

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:
Ingeniero Civil Eléctrico

**Diseño, construcción e implementación de
fuente de poder y sistema de monitoreo de
estado para robot bípedo**

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

Ingeniero Civil Eléctrico

marzo 2026

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 18,8[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 1,65[W] to sensors and digital systems.

The entire system is built on custom-designed printed circuit boards (PCB) and mounted on own 3D printed parts, 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 in a stable and safe manner. Ultimately, a complete and validated solution is given for B1P0's complex autonomous energization systems.

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 18,8[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 1,65[W] a los sensores y sistemas digitales.

Todo el sistema se construye sobre placas de circuito impreso (PCB) diseñadas a medida y montadas en piezas impresas en 3D propias, 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 adecuadamente de forma estable y segura. En definitiva, se consigue entregar una solución completa y validada para el complejo sistema de energización autónoma del robot.

Agradecimientos

Dedico este trabajo de manera especial a mi familia, quienes a través de su apoyo incondicional me han permitido explorar el mundo, brindándome un respaldo infinito para descubrir mis propias capacidades y la determinación necesaria para enfrentar cada uno de mis objetivos.

A mis amigos, cuyo compañerismo me mantiene anclado a lo esencial de la vida. Su bondad y alegría han sido una inspiración permanente a ser mejor persona y afrontar nuevos desafíos.

A mi profesor José Espinoza con su apoyo incondicional y sabia perspectiva, así como a los académicos y funcionarios del plantel universitario, quienes con su dedicación, conocimiento y experiencia me han mantenido alentado a enfrentarme con éxito a los retos más intrincados de la ingeniería eléctrica.



Índice General

Summary	I
Resumen	II
Agradecimientos	III
Índice de Figuras	VII
Índice de Tablas	IX
Lista de siglas	X
Nomenclatura	XI
1 Introducción	1
1.1 Introducción general	1
1.2 Trabajos previos	4
1.2.1 Discusión	6
1.3 Objetivos	7
1.4 Alcances y limitaciones	7
1.5 Metodología y contenido	8
2 Marco teórico	10
2.1 Baterías de litio	10
2.1.1 Equivalente eléctrico	13
2.1.2 Estado de carga (SoC)	15
2.2 Sistemas de protección en baterías Li-ion	17
2.2.1 Sistemas de monitoreo de baterías (BMS)	17
2.2.2 Monitores de batería	18
2.2.3 Balanceadores de carga	18
2.2.4 Medidor de combustible	19



2.3	Comunicaciones	20
2.3.1	Protocolo I2C	20
2.4	Convertidores	22
2.4.1	Convertidor Buck	22
2.4.2	Regulador lineal	24
2.5	Pérdidas en componentes	25
2.5.1	Transistores en convertidores	25
2.5.2	Reguladores lineales	27
2.5.3	Pistas de PCB	28
2.5.4	Administración térmica	29
2.6	Discusión	32
3	Desarrollo	33
3.1	Estimación de potencia	33
3.2	Selección de hardware	34
3.2.1	Batería	34
3.2.2	Regulador Buck TPS54531	36
3.2.3	Regulador lineal TLV757P	39
3.2.4	Monitor de batería MP2790	40
3.2.4.1	Medición de celdas	41
3.2.4.2	Termistor	41
3.2.4.3	Sensor de corriente	42
3.2.4.4	Interrupor de paso MOSFET	44
3.2.5	Medidor de combustible MPF42795	46
3.3	Diseño	47
3.3.1	Parámetros	47
3.3.1.1	Convertidores	47
3.3.1.2	Bloqueo por baja tensión (UVLO)	48
3.3.1.3	Partida suave (SS)	49
3.3.1.4	Lazo de compensación	50
3.3.2	Potencia a disipar	55
3.3.2.1	Convertidor Buck	55
3.3.2.2	Regulador lineal	57
3.3.2.3	Monitor de batería y auxiliares	58
3.3.3	Esquemático	61
3.3.4	Circuito impreso	62

	VI
3.3.4.1 Conversión (PWR Rail)	64
3.3.4.2 Monitoreo (MP2790)	65
3.3.4.3 Llave de paso (MOS)	67
3.3.4.4 Interfaz del medidor de combustible (LED)	68
3.3.5 Carcasa y componentes 3D	69
3.4 Implementación	70
3.4.1 Comunicación con MP2790	70
3.4.2 Creando una librería en C/C++	71
3.4.3 Configuración MP2790	73
3.4.4 Programa principal	75
3.4.5 Máquina de estados finita	75
3.5 Discusión	77
4 Resultados	78
4.1 Validación de parámetros	78
4.2 Caracterización de la batería	80
4.3 Estimación del SoC y OCV	83
4.4 Calibración NTC	87
4.5 Operabilidad de los convertidores	90
4.5.1 Línea 5 [V]	90
4.5.2 Línea 3.3 [V]	93
4.6 Llave de paso y partida suave MOSFET	94
4.7 Discusión	98
5 Conclusiones	101
5.1 Sumario	101
5.2 Conclusiones principales	101
5.3 Trabajo futuro	102
Bibliografía	104
A Esquemáticos	108
B Hojas de datos	111
C Parámetros	112
D Código	114

Índice de Figuras

1.1	Robot bípedo “B1P0” de la Universidad de Concepción.	1
1.2	Tareas a completar.	3
2.1	Esquema electroquímico de una batería Li-ion LCO.	10
2.2	Formatos de batería Li-ion.	12
2.3	Curva de descarga y calentamiento propio.	13
2.4	Circuito equivalente con voltaje de difusión.	13
2.5	Respuesta ante cambios de carga y OCV.	15
2.6	Topologías de BMS.	17
2.7	Control y captura de datos en las líneas I2C.	20
2.8	Secuencia START y STOP.	21
2.9	Transacción de datos en I2C.	22
2.10	Topología básica de un convertidor Buck.	23
2.11	Regulador lineal.	25
2.12	Disipación térmica.	30
3.1	Tensión de operación en batería Li-po.	34
3.2	Aplicación típica TPS54531.	38
3.3	Aplicación típica TLV757P.	40
3.4	Circuito integrado MP2790 y sus terminales.	41
3.5	Amplificador de corriente.	43
3.6	Conexión Kelvin.	43
3.7	MOSFET en conexión alta y baja.	45
3.8	Conexión típica de MPF42795.	46
3.9	Esquema de componentes.	47
3.10	Bloqueo por bajo-voltaje.	48
3.11	Diagrama de bloques funcional convertidor Buck.	50
3.12	Bode etapa de potencia.	53
3.13	Respuesta en frecuencia.	54

3.14 PCB de prueba para prototipado.	63
3.15 PCB líneas 3,3[V] y 5[V].	64
3.16 PCB Monitor de batería y medidor de combustible.	66
3.17 Conectores PCB de control.	66
3.18 PCB MOSFET de paso.	67
3.19 PCB LED interfaz de usuario.	68
3.20 Componentes diseñados para fabricación aditiva.	69
3.21 Formato de datos por I2C de MP2790.	71
3.22 Clase MP2790 Base.	72
3.23 Interfaz herramienta de configuración MP2790.	74
3.24 FSM monitor de batería.	74
3.25 Diagrama máquina de estados finita.	75
4.1 Montaje de componentes en el robot.	78
4.2 Configuración de prueba batería.	80
4.3 Respuesta en batería	81
4.4 Descarga y reposo prolongados.	82
4.5 Descarga batería.	84
4.6 SoC batería.	85
4.7 SoC según OCV batería.	85
4.8 Configuración de prueba termistor.	87
4.9 Modelo ajustado del termistor.	88
4.10 Respuesta del convertidor Buck:	90
4.11 Convertidor Buck en DCM.	91
4.12 Curvas características del convertidor Buck.	92
4.13 Respuesta a carga en regulador lineal.	93
4.14 Captura térmica de la placa llave de paso.	94
4.15 Corriente inrush con interruptor mecánico.	95
4.16 Prueba de conmutación.	96
4.17 Encendido en partida suave:	96
4.18 SOA de LR7843.	97
A.1 Esquemático del Medidor de combustible MPS42795.	108
A.2 Esquemático del Monitor de batería MP2790.	109
A.3 Esquemático de los convertidores.	110

Índice de Tablas

2.1	Tipos de batería Li-ion.	11
2.2	Comparativa de métodos de estimación del SoC.	16
2.3	Comparativa de parámetros de resistencia térmica.	31
3.1	Estimación de potencia.	34
3.2	Comparativa de reguladores.	35
3.3	Comparativa de regulación conmutada.	36
3.4	Parámetros compensación.	54
3.5	Parámetros conversor Buck.	55
3.6	Pérdidas conversor Buck.	56
4.1	Protecciones validadas	79
4.2	Umbrales NTC.	89
C.1	Parámetros de configuración en MP2790, en hexadecimal.	112
C.2	Parámetros Power Stage Designer 5.	113

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.

ESR Resistencia serie equivalente.

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.

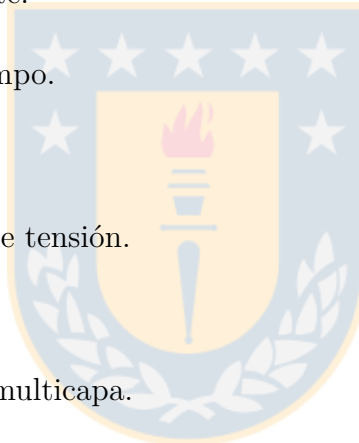
SMD Dispositivo de montaje superficial.

SoC Estado de carga.

SoH Estado de salud.

TH Through hole (De orificio pasante).

UVLO Bloqueo por baja tensión.



Nomenclatura

C_{diff}	: capacitancia de difusión.
C_{in}	: capacitancia de entrada en el componente.
C_{out}	: capacitancia de salida en el componente.
D	: ciclo de trabajo.
F_{sw}	: frecuencia de conmutación.
I_{bat}	: corriente de la batería.
I_{max}	: corriente máxima del bus de batería.
$I_{mos(op)}$	: corriente máxima que admite cada MOSFET en operación.
I_o	: corriente salida del componente.
L_{min}	: inductancia mínima para limitar el rizado.
L_o	: inductancia de salida del componente.
$P_{D_{fw}}$	: pérdida del diodo flywheel.
P_{gc}	: pérdida carga de compuerta.
P_{ldo}	: pérdida del regulador lineal.
$P_{mos(op)}$	: potencia máxima que disipa cada MOSFET en operación.
P_q	: pérdida quiescente o inactiva.
P_{sw}	: pérdida de conmutación.
P_D	: potencia a disipar.
Q	: carga eléctrica.
R_{diff}	: resistencia de difusión.
$R_{DS(on)}$	: resistencia de encendido.
R_{int}	: resistencia interna.
R_{shunt}	: resistencia shunt.
$SoC(t)$	: estado de carga.
T_{PCB}	: temperatura en el PCB.
T_A	: temperatura en el ambiente.
T_j	: temperatura en la junta.
T_T	: temperatura en el centro de carcasa.
V_{bat}	: tensión de la batería bajo carga.
V_{in}	: tensión de entrada.
V_{out}	: tensión de salida.

$\eta(t)$	: eficiencia de carga/descarga.
Ψ_{JT}	: coeficiente experimental junta-centro de carcasa.
τ	: diferencial temporal de integración.
Θ_{CH}	: coeficiente carcasa-disipador.
Θ_{HA}	: coeficiente disipador-ambiente.
$\Theta_{JA(PCB)}$	: coeficiente térmico junta-ambiente para soldadura a PCB.
Θ_{JA}	: coeficiente junta-ambiente.
Θ_{JC}	: coeficiente junta-carcasa.



1. Introducción

1.1. Introducción general

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. Estas herramientas permiten desarrollar dichas tareas con la ventaja de tener flexibilidad a los parámetros de entrada, portabilidad a otro entorno de trabajo y un grado de autonomía de control, en el sentido de poder tomar decisiones complejas para el desarrollo de la tarea u otra actividad auxiliar a ella.

En el mercado internacional, se han incorporado contados robots con tareas multipropósito y de exploración, como es el caso del robot Atlas (bípedo humanoide) o Spot (cuadrúpedo) de Boston Dynamics [1], el robot Cassie de Agility Robotics (bípedo) [2] y el robot Jueying X20 de DEEP Robotics (cuadrúpedo). Robots que han demostrado capacidades de movilidad y adaptación a terrenos irregulares, realizando tareas específicas en entornos peligrosos o inaccesibles para los humanos.

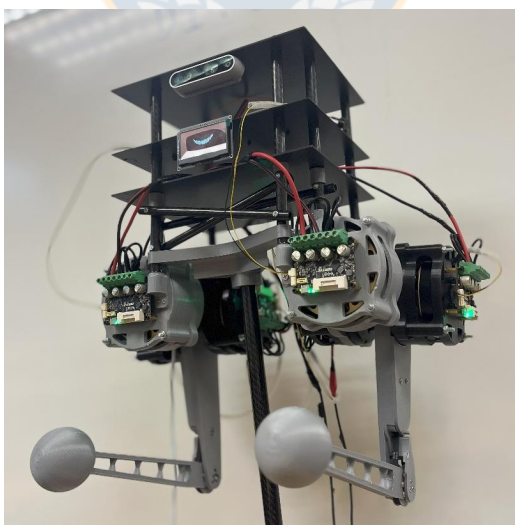


Fig. 1.1: Robot bípedo “B1P0” de la Universidad de Concepción.

No obstante en Chile, a pesar de la constante ocurrencia de derrumbes, terremotos, incendios forestales y otro tipo de accidentes donde es mejor contar con un dispositivo de control remoto y confiable para sortear estos eventos, las tareas de exploración robótica aún no han presentado

un desarrollo importante en el país. Pudiendo solo mencionar la importación de unidades de rescate subacuático.

Robot bípedo penquista o B1P0 se enmarca en el tipo de robots bípedos de exploración, siendo el primero en ser diseñado y construido en la ciudad de Concepción con este propósito [3]. Proyecto cuyo trabajo previo da cuenta de su desarrollo mecánico y electrónico [4]. Se muestra a B1P0 en la Figura 1.1.

Como robot de exploración, es parte del subconjunto de máquinas pensadas para acceder a lugares peligrosos en 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 dispares y sin preparación previa, permitiéndoles sortear obstáculos y utilizar infraestructura pensada para el hombre, lo que los hace ideales para las tareas de exploración. [5]

Debido a su forma, gran parte del peso está constantemente descansando sobre los actuadores que componen sus patas, los cuales 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. El tipo de configuración de sus patas y el tipo de marcha que utilice para desplazarse presentará múltiples retos a los componentes de control [6].

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 involucren 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 [7]. Esta tarea se busca desarrollar de manera integral iniciando desde la selección de la batería, pasando por un conjunto de convertidores para todos los niveles de tensión necesarios, buscando optimizar el tamaño, peso y eficiencia de conversión de energía [8] por medio de placas de circuito

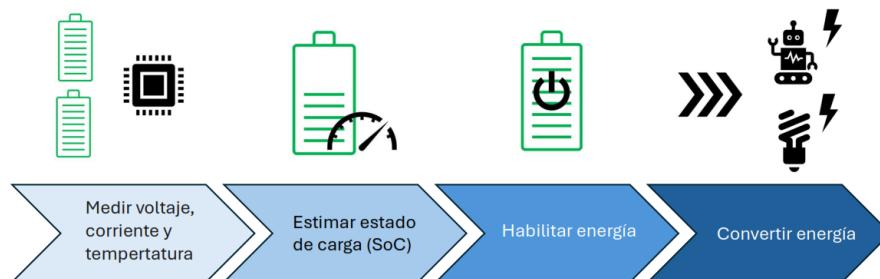


Fig. 1.2: Tareas a completar.

impreso personalizadas como en sistemas de administración de baterías (BMS) [9]. La Figura 1.2 indica la estrategia de energización a utilizar.

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 indicador 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.

1.2. Trabajos previos

[7] Gürgöze y Turkoglu, «*Energy Management Techniques in Mobile Robots*», 2017 Este artículo de conferencia revisa técnicas de gestión de energía para robots, buscando el uso eficiente de recursos. Se discuten fuentes de energía como baterías Li-ion, sistemas renovables e híbridos. Se abordan estrategias de carga propia, algoritmos enfocados en el consumo, control sincronizado de motores, modos de bajo consumo, planificación de rutas 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, justificando la necesidad de sistemas como el BMS, mencionando específicamente las baterías LiPo y la relevancia de la estimación del SoC.

[8] 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.

[9] 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 con métodos alternativos de modelado y estimación de SoC, se hace una revisión de conceptos fundamentales en BMS como funciones y sus diferentes topologías.

[10] 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 (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 implementación de sensores y funciones del BMS, así como su enfoque en la programación de la rutina de control del BMS.

[11] 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.

1.2.1. Discusión

La revisión bibliográfica realizada da cuenta de la utilización preferente de baterías Lipo en la mayoría de los sistemas autónomos, mostrando las técnicas más efectivas para la administración de la energía [7]. El uso y complejidad de los BMS dependerá del número de celdas a administrar, utilizando preferentemente circuitos integrados configurables [10] [11] para múltiples baterías, aportando más funciones de protección y permitiendo la supervisión externa por algún microcontrolador; mientras que en aplicaciones de una batería [8] [9], se suelen utilizar protecciones personalizadas con electrónica y los microcontroladores, aunque contando con un número menor de funciones.

Para la administración de la alimentación, se suele no regular la línea primaria [9] [10] [11] delegando dicha tarea al driver de motor que le precede, en los casos [9] [10] siendo conmutada por medio de contactores; esto podría no realizarse si la corriente necesaria es lo suficientemente baja como para sí hacer el control [8]. Se hace el control de líneas secundarias dentro de la misma placa para la sustentación de los sensores propios del monitoreo [8] [10] [11], aunque puede delegarse a otro módulo de ser necesario [9].

La implementación particular de este proyecto contempla la utilización de un BMS dedicado, que a pesar de dificultar el diseño, permite la modificación y adición de funciones en el futuro con una inversión reducida en tiempo y componentes. A diferencia de los trabajos anteriores, se utiliza una topología de conmutación electrónica de alta corriente, esto permitiría el corte efectivo de la línea, la reducción de pérdidas en estado estacionario por energización y el aumento de longevidad por el no uso de interruptores mecánicos.

Debido a las necesidades energéticas del robot, es obligatorio realizar la regulación de líneas secundarias que no solo habiliten el monitoreo, sino que también a los otros componentes no auxiliares al BMS.

1.3. 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.

1.4. Alcances y limitaciones

- Diseñar y construir una unidad de fuente de poder específica para el robot, en base de circuitos integrados de convertidores comerciales junto con los puntos de conexión de ellos con los controladores, sensores y actuadores pertinentes. Elementos seleccionados para los niveles de tensión de estos subsistemas a partir de una batería de iones de litio cuyo rango sea de entre 19,8[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 es de 5[V] a 18,8[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 y módulos capaz de cuantificar parámetros internos de la batería, entregando al usuario una señal de estado cualitativa representativa e integral del robot por medio de una indicación visual. Así como entregando a través de software un registro de alertas y eventos del sistema y por componente.
- Integrar y armonizar los diferentes componentes de la fuente de poder y sistema de monitoreo dentro del robot, de manera que todos tengan un espacio físico de huella mínima, peso reducido, conexión sencilla y adecuada gestión térmica.

1.5. Metodología y contenido

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 de las tecnologías que se utilizan en la actualidad en las baterías, sistemas de monitoreo de baterías, protocolo de comunicación, la construcción de fuentes de poder, las pérdidas en componentes, 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 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 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 capacitores a opciones de bajo costo y fácil adquisición.

Con los componentes seleccionados se procede al diseño, realizando el cálculo de los parámetros involucrados e incluyendo las simulaciones pertinentes, minimizando la potencia a disipar, realizando los esquemáticos de circuito y la distribución de los componentes en Placas de circuito impreso, buscando reducir el tamaño y evitar posibles interferencias entre los diferentes subsistemas.

En la etapa de implementación, se establece la comunicación con el monitor de batería y medidor de combustible, la creación de una librería en C/C++ para referirse a sus registros y la configuración inicial de sus parámetros. 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 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.

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. Se realiza la caracterización de la batería 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. Se calibra los sensores de temperatura NTC para obtener los coeficientes necesarios que otorgan una correcta medición. Se evalúa la estabilidad de los convertidores ante variaciones de carga máxima y se prueba el correcto funcionamiento de la partida suave de los (MOSFET) de paso en el BMS.



2. Marco teórico

2.1. Baterías de litio

Las baterías de litio son dispositivos de almacenamiento eléctrico, el 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. [12]

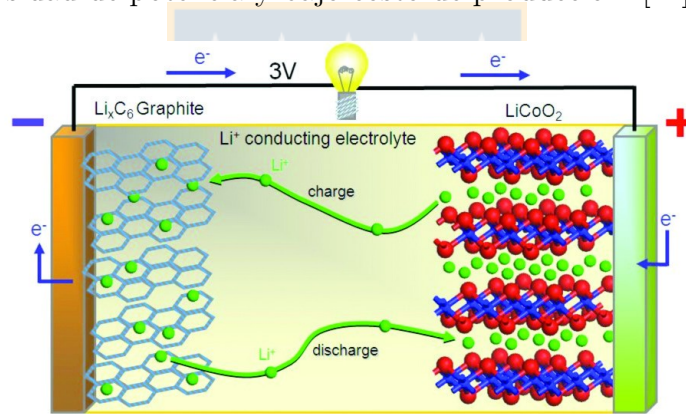


Fig. 2.1: Esquema electroquímico de una batería Li-ion LCO.

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, su flujo de iones y electrones es esquematizado en la Figura 2.1. 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 [13]. Algunas químicas de celda se muestran en la Tabla 2.1, que reúne diferentes tecnologías de baterías según su densidad energética.

Las baterías Litio-Polímero (LiPo) son un término comercial ampliamente utilizado (pero

Tabla 2.1: Tipos de batería Li-ion.

Tecnología	Energía (Wh/kg)	Potencia	Estado
Li-ion	200–300	Media	Comercial
LiFePO4	120–160	Media	Comercial
Li-S	400–600	Media	Experimental
Estado sólido	300–500	Media	Emergente
Fuel cell	Muy alta	Baja-media	Nicho

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 y dentro de ellas las Li-po.

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 las 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 $0[^\circ C]$ 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 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

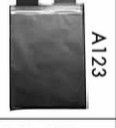
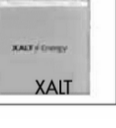
CHEMISTRY	FORMAT					NOMINAL VOLTAGE
	Small cylindrical	Pouch	Small prismatic	Large prismatic	Large cylindrical	
	 YJ Power	 Altair nano	 Toshiba	 TWE	 YingLong	
	 K2	 A123	 Calb	 Thundersky	 Lifebatt	
LiCoO ₂ (LCO) LiMn ₂ (LMO) LiNiCoO ₂ (NMC) LiNiCoAlO ₂ (NCA)	 LG	 XALT	 GMB Power	 Yusasa	 Gaia	2.5 3.2 3.6, 3.7

Fig. 2.2: Formatos de batería Li-ion.

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 $65[^\circ C]$ y límites absolutos de $125[^\circ C]$ [14].

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, 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, segmento en el cual 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. [15]

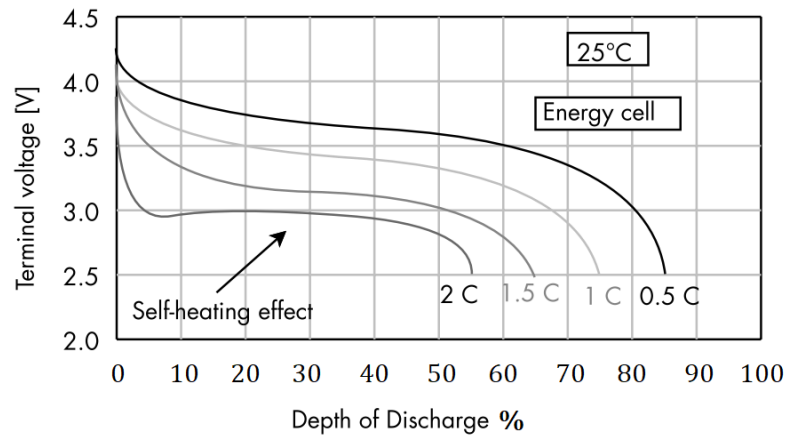


Fig. 2.3: Curva de descarga y calentamiento propio.

2.1.1. 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 completo. [16]

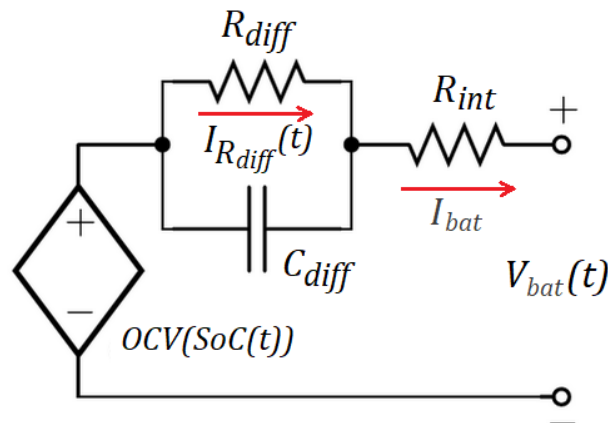


Fig. 2.4: Circuito equivalente con voltaje de difusión.

Existen varios modelos con los que se puede describir 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 de iones es protagonista para la descripción de la tensión.

El modelo está compuesto por una fuente de voltaje llamada Tensión de circuito abierto OCV , dependiente del estado de carga de la batería $SoC(t)$, la rama de primer orden de R_{diff} y C_{diff} que describe la difusión de iones, y la resistencia interna R_0 que modela las pérdidas instantáneas por efecto joule. La tensión percibida en los extremos de la batería V_{bat} se puede expresar como en el sistema a continuación,

$$\begin{cases} V_{bat}(t) &= OCV(SoC(t)) - R_{int}I_{bat}(t) - R_{diff}I_{R_{diff}}(t) \\ \frac{dI_{R_{diff}}(t)}{dt} &= -\frac{1}{R_{diff}C_{diff}}I_{R_{diff}}(t) + \frac{1}{R_{diff}C_{diff}}I_{bat}(t) \\ \frac{dSoC(t)}{dt} &= -\frac{\eta(t)}{Q}I_{bat}(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

donde,

$V_{bat}(t)$: tensión de la batería bajo carga,

$OCV(SoC(t))$: tensión en circuito abierto,

$SoC(t)$: estado de carga,

R_{int} : resistencia interna,

R_{diff} : resistencia de difusión,

C_{diff} : capacitancia de difusión,

I_{bat} : corriente de la batería,

$I_{R_{diff}}$: corriente en la resistencia de difusión,

$\eta(t)$: eficiencia de carga/descarga, y

Q : carga eléctrica.

La corriente $I_{R_{diff}}(t)$ sirve de función intermedia al cálculo del SoC, permitiendo su estimación por medio del conteo de cargas.

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 $V_{bat}(t)$ y la tensión de voltaje abierto OCV , contrastadas con el cambio de carga en el tiempo sobre dicho circuito.

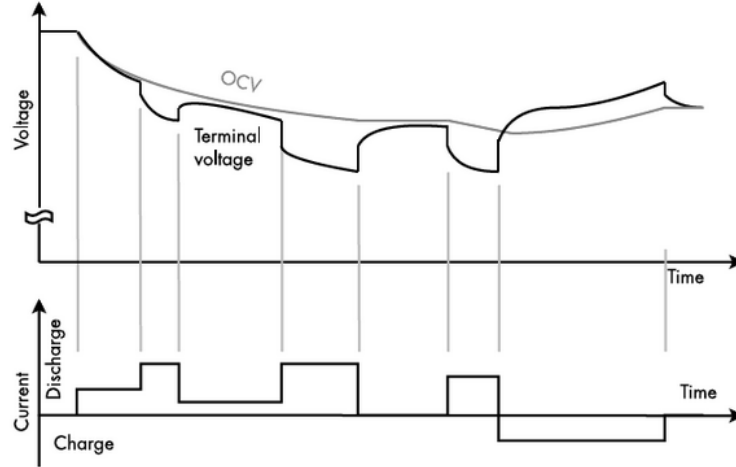


Fig. 2.5: Respuesta ante cambios de carga y OCV.

2.1.2. 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 de la batería varían con el envejecimiento de las celdas, haciendo difícil estimar adecuadamente la capacidad máxima que posee. [17]

En estado estacionario, se pensaría utilizar *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 I_{bat} , ponderada con la eficiencia de carga/descarga, integrándola periódicamente en el tiempo de muestreo para conocer cuánta carga hay disponible del total Q_{bat} , como muestra la Ecuación 2.2a. Este método implementado con un muestreo discreto en k , de Ecuación 2.2b que utiliza $\eta_{dsg} = 1$, tiene una precisión aceptable y de poca exigencia en procesamiento. No obstante, se ve muy afectado por errores en la medición original, potencialmente por el tiempo de muestreo utilizado (según el perfil de carga) y la necesidad de conocer con certeza la capacidad máxima real de la batería. [18]

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

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

donde,

- $SoC(0)$: estado de carga inicial,
- τ : diferencial temporal de integración,
- k : muestra discreta, y
- Δk : diferencia de muestreo.

De contar con 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 adicionalmente una gran cantidad de datos de entrenamiento y pueden ser muy 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 [19]. 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 métodos de estimación del SoC.

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		

2.2. Sistemas de protección en baterías Li-ion

2.2.1. 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 monitorización 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. [20]

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 [21].

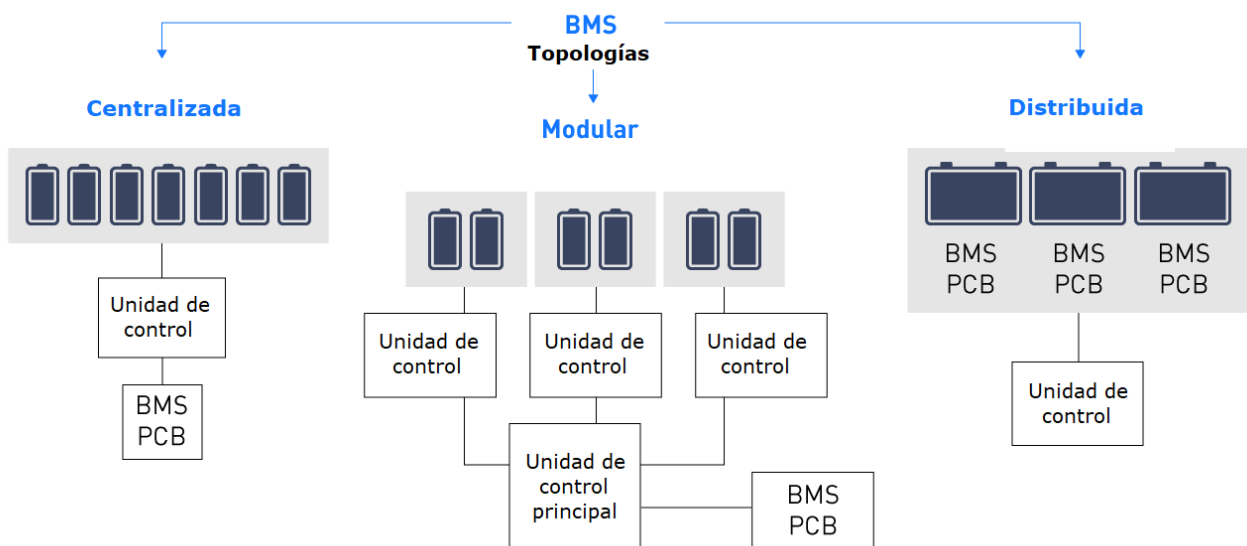


Fig. 2.6: Topologías de BMS.

La Figura 2.6, muestra cómo las diferentes topologías de BMS pueden estar a cargo de

múltiples circuitos administradores o delegar dichas funciones a un supervisor principal.

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.

2.2.2. Monitores de batería

En esta categoría los principales sistemas son los monitores de baterías, dichos sistemas consisten en un conjunto de 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 monitoreo 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 con algún 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.

2.2.3. 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 de manera diferente a las celdas deteriorándolas disparejamente.

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.

2.2.4. 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.

2.3. Comunicaciones

2.3.1. 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. [22] [23]

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 (V_{bus}) 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.

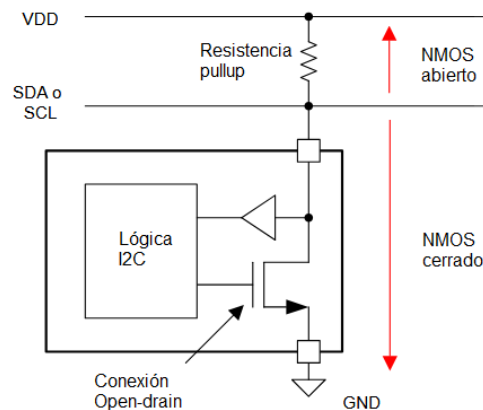


Fig. 2.7: Control y captura de datos en las líneas I2C.

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.

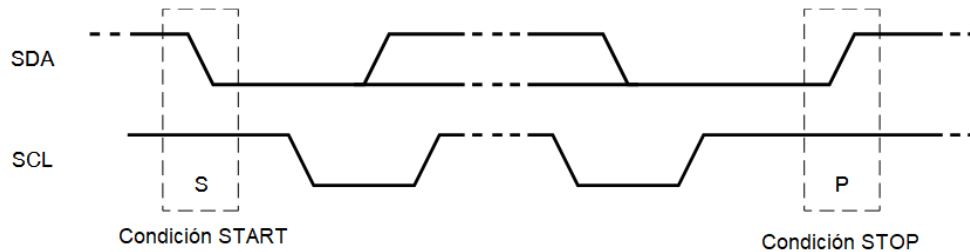


Fig. 2.8: Secuencia START y STOP.

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.º 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.

Una de las particularidades de este protocolo, es que permite la conexión de múltiples periféricos en paralelo, necesitando disponer de una dirección única y distinguible 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

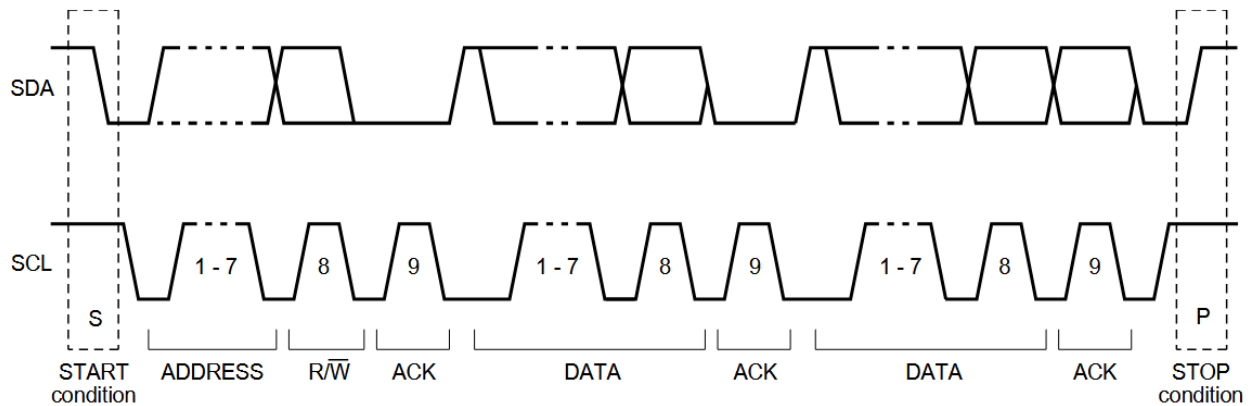


Fig. 2.9: Transacción de datos en I2C.

procesar dichos datos, es decir, que se puedan ajustar 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.

2.4. Convertidores

2.4.1. 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 SW se encuentra cerrado y la tensión de entrada V_{in} se transfiere al inductor almacenador L_o , otorgándole una carga cuantificable por medio de la corriente de encendido I_{on} . En el segundo ciclo el transistor se abre y la energía almacenada en el inductor es transferida por la corriente de apagado I_{off} , el diodo flywheel D_{fw} (o “catch”) permite mantener la inercia eléctrica del sistema con la transición de la corriente de encendido, y la tensión en la carga R_{load} es asistida en rizado por el capacitor de salida C_{out} . La tensión en la salida siempre es menor debido a la naturaleza de carga y descarga del inductor en estos dos ciclos [24] [25]. La topología básica de un convertidor Buck se muestra en la Figura 2.10 a continuación,

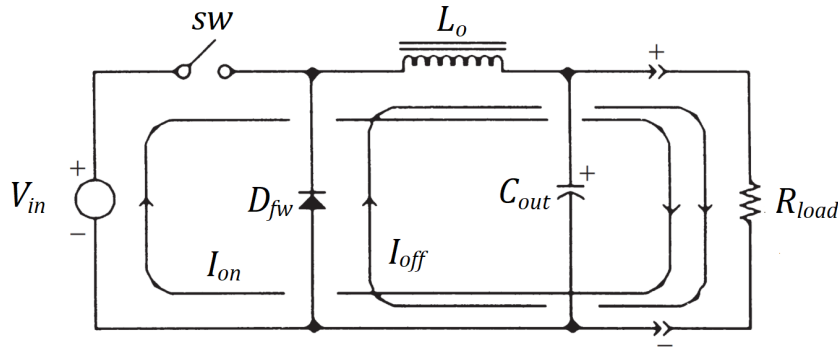


Fig. 2.10: Topología básica de un convertidor Buck.

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 como el de corriente peak o el de corriente promedio.

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 V_{in} y la tensión de salida V_{out} está dada por la Ecuación 2.3,

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

donde,

V_{out} : tensión de salida,
 V_{in} : tensión de entrada, y
 D : ciclo de trabajo.

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 conmutación. Dicha variación en corriente que percibe el inductor es llamada rizado de corriente, efecto inevitable de la conmutación.

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

$$L_{min}[H] > \frac{V_{out} \cdot (V_{in} - V_{out})}{\Delta I_L \cdot F_{sw} \cdot V_{in}} \quad (2.4)$$

donde,

L_{min} : inductancia mínima para limitar el rizado,
 ΔI_L : rizado de corriente, y
 F_{sw} : frecuencia de conmutación.

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 rizado de tensión, dada la corriente de rizado,

$$C_{out(min)}[F] > \frac{\Delta I_L}{8 \cdot \Delta V_{Cout} \cdot F_{sw}} \quad (2.5)$$

donde,

$C_{out(min)}$: capacitancia mínima para mantener el rizado, y
 ΔV_{Cout} : rizado de tensión.

2.4.2. Regulador lineal

Un Regulador de baja caída de tensión (LDO), es un convertidor DC-DC reductor de tensión que se caracteriza por la baja diferencia de tensión que presenta entre su entrada V_{IN} y su salida V_{OUT} . A diferencia de los convertidores conmutados, los reguladores LDO no utilizan elementos

almacenadores de energía como inductores o transformadores, sino que emplean un Transistor de efecto de campo (FET) como elemento de paso que opera en la región lineal para mantener una tensión constante en la salida. [26]. 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 V_{REF} con la ayuda de un “Driver”, permitiéndole modular el ancho del canal del dispositivo FET limitando tensión de entrada. La estabilización de la tensión se realiza con la ayuda de capacitores de entrada C_{in} y salida C_{out} . El esquema de un regulador típico se presenta en la Figura 2.11.

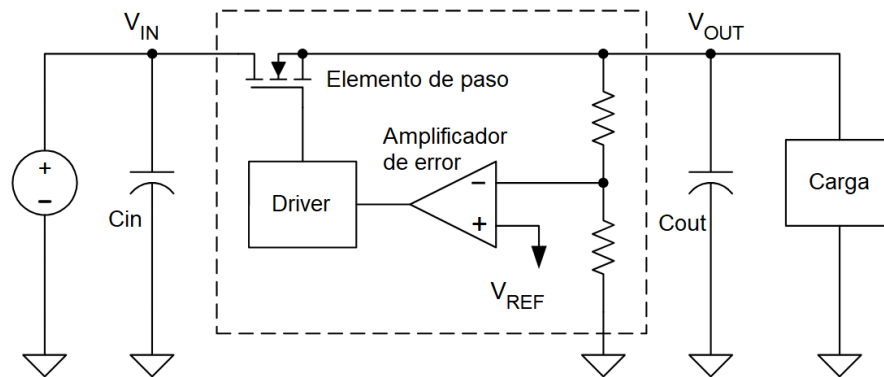


Fig. 2.11: Regulador lineal.

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.

2.5. Pérdidas en componentes

2.5.1. 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, diseño del circuito impreso y 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. [27]

Las pérdidas por conducción P_{con} , 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 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,

$$P_{con}[W] = I_o^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.6)$$

donde,

- P_{con} : pérdida de encendido,
- I_o : corriente salida del MOSFET o entre terminales drenaje-fuente, y
- $R_{ds(on)}$: resistencia de encendido.

Por otro lado, las pérdidas por conmutación P_{sw} suceden durante el tiempo de encendido y apagado del transistor, donde la tensión de conmutación aún no ha llegado a su valor máximo en t_r , como mínimo en t_f . 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.

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

donde,

- P_{sw} : pérdida de conmutación,
- t_r : tiempo de encendido o subida (rise), y
- t_f : tiempo de apagado o caída (fall).

Las pérdidas por carga de la compuerta P_{gc} se deben a que la compuerta del MOSFET posee una capacitancia a la cual se le debe entregar la energía necesaria para cargarse y descargarse en cada ciclo de conmutación, esto se realiza por medio de la aplicación de una tensión en los terminales compuerta y fuente del transistor. Estas pérdidas son proporcionales a la frecuencia de conmutación y a la capacitancia de la compuerta como se muestra en la Ecuación 2.8,

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

donde,

P_{gc} : pérdida carga de compuerta,

Q_{gc} : carga de compuerta,

C_{gc} : capacitancia de compuerta, y

V_{gs} : tensión de compuerta.

Finalmente, las pérdidas quiescientes P_q , basales o inactivas se deben a la corriente que consume el circuito que maneja el integrado del lazo de control. Usualmente, suelen ser pequeña. Sin embargo, se pueden tornar relevantes cuando la potencia convertida es de baja magnitud, ya que se consideran en todo momento e incluso a pesar de la falta de carga, así como indica la Ecuación 2.9,

$$P_q[W] = V_{in} \cdot I_q \quad (2.9)$$

donde,

P_q : pérdida quiesciente o inactiva, y

I_q : corriente inactiva.

Al reunir todas estas expresiones, se sintetizan como la pérdida total P_{loss} en los transistores del convertidor Buck no sincrónico como se muestra en la Ecuación 2.10.

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

Adicionalmente, el diodo Flywheel es quien permite conducir la corriente del inductor cuando el transistor principal está en el tiempo de apagado. Si bien es parte de la topología del convertidor, suele ser un dispositivo separado del convertidor. Este componente experimenta pérdidas significativas por conducción de la corriente principal y la caída de tensión de polarización directa o (forward) en el diodo que se busca minimizar. Estas se calculan por medio de la Ecuación 2.11 [28] a continuación,

$$P_{D_{fw}}[W] = V_{fd} \cdot I_{out} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \quad (2.11)$$

donde,

$P_{D_{fw}}$: pérdida del diodo flywheel, y

V_{fd} : tensión de polarización directa.

2.5.2. Reguladores lineales

Las pérdidas asociadas a los dispositivos de regulador lineal dependen exclusivamente de la caída de tensión que se produce por el elemento FET integrado, así como lo indica en su nombre

y se muestra en la Ecuación 2.12, las pérdidas están relacionadas linealmente con la corriente que circule por ellos,

$$P_{ldo}[W] = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_o \quad (2.12)$$

donde,

P_{ldo} : pérdida del regulador lineal.

2.5.3. 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 misma.

En principio se modela la generación de calor al conducir la corriente por el efecto Joule P_{Joule} , de la Ecuación 2.13. 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 en forma de ondas infrarrojas. Por lo que será necesario que se consideren dichos fenómenos.

$$P_{Joule}[W] = I^2 \cdot R \quad (2.13)$$

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. [29] Como también, es posible encontrar diferentes aproximaciones algebraicas del estándar que sintetizan la sección $Area[mil^2]$ que debe tener una pista según la corriente que se espera conducir y la diferencia de temperatura máxima $\Delta T[^\circ C]$ permisible. En esta iteración se utiliza la Ecuación 2.14 [30].

$$Area[mil^2] = (117,555 \cdot \Delta T^{-0,913} + 1,15) \cdot I^{0,84 \cdot \Delta T^{-0,108} + 1,159} \quad (2.14)$$

Con estos datos solo se debe incorporar el espesor de cobre en la placa, que usualmente se especifica en las unidades imperiales $\left[\frac{ozCu}{ft^2} \right]$ (u [ozCu] a secas) cuya conversión es de Ecuación

2.15a. Finalmente, el ancho de pista será según la Ecuación 2.15b.

$$\text{Espesor: } 1 \left[\frac{\text{ozCu}}{\text{ft}^2} \right] = 1,37[\text{mil}] = 34,8[\mu\text{m}] \quad (2.15a)$$

$$\text{Ancho: } 1[\text{mil}] = 1,37 \cdot \frac{\text{Area}[\text{mil}^2]}{\text{Espesor}[\text{ozCu}]} \quad (2.15b)$$

2.5.4. 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 Θ para la resistencia térmica en el contexto de circuitos integrados. Complementariamente, en el estándar JESD51-2A se considera la letra griega Psi Ψ 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. [31]

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.

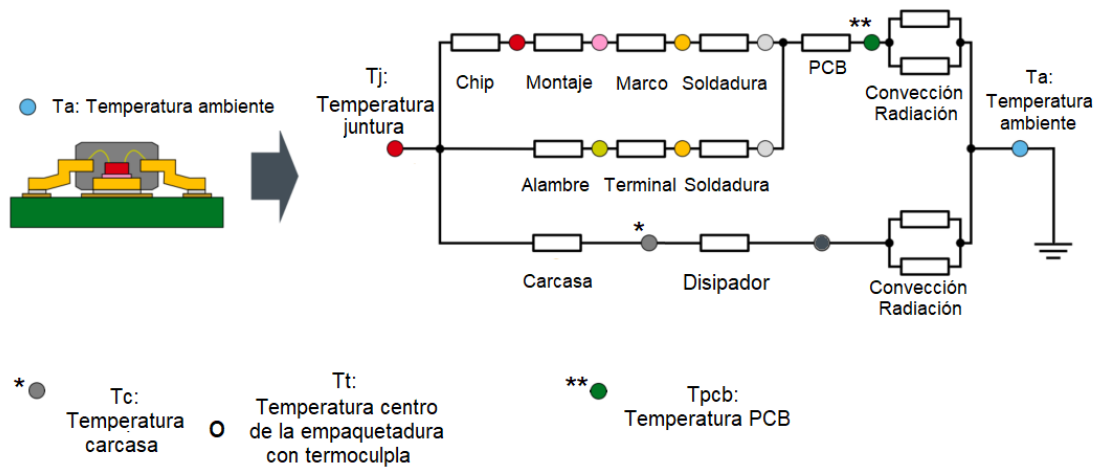


Fig. 2.12: Disipación térmica.

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 (chip), sus terminales y su empaquetadura.

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

Las ecuaciones derivadas 2.16 provienen del equivalente circuital del flujo de calor en el sistema y los parámetros térmicos entregados [32].

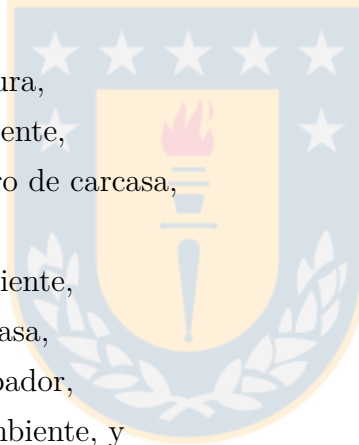
$$T_j[^{\circ}C] = \Theta_{JA} \cdot P_D + T_A \quad (2.16a)$$

$$T_j[^{\circ}C] = (\Theta_{JC} + \Theta_{CH} + \Theta_{HA}) \cdot P_D + T_A \quad (2.16b)$$

$$T_j[^{\circ}C] = \Psi_{JT} \cdot P_D + T_T \quad (2.16c)$$

donde,

- T_j : temperatura en la junta,
- T_A : temperatura en el ambiente,
- T_T : temperatura en el centro de carcasa,
- P_D : potencia a disipar,
- Θ_{JA} : coeficiente junta-ambiente,
- Θ_{JC} : coeficiente junta-carcasa,
- Θ_{CH} : coeficiente carcasa-disipador,
- Θ_{HA} : coeficiente disipador-ambiente, y
- Ψ_{JT} : coeficiente experimental junta-centro de carcasa.



2.6. Discusión

- Las baterías de iones de litio son preferibles debido a su alta densidad energética y buena capacidad de potencia. No obstante, se requiere una estricta supervisión de ellas para gestionar su seguridad y longevidad.
- Los sistemas de gestión de baterías son esenciales para garantizar la operación de las baterías Lipo. Estos sistemas permiten realizar el monitoreo de parámetros críticos de manera configurable y con alcances de software a través de protocolos de comunicación estandarizados.
- La comunicación I2C es un protocolo práctico para la interconexión de múltiples dispositivos en sistemas embebidos, gracias a su simplicidad y capacidad para manejar múltiples periféricos con solo dos líneas de comunicación.
- Los convertidores Buck son la alternativa principal para la disminución controlada de tensión. Otorgando la capacidad de regular la tensión de salida mediante diferentes estrategias de control, adaptables a las necesidades de la aplicación.
- Los reguladores lineales son ideales para aplicaciones con poca exigencia en potencia y una respuesta rápida a cambios en la carga. Su eficiencia podría ser muy baja y depende principalmente de la diferencia entre las tensiones de entrada y salida.
- La gestión térmica es crucial en el diseño de sistemas de conversión, ya que garantiza el suministro continuado de la energía y la integridad de los componentes. La selección adecuada de componentes, el diseño del PCB y las estrategias de disipación térmica son esenciales para mantener una operación confiable.

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 44,4[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.

Del trabajo realizado anteriormente [4], se estableció que utilizando una palanca impresa más fuerte que cualquier pieza en las patas, el estrés mecánico máximo sobre el eje de los motores sucede con una corriente de 5[A] en los actuadores. Para poder suplir esa corriente por actuador, se considera que todos ellos puedan trabajar simultáneamente en su límite mecánico, apuntando a una línea con capacidad de 30[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	$5[A_{max}] / 111[W_{max}]$
Batería	$30[A_{max}]/667[W_{max}]$
-Raspberry Pi 5	15,0[W]
-Realsense CS30	3,00[W]
-Teensy 4.1	0,60[W]
-IMU Apollo 3	0,20[W]
5[V]	3,76[A]/18,8[W]
-Provisión sensores	1,65[W]
3,3[V]	0,5[A]/1,65[W]

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.

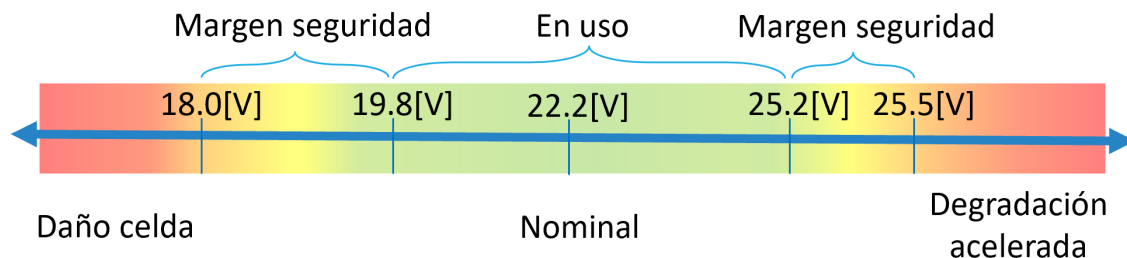


Fig. 3.1: Tensión de operación en batería Li-po.

La batería tiene una tensión de operación 19,8[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. En la Figura 3.1 se muestra el rango de tensiones y su denominación. Si bien el C-rating que utiliza el mercado no resulta ser tan fiable [33], 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 podría sufrir.

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 cohesivamente con el resto de los componentes del robot.

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 términos del control de convertidores es posible identificar cuatro categorías de topologías, esta se muestran en la Tabla 3.2 [34] 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.

En tecnologías de tipo conmutación, se verá que las topologías abarcan diferente rango de potencia, eficiencia y costo de partes. De las indicadas en [34] y 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 la tensión en la batería de 22,2[V] hasta los 5[V] y hasta los 3,3[V].

Tabla 3.3: Comparativa de regulación conmutada.

Topología	Rango de potencia [W]	Rango de $[V_{in(dc)}]$	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 en el régimen de funcionamiento. 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 desarrollar módulo de alta corriente que pueda suministrar al menos los 3,76[A] necesarios en régimen permanente, así como una provisión a los posibles picos de corriente.

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 pérdidas 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 cuasi-resonante permitirían 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 conmutado 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 una corriente de hasta $4,5[A]$, considerando una tensión de entrada que puede variar entre $19,8[V]$ 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 o que se necesite fabricar una PCB de mejor tecnología.

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 3.2 se muestra la aplicación típica, donde se puede evidenciar la necesidad de parametrizar los condensadores para la estabilización de línea C_{in} y C_{out} , la partida suave C_{SS} , el UVLO R_{en1} y R_{en2} , el diodo flywheel D_{fw} , un capacitor para la activación del FET C_{BOOT} , la selección de un inductor acorde a una corriente de salida con bajo rizado L_{out} , así como la referencia de realimentación ajustable (R_{fbt} y R_{fbb}) y la compensación del lazo de control (C_{hf} , C_{comp} y R_{comp}).

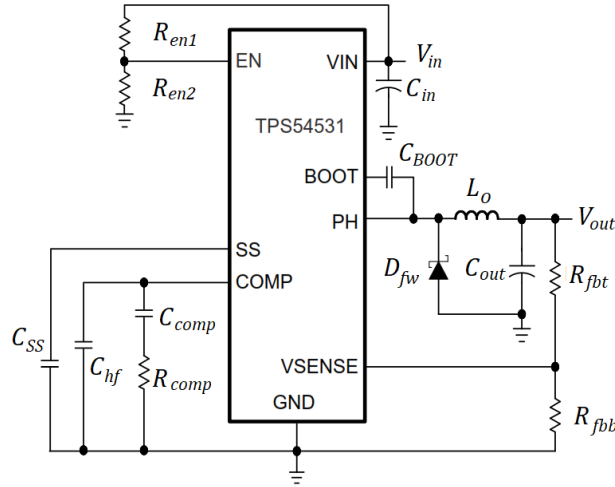


Fig. 3.2: Aplicación típica TPS54531.

Se decide permitir un rizado del 30 % de la corriente máxima $I_{out(max)} = 4,5[A]$, 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 $5,21[\mu H]$.

A pesar de esto, se sigue la recomendación del fabricante que sugiere elegir un inductor 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 de $K_{ind} = 0,25$ para la mezcla de MLCC de bajo ESR y electrolíticos con mayor ESR, obteniendo $L_{min} = 6,25[\mu H]$ y seleccionando con ese propósito un inductor SMD de $L_{out} = 6,8[\mu H]$ como valor más cercano.

$$L_{min} = \frac{(V_{in(max)} - V_{out}) \cdot V_{out}}{F_{sw} \cdot K_{ind} \cdot I_{out(max)} \cdot 0,8} = \frac{(25,2 - 5,00) \cdot 5,00}{570k \cdot 0,25 \cdot 4,5 \cdot 0,8} = 6,25[\mu H] \quad (3.1)$$

donde,

$V_{in(max)}$: tensión de entrada máxima de operación,

$I_{out(max)}$: corriente de salida máxima, y

K_{ind} : factor según tipo de condensadores y su ESR.

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 $13,5[A]$, que sobrepasa la corriente de operación y sus picos, trabajando a menor temperatura.

Al elegir un capacitor de entrada, normalmente se añade un capacitor multicapa cerámico (MLCC) muy cerca de la entrada del convertidor, pensado en el desacople y reducción del ruido de alta frecuencia. No obstante, hay que dimensionar el posible rizado de tensión ΔV_{in} que se pueda experimentar desde el suministro, pues si bien la batería debiese proveer un voltaje constante, el cambio de carga debido a los otros componentes genera alteraciones sobre su tensión que pueden afectar al convertidor.

De capacitor de desacople se elige uno de $C_{in} = 4,7[\mu F]$ recomendado por el fabricante. En paralelo a él, se escoge añadir uno electrolítico de aluminio, según la corriente máxima esperada $I_{out(max)}$ y para una resistencia equivalente en serie estimada $ESR = 15[m\Omega]$, un capacitor mínimo como $C_{in(min)} = 10,81[\mu F]$ según la Ecuación 3.2 a continuación.

$$C_{in(min)}[F] = \frac{I_{out(max)} * 0,25}{F_{sw} \cdot (\Delta V_{in} - (I_{out(max)} \cdot ESR))} \quad (3.2)$$

donde,

ΔV_{in} : rizado de tensión permisible.

A pesar de esto, el capacitor de entrada añadido en paralelo será mucho más grande $C_{in} = 47[\mu F]$, ya que el sesgo DC es particularmente alto al tener que lidiar con la tensión máxima en la batería de $25,2[V]$.

Mientras ocurre la carga del almacenador primario, la salida del convertidor 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 una tensión de rizado máximo permisible de $\Delta V_{Cout} = 1\%V_{out} = 0,05[mV]$ con una corriente de rizado de $\Delta I_L = 30\%I_{out(max)} = 1,35[A]$, se requieren al menos $C_{out} = 5,92[\mu F]$ 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 diseñar 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 con el terminal “EN”, limitación de corriente, Bloqueo por baja tensión (UVLO) y apagado térmico. En la Figura 3.3 se muestra la aplicación típica del regulador LDO, que requiere capacitores de entrada C_{in} y salida C_{out} para la estabilización de la línea.

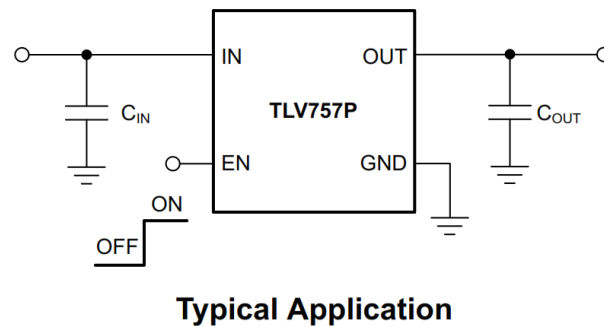


Fig. 3.3: Aplicación típica TLV757P.

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. El circuito integrado a utilizar y sus terminales es mostrado en la Figura 3.4.

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

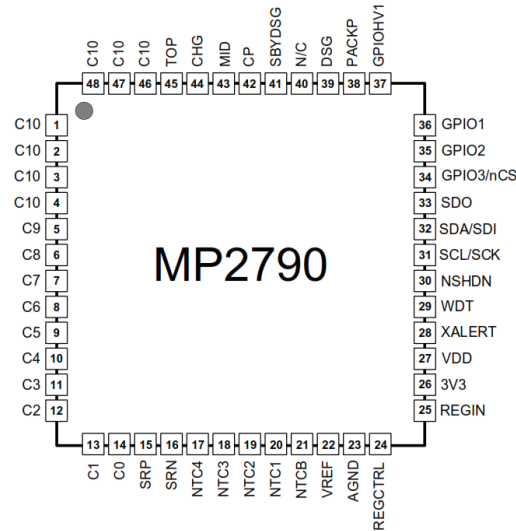


Fig. 3.4: Circuito integrado MP2790 y sus terminales.

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 comparadores 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 utiliza un arreglo de 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 los 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 del

termistor R_{ntc} está dado por la Ecuación 3.3 de Steinhart-Hart,

$$T[^{\circ}K] = (A + B \cdot \ln(R_{ntc}) + C \cdot \ln^3(R_{ntc}))^{-1} \quad (3.3)$$

donde,

T : temperatura en el termistor,

R_{ntc} : resistencia del termistor, y

A, B y C : coeficientes Steinhart-Hart,

que define una serie numérica con diferentes coeficientes para el ajuste del comportamiento real del dispositivo. En la práctica se suele 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.

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 de 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 3.5, mide la caída de tensión diferencial entre los dos terminales $V1$ y $V2$ de la resistencia shunt. Para una medición precisa, la ganancia en ambas ramas de entrada del comparador debe ser idéntica, en forma de la relación entre $R1$ y $R2$. Generalmente, el factor de amplificación es fijado internamente por el fabricante del IC como V_{out} , tal que su salida sea válida para la etapa de procesamiento que le procede. Esta amplificación debe ser contemplada en la 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

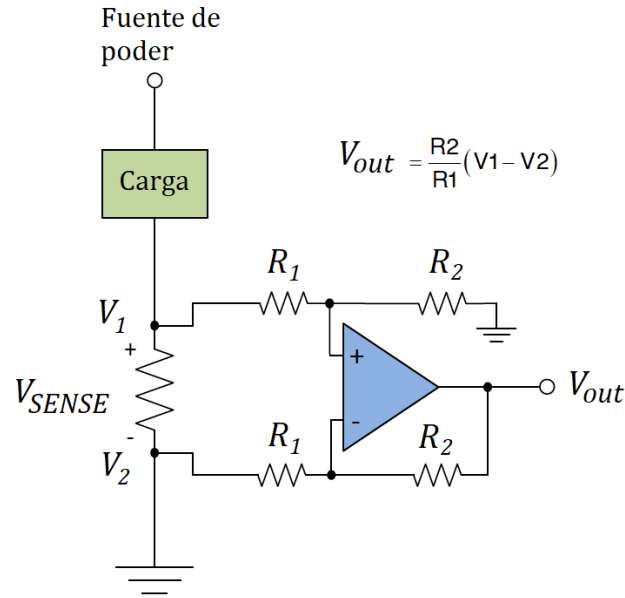


Fig. 3.5: Amplificador de corriente.

Kelvin se frecuenta realizar el punto de conexión al interior del conector, así como se muestra en la Figura 3.6, 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.

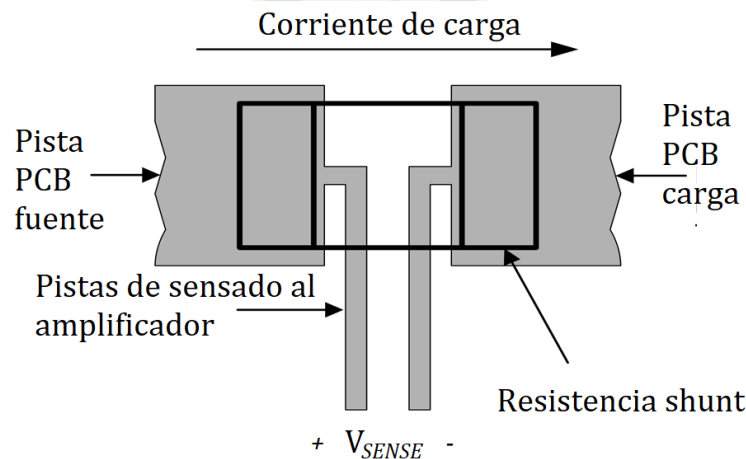


Fig. 3.6: Conexión Kelvin.

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 amplifi-

cador 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 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 corriente de diseño ($30[A]$) sea de solo $45[mV]$, 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 I2C 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 como conexión alta como de conexión 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 la referencia eléctrica. La Figura 3.7 indica cómo la ubicación del MOSFET con la carga determina

el tipo de conexión.

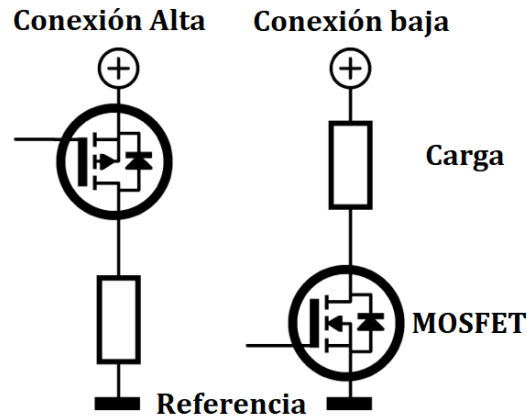


Fig. 3.7: MOSFET en conexión alta y baja.

El lugar de habilitación de 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 al menos 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 (25,2[V]) junto con un 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. La Figura 3.8 muestra el esquema de conexión entre el medidor de combustible y el monitor de batería, siendo ambos administrados por medio del microcontrolador.

Adicionalmente, el medidor de combustible incorpora una interfaz de usuario, que incluye una conexión para un arreglo de LED 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.

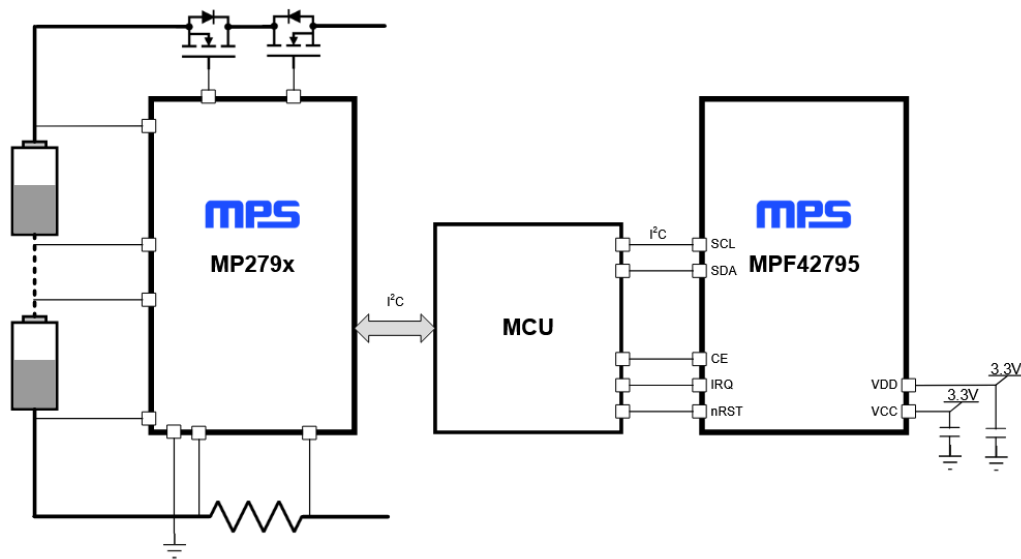


Fig. 3.8: Conexión típica de MPF42795.

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 3.9, el diagrama que indican la relación entre los diferentes dispositivos. Aquí la primera placa hace de supervisor de la energía y la segunda de convertidor, ambas orquestadas por el microcontrolador.

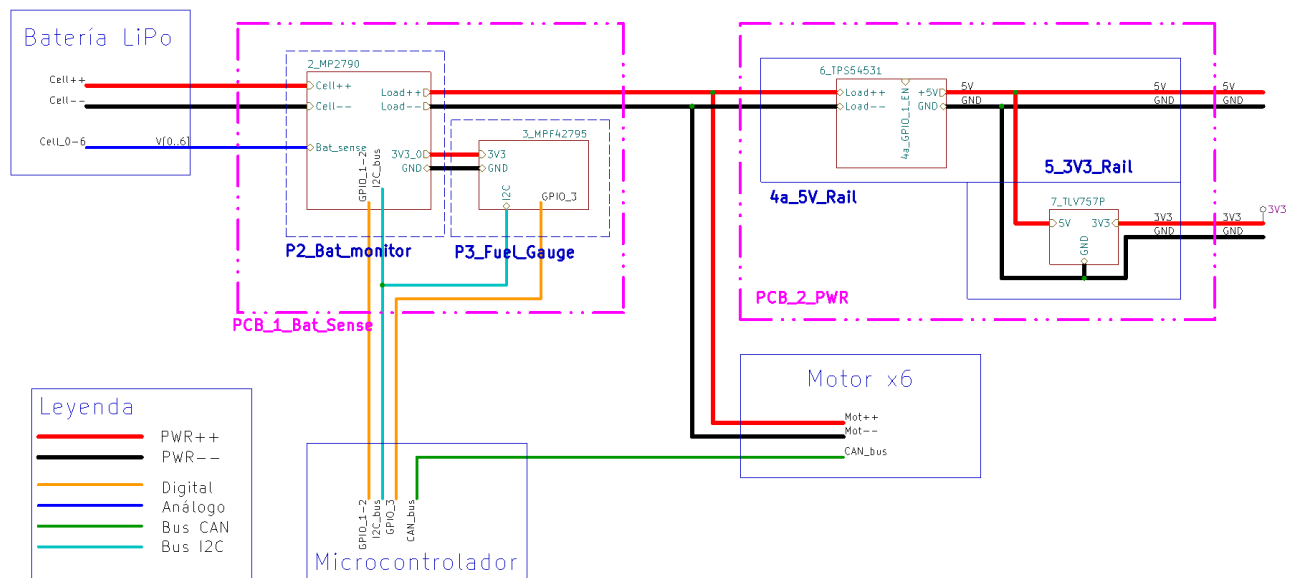


Fig. 3.9: Esquema de componentes.

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 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, funcionando en una tensión mínima recomendada V_I , con ayuda de un umbral de activación de histéresis entre $V_{IT-(min)}$ y $V_{IT-(max)}$, con apagado entre $V_{IT+(max)}$ y $V_{IT+(min)}$ [35]. La Figura 3.10 da cuenta de la activación por histéresis.

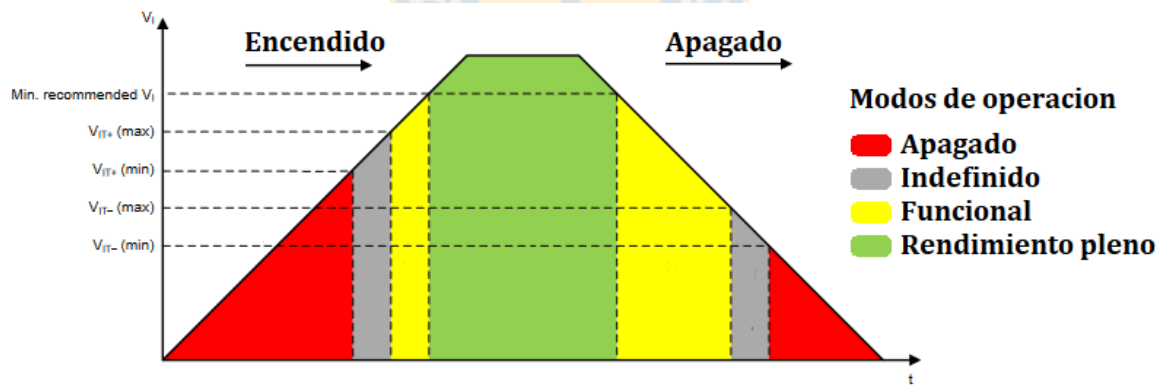


Fig. 3.10: Bloqueo por bajo-voltaje.

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 $V_{start} = 19,7[V]$ y el umbral de apagado en $V_{stop} = 18,7[V]$. 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 3.4a y 3.4b. Para obtener dichas resistencias, se utilizan la tensión de habilitación $V_{en} = 1,25[V]$ y los valores

de corriente de referencia interna del convertidor, siendo $3[\mu A]$ para la resistencia superior R_{en1} y $1[\mu A]$ para la resistencia inferior R_{en2} .

$$R_{en1} = \frac{V_{start} - V_{stop}}{3[\mu A]} = \frac{(18,0[V] - 17,0[V])}{3[\mu A]} = 333[k\Omega] \quad (3.4a)$$

$$R_{en2} = \frac{V_{en}}{\frac{V_{start} - V_{en}}{R_{en1}} + 1[\mu A]} = \frac{1,25[V]}{\frac{18[V] - 1,25[V]}{333[k\Omega]} + 1[\mu A]} = 22,2[k\Omega] \quad (3.4b)$$

donde,

R_{en1} : resistecia superior del umbral UVLO,

R_{en2} : resistecia inferior del umbral UVLO,

V_{start} : tensión de activación,

V_{stop} : tensión de encendido, y

V_{en} : tensión de referencia de habilitación.

Para facilitar la selección de componentes, se aproximan dichas resistencias a la suma de los valores comerciales más cercanos, quedando $R_{en1} = 330[k\Omega] = 300[k\Omega] + 33[k\Omega]$ y $R_{en2} = 22[k\Omega] = 22[k\Omega] + 0[\Omega]$.

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 de 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 T_{SS} se puede establecer por medio de la Ecuación 3.5,

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

donde,

T_{SS} : tiempo de partida suave,

C_{SS} : capacitancia de partida suave,

I_{SS} : corriente de partida suave, y

V_{ref} : tensión de referencia interna,

La Figura 3.11 entregada por el fabricante, muestra el diagrama de bloques funcional del convertidor Buck, donde se puede observar como funciona el modo de control de corriente peak realimentándose de dos bucles, uno externo de voltaje y otro interno de corriente. El bucle externo de tensión proviene de la salida del convertidor que entra al controlador por medio del terminal ajustable “Vsense”, esta señal es comparada con la referencia interna y compensada con los componentes del terminal “COMP” gracias al amplificador de transconductancia (OTA). La salida de esta última señal se le añade la rampa de compensación antes de ser entregada al bucle interno. El bucle de corriente hace uso de la corriente que sale del elemento conmutador y experimenta una ganancia conocida G_{mps} , señal comparada con la proveniente del bucle externo y que finalmente es modulada a la frecuencia de conmutación.

Un convertidor está sujeto a cambios repentinos de 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 $C_{out(min2)}$ tal que la caída de tensión sea tolerable ante el cambio escalón de carga. Se utiliza la Ecuación 3.6,

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

donde,

ΔI_{out} : escalón de corriente, y

ΔV_{out} : caída de tensión,

que provista por el fabricante necesita 2 ciclos para ajustar la compensación, junto con el cambio escalón máximo en la corriente como $\Delta I_{out} = 4,5A$ y una caída de tensión de hasta 5 % seleccionando $\Delta V_{out} = 0,25[V]$.

Esta capacitancia mínima resulta ser de $C_{out(min2)} = 63,2[\mu F]$, de un valor considerablemente mayor y más importante que el estipulado anteriormente de $C_{min} = 5,92[\mu F]$. Debido a este motivo se selecciona un conjunto de tres capacitores 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”). 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

un potenciómetro que establezca la relación. Esto permite realizar el ajuste fino de la tensión de salida, particularmente una vez ya construida la placa. Las Ecuaciones en 3.7 permiten seleccionar adecuadamente la relación entre resistencias del divisor,

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

$$R_{fbb} + R_{fbt} = 10[k\Omega] \quad (3.7b)$$

donde,

R_{fbt} : resistencia alta de realimentación, y

R_{fbb} : resistencia baja de realimentación.

Con esta consideración y esperando tener una salida de $V_{out} = 5[V]$ para la referencia interna $V_{ref} = 0,8[V]$, se obtienen $R_{fbt} = 8,40[k\Omega]$ y $R_{fbb} = 1,60[k\Omega]$.

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 conmutación.

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° . 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 5TM de Texas Instruments, que permite hacer una simplificación de los elementos de conmutación. Los parámetros cargados al software se muestran en la Tabla C.2 en el Anexo C (Parámetros).

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 de Figura 3.12. Con el objetivo de 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 de igual magnitud negativa que la compense. El ajuste de ganancia se

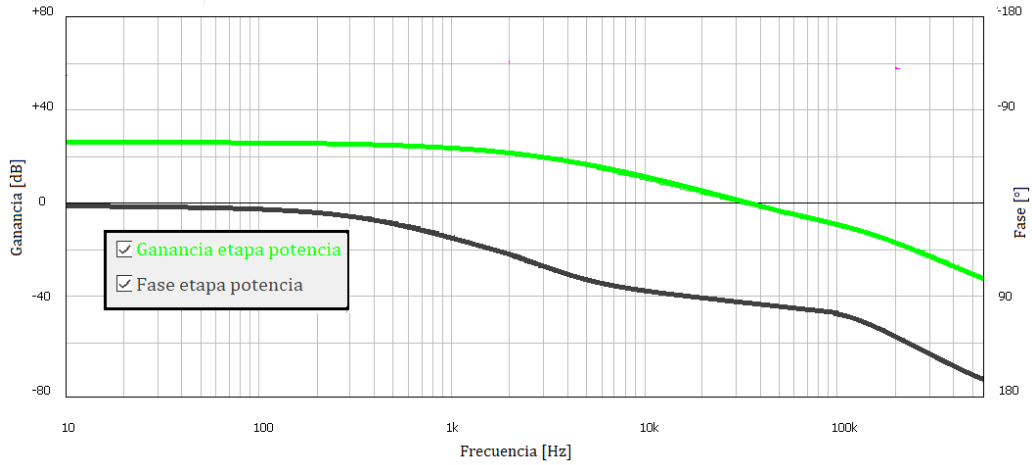


Fig. 3.12: Bode etapa de potencia.

consigue modificando la resistencia de compensación de Ecuación 3.8,

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

donde,

R_{comp} : resistencia de compensación,

G_{comp} : ganancia de compensación, y

G_{mea} : ganancia del controlador,

para la cual el controlador provee una ganancia de $G_{mea} = 92\mu$.

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,

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

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

donde,

F_c : frecuencia de corte,

C_{comp} : capacitancia de compensación, y

C_{hf} : capacitancia de alta frecuencia.

Los parámetros calculados y seleccionados para la compensación del lazo se muestran en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4: Parámetros compensación.

Parámetro	Calculado	Seleccionado
R_{comp}	28,2[k Ω]	10 + 18[k Ω]
C_{comp}	2,83[nF]	3,3[nF]
C_{hf}	28,3[pF]	33[pF]

La etapa de control mostrada en el bode de la Figura 3.13a contempla exclusivamente la entrada al amplificador de error y su respectivo compensador. El bode de la función de transferencia del lazo cerrado completo del sistema se observa en la Figura 3.13b, que indica un margen de fase de $PM = 83,04^\circ$ y un margen de ganancia $GM = -28,61[dB]$.

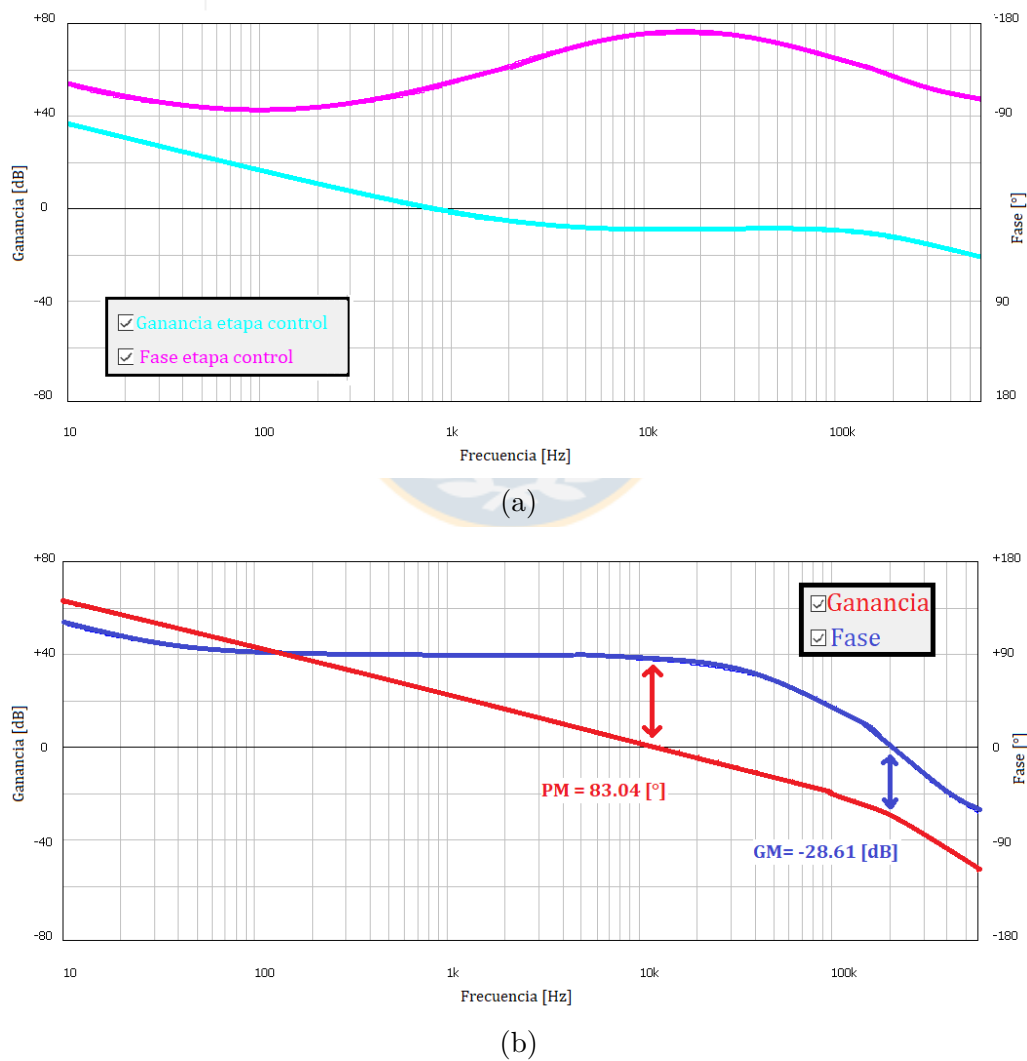


Fig. 3.13: Respuesta en frecuencia.

a) Bode etapas de potencia y compensador. b) Bode lazo cerrado completo.

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 conmutación depende la conversión adecuada de energía.

El factor utilizado para el cálculo de disipación térmica es Θ_{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 de este componente, según el mecanismo indicado en el Capítulo 2 que establece la “JEDEC”.

3.3.2.1. Convertidor Buck

Tabla 3.5: Parámetros conversor Buck.

Parámetro	Valor
$V_{in(max)}$	25,2 [V]
V_{out}	5,0 [V]
I_{max}	4,5 [A]
$R_{ds(on)(max)}$	110 [$m\Omega$]
F_{sw}	570 [kHz]

Las pérdidas en el convertidor se obtienen utilizando los parámetros de operación indicados en la Tabla 3.5, siendo elegidos según su condición de mayor exigencia y especificación.

En la Tabla 3.6 se muestra el resultado $P_{D(Buck)}$ de las pérdidas en el circuito integrado del convertidor Buck haciendo uso de la Ecuación 2.10 vista en la sección 2.5 “Pérdidas en componentes”.

Tabla 3.6: Pérdidas conversor Buck.

Parámetro	Valor
P_{con}	442 [mW]
P_{sw}	814 [mW]
P_{gc}	13,0 [mW]
P_q	2,77 [mW]
$P_{D(Buck)}$	1,27 [W]

Considerando la condición de disipación con el aire obtenida de la hoja de datos, se calcula la temperatura de operación de la junta en régimen estable por medio de la Ecuación 3.10,

$$T_{J(Buck)} = P_{D(Buck)} \cdot \Theta_{JA} + T_A = 95,0[^\circ C] \quad (3.10)$$

donde,

$T_{J(Buck)}$: temperatura de junta en el convertidor Buck, y

$P_{D(Buck)}$: potencia a disipar en el convertidor Buck

calculada anteriormente, para la cual se utiliza la resistividad térmica junta-aire $\Theta_{JA} = 55[^\circ C/W]$ y una temperatura ambiente de $T_A = 25[^\circ C]$.

Durante la operación de máxima carga en el convertidor se tendrían temperaturas de $95,0[^\circ C]$ en la junta, valor que se encuentra dentro del margen de operación del dispositivo $165[^\circ C]$. 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. Se añade también un disipador pequeño en la cara del encapsulado que permita evacuar mejor el calor generado.

El diodo flywheel es otro elemento importante que disipa energía en el convertidor. La potencia que se calcula por medio de la Ecuación 2.11, que considera al diodo “MBR1045CT” de SMC Diodes [e] cuya tensión de forward es de $V_{fd} = 0,55[V]$ y la corriente máxima de salida.

El resultado es una pérdida de $P_{D(D_{fw})} = 1984[mW]$, que debido a su alto valor se utilizará junto a un disipador térmico atornillable para el encapsulado “TO-220”. La forma, tamaño y peso de este disipador se asemeja a otros en el mercado, cuya resistividad térmica a esperar es de $\Theta_{HA} = 19[^\circ C/W]$ y con capacidad de disipar hasta $6[W]$ para estas condiciones.

Se estima que la temperatura de junta será de $T_{J(D_{fw})} = 86,0[^\circ C]$, así como lo muestra la

Ecuación 3.11 a continuación,

$$T_{J(D_{fw})} = P_{D(D_{fw})} \cdot (\Theta_{JC} + \Theta_{CH} + \Theta_{HA}) + T_A = 86,0[^\circ C] \quad (3.11)$$

donde,

$T_{J(D_{fw})}$: temperatura estimada en el diodo flywheel, y

$P_{D(D_{fw})}$: potencia a disipar en el diodo flywheel,

que considera el coeficiente la juntura-carcasa $\Theta_{JC} = 1,5[^\circ C/W]$ en el diodo y un coeficiente carcasa-disipador $\Theta_{CH} = 10[^\circ C/W]$ para la pasta térmica utilizada.

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 2.12, que considera la tensión de entrada máxima V_{in} , tensión de salida V_{out} y corriente de salida I_{out} . El resultado es una pérdida de $P_{ldo} = 900[mW]$.

Se conoce el coeficiente de resistencia térmica juntura-aire $\Theta_{JA} = 108,8[C/W]$, 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 $T_A = 25[^\circ C]$, se puede calcular la temperatura de la juntura $T_{J(ldo)}$ de operación en régimen estable por medio de la Ecuación 3.12,

$$T_{J(ldo)} = P_{D(ldo)} \cdot \Theta_{JA} + T_A = 0,9 \cdot 108,8 + 25 = 122,9[^\circ C] \quad (3.12)$$

donde,

$T_{J(ldo)}$: temperatura estimada en el LDO, y

$P_{D(ldo)}$: potencia a disipar en el LDO.

En esta ocasión la temperatura se encuentra cercana a la máxima estipulada para su operación de $150[^\circ C]$ según la hoja de datos, por lo que para mantener una operación más estable y a menor temperatura, se propone entregar menor tensión al regulador para no disminuir la exigencia en corriente. Se decide disponer de un diodo rectificador “1N4004” a la entrada del regulador, tal que la tensión disminuya por el voltaje forward $V_{fd(direct)} = 0,93[V]$ 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 potencia de pérdida P_d será la indicada en la Ecuación 3.13,

$$P_{D(d_{rect})} = V_{fd(d_{rect})} \cdot I_{out} = 0,96[V] \cdot 0,5[A] = 465[mW] \quad (3.13)$$

donde,

$P_{D(d_{rect})}$: potencia a disipar en el diodo rectificador, y

$V_{fd(d_{rect})}$: tensión de polarización directa máxima en el diodo.

Al hacer nuevamente el cálculo de la Ecuación 3.12, con la nueva pérdida en el regulador LDO $P_{ldo} = 435[mW]$, se obtiene $T_J = 75,6[^\circ C]$.

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 disipación 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 pierda 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 $I_{max} = 30[A]$, se resuelve utilizar una resistencia shunt de $30[A]$ con una resolución de $75[mV]/50[A]$, es decir con una resistencia de $R_{shunt} = 1,5[m\Omega]$ a $25^\circ C$. La potencia disipada en este elemento P_{shunt} se puede calcular por medio de la Ecuación 3.14,

$$P_{D(shunt)} = I_{max}^2 \cdot R_{shunt} = 30^2 \cdot 1,5[m\Omega] = 1,35[W] \quad (3.14)$$

donde,

$P_{D(shunt)}$: potencia a disipar en la resistencia shunt,

R_{shunt} : resistencia shunt, y

I_{max} : corriente máxima del bus de batería.

Como la corriente de diseño es menor que la de operación, no debiese presentar problemas de temperatura.

El MOSFET de paso es el elemento que más pérdidas podía tener en el circuito, pues es el que conduce la corriente principal de la batería a la carga. Como opera con corriente continua no presenta pérdidas por la conmutación o por carga de la compuerta en estado estacionario. Por esto mismo la potencia a disipar depende exclusivamente de la resistencia de descarga. Los valores típicos a encontrar de este parámetro son de entre $\{1 a 20\}[m\Omega]$, por lo que dentro de este intervalo es posible proponer un MOSFET de paso con esa resistencia, calculando la potencia a disipar respecto a la corriente máxima I_{max} a utilizar por medio de la Ecuación 3.15,

$$P_{D(mos)} = I_{max}^2 \cdot R_{ds(on)} = 30^2 \cdot \{1 a 20\}[m\Omega] = \{0,9 a 18\}[W] \quad (3.15)$$

donde,

$P_{D(mos)}$: potencia a disipar en el MOSFET, y

$R_{ds(on)}$: resistencia drain-source de encendido del MOSFET.

Para realizar la disipación térmica en un MOSFET es necesario entregar dicha temperatura al entorno, para esto se utiliza su resistencia térmica juntura-aire Θ_{JA} . 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-encapsulado Θ_{JC} , encapsulado-disipador Θ_{CH} y disipador-ambiente Θ_{HA} . Aquí surge el primer problema, pues Θ_{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 y 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 $T_{J(max)} = 125[^\circ C]$ y pensando que se trabajará en un ambiente con $T_A = 25[^\circ C]$, se pueden calcular la potencia máxima $P_{mos(max)}$ que soportará un MOSFET de $\Theta_{JA} = 50[\Omega/^\circ C]$ en dicha condición con la Ecuación 3.16a, así como también la corriente máxima $I_{mos(max)}$ con la Ecuación 3.16b,

$$P_{mos(max)}[W] = \frac{T_{J(max)} - T_A}{\Theta_{JA}} \quad (3.16a)$$

$$I_{mos(max)}[A] = \sqrt{\frac{P_{mos(max)}}{R_{ds(on)}}} \quad (3.16b)$$

donde,

$P_{mos(max)}$: potencia teórica máxima en el MOSFET,

$T_{J(max)}$: temperatura máxima teórica en la juntura del MOSFET, y

$I_{mos(max)}$: corriente máxima teórica en el MOSFET.

Encontrar un MOSFET que soporte $P_{mos(max)} = 2,0[W]$ e $I_{mos(max)} = \{44,7a10\}[A]$ es una tarea complicada, pues si bien se puede hallar algún $R_{ds(on)}$ tan bajo, esto no sucede con dispositivos comunes. Por otro lado, disipar una potencia superior significaría utilizar un disipador grande o disponer de 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 $P_{D(mos)}$ con 4 MOSFET, se plantean las ecuaciones de 3.17, que permiten establecer la temperatura máxima en la juntura $T_{J(mos)}$ para dicha configuración,

$$P_{D(mos)} = (I_{max}/4)^2 \cdot R_{ds(on)} = \{56,25 \text{ a } 1125\}[mW] \quad (3.17a)$$

$$T_{J(mos)} = P_{tot} \cdot \Theta_{JA} + T_A = \{27,80 \text{ a } 81,25\}[^{\circ}C] \quad (3.17b)$$

donde,

$T_{J(mos)}$: temperatura en cada MOSFET individual.

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

Para obtener la resistencia máxima posible $R_{DS(max)}$ cuando se alcanza el límite térmico entre la juntura y el encapsulado, se realiza el cálculo de la potencia máxima disipable en la condición ideal, a partir de la corriente absoluta máxima I_{max} en las temperaturas absolutas de operación en juntura T_J y empaquetadura T_C . La resistividad juntura-empaquetadura es de $\Theta_{JC} = 1,05[^{\circ}C/W]$ y el cálculo completo se muestra en la Ecuación 3.18,

$$P_{D(mos)(max)} = \frac{T_J - T_c}{\Theta_{JC}} = \frac{175 - 25}{1,05} = 143[W] \quad (3.18a)$$

$$\Rightarrow R_{DS(max)} = \frac{P_{D(mos)(max)}}{I_{max}^2} = \frac{143}{161^2} = 5,51[m\Omega] \quad (3.18b)$$

donde,

$P_{D(mos)(max)}$: potencia máxima disipable en cada MOSFET, y

$R_{DS(max)}$: resistencia máxima permisible en cada MOSFET.

Sea la conducción de calor a través de la base de montaje el método de disipación principal, se considera la resistividad térmica $R_{\Omega JA(pcb)} = 50[^{\circ}C/W]$ para este caso. Se fija como objetivo que la temperatura de operación de la juntura T_J no exceda los $125[^{\circ}C]$ y que la temperatura

de la placa T_{pcb} sea de $50[^\circ C]$. Con esto se recalcula la potencia a disipar y la corriente máxima I_{max} que puede manejar el MOSFET en condición más realista, como se muestra en la Ecuación 3.19.

$$P_{mos(op)} = \frac{T_J - T_{PCB}}{\Theta_{JA(PCB)}} = \frac{125 - 50}{50} = 1,5[W] \quad (3.19a)$$

$$I_{mos(op)} = \sqrt{\frac{P_{mos(op)}}{R_{DS(max)}}} = \sqrt{\frac{1,5}{5,511m\Omega}} = 16,5[A] \quad (3.19b)$$

donde,

T_{PCB} : temperatura en el PCB,

$\Theta_{JA(PCB)}$: coeficiente térmico juntura-ambiente para soldadura a PCB,

$P_{mos(op)}$: potencia máxima que disipa cada MOSFET en operación, y

$I_{mos(op)}$: corriente máxima que admite cada MOSFET en operación.

Como el área de disipación que se dispone para cada dispositivo es menor que la utilizada en su configuración experimental, se considera un factor de seguridad del 30 % de la corriente máxima $I_{max} = 0,7 \cdot I_{max} = 11,6[A]$. 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 $R_{ds} < \sim 1[mOhm]$ bajo el resto del arreglo, sucedería que tendría que llevarse una significativa carga de corriente por sobre la esperada. Considerando lo anterior, los 4 MOSFET están preparados para conducir los $\sim 7,5[A]$ por elemento.

La utilización de este arreglo de MOSFET supone además la utilización de una bomba de carga con $C_{ISS} = N_{MOSFETs} * C_{ISS} = 4 * 4,38[nF] = 17,52[nF]$, por lo que se seleccionaría uno de $22[nF]$ con rating de tensión de al menos $30[V]$. Debido a la tensión de alto sesgo DC que experimentaría, combinado con el desconocimiento de su comportamiento en estas condiciones, se selecciona un capacitor de $220[nF]$.

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 $100[\mu m]$, 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 en láminas de fibra de vidrio FR4, con $1,6[mm]$ de espesor en dos capas externas de $0,5[ozCu]$ o $18[\mu m]$ de cobre, se muestran las primeras PCB probadas en la Figura 3.14.

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 de producción final, se deriva 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

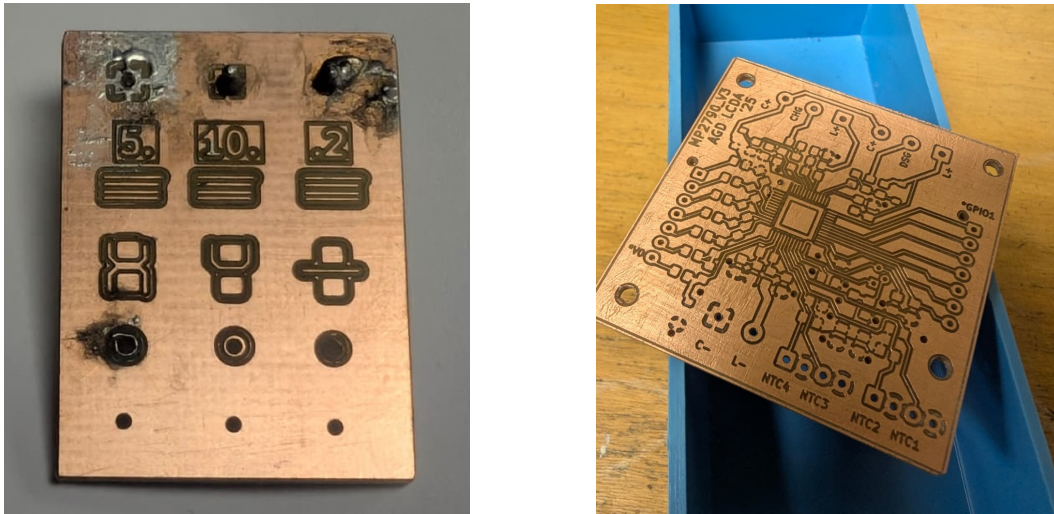


Fig. 3.14: PCB de prueba para prototipado.

permiten realizar pistas con una precisión de hasta $6[mil]$, con la inclusión de vías cubiertas de $0,4[mm]$ 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 de 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 3.15, que comprende la conversión de la tensión de la batería en una línea de 5[V] y posteriormente en 3,3[V].

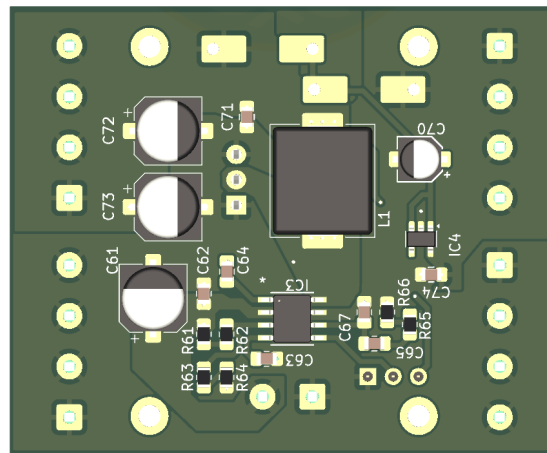


Fig. 3.15: PCB líneas 3,3[V] y 5[V].

Aunque la conmutación del convertidor Buck contenida en esta placa es de alta frecuencia, se utiliza la estándar de fibra de vidrio FR4 con 1,6[mm] de espesor, ya que existe la posibilidad de compartir la oblea con las otras placas y abaratar costos. Lo ideal sería utilizar una placa de

más capas, menor espesor y mejor acabado de superficie.

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 atenúe 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 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 3.16 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 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 conmutadora 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 transientes (TVS) y es crucial disminuir su resistencia. Un área coincidente de

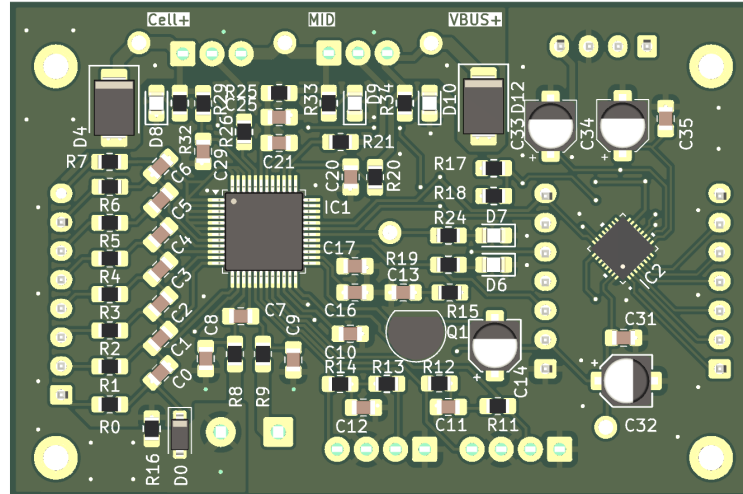


Fig. 3.16: PCB Monitor de batería y medidor de combustible.

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 3.17 se sintetiza los conectores de cada placa con su tipo, nombre y terminales respectivos.

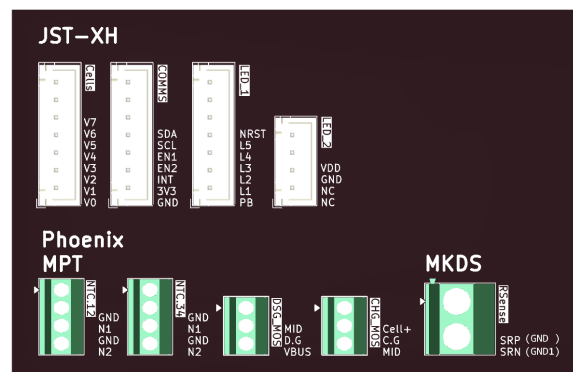


Fig. 3.17: Conectores PCB de control.

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 LED 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 3.18 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.

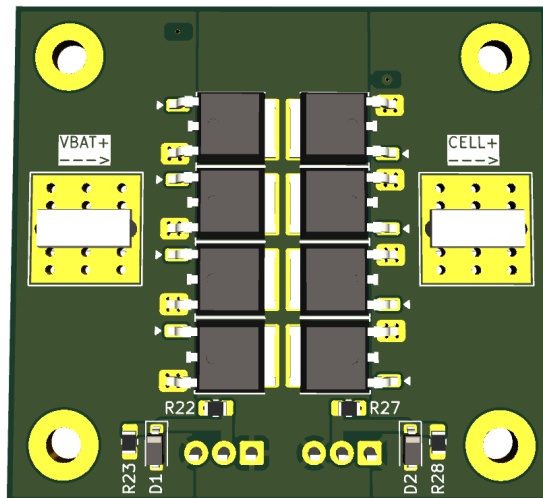


Fig. 3.18: PCB MOSFET de paso.

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 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] montados sobre 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 3.19 a continuación:

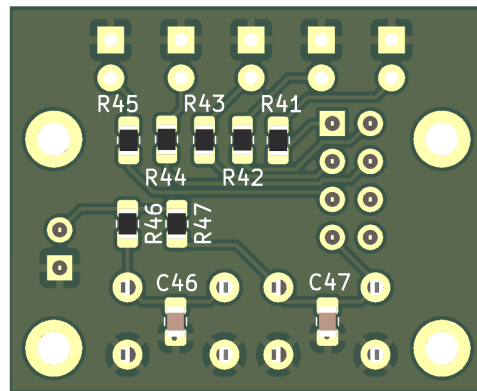


Fig. 3.19: PCB LED interfaz de usuario.

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

3.3.5. Carcasa y componentes 3D

Los componentes utilizados y producidos, se encuentran fijados físicamente con numerosas piezas diseñadas en el software asistido por computadora (CAD) Fusion 360. Estos se encuentran manufacturados con la tecnología de fabricación aditiva de impresión 3D, utilizando el polímero plástico PLA+ de Esun y fijado con insertos metálicos de tornillos métricos “M2” y “M3”.

La Figura 3.20 muestra la vista **expandida de los componentes** diseñados, la numeración de las piezas y la posición que utilizan las placas diseñadas.

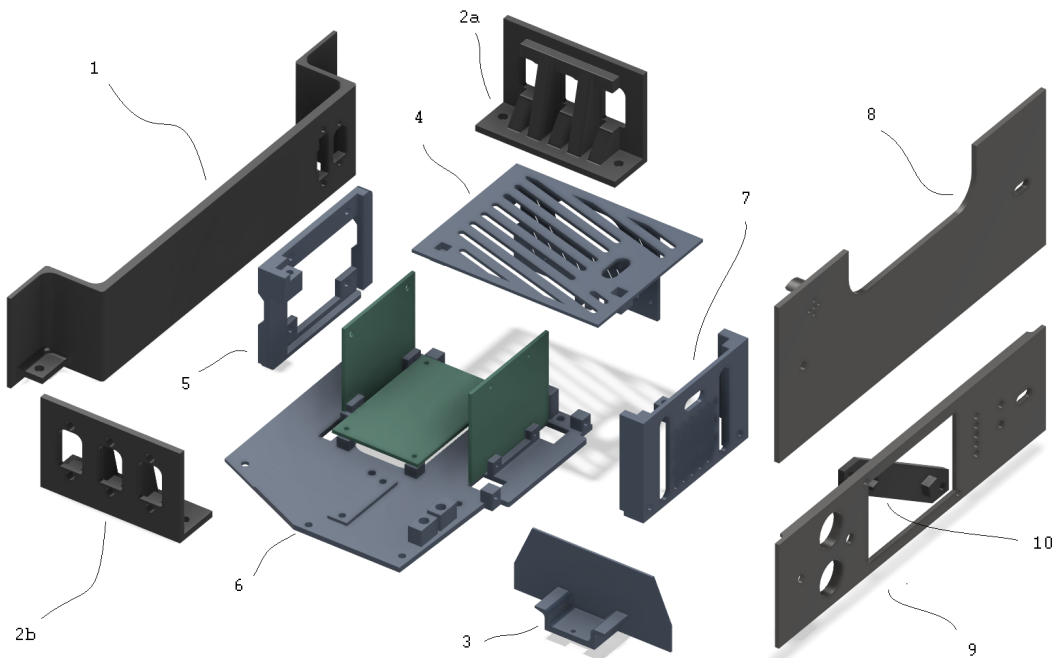


Fig. 3.20: Componentes diseñados para fabricación aditiva.

Las piezas 1 a 3 diseñadas posicionan y dirigen las partes del cableado desde punto de conexión para la batería, pasando por la barra de distribución, hasta los seis actuadores principales.

El conjunto de piezas 4 a 7 sirven de carcasa al BMS y convertidor, evitando que componentes

extraños o cables sueltos hagan contacto con los terminales y pads expuestos de ellos.

Las caras frontales constituidas por las piezas 8 a 10 son las más visibles del robot, diseñadas para mostrar los componentes de interacción con el usuario como son la pantalla LCD principal, el LED de indicación de estado y la placa “PCB_LED” con sus botones y escala de colores para mostrar el porcentaje de batería.

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 tipo “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 3.21 se muestra el tipo de transacciones que MP2790 es capaz de interpretar.

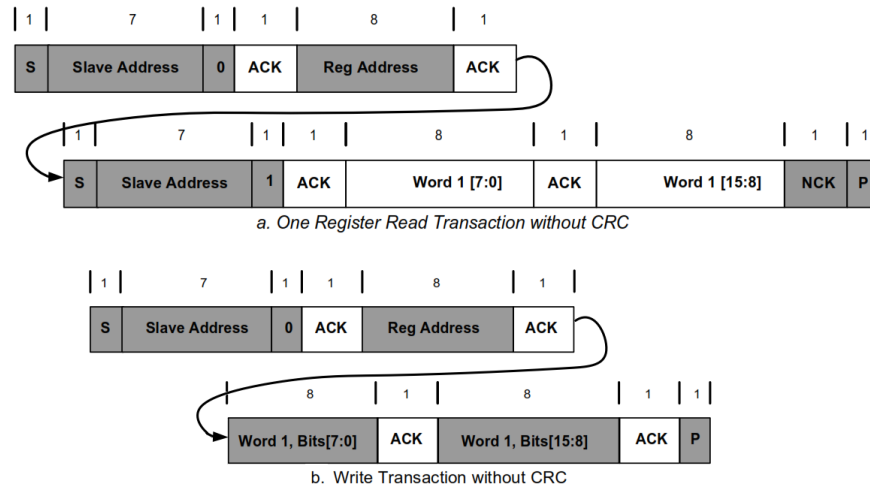


Fig. 3.21: Formato de datos por I2C de MP2790.

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 3.22 se muestra un sumario de los métodos creados sumariados e indicando el tipo de entradas y salidas que comprende.

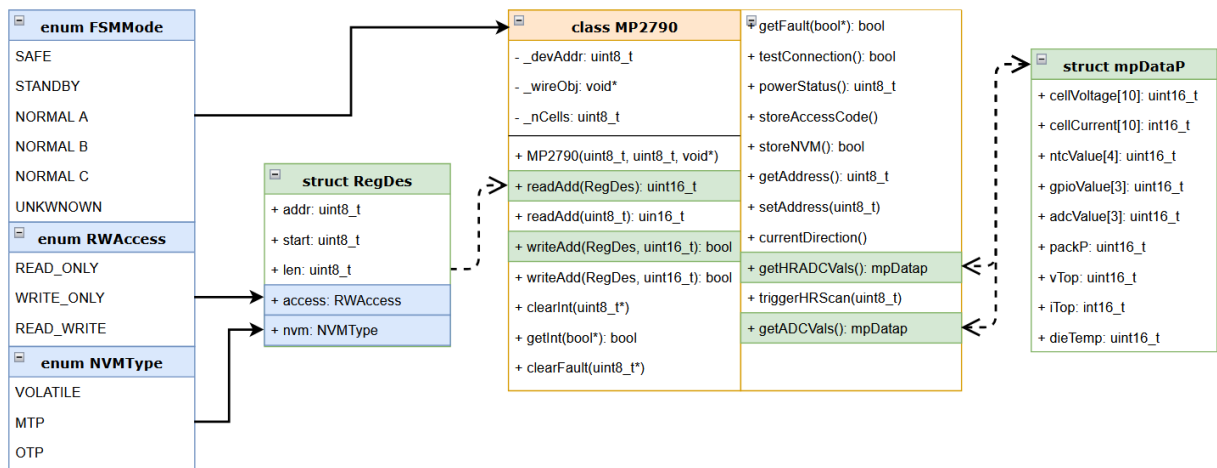


Fig. 3.22: Clase MP2790 Base.

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 3.23, 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 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”.

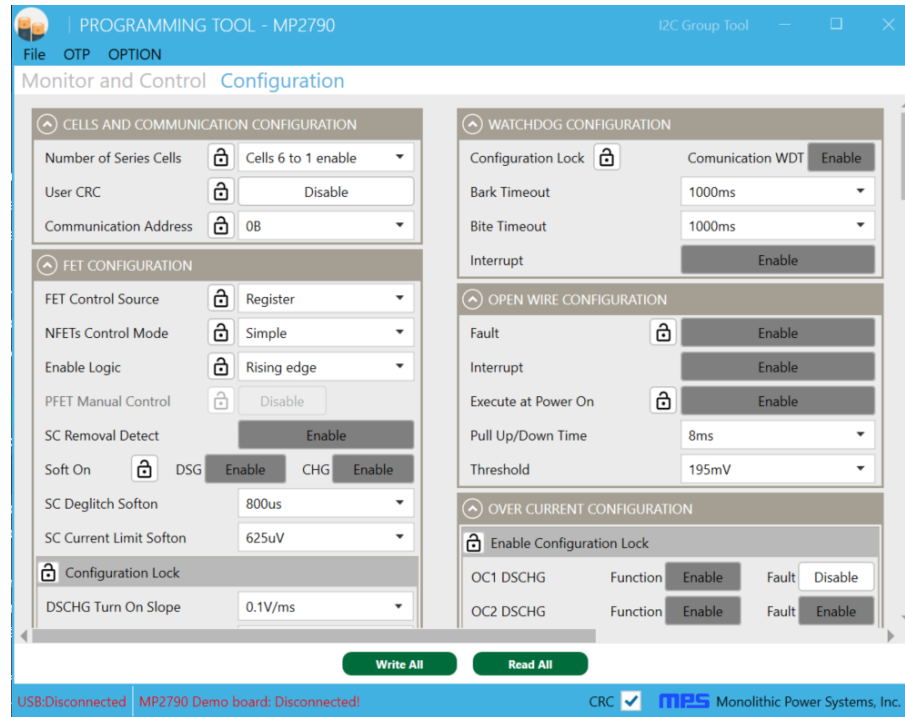


Fig. 3.23: Interfaz herramienta de configuración MP2790.

Como un BMS no es efectivo si no es capaz de interrumpir la corriente y MP2790 para cumplir esta tarea funciona bajo una máquina de estados propia mostrada en la Figura 3.24, en la cual su estado está íntimamente relacionado con la activación de los MOSFET de paso.

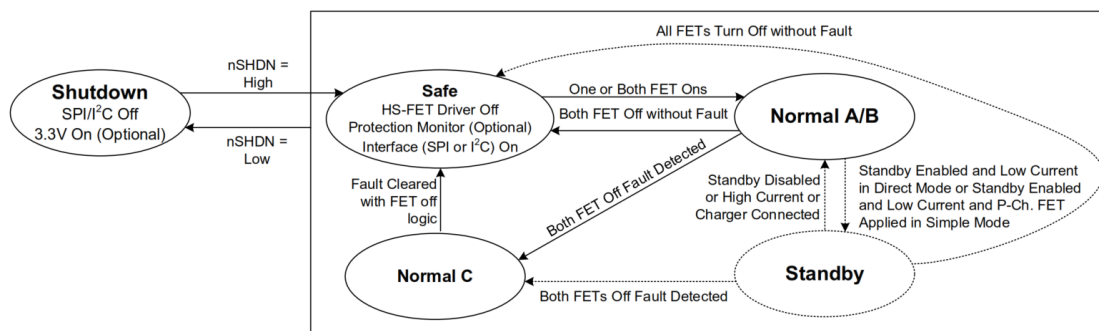


Fig. 3.24: FSM monitor de batería.

Las diferentes funciones de protección gatillarán un estado diferente según su severidad y permanencia del estado de la falla. Algunas incluyen un tiempo de despeje incorporado en el monitor de batería, por lo que activan inmediatamente el estado de falla. No obstante, variables como la temperatura podrían tener un poco más de holgura temporal y permitir su despeje automático sin interrumpir la energía, donde con la señal de alerta en el monitor, se le avisa al microcontrolador para que entre en dicho estado y lleve registro de su recuperación. La selección

de lo que se constituye como alertas o falla, junto con su umbral de activación se muestra en el capítulo siguiente.

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 toma 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 3.25 para representar los estados y condiciones de cambio.

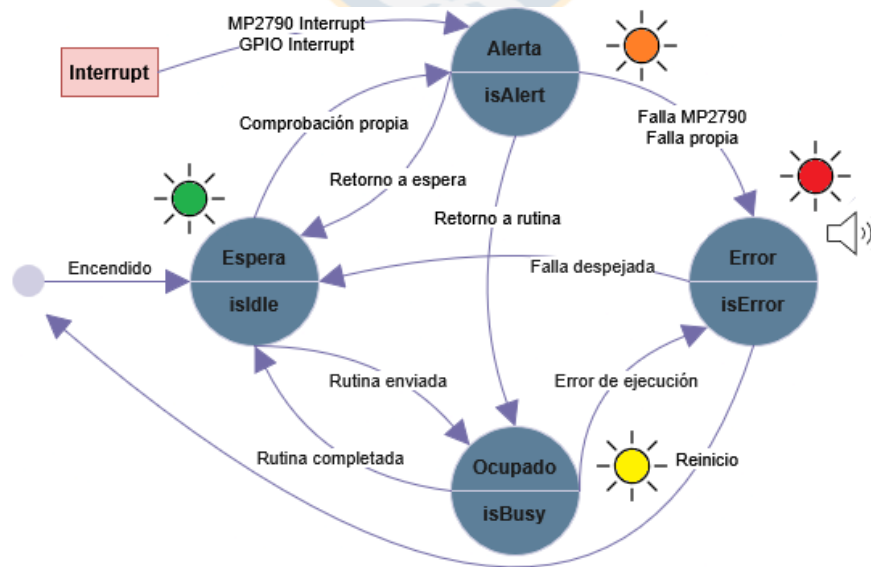
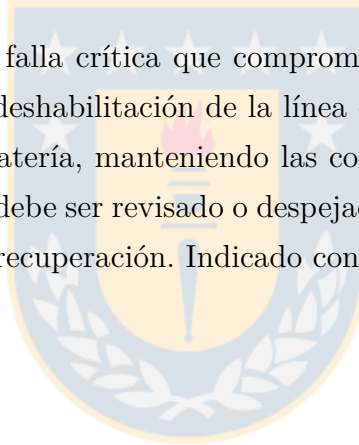


Fig. 3.25: Diagrama máquina de estados finita.

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. Indicado con LED frontal verde.
- **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. Indicado con LED frontal amarillo.
- **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. Indicado con LED frontal anaranjado.
- **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. Indicado con LED frontal rojo y alarma sonora.



3.5. Discusión

- La potencia estimada por riel comprende los valores pico reportados por cada uno de los componentes, su potencia media diferirá del tipo de componente y la operación que esté realizando, por lo que el monitor y los convertidores tendrán que permitir el funcionamiento máximo durante breves periodos, así como permitir su funcionamiento prolongado en menor potencia y en cuanto la capacidad térmica de ellos lo permita.
- Los integrados principales se seleccionan por: su especificidad en parámetros, robusta documentación, operación cohesiva, disponibilidad y precio. Aquí destacan los componentes con base soldable o de disipación, que resultan ser indispensables para aplicaciones de potencia.
- El monitor de batería cuenta exclusivamente con los MOSFET de paso como interruptor de la corriente. Será imprescindible agregar en una iteración futura un elemento redundante de protección y de bajo consumo, como puede ser un fusible autocontrolado (SCF).
- La selección de parámetros es altamente beneficiada por la realización de simulaciones y la mitigación informada de tolerancias o efectos destructivos sobre los componentes.
- El cálculo previo de la potencia a disipar permite corregir componentes de manera previa a su implementación, además de disponer del espacio necesario en conectores, anchos de pista y posibles disipadores térmicos.
- La utilización de las aplicaciones (y diseños) típicos en los esquemáticos, permiten incorporar funciones útiles como: protección de componentes y terminales de depuración de problemas. También permite evitar las interacciones negativas entre los componentes como: acople de inductancias, lazos de corriente de alta energía y separación de referencias.
- Existe una alta dependencia entre las capacidades y tolerancias de producción de placas con la selección de componentes, técnicas de enrutamiento y disposición general. La utilización de diferentes tecnologías para la elaboración de prototipos iniciales y las versiones finales, resulta en placas muy diferentes y un mayor tiempo de fabricación.
- De haberse utilizado la placa de evaluación del monitor de batería y medidor de combustible, hubiese acelerado positivamente la creación de la librería. Si bien los registros accedidos están bien documentados en las hojas de datos, el mantener organizadas las interacciones entre ellos mientras se diseña el hardware de manera paralela, puede ser una fuente considerable de errores.

4. Resultados

Los componentes se fijan principalmente en el primer nivel de B1P0, enrutando el cableado de energía detrás de la carcasa protectora. La Figura 4.1, muestra los componentes dispuestos internamente, con la tapa de carcasa y paneles frontales removidos.

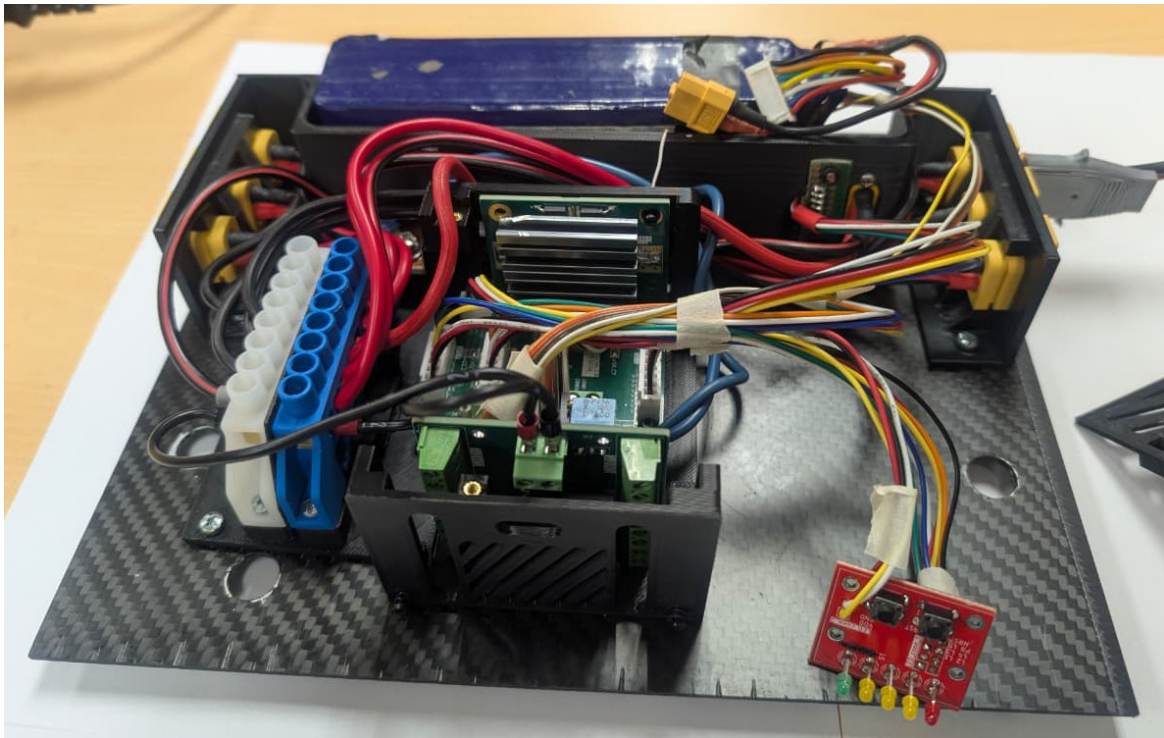


Fig. 4.1: Montaje de componentes en el robot.

4.1. Validación de parámetros

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 al entregar una señal equivalente en tensión a la de los terminales en la resistencia shunt de hasta $\pm 100[mV]$ con ayuda de un potenciómetro. Adicionalmente, la visualización de las señales del interrupt “XAlert” se hace por medio de un diodo Led y la conexión serial a un microcontrolador.

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:

Tabla 4.1: Protecciones validadas

Protección	Umbral	Relevancia FSM
Celda OV	4,200[V]	Falla
Celda UV	3,300[V]	Falla
Pack OV	25,20[V]	Falla
Pack UV	19,80[V]	Falla
Temperatura PCB	70[°C]	Alerta
Temperatura Die	50[°C]	Alerta
Descarga Hot	50[°C]	Falla
Descarga Cold	0[°C]	Falla
Descarga OC 1	20[A] por 60[s]	Alerta
Descarga OC 2	32[A] por 15[s]	Falla
Descarga SC	40[A]	Falla

Las protecciones de celda han sido aplicadas sobre las celdas 1, 4, 5 y 6, ya que la medición del ADC sobre las celdas 3 y 4 son erróneas e indican el valor mínimo 0[V] y máximo 5[V] respectivamente. Convenientemente, se observa que en condición de descarga, las celdas en los extremos (1 y 6) son las que presentan mayor variación de tensión, por lo mismo el no disponer de las celdas intermedias teniendo un estricto control de las celdas disponibles y la batería completa, podría ser una solución suficiente para el largo plazo.

Debido a la posición que tiene el integrado “MP2790”, su temperatura de die es representativa de la temperatura interna del primer nivel dentro del robot, este dato es valioso para hacer el oportuno apagado general de todos los componentes o de utilizar un elemento activo de disipación.

La batería es cuidada en su rango frío y caliente de descarga con la ayuda de los termistores 1, 2 y 3, ubicados en el punto de salida de sus cables de descarga y en los lugares opuesto de las caras adyacente expuesta e interna, de manera que se levante la alerta por valores instantáneos, como abriendo la posibilidad de conocer el gradiente de conducción de calor sobre ella.

La temperatura del PCB es medida directamente sobre el disipador de la placa de conmutación MOS con el termistor NTC 4, permitiendo cuidar de ella en caso de sobretemperatura.

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.

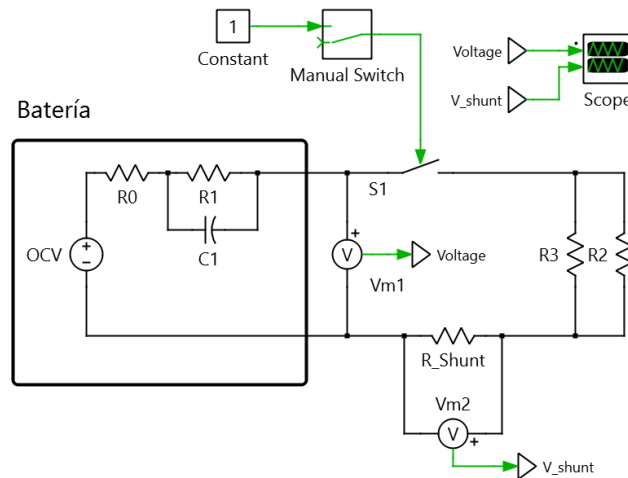


Fig. 4.2: Configuración de prueba batería.

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 mostrado en la Figura 4.2, usando el osciloscopio “MSO-X 2024A” de Keysight Technologies y una resistencia shunt de $75mV/50A$, midiendo el voltaje en los terminales de la batería al realizar un cambio de carga. El conmutación se realiza con un interruptor mecánico.

Se realiza un impacto de carga de $30[A]$ 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 4.3, es posible observar que la conmutación tiene un marcado rebote por el tipo de interruptor, no obstante se estabiliza con rapidez y apenas se estabiliza la tensión se define como el valor de caída de inmediata.

De las Figuras 4.3b y 4.3c, se puede ver el cambio instantáneo en la tensión de $814[mV]$ al conectar carga, y el cambio de $464[mV]$ al desconectarla. La conmutación de conexión sucede más rápido, estabilizando la corriente rápidamente. En la desconexión el mecanismo de supresión

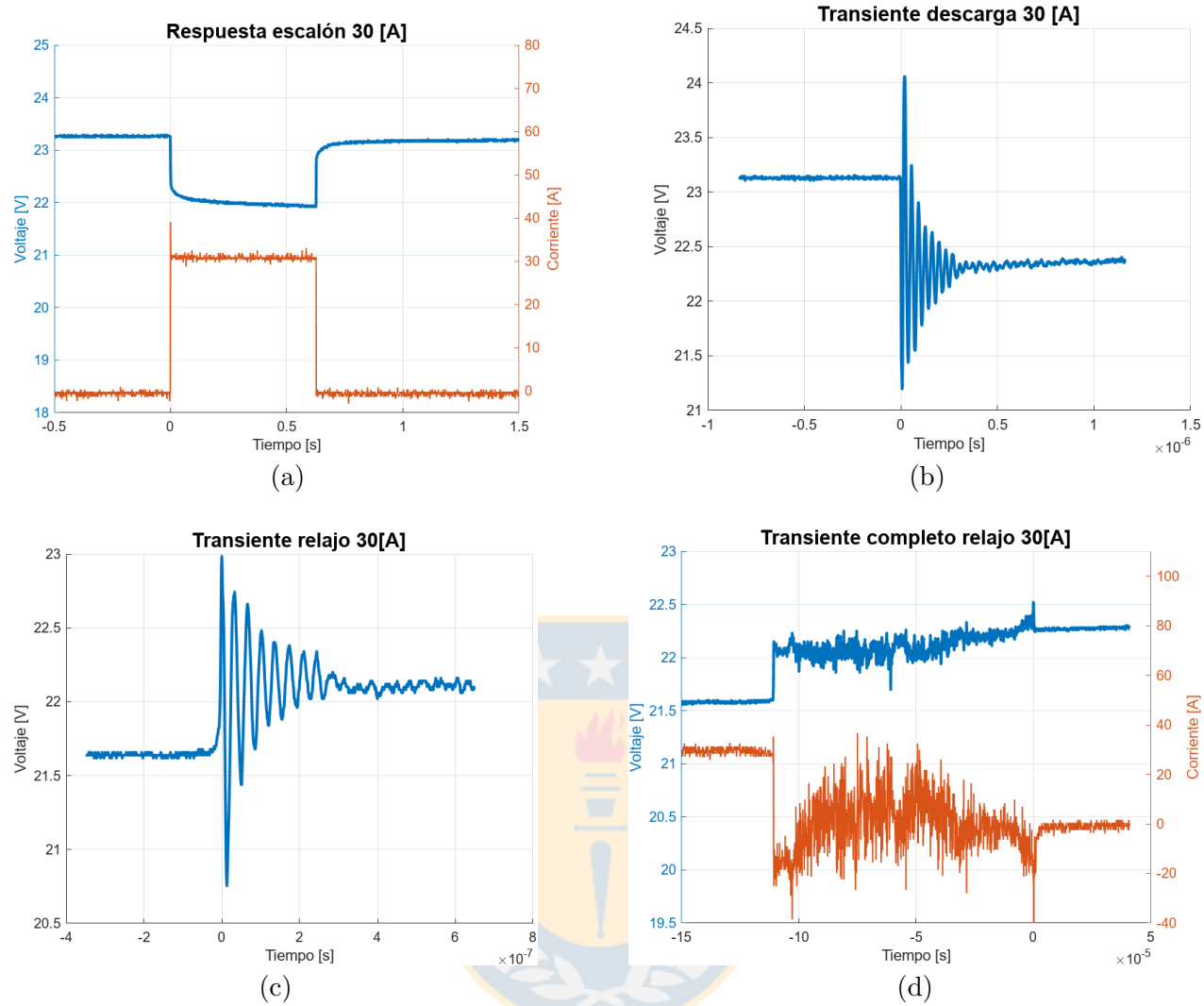


Fig. 4.3: Respuesta en batería

a) completa al escalón. b) instantánea a la descarga. c) instantánea a la relajación. d) completa a la conmutación de relajación y su corriente.

de arco del interruptor, tiene como efecto secundario una estabilización más lenta mostrada en la Figura 4.3d.

El cambio de tensión ΔV_x es medido desde cuando es iniciado el transiente, hasta cuando se estabiliza la corriente concluyendo la conmutación del interruptor. Solo el periodo de relajación se interpreta para el cálculo de la resistencia interna en la batería $R_{int} = 15,1[\text{m}\Omega]$, pues para dicho momento ya se ha cargado la capacitancia C_{diff} 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.

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

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 conmutaciones para nueva carga de $4[A]$.

El proceso de toma de los resultados se hace con la batería en un reposo de al menos $3[horas]$, para 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 la Figuras 4.4.

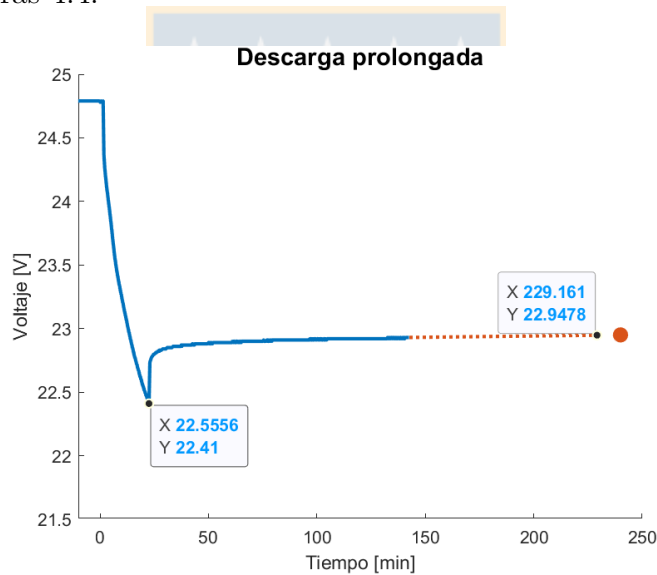


Fig. 4.4: Descarga y reposo prolongados.

La curva obtenida en azul, muestra una gran y sostenida caída de tensión en el principio del gráfico, esto se explica por el estado de carga de la batería, que estando cercana a su valor máximo de carga tiene una pendiente más pronunciada. En el tiempo 00:22:33 (hh:mm:sistemas) 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 de difusión como $\mathbf{R}_{diff} = 119,9[\mathbf{m}\Omega]$, de acuerdo a la Ecuación 4.2.

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

Para dar con el momento en que se alcanza la tensión final, se utiliza la constante de tiempo $\tau = R_{diff} \cdot C_{diff}$ cuyo múltiplo mayor disponible se encuentre en los datos recopilados. En esta ocasión sucede que en 3τ el crecimiento es del 95,02 % desde la relajación, caso el cual la tensión alcanzaría los $V_{3\tau} = 22,9231[V]$. Para dar con la precisión que amerita dicho valor, se realiza una interpolación lineal con 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 $\mathbf{C}_{diff} = 17,817[\mathbf{kF}]$ según la Ecuación 4.3.

$$C_{diff}[F] = \frac{(t_f - t_o)}{(3 * R_{diff})} \quad (4.3)$$

4.3. Estimación del SoC y OCV

Es conocido que la capacidad de la batería podría diferir en cuanto al valor rotulado 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 $R3$ y $R2$ 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 baja de los $19,8[V]$ o cuando cualquiera de la tensiones entre sus celdas sea menor a $3,3[V]$.

Los resultados mostrados en la Figura 4.5 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 $SoC(t) = 1 - DoD(t)$.

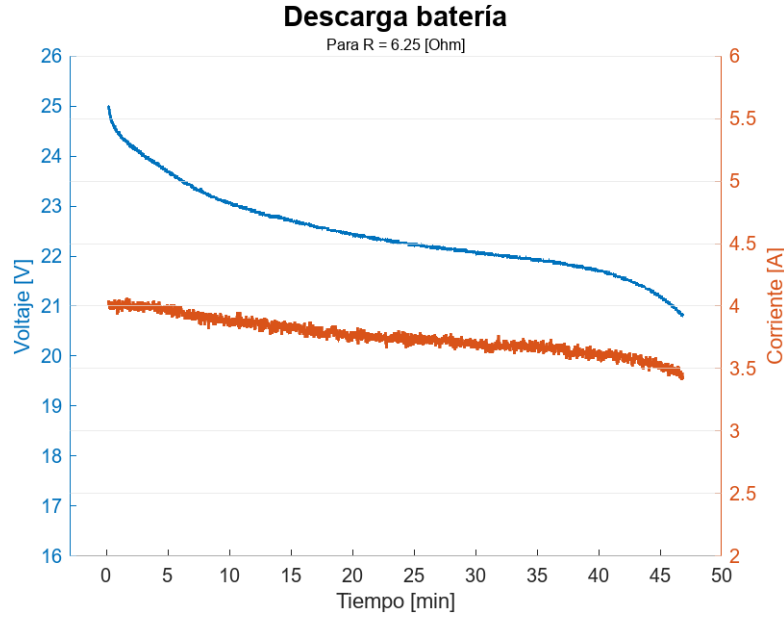


Fig. 4.5: Descarga batería.

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, donde Δk corresponde al muestreo en tiempo $t = 0,333[s]$.

$$\begin{cases} SoC[k] &= SoC[k-1] - \frac{\Delta k}{Q} I_{bat}[k-1] \\ I_{R_{diff}}[k] &= \exp\left(-\frac{\Delta k}{R_{diff} \cdot C_{diff}}\right) I_{R_{diff}}[k-1] + \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta k}{R_{diff} \cdot C_{diff}}\right)\right) I_{bat}[k-1] \\ v[k] &= OCV(SOC[k]) - R_{diff} I_{R_{diff}}[k] - R_{int} I_{bat}[k] \end{cases} \quad (4.4)$$

La Figura 4.6 muestra el progreso de descarga con la carga resistiva constante anterior, indicando la capacidad y energía entregados, y la evolución del SoC .

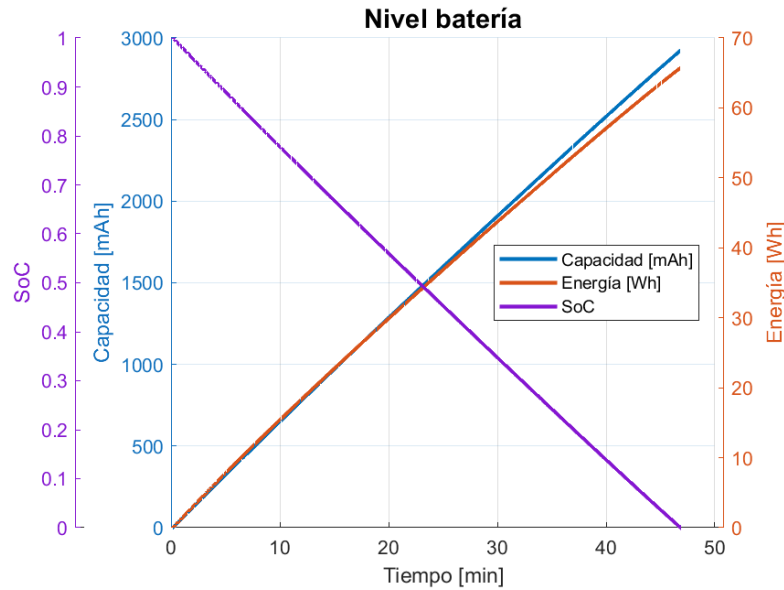


Fig. 4.6: SoC batería.

El modelo se concretiza, pudiendo determinar los valores de $SoC[k]$, $OCV(SoC[k])$ e $I_{R_{diff}}[k]$. 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 4.7 se muestran los datos graficados de aquella tabla. La implementación en el código de dicha tabla como función, se realiza por

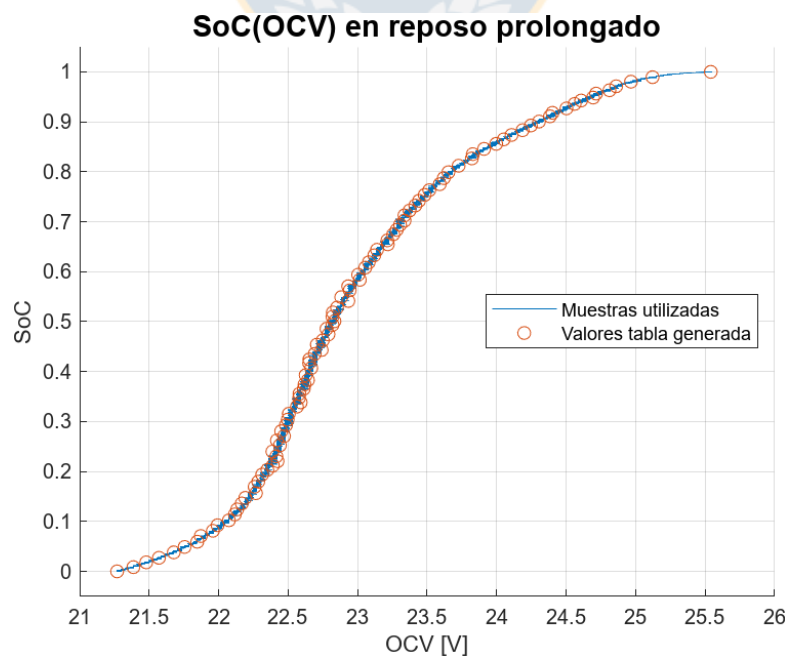


Fig. 4.7: SoC según OCV batería.

medio del mapeo de 100 valores, las cuales son espaciadas según el peso de su razón de cambio, permitiendo aumentar la precisión del SoC cuando el OCV varía menos 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 3.3 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. A 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 4.8.

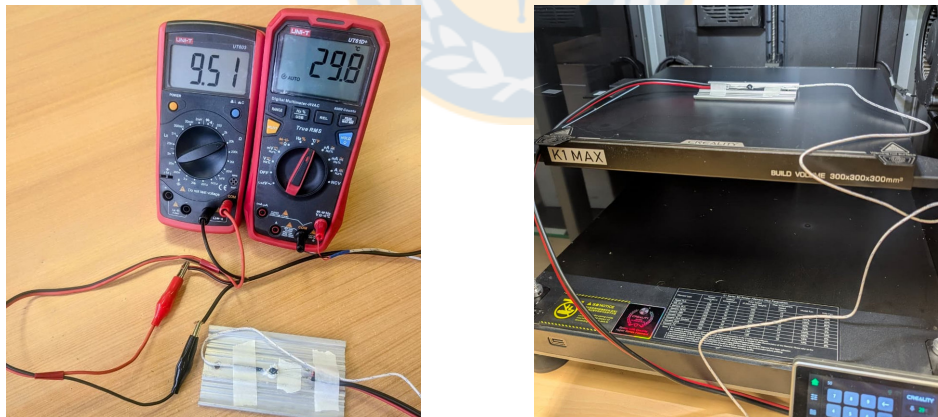


Fig. 4.8: Configuración de prueba termistor.

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 3.3 de Steinhart-Hart junto con los datos obtenidos. El código de dicha evaluación se adjunta en el Apéndice D.

En la Figura 4.9 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 a partir de la resistencia, dicha ecuación tiene una correlación de $R^2 = 0,99992$ con los datos,

$$T_x[^\circ K] = \left[1,178 \cdot 10^{-3} + 2,322 \cdot 10^{-4} \cdot \ln(R_{NTCx}) - 1,494 \cdot 10^{-8} \cdot \ln^3(R_{NTCx}) \right]^{-1} \quad (4.5)$$

donde,

T_x : temperatura en el termistor x, y

R_{NTCx} : resistencia percibida en el termistor x.

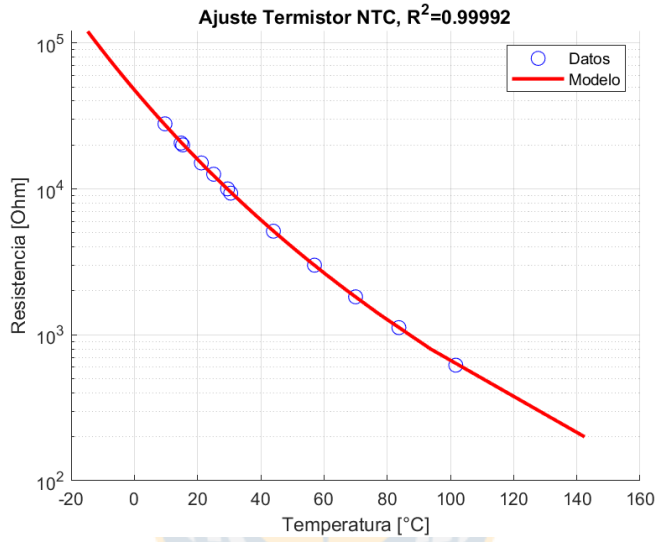


Fig. 4.9: Modelo ajustado del termistor.

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

$$N_{adcx} = \frac{V_{adcx}}{V_{NTCB}} \cdot \frac{1}{2^{(N_{BITS})}} \quad (4.6a)$$

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

donde,

N_{adcx} : valor leído en el ADC del termistor x,

V_{adcx} : tensión en termistor x.

V_{NTCB} : resistencia medida en el termistor x.

N_{BITS} : cantidad de Bits del ADC.

Obtenido la resistencia medida en el ADC y con ayuda de la librería de operaciones matemáticas “math.h”, se realiza la conversión con los coeficientes obtenidos experimentalmente dentro del método “tempConversion(double)” inserto en el código.

```

1  double A      = 0.001178f, B = 0.0002322f, C = -0.00000001494f;
2  double R_ntc  = N_adc * 10000.f / (1-N_adc);
3  double T_ntc  = powl((A + B*logl(R_ntc) + C*powl(logl(R_ntc),3),-1)-273.15f;

```

Con la ecuación que describe el comportamiento de los termistores ya parametrizad, se hace la conversión de los rangos de protección en temperatura a su equivalente en la lectura del ADC en la Ecuación 4.7 a continuación,

$$N_{adc} = \left(1 - \frac{R_{10k}}{R_{10k} + R_{NTCx}}\right) \cdot 1024 \quad (4.7)$$

donde,

N_{adc} : valor a utilizar umbral , y

R_{10k} : resistencia de 10[kΩ] fija del divisor de corriente.

Tabla 4.2: Umbrales NTC.

Protección	Temperatura [°C]	Resistencia NTC [Ω]	Porcentaje ADC %	Valor ADC
Cold CHG/DSG	0	47.76k	82.69	847
Hot CHG/DSG	50	3.96k	28.49	292
Hot PCB	70	1.82k	15.36	157

4.5. Operabilidad de los convertidores

Con ambos convertidores contruidos 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 similar 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 evitar que los componentes vean afectada su resistividad por temperatura. En la Figura 4.10a se muestra la respuesta del controlador de dicha prueba donde se puede

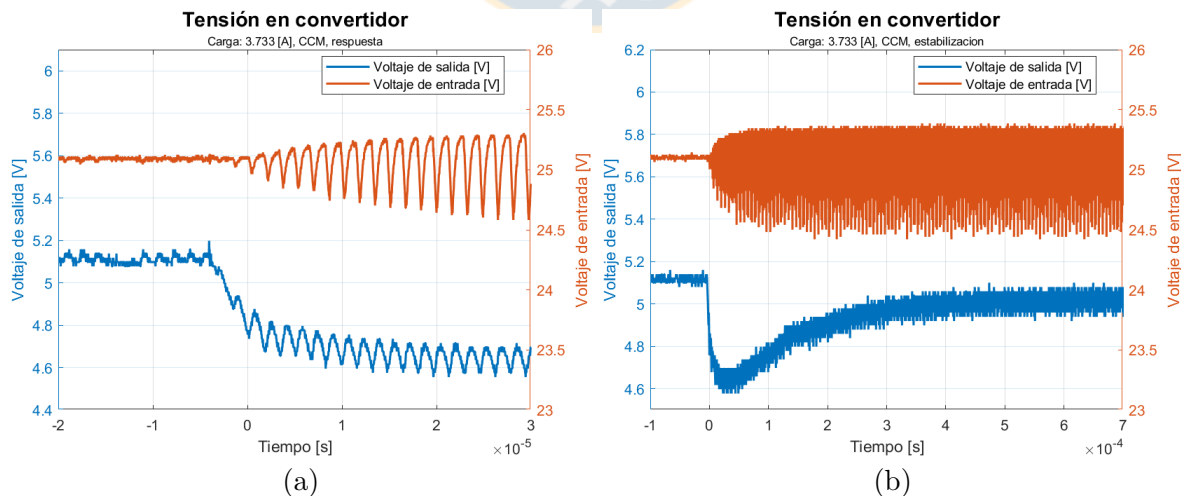


Fig. 4.10: Respuesta del convertidor Buck:

a) Respuesta instantánea. **b)** Estabilización.

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 4.10b 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 su efecto compuesto con otro dispositivo sobrepasen dicho límite, necesitando ajustar el capacitor de entrada.

El rizado que se experimenta en la salida del convertidor es particularmente puntiagudo, dicha característica de onda se mantiene al utilizar capacitores MLCC de $470[nF]$, $1[\mu F]$ y $10[\mu F]$, de los cuales tiene mejor comportamiento este último utilizado. El efecto ocurre debido a que el ESR de salida no es lo suficiente bajo, presentando una marcada diferencia de potencial en cada ciclo del convertidor en los terminales del condensador de salida.

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

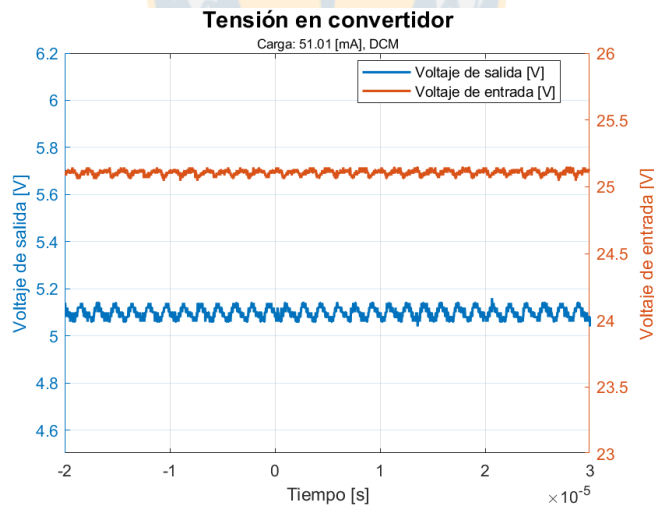


Fig. 4.11: Convertidor Buck en DCM.

manera que se pueda observar el funcionamiento del controlador en DCM. El comportamiento a la carga constante se muestra en la Figura 4.11 a continuación. Se adjuntan también las curvas características de los diferentes componentes externos del conversor Buck en la Figura 4.12 para una carga de $3,472[A]$.

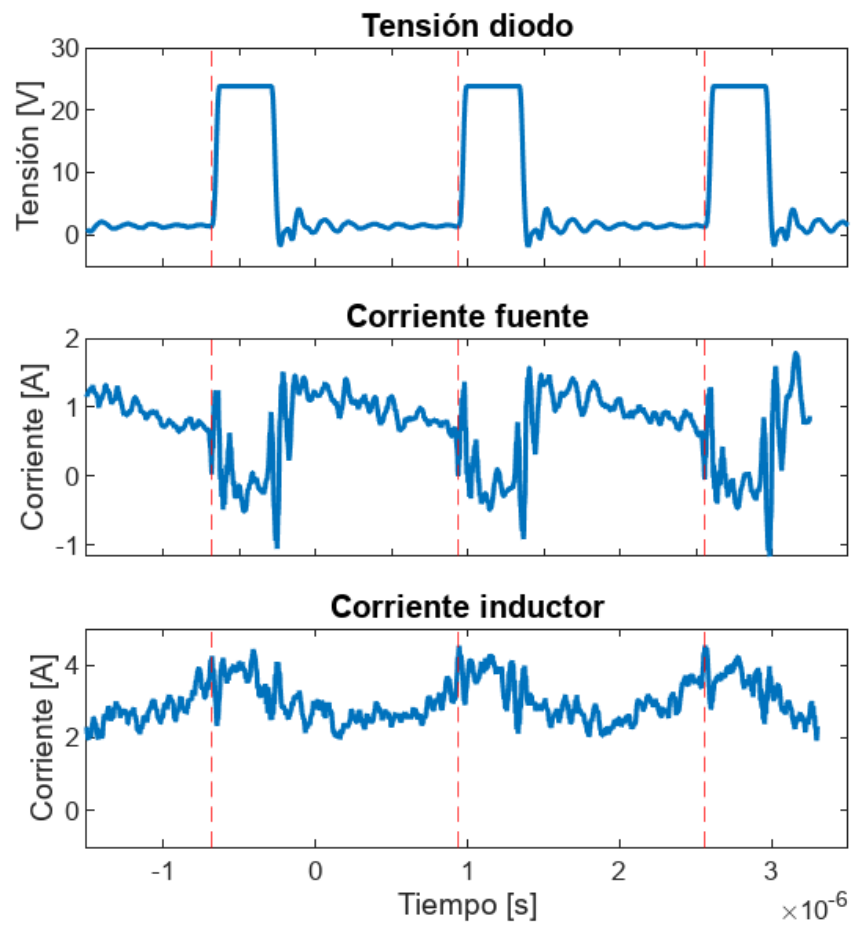


Fig. 4.12: Curvas características del convertidor Buck.

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 4.13, 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.

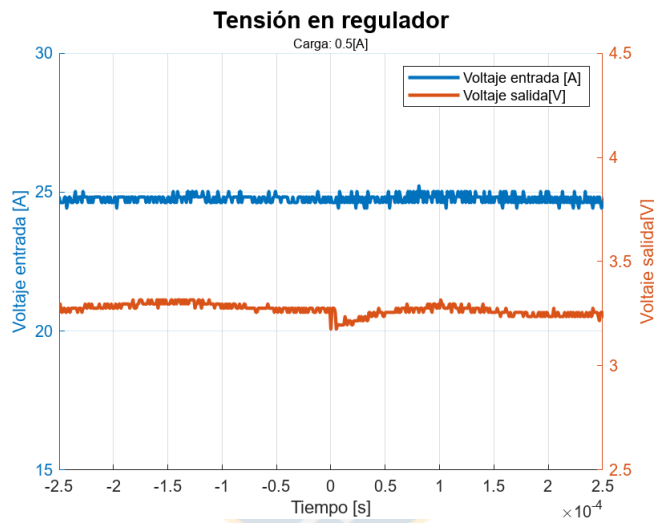


Fig. 4.13: Respuesta a carga en regulador lineal.

4.6. Llave de paso y partida suave MOSFET

Para validar el manejo de alta corriente en la placa de la llave de paso, se realiza una prueba de descarga sobre la batería. Para esto se dispone de 4 reostatos en paralelo ajustados para demandar hasta $8[A]$ cada uno con la batería completa, estos se añaden progresivamente al bus de salida en la batería para que, con la ayuda de la cámara térmica “ULIRvision TI384” y una resistencia shunt de $1,5[m\Omega]$, se pueda monitorear el estrés térmico y la corriente experimentada en los componentes de la placa.

La prueba se desarrolla exitosamente para una carga resistiva efectiva de $9,06[A]$ y luego $17,5[A]$ durante un periodo superior a los $10[min]$ en cada iteración. Tiempo en el que se experimenta un aumento de temperatura en la batería de hasta los $45[^\circ C]$ y en el punto más caliente de la placa hasta los $34,4[^\circ C]$, punto que ha resultado ser uno de los transistores centrales. La comprobación de las corrientes mas altas, se hace añadiendo los últimos reostatos y sosteniendo la carga por $20[s]$ en cada prueba, consiguiendo medir $23,4[A]$ y $36,1[A]$ al añadir el tercer y cuarto reostato. En la última prueba se registra una temperatura máxima de $34,2[^\circ C]$ en el punto más caliente de la placa, que ha resultado ser el mismo que el anterior.

La Figura 4.14 muestra las capturas térmicas realizadas con la batería durante la primera prueba y de las placas al finalizar ambas pruebas.

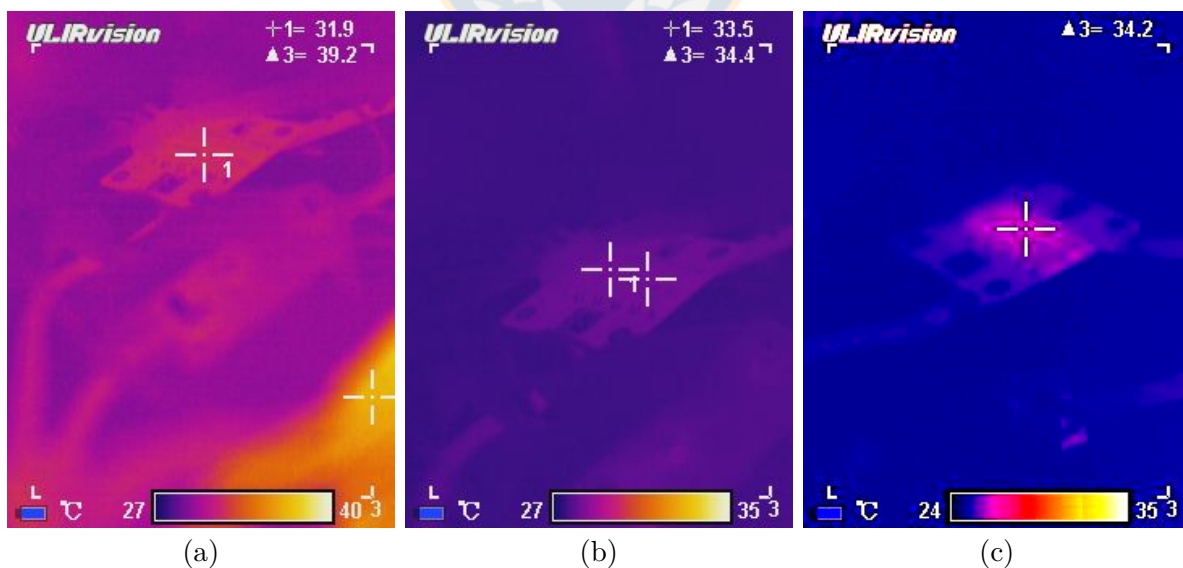


Fig. 4.14: Captura térmica de la placa llave de paso.

- a) placa, shunt y batería durante prueba con carga de $17,5[A]$. b) placa al finalizar prueba con carga prolongada de $17,5[A]$. c) placa al finalizar prueba con carga breve de $36,1[A]$.

Al realizar la energización del sistema por medio del interruptor llave de paso para los actuadores y convertidores, la corriente de inrush es considerablemente alta debido a la capacitancia que se observa en el otro extremo del bus de la batería. 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 4.15.

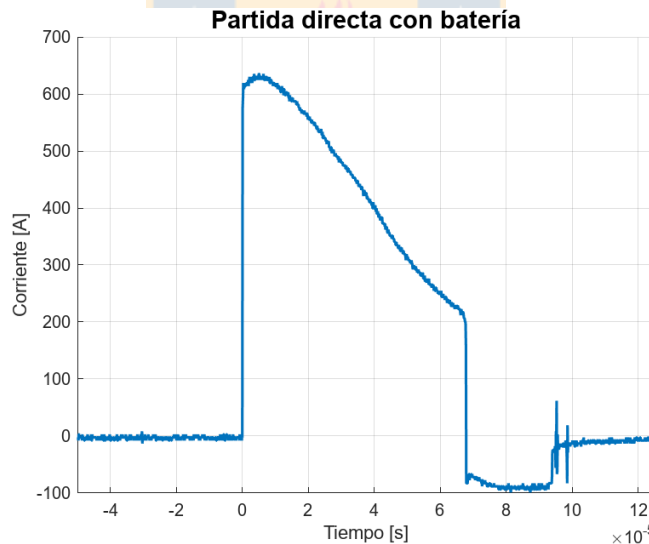


Fig. 4.15: Corriente inrush con interruptor mecánico.

Se observa que la corriente alcanza un pico de 612[A] durante un periodo de 41[μs], 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 Ccp: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[Ω], tal que se evite poner en peligro el arreglo de conmutadores antes de confirmar su validez. En la Figura 4.16 se muestra el resultado de la conmutación electrónica utilizando el

ensanche inmediato del MOSFET en 4.16a y utilizando la partida suave en 4.16b.

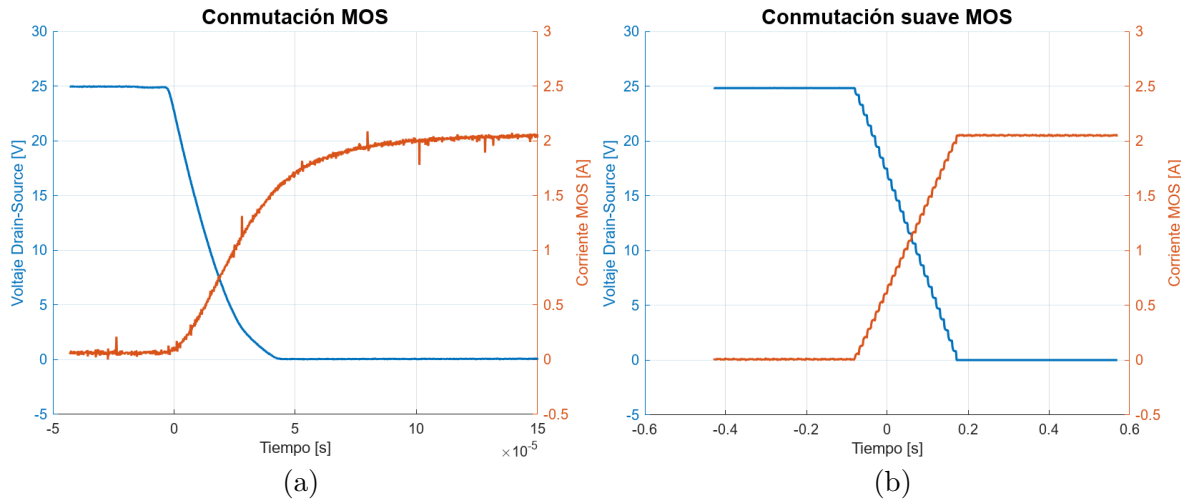


Fig. 4.16: Prueba de conmutación.

a) conmutación inmediata. **b)** partida suave.

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. Finalmente, se mide el encendido completo

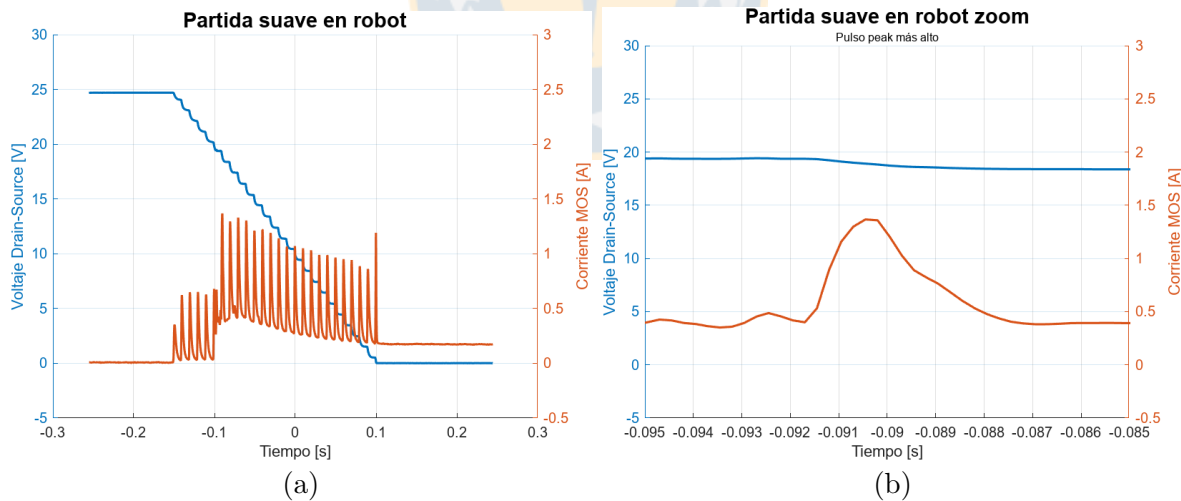


Fig. 4.17: Encendido en partida suave:

a) conmutación completa. **b)** pulso peak más alto.

del sistema en las Figuras 4.17, 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 4.18 muestra el SOA junto con el punto de conmutación inmediata con interruptor mecánico con el numeral 1), así como el punto de conmutación con partida suave del arreglo de MOSFET con el numeral 2).

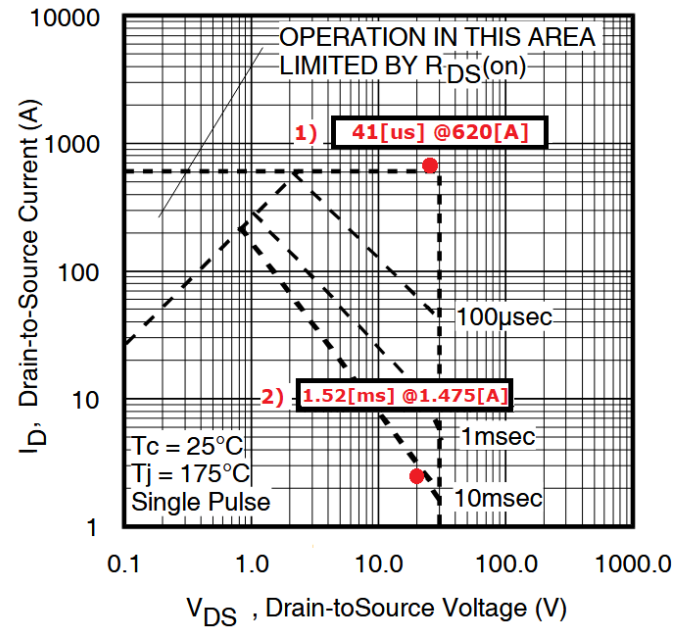


Fig. 4.18: SOA de LR7843.

4.7. Discusión

- Los raíz de los problemas presentados para medir las tensiones de celda 2 y 3 no se ha podido establecer claramente. Se intuye que pueden haber sido ocasionados por eventos previos de mala manipulación en polarización inversa o sobretensión al soldar. Cabe destacar que ha sucedido con las dos unidades “MP2790”, siendo una utilizada en una placa de pruebas (Protoboard) y la otra en el PCB diseñado.
- La resistencia shunt de 50[A] utilizada está pensada para más corriente que la máxima de diseño. El utilizar una resistencia de 30[A] para el mismo rango de tensión, permitiría un aumento en la precisión y granularidad a la corriente medida.
- Las oscilaciones al conmutar la carga con switch mecánico, debiesen ser eliminadas al utilizar un conmutar electrónico MOSFET y carga activa. Este elemento debe soportar al menos los 30[A] que requiere la carga.
- Si bien los parámetros han sido validados respecto a los valores inicialmente elegidos, es posible cambiar con cierta facilidad diferentes alertas sin rediseñar la placa. El cambio más sencillo es el de termistores, pues solo significaría una recalibración por software. Los cambios que involucran modificar los registros de la memoria no volátil son más acotados, por ejemplo usar una corriente superior a los 50[A], supondría adicionalmente utilizar otra resistencia shunt; implementar un balanceo de mayor corriente o carga externa de la batería, significa añadir transistores entre celdas.
- El modelo de la batería es de baja precisión y solo permite retomar la estimación del SoC para periodos de reposo prolongado. No considera además, efectos como la descarga propia, los cambios de temperatura durante la descarga y el desbalance entre las celdas.
- Si bien el convertidor Buck puede suministrar la corriente máxima esperada durante un periodo prolongado, se observa que cargas superiores a 4,1[A] producen un calentamiento considerable en el IC del convertidor, el cual experimenta apagado térmico a los pocos minutos de operación continua. También se observa que pudo suministrar hasta 4,6[A] durante periodos breves, pudiendo aguantar los posibles picos de carga.
- La forma de onda observada en la respuesta presenta claras oscilaciones marcadas por la conmutación del convertidor, aspecto que se beneficia notablemente al incorporar mas vias o hacer mas compacto el lazo de corriente en la PCB. Una placa de menor espesor y

con capas mas cercanas entre si, contribuiría a disminuir las componentes parásitas del sistema y tener una onda mas limpia.



- El rizado de salida pudo ser reducido en magnitud para ajustarse a los requerimientos objetivo. No obstante, no se puede suavizar la onda apropiadamente debido a la utilización de capacitores SMD MLCC de uso general, de fabricación y parámetros desconocidos, que resultan presentar un alto ESR.
- La partida suave del MOSFET de paso toma un tiempo considerable en completarse, será necesario conocer el tiempo de recuperación de la línea principal en condiciones de despeje automático en falla, pues la velocidad de activar nuevamente los motores y el control para recuperar la posición anterior, podría no ser suficientemente rápida para estabilizar la posición del robot de manera segura.
- El medidor de combustible, a pesar de ser el integrado emparejado por el fabricante para funcionar con el monitor de batería, cuenta con una implementación disímil del protocolo I2C, necesitando incluir obligatoriamente el sistema de comprobación de errores CRC-32 MPEG2 (CRC-8 SMBUS en el monitor) y requiriendo el envío de un pulso adicional en la línea SDA previo a la transacción. Esto significa que el MCU Teensy tendrá que utilizar un bus I2C adicional reservado o desactivar el bus, para que su multiplexor cambie de modo, envíe dicho pulso y vuelva a operar en modo I2C, lo que anula las ventajas del protocolo y podría ocasionar la pérdida de mensajes desde otros dispositivos. Esta tarea no se ha completado durante el desarrollo de este trabajo. No obstante, se han sentado las bases electrónicas que permiten solucionar este inconveniente por medio la rutina del microcontrolador.

5. Conclusiones

5.1. Sumario

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.

El sistema es capaz de resguardar el bus de alimentación primario de sobretensiones, bajotensiones, sobre-corrientes, cortocircuitos y sobre-temperaturas por medio de un BMS, asegurando la integridad tanto de la batería como de los dispositivos conectados al robot. Los convertidores han demostrado poder suministrar la potencia requerida en cada línea de manera sostenida, respondiendo rápidamente a los cambios de carga.

El diseño y de fabricación de las placas, permite una gran adaptabilidad al espacio físico dentro del robot. En combinación con las técnicas de impresión 3D, se consigue hacer el diseño e integración de las partes en el reducido espacio disponible.

5.2. Conclusiones principales

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 para una carga sostenida de $17,5[A]$. Aguantando picos de $36,1[A]$ durante $20[s]$ y disponiendo de un buen margen de sobrecarga, debido a la baja temperatura de operación.

El convertidor Buck del riel de $5[V]$ ofrece una rápida respuesta al cambio de carga y cuenta con una eficiencia del 85 % a plena carga de $3,76[A]$. El regulador lineal en el riel de $3,3[V]$, suministra $0,5[A]$ con una rápida respuesta al cambio de carga.

Un 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.

El monitoreo de la batería y funcionamiento de las protecciones, se ha llevado a cabo con una carga mínima en tiempo de cómputo para el microcontrolador “Teensy 4.1” del robot, otorgando una capa primaria y desatendida de protección a la batería con reducido tiempo de activación, permitiéndole supervisar los parámetros relevantes de energía y completando la tarea constante de medir las cargas transferidas cada $64[ms]$ de acumulación, listas para registrar periódicamente en el medidor de combustible.

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.

5.3. Trabajo futuro

La existencia de más de una referencia y utilización de diferentes microcontroladores, podría ocasionar la aparición de bucles de corriente en el retorno al terminal negativo de la batería. Por lo que sería ideal realizar la aislación de las líneas de comunicación, utilizando módulos repetidores por medio de optocopladores.

La aislación de los convertidores se puede realizar con la implementación de otras topologías, como la de un convertidor Flyback cuyo transformador sirva de elemento almacenador y aislante de la línea. También está la posibilidad de implementar un convertidor Buck sincrónico aislado (o Fly-BuckTM) que permite entregar una línea principal con estricta regulación, y una segunda línea aislada magnéticamente a través de un acoplamiento magnético en la inductancia de salida.

Esto es ideal para los componentes que utilizan las líneas CAN e I2C, pues disminuye los errores de comunicación y habilita mayores velocidades de transmisión de datos.

Otro aspecto importante a realizar en una revisión futura, es habilitar la carga de la batería principal del sistema con el freno regenerativo de los motores. En la implementación presente,

la energía del frenado es gastada en las resistencias conectadas a los drivers de cada motor. El poder recuperar la energía de los motores, habilitaría el uso de mayores potencias o aceleraciones sobre ellos sin comprometer la autonomía total del sistema.

Implementar dicha configuración supone un reto en el diseño de un circuito que debiese distribuir apropiadamente la energía para cada celda, entregando mesuradamente la tensión y corrientes diferenciadas que necesita cada una. Siendo además, capaz de almacenar en otro elemento, el excedente de potencia que pueda recibir en determinado momento, gestionándolo a medida que la potencia pueda ser inyectada devuelta.



Bibliografía

- [1] «Boston dynamics robot dog spot goes on sale,» visitado 19 de ene. de 2026. dirección: <https://www.bbc.com/news/technology-49823945>
- [2] «Agility robotics introduces cassie, a dynamic and talented robot delivery ostrich - iee spectrum,» visitado 19 de ene. de 2026. dirección: <https://spectrum.ieee.org/agility-robotics-introduces-cassie-a-dynamic-and-talented-robot-delivery-ostrich>
- [3] F. D. Ingeniería. «B1P0: estudiantes de Ingeniería UdeC innovan con el primer robot bípedo diseñado y construido en una universidad chilena,» Noticias UdeC, visitado 19 de ene. de 2026. dirección: <https://noticias.udec.cl/b1p0-estudiantes-de-ingenieria-udec-innovan-con-el-primer-robot-bipedo-disenado-y-construido-en-una-universidad-chilena/>
- [4] Bastian Inostroza, «Diseño e integración de actuadores Quasi-Direct Drive propioceptivos en un robot bípedo de alta dinámica.,» 2025. visitado 19 de ene. de 2026. dirección: <https://repositorio.udec.cl/items/8dccdbf2-755a-4a79-85a1-b3b4ef15bd21>
- [5] C. Zhou, «Special issue “legged robots into the real world, 2nd edition”,» *Robotics*, vol. 14, n.º 10, 12 de oct. de 2025, ISSN: 2218-6581. DOI: 10.3390/robotics14100142 visitado 19 de ene. de 2026. dirección: <https://www.mdpi.com/2218-6581/14/10/142>
- [6] G. Ficht y S. Behnke, «Bipedal humanoid hardware design: A technology review,» *Current Robotics Reports*, vol. 2, n.º 2, págs. 201-210, 1 de jun. de 2021, ISSN: 2662-4087. DOI: 10.1007/s43154-021-00050-9 visitado 20 de ene. de 2026. dirección: <https://doi.org/10.1007/s43154-021-00050-9>
- [7] 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 visitado 17 de oct. de 2025. dirección: <https://publications.waset.org/vol/130>
- [8] 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/>

- [9] 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>
- [10] 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>
- [11] 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
- [12] Johnson Matthey Battery Systems, *Our Guide to Batteries*, 2012. visitado 22 de oct. de 2025. dirección: http://www.chemwinfoc.com/private_folder/Uploadfiles2015_March/JMBS-Guide-to-Batteries.pdf
- [13] 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>
- [14] 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>
- [15] 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/>
- [16] 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

- [17] 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>
- [18] 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, pág. 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>
- [19] 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>
- [20] 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>
- [21] Monolithic Power Systems. «Battery Management Systems,» visitado 22 de oct. de 2025. dirección: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/battery-management-systems>
- [22] 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>
- [23] 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>
- [24] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*, Second edition. Wiley, 1 de ene. de 2016, ISBN: 978-1-119-00957-3. visitado 21 de ene. de 2026. dirección: <https://research.ebsco.com/linkprocessor/plink?id=688358b3-4420-3d99-a4fc-f00447ac8e6d>
- [25] Brigitte Hauke, «Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage,» ago. de 2015. dirección: <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>
- [26] Michael Day, *Understanding ldo dropout*, Texas Instruments, 2006. visitado 15 de oct. de 2025. dirección: <https://www.ti.com/lit/ml/slup239a/slup239a.pdf>

- [27] 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
- [28] Rich Nowakowski, «Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters,» 2009. visitado 13 de ene. de 2026. dirección: <https://www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf>
- [29] 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.
- [30] «Using an ipc-2152 calculator: Designing to standards,» Altium, visitado 18 de ene. de 2026. dirección: <https://resources.altium.com/p/using-ipc-2152-calculator-designing-standards>
- [31] 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
- [32] 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
- [33] 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>
- [34] M. Brown, *Power supply cookbook*, Second edition. 1 de ene. de 2001, ISBN: 978-0-7506-7329-7.
- [35] N. Smith, *Understanding undervoltage lockout in power devices*, 2016. visitado 22 de oct. de 2025. dirección: <https://www.ti.com/lit/an/slva769a/slva769a.pdf>

A. Esquemáticos

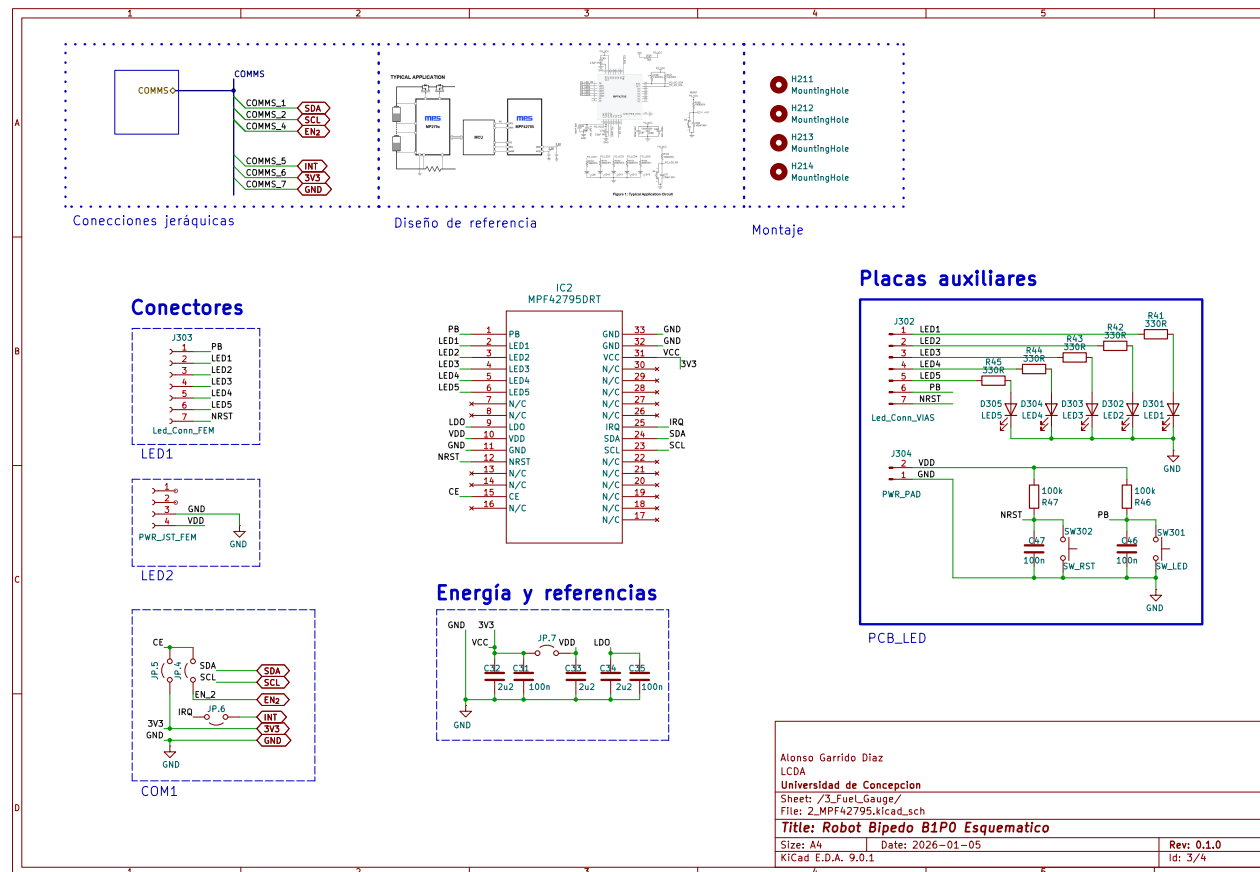


Fig. A.1: Esquemático del Medidor de combustible MPS42795.

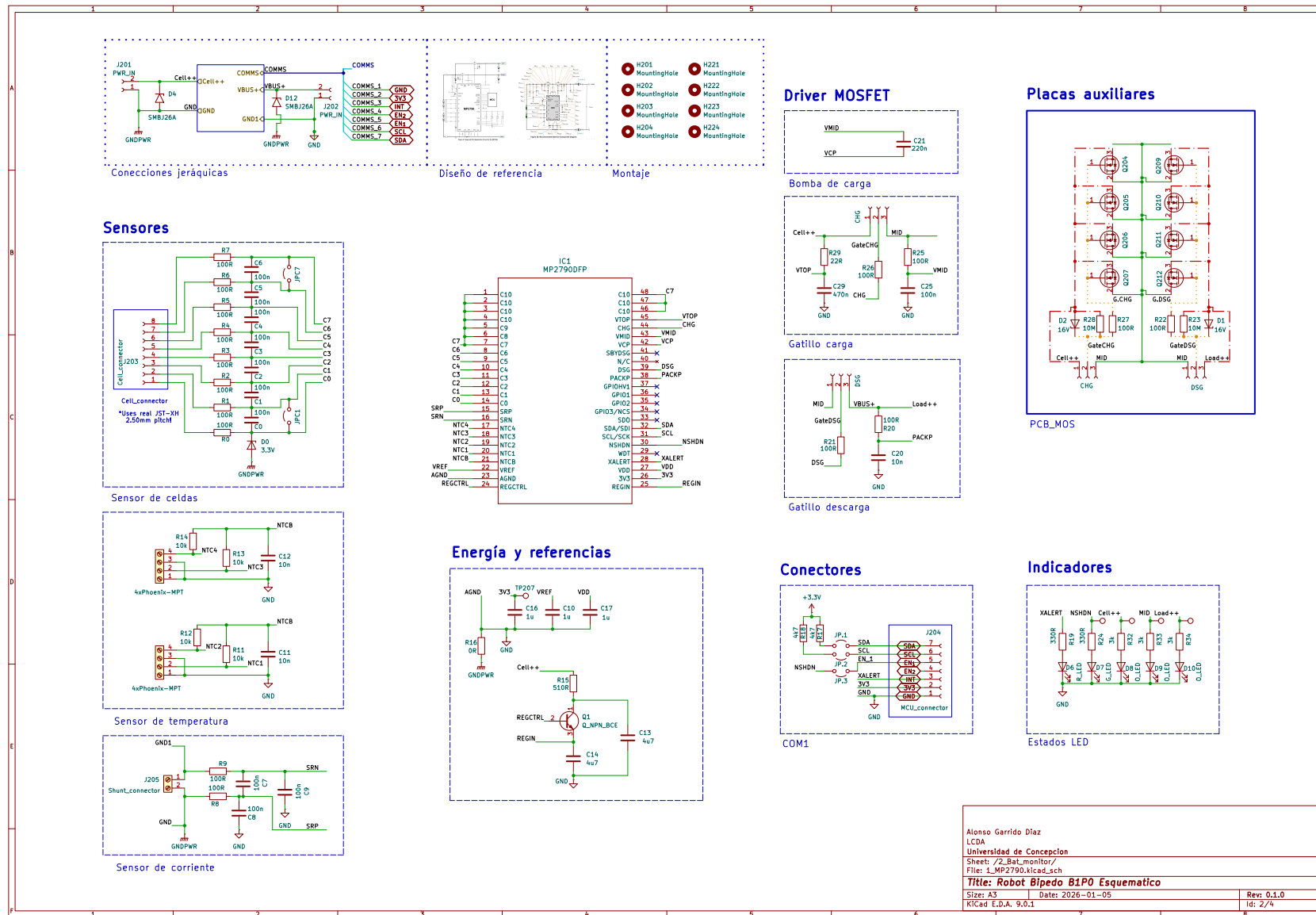
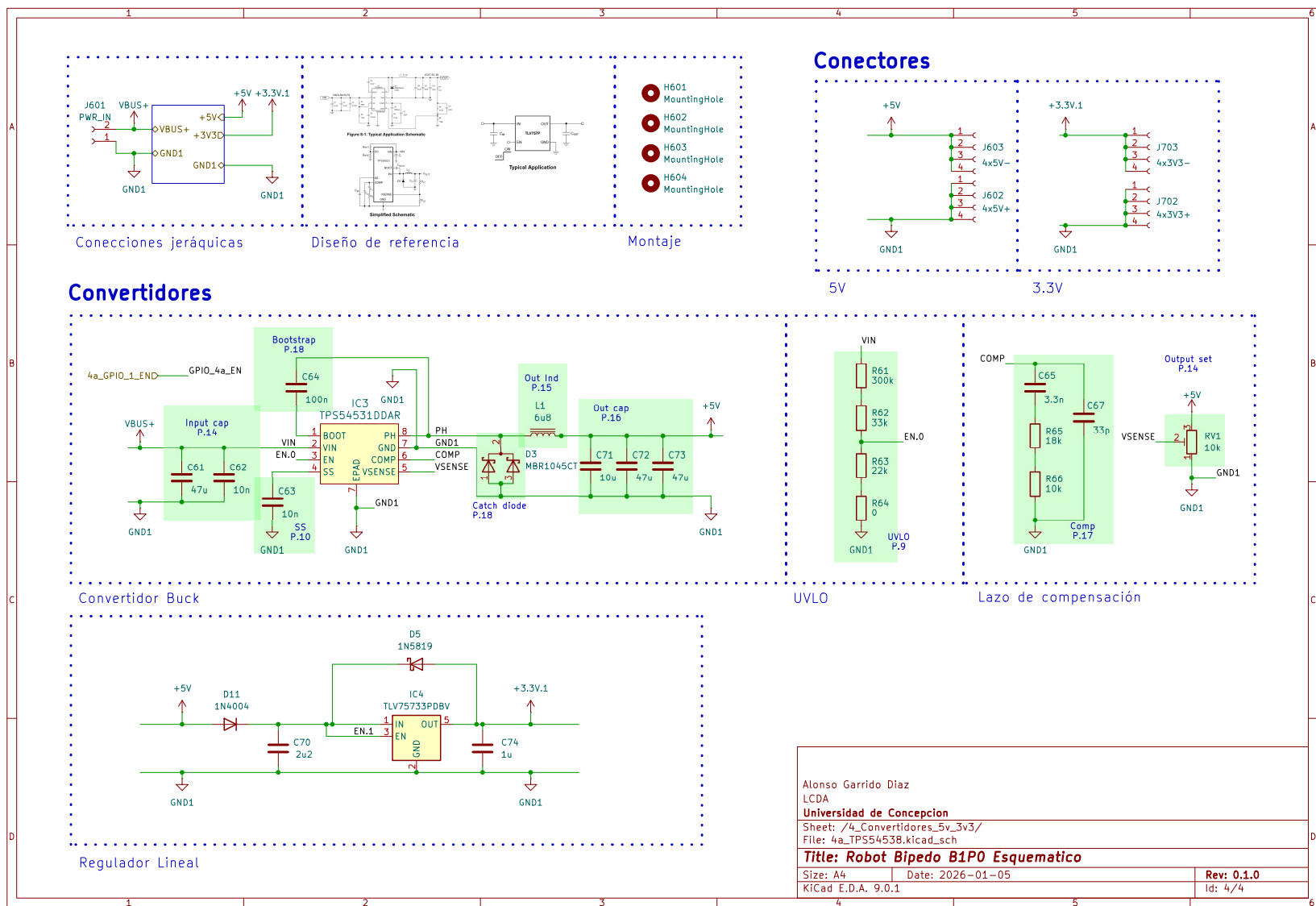


Fig. A.2: Esquemático del Monitor de batería MP2790.



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] SMC Diode Solutions Co. LTD, «Mbr1045ct schottky rectifier,» visitado 13 de ene. de 2026. dirección: [https://www.smc-diodes.com/propdf/MBR1045CT\(-1\)%20MBRB1045CT%20N0725%20REV.B.pdf](https://www.smc-diodes.com/propdf/MBR1045CT(-1)%20MBRB1045CT%20N0725%20REV.B.pdf)
- [f] 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	0x2A	0x0015	0x56	0x014F	0xAA	0x0081
0x05	0x0002	0x2B	0x190A	0x57	0x0407	0xAB	0x9100
0x06	0x0020	0x2C	0x0811	0x58	0x016D	0xAC	0x2000
0x07	0x0007	0x34	0x0032	0x59	0x00F0	0xAD	0x0020
0x08	0x0005	0x35	0x62B6	0x5A	0x0084	0xAE	0x01F0
0x09	0x0500	0x36	0x0AA0	0x5B	0x6555	0xAF	0x0300
0x0B	0x0000	0x37	0x8080	0x60	0x0000	0xB0	0x0000
0x0C	0x0000	0x38	0x00A9	0x61	0x3DD3	0xC2	0x0000
0x0D	0x0060	0x39	0x00D7	0x62	0x1000	0xC3	0x46FD
0x10	0xEF3C	0x3A	0x03F6	0x63	0x0000	0xC4	0x4D95
0x12	0x0000	0x3B	0x050A	0x99	0x0000	0xC5	0x542D
0x13	0x051B	0x3C	0x0068	0x9A	0x3F00	0xC6	0x0698
0x14	0x68F5	0x3D	0x0002	0x9B	0x4000	0xC7	0xD698
0x19	0x8E7B	0x44	0x0004	0x9C	0x0377	0xE4	0x0000
0x1A	0x058E	0x46	0x000A	0x9D	0x0033	0xE6	0x0080
0x1B	0x0035	0x47	0xC4B5	0x9E	0x00E0	0xE7	0x0001
0x1C	0x1500	0x48	0x0124	0xA0	0x0000	0xE8	0x8500
0x1D	0x04D0	0x49	0x034F	0xA1	0x0043	0xE9	0x0008
0x1E	0x0000	0x4A	0x0124	0xA2	0x0000	0xEB	0x0700
0x1F	0x0000	0x4B	0x8B4F	0xA3	0x0100	0xEC	0xE010
0x23	0x51BF	0x4C	0x809D	0xA5	0x0000	0xED	0x10F5
0x24	0x260B	0x4D	0xAACC	0xA6	0x0000		
0x25	0x047F	0x4E	0x0000	0xA7	0x00F8		
0x26	0x0403	0x55	0x0501	0xA8	0x0821		

Tabla C.2: Parámetros Power Stage Designer 5.

General Information			Gain Information		Component Values	
V_{in}	28	[V]	g_m	92	$[\mu S]$	R_{FET} 8400 $[\Omega]$
V_{out}	5	[V]	R_s	80	$[m\Omega]$	R_{FBB} 1600 $[\Omega]$
I_{out}	4.5	[A]	A_s	0.625		R_{COMP} 28172 $[\Omega]$
L	6.8	$[\mu H]$	A_{OL}	58	[dB]	C_{COMP} 3.3 $[nF]$
DCR_L	1	$[m\Omega]$	GBWP	2.7	[MHz]	C_{HF} 0.033 $[nF]$
$C_{out,1}$	47	$[\mu F]$	SLM	1		Control Scheme
$ESR_{out,1}$	10	$[m\Omega]$	Desired f_{CO}		$\odot$ CMC Buck	
$C_{out,2}$	47	$[\mu F]$	f_{CO}	20	[kHz]	Compensation Network
$ESR_{out,2}$	10	$[m\Omega]$			$\odot$ Type II transconductance	
f_{switch}	570	[kHz]				



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>



**UNIVERSIDAD DE CONCEPCION – FACULTAD DE INGENIERIA
RESUMEN DE MEMORIA DE TITULO**

Departamento : Departamento de Ingeniería Eléctrica
Carrera : Ingeniería Civil Eléctrica
Nombre del memorista : Alonso Cristián Garrido Díaz
Título de la memoria : Diseño, construcción e implementación de fuente de poder y
Fecha de la presentación oral : sistema de monitoreo de estado para robot bípedo

Profesor(es) Guía : José Espinoza Castro
Profesor(es) Revisor(es) : Lautaro Salazar, Eduardo Wiechmann
Concepto : Informe de Memoria de título para optar al título de Ingeniero Civil
Calificación : Eléctrico

Resumen (máximo 200 palabras)

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 utilizando una sola batería de Litio (LiPo), dando energía a los motores de alta dinámica que utiliza el robot y, al mismo tiempo, alimentando los componentes electrónicos más sensibles .

Para el sistema de administración de baterías (BMS), se utilizan los circuitos integrados MP2790 y MPF42795, monitor de baterías y medidor de combustible respectivamente. Se implementa conversor Buck TPS54531 y el regulador lineal TLV757P, disminuyendo la tensión desde el nivel de la batería, hasta los 5 [V] y 3.3 [V] requeridos.

Todo el sistema se construye sobre placas de circuito impreso (PCB) diseñadas a medida y montadas en piezas impresas en 3D propias. Se desarrolla una librería en C/C++ para el monitor de batería, accediendo a los registros del monitor por medio del protocolo I2C,

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