la Figura 4.8 se muestran los datos y el modelo ajustado a ellos en la Ecuación 4.5,

que con sus coeficientes ya parametrizados permiten determinar correctamente la temperatura, dicha ecuación tienen una correlación de  $R^2 = 0,99996$  con los datos.

$$T^{-1}[\text{°K}]^{-1} = 1,179e10^{-3} + 5,345e10^{-4} \cdot \log_{10}(R) - 1,795e^{-7} \cdot \log_{10}(R)^3 \quad (4.5)$$

Debido a la manera en que el monitor de batería realiza la medición en los terminales NTC,



**Fig. 4.8:** Modelo ajustado del termistor.

es necesario hacer la conversión del valor registrado por el ADC al de resistencia que tiene el termistor en ese momento. Como el ADC mide la tensión entre los terminales del NTC y la referencia, entonces el voltaje  $V_{adcx}$  será resultado del efecto divisor de tensión desde la entrada “NTCB” a 3,3V, así como se muestra en la Ecuación 4.6a y la Ecuación 4.6b.

$$N_{adcx} = \frac{V_{adcx}}{V_{NTCB}} \quad (4.6a)$$

$$R_{NTCx}[\Omega] = (1 \cdot N_{adcx}) \cdot \frac{R_{10k}}{(1 - N_{adcx})} \quad (4.6b)$$

Obtenido la resistencia medida en el ADC, se puede realizar la conversión con los coeficientes obtenidos experimentalmente dentro del método “getNTCValues(\*double)”, inserto en el código de la librería.

```

1  double A = 0.001179f, B = 0.0005345f, C = -0.0000001795f;
2  double R_ntc = (1-N_adc) * 10000.f / (N_adc);
3  double T_ntc = 1 / ((A + B*ln(R_ntc) + C*ln(R_ntc)^3));

```

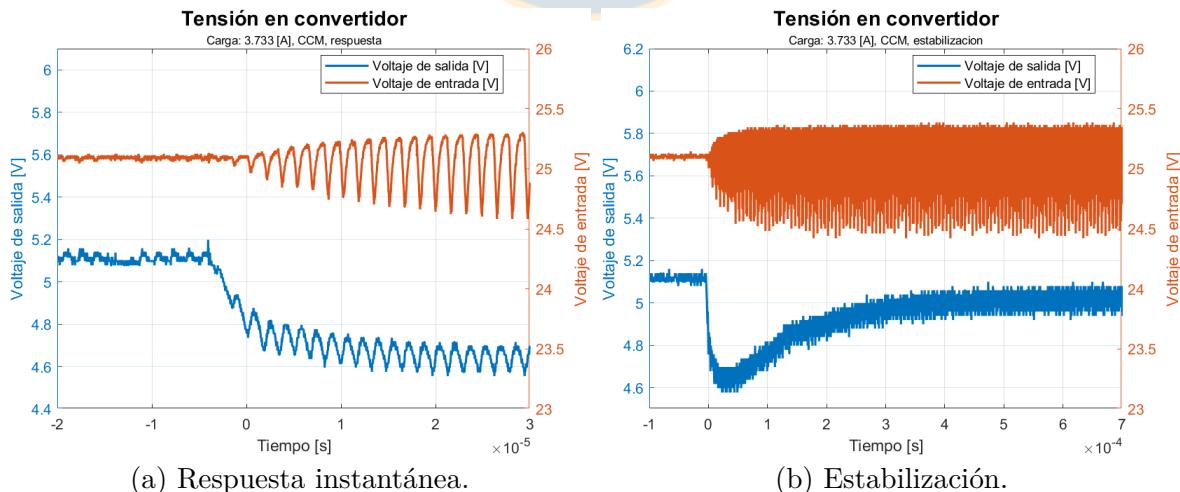
## 4.5. Estabilidad de los convertidores

Con ambos convertidores construidos y utilizando los parámetros de diseño, se realiza una serie de pruebas pensadas para evaluar su desempeño frente a la variación de cargas repentinas y así probar los límites de su operación, tal que se puedan validar apropiadamente para su uso prolongado en el tiempo.

### 4.5.1. Línea 5 [V]

En primer lugar, se hace la regulación de la tensión en la salida ajustada por el potenciómetro, tal que el convertidor suministre con su circuito abierto  $V_{ocv} = 5,10[V]$  en estado estacionario, esto se hace de manera que en el estado máximo de carga pueda suministrar un voltaje lo más cercano a los  $5,00[V]$  objetivo.

La primera prueba consiste en la conexión de una carga levemente superior a la máxima esperada en el convertidor, donde se pueda analizar la respuesta ante un cambio escalón de la corriente más exigente partiendo desde el reposo, en este caso de  $3,733[A]$ . Esta prueba se realiza conectando una carga resistiva de  $R_{load1} = 1,34[\Omega]$  capaz de disipar potencia para corrientes de hasta  $10[A]$ , amplio margen para que evitar que los componentes vean afectada su resistividad por temperatura. En la Figura 4.9a se muestra la respuesta del controlador de dicha prueba



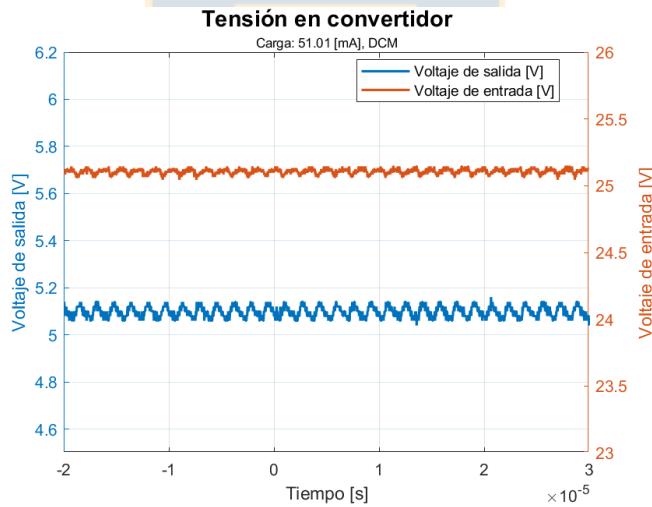
**Fig. 4.9:** Respuesta convertidor Buck.

donde se puede apreciar el cambio de modulación agresivamente del convertidor a los  $3,1[\mu s]$  de iniciado el escalón. Se observa también que a los  $24[\mu s]$  la caída de tensión llega al valor mínimo

de  $4,555[V]$ .

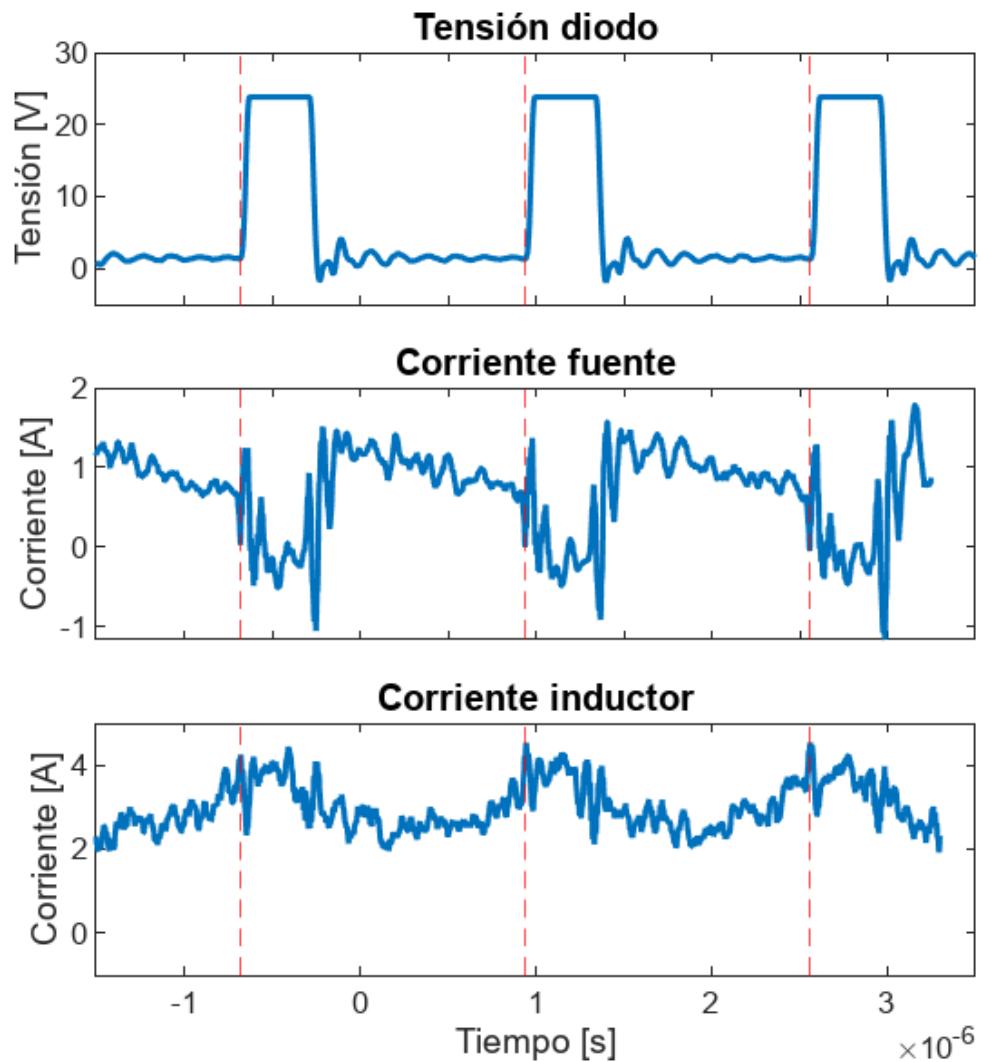
La Figura 4.9b indica la estabilización de la salida en el convertidor con una tensión RMS de  $5,01[V]$  a los  $444[\mu s]$ , con un rizado de salida en la nueva condición de  $168,75[mV]$ . Se hace notar también el rizado que experimenta la batería al alimentar el convertidor, que si bien está acotado a un máximo de  $25,39[V]$  en este caso límite, se encuentra bajo el umbral absoluto de  $25,5[V]$  donde se daña prematuramente la batería. No obstante, hay que considerarlo en caso de que compuesto con otro fenómeno sobrepasen este límite, necesitando ajustar el capacitor de entrada.

Luego de haber transcurrido 5 minutos con esta carga, se realiza la medición de la temperatura de los componentes clave del convertidor, ubicando una termocupla centrada en la superficie de la carcasa del componente. La temperatura ambiente al momento de tomar la muestra fue de  $26[^{\circ}C]$ . El regulador Buck TPS54531 presentó  $76[^{\circ}C]$ , el inductor  $60[^{\circ}C]$  y el diodo catch  $75[^{\circ}C]$ . Se realiza también una medición para una carga de  $100[\Omega]$  por la cual circulan  $51,01[mA]$ , de



**Fig. 4.10:** Convertidor Buck en DCM.

manera que se pueda observar el funcionamiento del controlador en DCM. El comportamiento a la carga constante se muestra en la Figura 4.10 a continuación. Se adjuntan también las curvas características de los diferentes componentes externos del conversor Buck en la Figura 4.11 para una carga de  $3,472[A]$ .



**Fig. 4.11:** Curvas características del convertidor Buck.

#### 4.5.2. Línea 3.3 [V]

Se realiza también la misma prueba con el regulador lineal, conectando una carga máxima en forma de escalón y midiendo el efecto del cambio desde el reposo hasta unos  $0,636[A]$ .

El resultado de dicha prueba, mostrado en la Figura 4.12, indica que la caída de tensión es de un 3,4 %, llegando a un mínimo de  $3,18[V]$  y estabilizándose rápidamente a los  $39[\mu s]$  de iniciado el escalón.

La temperatura en la parte central de la superficie en el regulador LDO alcanza los  $76[^\circ C]$  luego de 5 minutos funcionando a carga máxima.

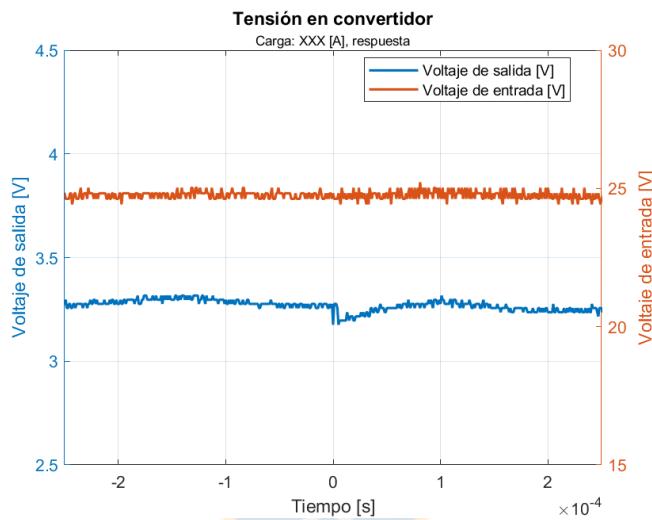
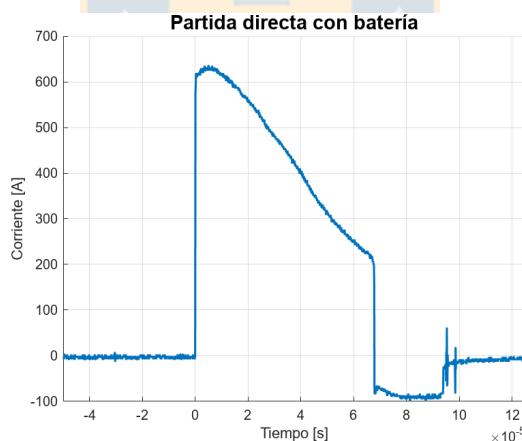


Fig. 4.12: Respuesta a carga en regulador lineal.

## 4.6. Partida suave MOSFET

Al realizar la energización del sistema por medio del interruptor llave de paso para los actuadores y convertidores, debido a la capacitancia que se observa en el otro extremo del bus de la batería, la corriente de inrush es considerablemente alta. Esta situación puede producir problemas en el dispositivo que realiza la conmutación. Normalmente esta corriente es perceptible visualmente al cerrar el circuito con un conector físico, pues produce un arco eléctrico que deteriora los contactos con el tiempo. Los interruptores mecánicos están diseñados para soportar estas condiciones y suprimir o disipar el arco dentro de sí. Sin embargo, en el caso de los MOSFET utilizados como interruptores electrónicos la situación es más crítica, ya que esta corriente puede superar la capacidad de conducción del canal, condición que se escapa de su Área de operación segura (SOA) produciendo un daño irreversible en el componente.

Para dar cuenta de este fenómeno, se mide la corriente de inrush en el momento de una conmutación repentina, suministrando los 25,2[V] máximos de la batería con el cierre de un interruptor mecánico, registrando por medio del osciloscopio la intensidad de la corriente y el tiempo que toma en estabilizarse la línea. La medición se muestra en la Figura 4.13.

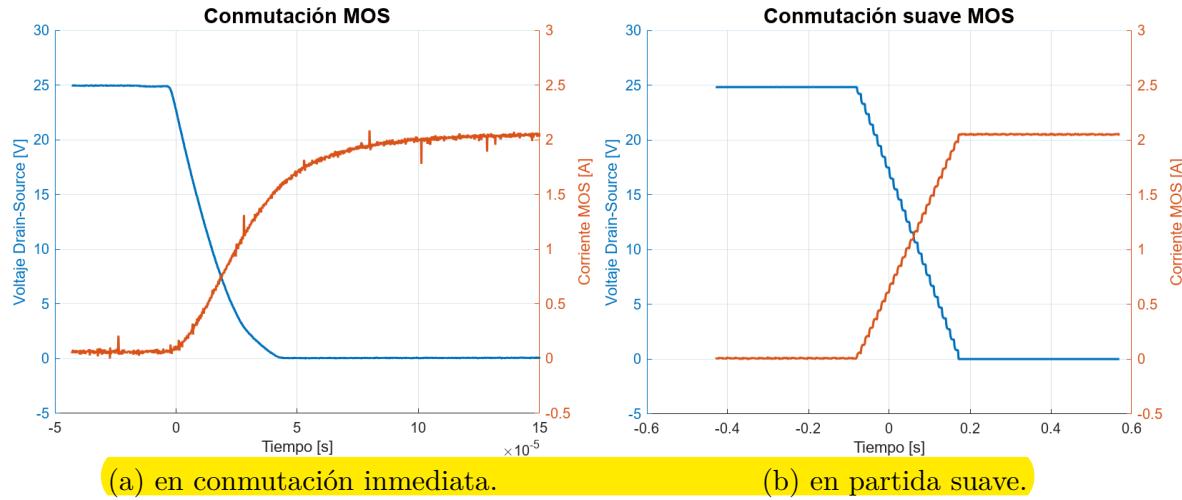


**Fig. 4.13:** Corriente inrush con interruptor mecánico.

Se observa que la corriente alcanza un pico de 612[A] durante un periodo de 41[ $\mu$ s], valor de corriente que sobrepasa el límite corriente del SOA para el MOSFET LR7843.

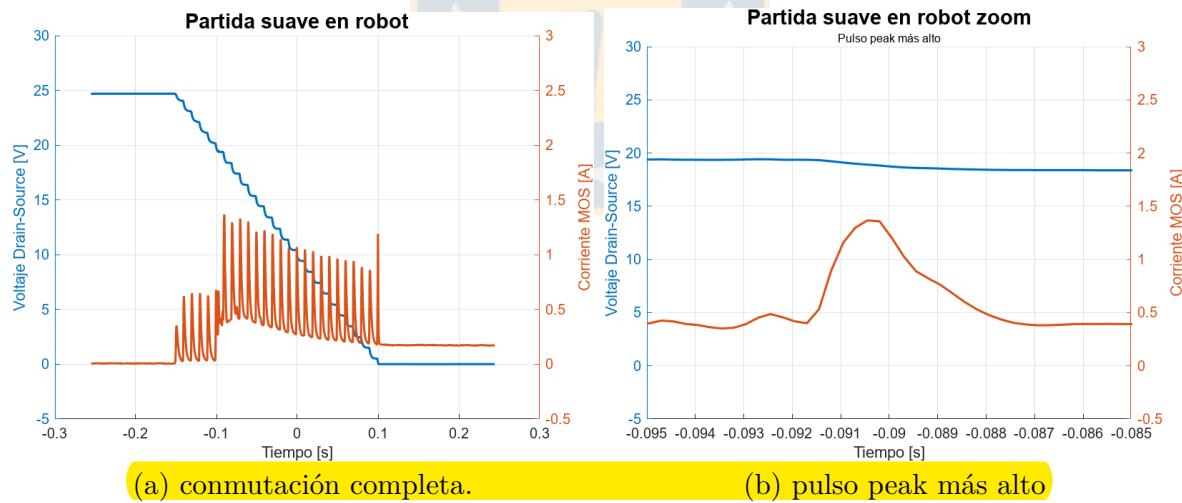
Antes de realizar la implementación definitiva de la partida suave, se comprueba que los parámetros seleccionados en el controlador, de  $C_{cp}:47[nF]$ , Rampa VGS:  $0,1[V/ms]$  y VGS final  $10[V]$  funcionen adecuadamente con un circuito únicamente resistivo, en esta ocasión de  $12,75[\Omega]$ , tal que se evite poner en peligro el arreglo de commutadores antes confirmar su validez. En la Figura 4.14 se muestra el resultado de la conmutación electrónica utilizando el ensanche

inmediato del MOSFET en 4.14a y utilizando la partida suave en 4.14b.



**Fig. 4.14:** Prueba de conmutación.

De los resultados se observa que los parámetros elegidos son adecuados para seguir el régimen de encendido seleccionado, disminuyendo progresivamente la resistencia  $R_{ds}$  y permitiendo el aumento gradual de la corriente que circula por el dispositivo. El encendido se ralentiza a cerca de 254[ms] o 5000 veces más lento respecto al original.

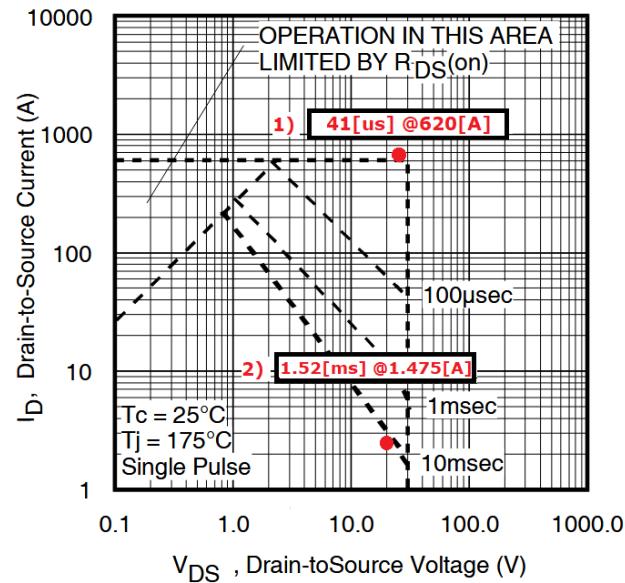


**Fig. 4.15:** Encendido en partida suave.

Finalmente, se mide el encendido completo del sistema en las Figuras 4.15, donde se muestra que el inrush se disminuye considerablemente, siendo distribuido casi uniformemente en cada pequeño ensanche del canal. La corriente máxima registrada fue de 1,475[A] en un pulso de duración de 1,52[ms], lo que sitúa exitosamente el sistema dentro del SOA.

La Figura 4.16 muestra el SOA junto con el punto de conmutación inmediata con interruptor

mecánico con el numeral 1), así como el punto de comutación con partida suave del arreglo de MOSFET con el numeral 2).



**Fig.** 4.16: SOA de LR7843.

## 5. Conclusiones

En el desarrollo de este proyecto se ha logrado diseñar e implementar exitosamente un sistema de gestión y suministro de energía autónomo para el robot bípedo B1P0, utilizando una única batería de litio-polímero (LiPo) como fuente principal. Sistema capaz de resguardar el bus de alimentación para sobretensiones, bajo-tensiones, sobre-corrientes, cortocircuitos y sobre-temperaturas, asegurando la integridad tanto de la batería como de los dispositivos conectados al robot.

El monitoreo de la batería y coordinación de estas protecciones, se ha llevado a cabo con una carga mínima en tiempo de cómputo en el microcontrolador principal del robot, completando la tarea constante de medir el combustible en un tiempo de [ms].

El sistema desarrollado cumple con los requisitos de alimentación tanto para los motores de alta dinámica como para los componentes electrónicos sensibles, garantizando un funcionamiento seguro, de rápida respuesta al cambio de carga y con una eficiencia del 85 % a plena carga de 3,5[A] para el riel de 5[V] y, una a carga de 0,5[A] para el riel de 3,3[V].

Uno logro complementario de este trabajo ha sido sentar las bases de la librería en C/C++ para la comunicación con el monitor de batería MP2790, facilitando la integración del sistema de gestión de baterías en el software de múltiples proyectos futuros que involucren el uso de baterías con tecnologías de litio y este dispositivo.

La fortaleza del desarrollo de este proyecto proviene de la integración de diferentes áreas de la ingeniería como convertidores DC-DC, sistemas embebidos, diseño de PCB y desarrollo de algoritmos computacionales, enlazando tecnologías de hardware y software en una solución coherente y funcional de enfoque multidisciplinario.

La implementación de este sistema no solo mejora la autonomía y seguridad del robot B1P0, sino que también establece un precedente para futuros desarrollos en sistemas robóticos autónomos que requieran hacer una gestión de energía confiable y segura.

# Bibliografía

- 
- [1] L. Xie, Q. Qiao y Z. Wang, «An efficient power management system for biped robot,» en *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, oct. de 2008, págs. 2130-2135. visitado 17 de oct. de 2025. dirección: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4771097/>
  - [2] G. R. Sathyamoorthi y T. S. Mubanda, «Design and implementation of a scalable battery management system,» 2020. HDL: 20.500.12380/302025. visitado 23 de sep. de 2025. dirección: <https://hdl.handle.net/20.500.12380/302025>
  - [3] G. Darikas, «Design and implementation of a battery management system for lithium-ion batteries suitable for automotive applications,» Aristotle University of Thessaloniki, mayo de 2018. visitado 23 de sep. de 2025. dirección: [https://ikee.lib.auth.gr/record/298602/files/darikas\\_georgios\\_thesis.pdf](https://ikee.lib.auth.gr/record/298602/files/darikas_georgios_thesis.pdf)
  - [4] G. Gürgöze e I. Turkoglu, «Energy management techniques in mobile robots,» vol. 11, International Journal of Energy and Power Engineering, 10 de oct. de 2017, págs. 1085-109. DOI: [doi.org/10.5281/zenodo.1315701](https://doi.org/10.5281/zenodo.1315701) visitado 17 de oct. de 2025. dirección: <https://publications.waset.org/vol/130>
  - [5] E. M. V. N. da Silva, «Design of a battery management system for an autonomous small vessel,» nov. de 2020. visitado 19 de oct. de 2025. dirección: <https://scholar.tecnico.ulisboa.pt/records/4gN386u955n8u0MqdGRss73aSPrgN-97q1uu>
  - [6] Johnson Matthey Battery Systems, *Our Guide to Batteries*, 2012. visitado 22 de oct. de 2025. dirección: [http://www.chemwininfo.com/private\\_folder/Uploadfiles2015\\_March/JMBS-Guide-to-Batteries.pdf](http://www.chemwininfo.com/private_folder/Uploadfiles2015_March/JMBS-Guide-to-Batteries.pdf)
  - [7] D. Andrea, *Lithium-Ion Batteries and Applications: a Practical and Comprehensive Guide to Lithium-Ion Batteries and Arrays, from Toys to Towns, Volume 1, Batteries*. Norwood, MA, UNITED STATES: Artech House, 2020, ISBN: 978-1-63081-768-8. visitado 31 de jul. de 2025. dirección: <http://ebookcentral.proquest.com/lib/udec-ebooks/detail.action?docID=6237629>
  - [8] Andrew Gibbs. «A comprehensive guide to Lithium Polymer Batteries by Gibbs Guides,» visitado 19 de dic. de 2025. dirección: <http://www.gibbsguides.com/lipoguide.htm>

- [9] S. Ma et al., «Temperature effect and thermal impact in lithium-ion batteries: A review,» *Progress in Natural Science: Materials International*, vol. 28, n.º 6, págs. 653-666, 1 de dic. de 2018, ISSN: 1002-0071. DOI: 10.1016/j.pnsc.2018.11.002 visitado 5 de oct. de 2025. dirección: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1002007118307536>
- [10] O. Plakhtii, V. Nerubatskyi, A. Mashura y D. Hordiienko, «The Analysis of Mathematical Models of Charge-Discharge Characteristics in Lithium-Ion Batteries,» en *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, abr. de 2020, págs. 635-640. DOI: 10.1109/ELNANO50318.2020.9088827 visitado 5 de oct. de 2025. dirección: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9088827/>
- [11] A. Tavares, F. Esche, S. Luiz, F. Holzapfel y A. Lima, *A mathematical model for a lithium-polymer cell based on a lumped parameter representation of the charge diffusion process*. 19 de oct. de 2022, vol. 3. DOI: 10.20906/CBA2022/3491
- [12] G. L. Plett, *Battery management systems. Volume 1 : battery modeling / Gregory L. Plett*. Artech House, 1 de ene. de 2015, ISBN: 978-1-63081-024-5. visitado 7 de oct. de 2025. dirección: <https://research.ebsco.com/linkprocessor/plink?id=a603e1b5-0f8b-3c1b-8e5f-a8401045d894>
- [13] K. Movassagh, A. Raihan, B. Balasingam y K. Pattipati, «A critical look at coulomb counting approach for state of charge estimation in batteries,» *Energies*, vol. 14, n.º 14, págs. 4074, ene. de 2021, ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en14144074 visitado 3 de ene. de 2026. dirección: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/14/4074>
- [14] Y. Zou, X. Hu, H. Ma y S. E. Li, «Combined State of Charge and State of Health estimation over lithium-ion battery cell cycle lifespan for electric vehicles,» *Journal of Power Sources*, vol. 273, págs. 793-803, 1 de ene. de 2015, ISSN: 0378-7753. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2014.09.146 visitado 12 de oct. de 2025. dirección: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775314015572>
- [15] G. L. Plett y J. Gomes, *Battery management systems. Volume II, : equivalent-circuit methods / Gregory L. Plett ; cover design by John Gomes*. Artech House, 1 de ene. de 2016, ISBN: 978-1-63081-028-3. visitado 7 de oct. de 2025. dirección: <https://research.ebsco.com/linkprocessor/plink?id=ed428eb2-4883-3224-a33d-2eefdbd95d04>
- [16] Monolithic Power Systems. «Battery Management Systems,» visitado 22 de oct. de 2025. dirección: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/battery-management-systems>

- [17] J. Wu, *A basic guide to i2c*, Texas Instruments Incorporated, 2022. visitado 7 de oct. de 2025. dirección: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa565/sbaa565.pdf>
- [18] NXP Semiconductors, *I2c-bus specification and user manual*, oct. de 2021. visitado 21 de oct. de 2025. dirección: <https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM10204.pdf>
- [19] P. T. Krein y M. H. Rashid, *Power electronics handbook*, Fourth edition. 1 de ene. de 2018, ISBN: 978-0-12-811407-0. visitado 14 de oct. de 2025. dirección: <https://research.ebsco.com/linkprocessor/plink?id=29053167-1fdf-3d3e-97a9-091931df74e7>
- [20] Michael Day, *Understanding ldo dropout*, Texas Instruments, 2006. visitado 15 de oct. de 2025. dirección: <https://www.ti.com/lit/ml/slup239a/slup239a.pdf>
- [21] ROHM Semiconductor, *Calculation of power loss (synchronous)*, oct. de 2016. visitado 16 de oct. de 2025. dirección: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/power\\_loss\\_appli-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf)
- [22] IPC - Association Connecting Electronics Industries, «IPC-2152: Standard for determining current carrying capacity in printed board design,» IPC - Association Connecting Electronics Industries, Bannockburn, IL, ago. de 2009.
- [23] L. Rozenblat, *Switching power supply design: A concise practical handbook*. feb. de 2021, ISBN: 979-8-7576-5494-2. dirección: [https://www.researchgate.net/publication/358701567\\_Switching\\_Power\\_Supply\\_Design\\_A\\_Concise\\_Practical\\_Handbook](https://www.researchgate.net/publication/358701567_Switching_Power_Supply_Design_A_Concise_Practical_Handbook)
- [24] Rohm Co Ltd, «Basics of thermal resistance and heat dissipation,» n.º 64, ago. de 2021. visitado 21 de oct. de 2025. dirección: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/basics\\_of\\_thermal\\_resistance\\_and\\_heat\\_dissipation\\_an-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/basics_of_thermal_resistance_and_heat_dissipation_an-e.pdf)
- [25] Rohm Co Ltd, «How to use the thermal resistance and thermal characteristics parameters,» n.º 65, feb. de 2023. visitado 21 de oct. de 2025. dirección: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/how\\_to\\_use\\_the\\_rth\\_and\\_thermal\\_characteristics\\_parameters\\_an-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/how_to_use_the_rth_and_thermal_characteristics_parameters_an-e.pdf)
- [26] M. Brown, *Power supply cookbook*, Second edition. 1 de ene. de 2001, ISBN: 978-0-7506-7329-7.
- [27] N. Smith, *Understanding undervoltage lockout in power devices*, 2016. dirección: <https://www.ti.com/lit/an/slva769a/slva769a.pdf>

# A. Esquemáticos

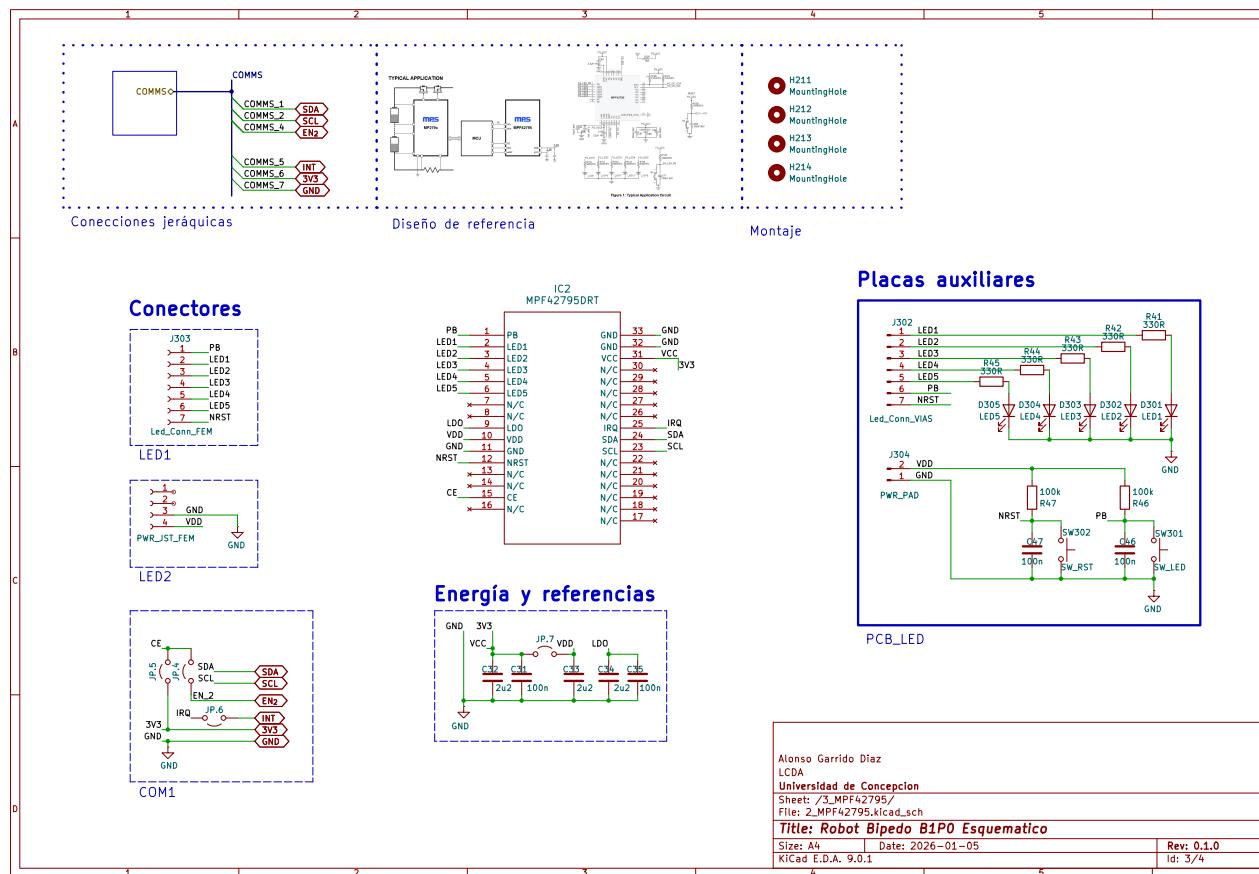
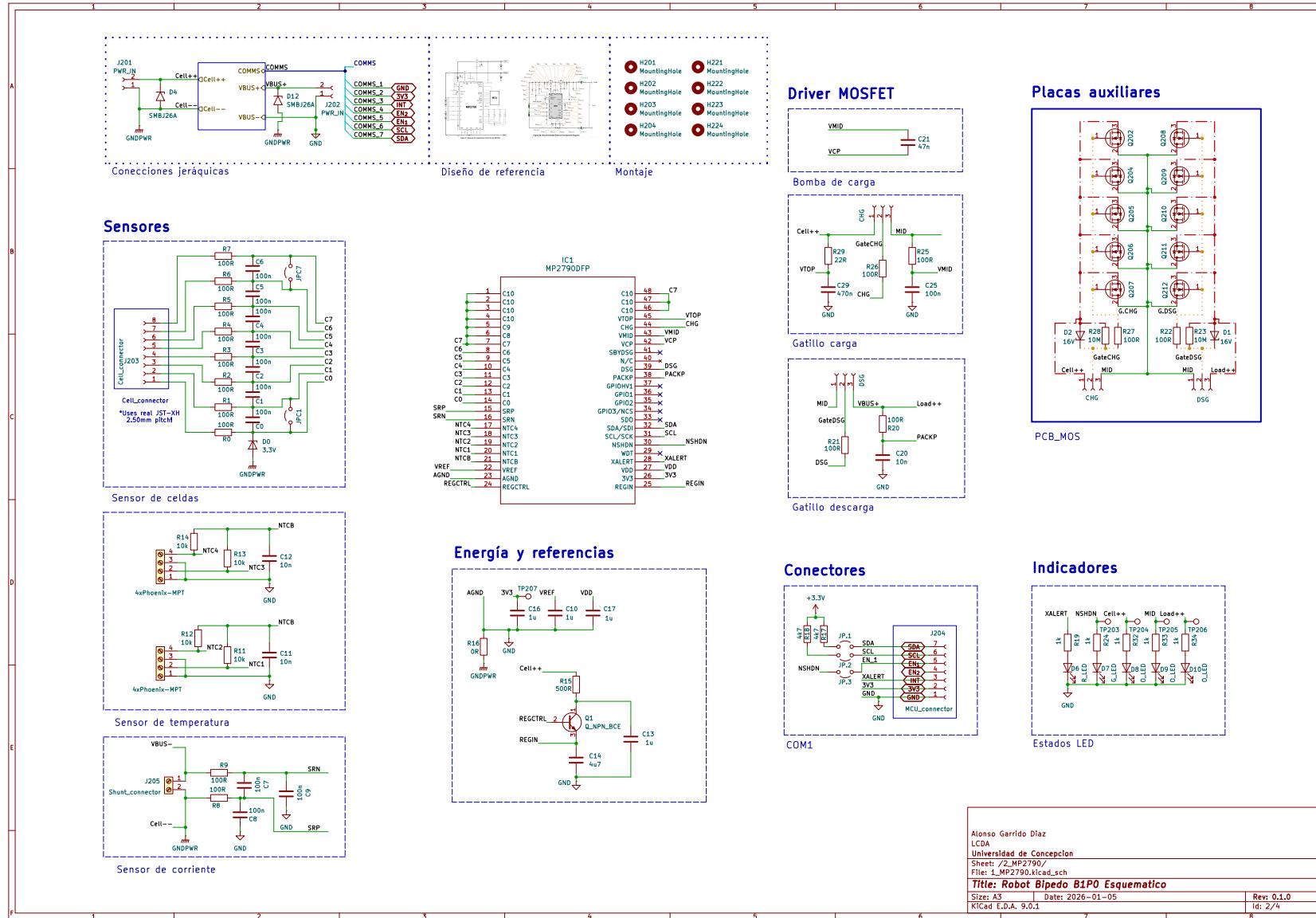


Fig. A.1: Esquemático del Medidor de combustible MPS42795.



**Fig. A.2:** Esquemático del Monitor de batería MP2790.

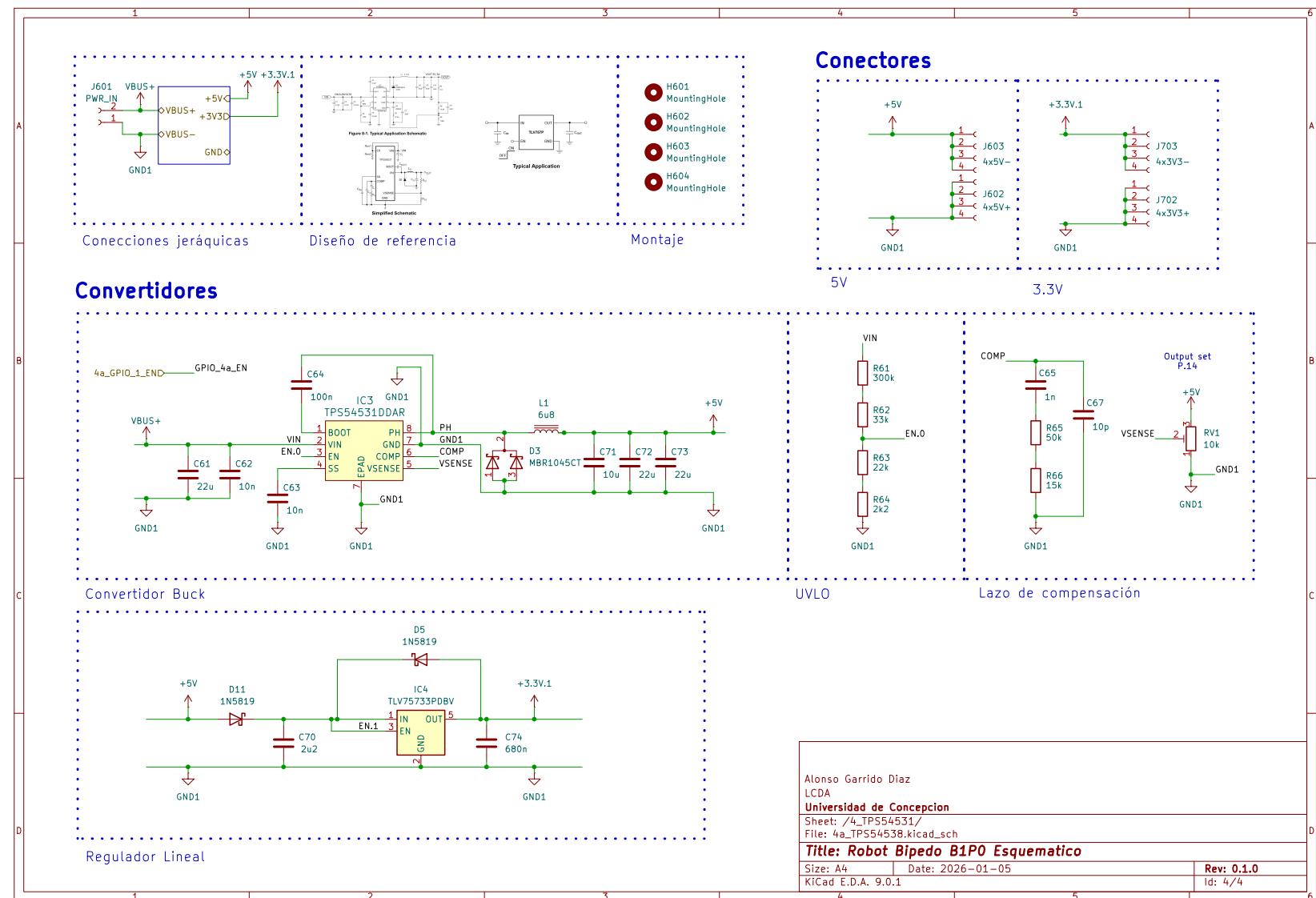


Fig. A.3: Esquemático de los convertidores.

## B. Hojas de datos

- 
- [a] Texas Instruments, *TPS54531 5-A, 28-V Input, SWIFT™ Step-Down Converter With Eco-mode.* visitado 22 de oct. de 2025. dirección: <https://www.ti.com/product/TPS54531>
  - [b] Texas Instruments, *TLV757P 1A, Low IQ, Small-Size, Low-Dropout Regulator.* visitado 22 de oct. de 2025. dirección: <https://www.ti.com/product/TLV757P>
  - [c] Monolithic Power Systems, *Mp2790 4-cell to 10-cell, high-accuracy battery monitor and protector with coulomb counting.* visitado 22 de oct. de 2025. dirección: <https://www.monolithicpower.com/en/mp2790.html>
  - [d] Monolithic Power Systems. «Mpf42795, 2 to 10 stacked cells battery pack fuel gauge with level leds,» visitado 27 de oct. de 2025. dirección: <https://www.monolithicpower.com/en/mpf42795.html>
  - [e] International Rectifier, *Irlr7843pbf hexfet power mosfet.* visitado 10 de nov. de 2025. dirección: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-irlr7843-datasheet-en.pdf>

## C. Parámetros

---

**Tabla C.1:** Parámetros de configuración en MP2790, en hexadecimal.

Dirección	Datos	Dirección	Datos	Dirección	Datos	Dirección	Datos
0x00	0x00C5	0x05	0x0000	0x06	0x0022	0x07	0x000D
0x08	0x0005	0x09	0x0500	0x0B	0x0000	0x0C	0x0444
0x0D	0x0061	0x10	0x4E9D	0x12	0x0000	0x13	0x051B
0x14	0x68F0	0x19	0xC7FF	0x1A	0x2FFE	0x1B	0x0000
0x1C	0x0000	0x1D	0x0000	0x1E	0x00FF	0x1F	0x0140
0x23	0x01BF	0x24	0x2C19	0x25	0x0428	0x26	0x0404
0x2A	0x003F	0x2B	0x0115	0x2C	0x0804	0x34	0x1B33
0x35	0x6036	0x36	0x0AA0	0x37	0x8080	0x38	0x009F
0x39	0x00D7	0x3A	0x03B3	0x3B	0x0500	0x3C	0x0068
0x3D	0x0002	0x44	0x0000	0x46	0x000A	0x47	0xE4F5
0x48	0x012E	0x49	0x0294	0x4A	0x012E	0x4B	0x8A94
0x4C	0x80EB	0x4D	0xAAEC	0x4E	0x0000	0x55	0x0501
0x56	0x470F	0x57	0x0407	0x58	0x016D	0x59	0x00F0
0x5A	0x0084	0x5B	0x6555	0x60	0x1000	0x61	0x3DD0
0x62	0x1000	0x63	0x0000	0x99	0x0000	0x9A	0x5F0A
0x9B	0x4000	0x9C	0x0373	0x9D	0x003F	0x9E	0x0001
0xA0	0x0000	0xA1	0x0043	0xA2	0x0000	0xA3	0x0B00
0xA5	0x0000	0xA6	0x0000	0xA7	0x00F8	0xA8	0x0A21
0xAA	0x0081	0xAB	0x9100	0xAC	0x2000	0xAD	0x0020
0xAE	0x01F0	0xAF	0x0300	0xB0	0x0000	0xC2	0x0000
0xC3	0x46FD	0xC4	0x4D95	0xC5	0x542D	0xC6	0x0698
0xC7	0xD698	0xE4	0x0000	0xE6	0x0080	0xE7	0x0001
0xE8	0x8500	0xE9	0x0008	0xEB	0x0700	0xEC	0xE010
0xED	0x10F5						

## D. Código

El código fuente desarrollado para la comunicación del monitor de batería MP2790 y la rutina principal del microcontrolador Teensy 4.1, así como los datos recogidos y su interpretación en MATLAB se encuentran disponibles en el repositorio de GitHub:

<https://github.com/AlonsogDiaz/Bipo-power-monitor>

