



Máster en Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**DISEÑO DE UN ESTIMULADOR
PROGRAMABLE PARA TRATAMIENTO
SINTOMÁTICO DE LA ENFERMEDAD DE
WILLIS-EKBOM**

Autor

Javier María Bermejo Pérez del Palomar

Dirigido por

Romano Giannetti

Luis Francisco Sánchez Merchante

Madrid

Julio 2026

Declaración de originalidad

Declaro bajo mi responsabilidad que el Proyecto presentado con el título *Diseño de un Estimulador Programable para Tratamiento Sintomático de la enfermedad de Willis-Ekbom* en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 2025/2026 es de mi autoría y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Uso de Inteligencia Artificial¹

Declaro bajo mi responsabilidad que (indicar la opción correcta):

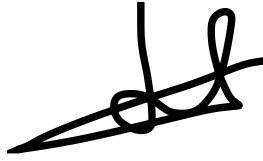
☐ No he utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento.

☒ He utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento y/o del Anexo B siempre en las condiciones permitidas por la Universidad Pontificia Comillas, es decir, aplicando el Nivel 2 de la Escala de Evaluación de Perkins et al. (2024): *“La IA puede utilizarse para actividades previas a la tarea, como la lluvia de ideas, la descripción y la investigación inicial. Este nivel se centra en el uso de la IA para la planificación, las síntesis y la generación de ideas, pero las evaluaciones deben hacer hincapié en la capacidad de desarrollar y refinar estas ideas de forma independiente”*. En concreto, la Inteligencia Artificial ha sido empleada para:

Se ha utilizado la Inteligencia Artificial:

- como apoyo en la depuración de código.
- para la corrección de gramática y sintaxis en texto.

¹Esta declaración se refiere al uso de la Inteligencia Artificial generativa para realizar los documentos del Proyecto (Anexo B y Memoria). No aplica a Proyectos donde, por su naturaleza, deban emplear inteligencia artificial como parte de los mismos (aplicación de técnicas de aprendizaje automático, redes neuronales, análisis de datos...).



Firmado digitalmente por
Bermejo Pérez del Palomar
Javier - 73420291J

Firma (alumno): **Javier Mª Bermejo Pérez del Palomar**

Fecha: 17/07/2026

Autorización para la entrega del Proyecto

Director del Proyecto	co-Director del Proyecto
Firma: Romano Giannetti	Firma: Luis Francisco Sánchez Merchante
Fecha: 17/07/2026	Fecha: 17/07/2026



Máster en Ingeniería Industrial

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**DISEÑO DE UN ESTIMULADOR
PROGRAMABLE PARA TRATAMIENTO
SINTOMÁTICO DE LA ENFERMEDAD DE
WILLIS-EKBOM**

Autor

Javier María Bermejo Pérez del Palomar

Dirigido por

Romano Giannetti

Luis Francisco Sánchez Merchante

Madrid

Julio 2026

Diseño de un Estimulador Programable para Tratamiento Sintomático de la Enfermedad de Willis-Ekbom

Autor: Bermejo Pérez del Palomar, Javier M^a

Directores: Giannetti, Romano; Sánchez Merchante, Luis Francisco

Entidad Colaboradora: ICAI - Universidad Pontificia de Comillas

Resumen del Proyecto

Se diseña y fabrica un prototipo funcional de un electroestimulador de alta frecuencia (HF-TENS) basado en el microcontrolador ESP32-S3, validado a fin de suministrar corrientes de hasta 40 mA a través de dos canales aislados. La implementación de firmware se realiza mediante FreeRTOS, que asegura una generación precisa de pulsos de entre 2 y 10 kHz. El producto resultante se idea para utilizarse en futuros estudios sobre tratamientos no farmacológicos de la Enfermedad de Willis-Ekbom o Síndrome de las Piernas Inquietas.

Palabras Clave: Síndrome de las Piernas Inquietas, PCB, TENS, Electrónica de Potencia, FreeRTOS.

Introducción

El síndrome de las piernas inquietas o SPI es una afección que aqueja a entre un 3 y un 9 % de la población [1] que se manifiesta como una fuerte necesidad de mover las piernas. Debido a su carácter multifactorial, son muchos y diversos los tratamientos para procurar aliviar sus síntomas. Tradicionalmente, se ha optado por medicamentos como agonistas dopaminérgicos, sin embargo, en la actualidad, surgen nuevos estudios proponiendo la estimulación eléctrica de alta frecuencia como alternativa [2].

Si bien las virtudes de los estimuladores eléctricos, TENS, para el alivio del dolor crónico han sido ampliamente estudiadas, estos nuevos estudios sugieren que el uso de estimulación de alta frecuencia, del orden de kHz, puede permitir una estimulación más intensa [3], incrementando su eficiencia en pacientes de SPI. Sin embargo, los TENS actualmente disponibles en el mercado trabajan solamente a baja frecuencia, dificultando una investigación más profunda sobre este nuevo tratamiento.

Definición del Proyecto

Así, el objeto del proyecto es el diseño, fabricación y validación de un TENS de alta frecuencia, HF-TENS. Este se divide en los siguientes módulos: En primer lugar se realiza el diseño eléctrico, incluyendo la etapa de potencia, el puente de conmutación y el lazo de control de corriente por hardware. Este módulo incluye el diseño de la placa de circuito impreso. En segundo lugar, el control del dispositivo

se realiza mediante el microcontrolador ESP32-S3, el cual se gestiona a través de una arquitectura multitarea basada en FreeRTOS [4], garantizando el determinismo del sistema.

En tercer lugar, se diseña el encapsulado del sistema mediante un programa CAD de diseño en 3D. Por último, se realiza la fabricación y validación del sistema, junto con un análisis de coste.

En la figura 1, se muestra un diagrama de bloques funcional estructurado que refleja el flujo de información, potencia y control en el sistema.

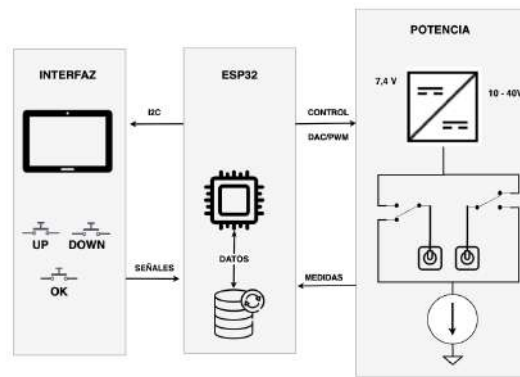


Figura 1: Esquema del producto

Descripción del Modelo

Diseño electrónico

Dado que el dispositivo requiere de un voltaje de estimulación de hasta 40 V, es necesaria la implementación de una etapa de potencia que eleve el voltaje de salida por encima de la tensión de alimentación. Para ello, se implementa un convertidor DC/DC elevador con voltaje de salida modulable mediante el microcontrolador. El convertidor es gobernado por el integrado LT1172[5], un controlador en modo corriente que reacciona a cambios en la carga para mantener el voltaje deseado. El cálculo de los componentes que conforman la etapa de potencia se ha realizado siguiendo la guía de diseño de convertidores AN19 de Texas Instruments [6]. Por otro lado, se ha diseñado el lazo de compensación en base al modelo de pequeña señal del convertidor, resultando en un filtro de primer orden RC que garantiza la estabilidad del sistema a lo largo de sus diferentes puntos de operación.

En cuanto a la etapa generadora de señales, está compuesta por el puente de conmutación, formado por dos conmutadores TMUX7219 [7] electrónicos de alta frecuencia, y el control de corriente. Ante una carga inestable como la piel humana, el HF-TENS debe comportarse como una fuente de corriente capaz de dar una corriente constante. Por ello se ha implementado un sumidero de corriente gobernado por un convertidor digital analógico que establece una relación lineal entre el comando del microcontrolador y la intensidad percibida por el paciente.

Estos circuitos se han adaptado al uso comercial mediante su implementación en una placa de circuito impreso.

Firmware

El firmware del sistema se ha organizado en una estructura jerarquizada de tareas que permite dar mayor prioridad a las críticas como la monitorización de la corriente o el control de la misma por parte del paciente. El sistema está dividido en dos grandes bloques estructurales: la interfaz del usuario, UI, encargada de la interacción del paciente con el dispositivo y la lógica de control, responsable del gobierno sobre el circuito electrónico y la gestión de diferentes periféricos hardware.

El primer bloque se ha diseñado de forma que el usuario pueda escoger de forma fácil e intuitiva entre diferentes programas y la duración de la sesión mediante una pantalla OLED y un sistema de botones. Además, se ha añadido un sistema de retroalimentación mediante sonidos que disminuye el riesgo de interacciones involuntarias. Este bloque incluye un modo de configuración inaccesible para el cliente llamado 'Doctor', que permite al investigador modificar parámetros de la estimulación como la frecuencia.

El segundo bloque ejecuta el lazo de control principal del sistema a partir de las consignas del usuario y la dinámica de la carga. Sus funciones se dividen en dos frentes: por un lado genera la señal de estimulación y optimiza la eficiencia del dispositivo a través de la modulación del convertidor elevador y por otro lado garantiza la seguridad del sistema mediante la monitorización en tiempo real de las variables de entorno.

Encapsulado

Finalmente, como en todo producto comercial, se ha diseñado un encapsulado que protege al circuito electrónico de caídas accidentales y facilita su uso al usuario. El modelo está formado por dos semicarcasas que al unirse confinan las diferentes piezas sueltas que forman el TENS de alta frecuencia: la placa de circuito impreso (PCB), la batería y la pantalla OLED.

Resultados

Tras el diseño se ha validado la generación de la señal de estimulación sobre carga:



Figura 2: Forma de onda en carga (señal azul)

Y se han fabricado tanto la placa de circuito impreso (figura 3) como la carcasa (figura 4) con los siguientes resultados:

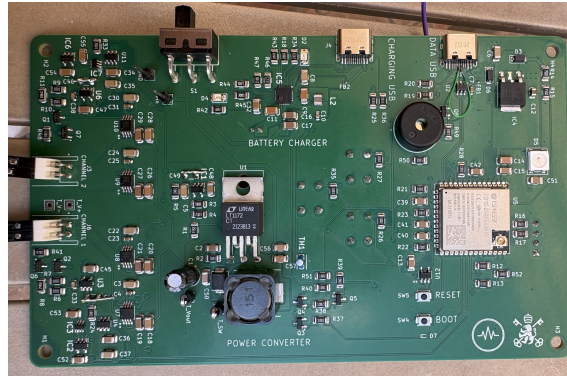


Figura 3: Cara Principal de la PCB

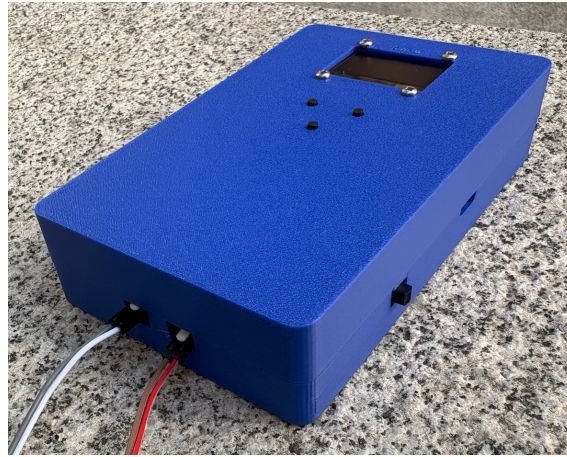


Figura 4: Fotografía del prototipo final

El código fuente de la aplicación se encuentra disponible en un repositorio público de GitHub ([Link al Código Fuente](#)).

Conclusiones

El presente Trabajo Fin de Máster ha desarrollado y validado un dispositivo de estimulación nerviosa eléctrica transcutánea de alta frecuencia, HF-TENS. A propósito del diseño eléctrico, se ha validado el comportamiento del dispositivo como fuente de corriente con tensiones de hasta 40 V. En cuanto al firmware, el sistema operativo FreeRTOS garantiza la estabilidad de los lazos de control críticos de forma concurrente con la interfaz gráfica. Además, se han implementado algoritmos de mitigación de riesgos como la detección de electrodos sueltos junto con un sistema de almacenamiento local en flash para registrar datos de uso de cara a futuros ensayos clínicos. Finalmente, se ha diseñado el encapsulado del dispositivo mediante software CAD, proyectando una estructura de dos semicarcasas que oculta el puerto de programación y confina de manera segura la batería de ion-litio. El estudio

económico asociado demuestra la viabilidad financiera del prototipo, abriendo la vía hacia una futura producción a escala.

Como líneas futuras, previas a la introducción en el mercado y tras superar los análisis térmicos, de compatibilidad electromagnética y de ciclo de vida, se plantean las diversas certificaciones exigidas por las autoridades europeas [8] y la realización de ensayos clínicos para evaluar la eficacia del dispositivo en el alivio del Síndrome de Willis-Ekbom. Asimismo, se propone integrar conectividad IoT mediante el módulo Wi-Fi del microcontrolador para habilitar la monitorización remota y centralizada del tratamiento de los pacientes.

Bibliografía

- [1] C. Trenkwalder, W. Paulus, and A. S. Walters, “The restless legs syndrome,” *The Lancet Neurology*, vol. 4, pp. 465–475, July 2005.
- [2] J. D. Charlesworth, B. Adlou, H. Singh, and M. J. Buchfuhrer, “Bilateral high-frequency noninvasive peroneal nerve stimulation evokes tonic leg muscle activation for sleep-compatible reduction of restless legs syndrome symptoms,” *Journal of Clinical Sleep Medicine*, vol. 19, pp. 1199–1209, Mar. 2023.
- [3] A. M. Ryschon, A. Roy, and J. B. Pietzsch, “Cost-effectiveness of TOMAC therapy for medication-refractory restless legs syndrome: an updated analysis based on Extension study data,” *Journal of Medical Economics*, vol. 27, pp. 1320–1327, Sept. 2024.
- [4] Espressif, “FreeRTOS Overview - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide v6.0.2 documentation.”
- [5] “LT1170/LT1171/LT1172,” Hoja de Datos Unknown, Linear Technology.
- [6] Texas Instruments, “Understanding boost power stages in Switchmode Power Supplies,” Tech. Rep. SLVA061, Mar. 1999.
- [7] “TMUX7219 44V, Latch-Up Immune, 2:1 (SPDT) Precision Switch with 1.8V Logic,” Hoja de Datos SCDS407F, Texas Instruments, July 2024.
- [8] Unión Europea, “Reglamento (UE) 2017/745 del Parlamento Europeo y del Consejo, de 5 de abril de 2017, sobre los productos sanitarios.” Diario Oficial de la Unión Europea, L 117/1, 5 2017.

Design of a programmable stimulator for Symptomatic Treatment of the Willis-Ekbom Disease

Author: Bermejo Pérez del Palomar, Javier

Supervisors: Giannetti, Romano; Sánchez Merchante, Luis Francisco

Collaborating Entity: ICAI - Pontifical University of Comillas

Abstract

A functional prototype of a high frequency neuromuscular electrical stimulator (HF-TENS) based on the microcontroller ESP32-S3 has been designed, built and validated to supply currents up to 40 mA across two isolated channels. At the software level, a deterministic firmware running on FreeRTOS is implemented, which ensures a precise generation of pulses at a frequency between 2 and 10 kHz. The resulting product will be used in future studies as a non-pharmacological treatment of the Willis-Ekbom Disease or Restless Legs Syndrome.

Key Words: Restless Legs Syndrome, PCB, TENS, Power Electronics, FreeRTOS.

Introduction

Restless Legs Syndrome or RLS, is a condition affecting between 3 and 9% [1] of the population that causes a strong urge to move the legs, which can lead to discomfort around the knees. Due to its multifactorial nature, the treatments to alleviate its symptoms are numerous and diverse. Traditionally, medications such as dopamine agonists have been the preferred choice, however, new studies are currently proposing non-pharmacological treatments as alternatives such as high-frequency electrical stimulation. While the benefits of Transcutaneous Electrical Nerve Stimulators, TENS, for chronic pain relief have been widely studied, these new studies suggest that using high-frequency stimulation (in the kHz range) allows for a more intense stimulation, increasing its efficacy in RLS patients ([2] and [3]). However, the TENS devices currently available on the market operate only at low frequencies, making it difficult to conduct new research in the domain.

Project Definition

Thus, the goal of the project is the design, manufacturing and validation of a High Frequency TENS, HF-TENS. It is divided in the following modules: First, the electrical design is carried out, including the power stage, the switching bridge and the hardware current control loop. This module includes the design of a printed circuit board, PCB. Second, the ESP32 control is managed through a multitasking architecture based on FreeRTOS, ensuring system determinism. Third, a system enclosure to get all components together and protect the board is designed using

a 3D CAD program. Finally, the manufacturing and validation of the system are performed, alongside a cost analysis.

Model Description

Electronic Design

Given the high voltage required by the product, it is necessary to implement a power stage that boosts the output voltage above the supply voltage. For this purpose, a step-up DC/DC converter with a microcontroller-adjustable output voltage is implemented. The converter is driven by the LT1172 IC [4], a current-mode controller that reacts to changes in the load to maintain the desired voltage. The calculation of the components comprising the power stage was performed following the Texas Instruments AN19 converter design guide [5]. Furthermore, the compensation loop was designed based on the small-signal model of the converter, resulting in a first-order RC filter that guarantees system stability across its different operating points.

On the other hand, the signal generating stage is composed of a switching bridge, comprising two high-frequency precision switches TMUX7219 [6]. Faced with an unstable load such as human skin, the HF-TENS must behave as a current source capable of delivering a constant current. Therefore, a current sink driven by a digital-to-analog converter, DAC, has been implemented, establishing a linear relationship between the microcontroller's command and the intensity perceived by the patient. These circuits have been adapted for commercial use through their implementation on a PCB.

Firmware

The system firmware has been organized into a hierarchical task structure, allowing the prioritization of critical tasks such as current monitoring or patient-driven current control. The system is divided into two main logical blocks: the user interface (UI), which handles patient interaction with the device, and the control logic, responsible for governing the electronic circuit and managing the various hardware peripherals. The first block is designed so that the user can easily and intuitively select between different programs and session durations using an OLED display and a button system. Additionally, an audio feedback system has been added to reduce the risk of unintended interactions. This block includes a configuration mode unreachable for patients called 'Doctor', allowing the researcher to modify stimulation parameters such as the frequency.

The second block executes the main control loop of the system based on user setpoints and load dynamics. Its functions are divided in two main groups. On one hand, it generates the stimulation signal and optimizes the device efficiency by modulating the step-up converter and, on the other hand, it ensures system safety through real-time monitoring of environmental variables.

Enclosure

Finally, as in any commercial product, an enclosure has been designed to protect the electronic circuitry from accidental drops and facilitate user handling. The model consists of two half-shells that, when joined, enclose the various loose components that make up the HF-TENS: the PCB, the battery, and the OLED display.

Figure 5 shows a structured functional block diagram that reflects the flow of information, power, and control in the system.

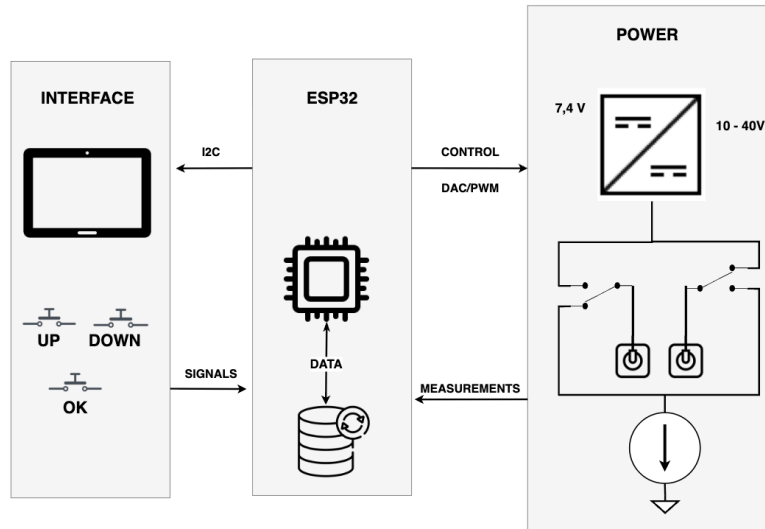


Figure 5: Product's Functional Diagram

Results

After the design, the stimulation signal generation was validated:



Figure 6: Stimulation Waveform (blue signal)

Furthermore, the PCB has been produced (figure 7). Furthermore, both the PCB (figure 7) and the enclosure (figure 8) have been produced:

Source code can be found in a GitHub Public Repository ([Link to source code](#)).



Figure 7: Main PCB's face

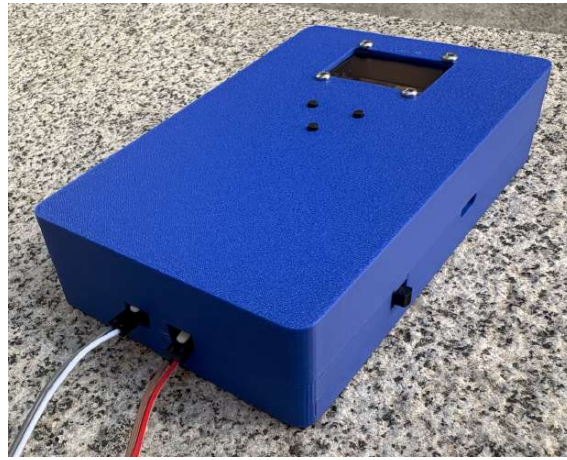


Figure 8: Final prototype assembly

Conclusions

This Master's Thesis presents the development and validation of a high-frequency transcutaneous electrical nerve stimulation (HF-TENS) device. Regarding the electrical design, the device's behavior as a current source has been validated with operating voltages up to 40 V. As for the firmware, the FreeRTOS operating system ensures the stability of critical control loops concurrently with the user interface. Additionally, risk mitigation algorithms such as loose electrode detection have been implemented, alongside a local storage system to record usage data for future clinical trials. The device enclosure was designed as a two-part shell structure that covers the programming port and securely confines the lithium-ion battery. Finally, the economic study demonstrates the financial viability of the prototype, opening the way for future production at scale. Regarding future lines of work, prior to market introduction, the medical certifications required by the European Union [7] and clinical trials to evaluate the device's efficacy in relieving Willis-Ekbom Syndrome are proposed. Likewise, integrating IoT connectivity via the microcontroller's Wi-Fi module is proposed to enable remote and centralized monitoring of patients' home-based treatment.

Bibliography

- [1] C. Trenkwalder, W. Paulus, and A. S. Walters, “The restless legs syndrome,” *The Lancet Neurology*, vol. 4, pp. 465–475, July 2005.
- [2] J. D. Charlesworth, B. Adlou, H. Singh, and M. J. Buchfuhrer, “Bilateral high-frequency noninvasive peroneal nerve stimulation evokes tonic leg muscle activation for sleep-compatible reduction of restless legs syndrome symptoms,” *Journal of Clinical Sleep Medicine*, vol. 19, pp. 1199–1209, Mar. 2023.
- [3] A. M. Ryschon, A. Roy, and J. B. Pietzsch, “Cost-effectiveness of TOMAC therapy for medication-refractory restless legs syndrome: an updated analysis based on Extension study data,” *Journal of Medical Economics*, vol. 27, pp. 1320–1327, Sept. 2024.
- [4] “LT1170/LT1171/LT1172,” Hoja de Datos Unknown, Linear Technology.
- [5] Texas Instruments, “Understanding boost power stages in Switchmode Power Supplies,” Tech. Rep. SLVA061, Mar. 1999.
- [6] “TMUX7219 44V, Latch-Up Immune, 2:1 (SPDT) Precision Switch with 1.8V Logic,” Hoja de Datos SCDS407F, Texas Instruments, July 2024.
- [7] Unión Europea, “Reglamento (UE) 2017/745 del Parlamento Europeo y del Consejo, de 5 de abril de 2017, sobre los productos sanitarios.” Diario Oficial de la Unión Europea, L 117/1, 5 2017.

"La experiencia es una llama que no alumbra sino quemando."
BENITO PÉREZ GALDÓS

Agradecimientos

Me gustaría expresar mi más sincero agradecimiento a Romano Giannetti y Luis Francisco Sánchez Merchante por su guía durante el desarrollo del presente trabajo. Asimismo, deseo extender mi gratitud a Aurelio García Cerrada y José Daniel Muñoz Frías por su valiosa aportación técnica y a Jose María Bautista Sepúlveda y Fernando Blanco del Álamo por la asistencia que me han brindado en las tardes de laboratorio.

Quiero acordarme también de mis padres, que no han escatimado en sacrificios para que pueda recibir la mejor educación desde mis primeros pasos. Todos los logros conseguidos hasta ahora y los que quedan por llegar son gracias a ellos.

Índice general

1. Introducción y Objetivos	1
1.0.1. Objetivos	1
1.0.2. Objetivos de Desarrollo Sostenible	2
1.1. Estado del Arte	3
1.1.1. Tratamientos farmacológicos	3
1.1.2. Estimulación Nerviosa Transcutánea	4
1.1.3. Estimulación del Nervio Peroneo	4
2. Herramientas	7
2.1. LTspice	7
2.2. KiCad	7
2.3. Fusion	7
3. Descripción general del dispositivo	9
3.1. Impedancia de la piel	10
4. Diseño del Convertidor DC-DC	13
4.1. Introducción del circuito	13
4.2. Diseño del Circuito	15
4.2.1. Controlador	15
4.2.2. Modos de Conducción en Convertidores Boost	18
4.3. Bobina de potencia	18
4.4. Diodo Rectificador	19
4.5. Condensador de Entrada	20
4.6. Lazo de control	21
4.6.1. Impedancia total de salida	22
4.6.2. Función de transferencia	23
4.6.3. Condensadores de salida	23
4.6.4. Diseño del Compensador	26
4.7. Apagado controlado	29
5. Control de Corriente	31
5.1. Espejo de Corriente	31
5.1.1. Efecto Early y Espejo de Corriente de Wilson	33
5.2. Sumidero de Corriente	35
5.2.1. Estabilidad del Sistema	36
5.2.2. Eficiencia	39

5.3.	Puente de conmutación	40
5.3.1.	Combinación Puente de conmutación y Sumidero de corriente	42
5.3.2.	Control del voltaje de margen	45
6.	Firmware	47
6.1.	Arquitectura de Programa	49
6.2.	Periféricos	50
6.2.1.	DAC	50
6.2.2.	MCPWM	50
6.2.3.	Zumbador	51
6.2.4.	Conversor Analógico Digital (ADC)	52
6.2.5.	Pantalla OLED	53
6.2.6.	LED RGB	55
6.2.7.	Supervisor de Batería	55
6.3.	WatchDog	56
6.4.	Funcionamiento	57
6.4.1.	Modo Doctor	57
6.4.2.	Soft Start-up	58
7.	Hardware	61
7.1.	ESP32	61
7.1.1.	Alimentación del microcontrolador	61
7.2.	Diseño de PCB	61
7.2.1.	Diseño de tierra y reducción de ruido	62
7.2.2.	Lecturas de voltaje	63
7.2.3.	Red de distribución de energía	63
7.2.4.	Polígonos de Cobre y Disipación de calor	64
7.2.5.	Integridad de señal	66
7.2.6.	Polígonos de relleno	67
7.2.7.	Posicionamiento de los Puertos USB-C	67
7.2.8.	Componentes Pasivos	68
8.	Gestión de Batería	69
8.1.	Balance de Batería	71
8.2.	Estimación de energía consumida	72
9.	Carcasa	75
9.1.	Material y Método de fabricación	77
10.	Marco Normativo	79
10.1.	Reglamento 2017/745	79
10.2.	Vía de Cumplimiento Técnico y Presunción de Conformidad	80
10.2.1.	Arquitectura de alimentación y Aislamiento del paciente	80
10.2.2.	Línea de fuga y Distancias en el aire	81
10.2.3.	Identificación, marcado y documentos del Equipo	81
10.3.	Sistema de alarmas	81

11.Estudio económico	83
11.1. Costes asociados al I+D	83
11.2. Costes de materiales y ensamblaje	84
11.3. Certificación y marcado CE	85
11.4. Viabilidad económica	85
12.Resultados	87
13.Conclusiones y Trabajos Futuros	91
Bibliografía	93
Anexo I: Diagramas de código	99
Anexo II: Esquemáticos y Diseño PCB	101
Anexo III: Lista de Materiales	111

Índice de figuras

1.	Esquema del producto	IV
2.	Forma de onda en carga (señal azul)	V
3.	Cara Principal de la PCB	VI
4.	Fotografía del prototipo final	VI
5.	Product's Functional Diagram	X
6.	Stimulation Waveform (blue signal)	X
7.	Main PCB's face	XI
8.	Final prototype assembly	XI
3.1.	Modelo de Montague de la piel [1]	10
3.2.	Impedancia de la piel con respecto a la frecuencia[2]	11
3.3.	Resultados del experimento	12
4.1.	Circuito Boost	14
4.2.	Esquema del control en modo voltaje [3]	14
4.3.	Esquema del control en modo corriente [4]	15
4.4.	Empaquetado DIP-8	16
4.5.	Circuito de manipulación del pin de realimentación	17
4.6.	Generación de voltaje de inyección	18
4.7.	Voltaje de conmutación inestable	21
4.8.	Circuito para el modelado de pequeña señal de los circuitos Reductor, Elevador y Reductor-Elevador	22
4.9.	Impedancia y ESR tipo de un condensador electrolítico	25
4.10.	Impedancia y ESR tipo de un condensador cerámico	25
4.11.	Gráfico de Bode de la respuesta en lazo abierto	27
4.12.	Circuito de Simulación	27
4.13.	Señal de salida(rojo) y señal de conmutación (azul)	28
4.14.	Señal de conmutación inestable, $250\ \Omega$, $10\ \text{V}$	28
4.15.	Señal de conmutación estable, $250\ \Omega$, $10\ \text{V}$	29
4.16.	Señal de conmutación estable, $250\ \Omega$, $20\ \text{V}$	29
4.17.	Circuito de apagado	30
5.1.	Circuito del Espejo de Corriente básico	32
5.2.	Multiplicador de corriente	33
5.3.	Corriente de Colector en función del voltaje Colector Emisor [5]	34
5.4.	Espejo de Corriente de Wilson	34
5.5.	Circuito Base Sumidero de Corriente	35
5.6.	Circuito para análisis de estabilidad	37

5.9.	Curva de la señal $\frac{1}{\beta}$ tras la adición de C_f	39
5.10.	Diagrama Bode tras la compensación	39
5.11.	Patrones de electroestimulación [6]	40
5.12.	Puente en H	41
5.13.	Forma de onda en carga con Voltaje de referencia constante	42
5.14.	Diagrama Referencia pulsante	43
5.15.	Forma de onda en carga con Voltaje de referencia sincronizado	43
5.16.	Forma de onda tras la implementación del transistor complementario	45
6.1.	Comparación modelo estándar con modelo 'U' [7]	47
6.2.	Detalle del registro	50
6.3.	Circuito del zumbador	51
6.4.	Divisor de tensión y protección	53
6.6.	Corriente en la bobina a diferentes referencias	59
6.7.	Voltaje de salida y corriente en la bobina mediante arranque suave	59
7.1.	Gráfico Área polígono de disipación - Resistencia térmica [8]	65
7.2.	Variante Flow 31 del TO-220 (DigiKey)	66
7.3.	Disposición final de los puertos USB-C	68
8.1.	Circuito de protección térmica	70
9.1.	Semicarcasa Inferior	75
9.2.	Semicarcasa Superior	76
9.3.	Detalle de la zona interna de la semicarcasa superior	76
9.4.	Vista de sección I	76
12.1.	Cara superior de la PCB	87
12.2.	Cara trasera de la PCB	88
12.3.	Señal voltaje de salida a 10 V (amarillo) y Señal de conmutación (verde)	88
12.4.	Señal voltaje de salida a 40 V (amarillo) y Señal de conmutación (verde)	88
12.5.	Forma de onda tras la aceleración del lazo	89
12.6.	Fotografía del prototipo final	89
1.	Diagrama de flujo de datos entre los módulos del firmware	99
2.	Máquina de estados del sistema	100
3.	Máquina de estados en el estado de funcionamiento	100

Índice de tablas

3.1. Leyenda del experimento de caracterización de electrodos.	12
4.1. Parámetros del modelo de pequeña señal para control por corriente .	22
6.1. Relación entre el porcentaje de carga y el voltaje de la batería.	56
8.1. Estimación de consumo de potencia del sistema	72
11.1. Costes de desarrollo	84
11.2. Coste de licencias	84
11.3. Costes de fabricación	84
11.4. Estimación de costes asociados a la documentación, auditoría clínica y calidad.	85

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

La enfermedad de Willis-Ekbom o Síndrome de las Piernas Inquietas, SPI, es un trastorno que sufre entre un 3 y un 9 % de la población [9] consistente en la necesidad imperiosa de mover las piernas de forma similar a la acatisia [10]. Estos síntomas aparecen comúnmente en las horas vespertinas, por lo que pueden ser un impedimento a la hora de conciliar el sueño, reduciendo la calidad de vida de los afectados. Debido a la naturaleza multifactorial del síndrome, los tratamientos actuales tienen un efecto muy limitado, llegando incluso a provocar un aumento de los síntomas [11]. Por ello, en los últimos años, se están abriendo nuevas líneas de investigación alrededor de terapias alternativas no farmacológicas como estiramientos o la electroterapia [12].

La electroterapia consiste en la aplicación de pequeños pulsos eléctricos sobre la zona de dolor o molestias para reducirlos. Es en este campo donde la ingeniería puede contribuir activamente en la investigación sobre el SPI. En la actualidad, existen artículos que apuntan a que el uso de estimulación de alta frecuencia contribuye al alivio de los síntomas propios de la enfermedad [13]. Este tipo de productos no se encuentran disponibles en el mercado nacional, por lo que en el presente Trabajo de Fin de Máster se detalla el diseño, desarrollo y validación de un dispositivo electro-médico programable, concebido como herramienta para futuros estudios clínicos.

1.0.1. Objetivos

Así, los objetivos de este trabajo se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Desarrollo del circuito eléctrico de un TENS de media frecuencia, incluyendo el diseño eléctrico y el diseño de la placa de circuito impreso.
- Implementación del firmware del dispositivo y de la interfaz de usuario.
- Diseño del encapsulado del dispositivo mediante herramientas CAD.
- Validación funcional del dispositivo que asegure un correcto funcionamiento del prototipo.

1.0.2. Objetivos de Desarrollo Sostenible

3 SALUD Y BIENESTAR



ODS 3: Salud

El proyecto pretende contribuir a una mejora de la calidad de vida de los pacientes SPI, presentándose como alternativa a terapias farmacológicas.

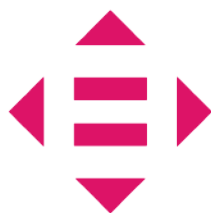
9 INDUSTRIA, INNOVACIÓN E INFRAESTRUCTURA



ODS 9: Industria, Innovación e Infraestructuras:

La innovación tecnológica es clave para mejorar las condiciones de vida de los pacientes. El uso de nuevas tecnologías abre la puerta a novedosas terapias, habilitando nuevas vías de investigación.

10 REDUCCIÓN DE LAS DESIGUALDADES



ODS 10: Reducir la desigualdad en y entre los países:

Alineado con el objetivo 10, el proyecto pretende diseñar un producto accesible a todo tipo de economías, permitiendo que personas de todo tipo puedan utilizar la terapia.

1.1. Estado del Arte

El síndrome de las piernas inquietas es un trastorno neurológico sensoriomotor cuyo origen es multifactorial [14], siendo sus principales causas la genética y la deficiencia de hierro cerebral. Esta deficiencia produce hipoxia, que desencadena un estado presináptico hiperdopaminérgico y la pérdida de mielina, resultando en una afectación en el sistema dopaminérgico. Como consecuencia, se produce una alteración en el control inhibitorio sobre las aferencias sensoriales, provocando sensaciones molestas en las piernas que se alivian parcialmente al moverse [15]. Las sensaciones ocurren generalmente en las horas vespertinas debido a la actividad circadiana de la dopamina [16]. Así, durante la mañana, los pacientes se caracterizan por estar en un estado especialmente alerta, provocado por un estado hiperdopaminérgico. Sin embargo, al llegar las últimas horas del día, los niveles de dopamina caen por debajo del rango normal. A nivel cortical, estudios [17] han evidenciado mediante el uso de estimulación magnética transcraneal, un incremento en la excitabilidad motora de las piernas y una alteración de la inhibición aferente de larga latencia (LAI). Esto indica que el proceso de integración sensoriomotora, mediante el cual se comunican las áreas sensoriales y motoras del cerebro, no funciona correctamente. Se podría explicar así el motivo por el cual las sensaciones de los pacientes en las piernas se traducen en la necesidad de moverlas.

En cuanto a la evaluación de síntomas, al ser un síndrome caracterizado por la ausencia de bioparámetros medibles, el Grupo Internacional de Estudio sobre el SPI (IRLSSG) ha establecido la escala IRLS, la cual incluye preguntas sobre las molestias que sufre el paciente. El usuario contesta diez preguntas como '¿Con qué frecuencia semanal sufre los síntomas del SPI?', y las evalúa del 0 al 4, siendo 4 la respuesta de mayor gravedad. Así pues, el resultado más alto sería 40 puntos [18].

1.1.1. Tratamientos farmacológicos

Debido a la naturaleza incierta del síndrome, los tratamientos del SPI son muy variados. La generalizada deficiencia de hierro lleva a que normalmente se comience con terapia de hierro [19]: el suministro de forma oral puede tener una eficiencia reducida en pacientes con una ferritina en sangre superior a $75 \mu\text{g L}^{-1}$ por limitaciones biológicas en la absorción. Sin embargo, se apreciaron mejoras en pacientes con niveles entre 15 y $75 \mu\text{g L}^{-1}$. En cuanto al suministro intravenoso, este evita la regulación de la absorción en el tracto gastrointestinal por lo que es efectivo para pacientes con mayor ferritina sérica, logrando una reducción en la escala de IRLS de hasta un 40 %.

En lo que se refiere a tratamientos farmacológicos, era muy común el uso de agonistas de la dopamina (DA). Se utilizaron en los primeros estudios de la enfermedad y los buenos resultados llevaron a la conclusión de una deficiencia dopaminérgica provocada por el síndrome [15]. Estos resultados concuerdan con la ya comentada actividad circadiana del neurotransmisor. Sin embargo, su uso puede provocar un aumento de los síntomas a largo plazo debido a la sobreestimulación de los receptores de dopamina (conocido como la internalización de receptores D2), con una consiguiente reducción de sensibilidad a la dopamina. Cuando esto ocurre, el medi-

camento se vuelve menos efectivo: los síntomas se vuelven más intensos, comienzan antes y puede llegar a extenderse por otras zonas del cuerpo.

En la actualidad, los ligandos $\alpha_2\delta$, como la gabapentina o la pregabalina [20], son muy utilizados en los tratamientos. En estos medicamentos no se ha observado el síndrome de aumento pero sí se han reportado efectos secundarios como mareos y somnolencia. En cuanto a su funcionamiento, los ligandos actúan uniéndose a la subunidad $\alpha_2\delta$ de los canales de calcio dependientes de voltaje, reduciendo la liberación de neurotransmisores excitadores. Esto a su vez reduce la hiperexcitabilidad neuronal, mejorando los síntomas y el sueño.

1.1.2. Estimulación Nerviosa Transcutánea

La estimulación nerviosa transcutánea consiste en la aplicación de una pequeña corriente eléctrica sobre la piel a través de unos electrodos con el objetivo de tratar dolores como de carácter crónico. Su uso se basa en la teoría de la compuerta, la cual establece que los estímulos no dolorosos bloquean el paso a los dolorosos: las fibras nerviosas C y $A\delta$, transmisoras del dolor, compiten con la fibra $A\beta$, encargada de transmitir tacto y presión [21]. Así, mediante pequeños estímulos eléctricos se puede bloquear de manera eficaz la sensación desagradable.

La estimulación se realiza mediante una onda bifásica o trenes de pulso con una frecuencia de entre 1 y 200 Hz. La reacción de los músculos depende de los parámetros establecidos: las ondas senoidales son más efectivas que las ondas rectangulares o polifásicas para fortalecer el músculo. Por otro lado, también se ha demostrado que las formas bifásicas inducen una menor fatiga que las formas polifásicas (trenes de pulso) [22].

Sanli et al. realizaron un estudio sobre su efectividad en el tratamiento del SPI, logrando un alivio de hasta 10 puntos en la escala IRLS [23].

1.1.3. Estimulación del Nervio Peroneo

La 'estimulación bilateral no invasiva de alta frecuencia del nervio peroneo' es un tratamiento que estimula sus fibras mediante la aplicación de ondas de alta frecuencia, del orden de kHz, provocando la activación de las fibras aferentes del músculo. Según Meng et al. [24], la estimulación a frecuencias de TENS, difiere del movimiento natural de los músculos, por lo que acelera su fatiga. Al incrementar la frecuencia, los investigadores lograron un movimiento similar a las contracciones voluntarias del músculo. Los resultados mostraron una activación de los músculos a lo largo del tiempo más estable en comparación con la estimulación de baja frecuencia. Así, el estudio concluye que la estimulación continua en el orden de kilohercios puede mejorar la eficiencia en tratamientos para individuos con trastornos neurológicos.

Por tanto, se han realizado diversos estudios sobre su eficacia en el tratamiento del SPI. Entre ellos, el estudio de Charlesworth et al. [13] describe una terapia de ondas de alta frecuencia, alrededor de los 4 kHz con una intensidad de 0 a 40 mA. El estudio se realizó sobre 20 personas con una reducción en la escala IRLS de 4,8 puntos. La investigación fue patrocinada por la empresa Noctrix Health, que comercializa los dispositivos utilizados en el tratamiento, la cual promete una reducción

media de los síntomas de 5,9 [25]. El acceso a estos dispositivos, sin embargo, es muy reducido: Por un lado, el producto solo se encuentra disponible en contados estados de los EE.UU. y, por otro, el coste fijo asciende hasta los 7500 \$ y los gastos variables asociados a los electrodos hasta los 75 \$ al mes [25].

Ante esta dicotomía, una terapia con eficacia clínica frente a una barrera económica para la mayoría de pacientes, resulta evidente la necesidad de democratizar el acceso a la tecnología. Para dar respuesta, se plantea el desarrollo integral de un TENS de alta frecuencia. Al sustentarse el dispositivo en componentes de bajo coste, se logra una alta reducción de coste unitario de fabricación frente a las alternativas comerciales actuales.

Capítulo 2

Herramientas

A lo largo del proyecto, se han utilizado múltiples herramientas digitales para el desarrollo del circuito eléctrico, la programación del firmware y el diseño del encapsulado. A continuación se realiza una breve descripción de todas ellas.

2.1. LTspice

Desarrollada por el fabricante de hardware Analog Devices, antiguo Linear Technology, LTspice es un simulador de circuitos de alto rendimiento basado en SPICE que permite simular con fidelidad circuitos electrónicos complejos. A pesar de estar desarrollado por una entidad privada, el programa puede ser utilizado sin ningún tipo de coste, por lo que es ampliamente usado en el ámbito del diseño electrónico. LTspice, además, ofrece una amplia librería con modelos de integrados comercializados por Linear Technologies, Analog Devices y Maxim Integrated.

2.2. KiCad

KiCad es un programa de código abierto para Automatización del Diseño Electrónico, EDA, ampliamente utilizado en la comunidad de ingenieros de hardware. La herramienta abarca desde el diseño de esquemáticos de circuitos electrónicos hasta el enrutado físico de la placa de múltiples capas. La popularidad de KiCad facilita la integración de bibliotecas de componentes de terceros y fabricantes, permitiendo gestionar los símbolos esquemáticos (*.kicad_sym*) y las huellas físicas (*.kicad_mod*) de forma independiente. Asimismo, el software incluye editores nativos que se han utilizado para la creación de componentes personalizados no disponibles comercialmente.

2.3. Fusion

El modelado mecánico del encapsulado se ha realizado mediante Autodesk Fusion, un software CAD desarrollado por Autodesk.

Capítulo 3

Descripción general del dispositivo

Así pues, ante unos resultados esperanzadores de la terapia de estimulación del nervio peroneo, queda de manifiesto la importancia del desarrollo de dispositivos accesibles que puedan suministrar este tipo de tratamientos. El producto, de aquí en adelante HF-TENS por 'High Frequency TENS', se concibe como un producto de estimulación transcutánea portátil. El dispositivo contará con dos canales independientes que el usuario se puede utilizar en sendas rodillas.

Especificaciones eléctricas

A nivel de potencia, el producto está diseñado para suministrar una onda cuadrada de corriente constante de hasta 40 mA sobre la impedancia variable de la piel de una persona. La onda trabaja en un rango de alta frecuencia en relación con los TENS convencionales: entre 2 y 10 kHz.

Interfaz y Software

El aparato integra una interfaz Hombre-Máquina basada en una pantalla gráfica y actuadores físicos que garantizan su usabilidad. El dispositivo ofrece dos modos según el usuario:

- Modo Paciente: Una interfaz donde el paciente puede escoger el programa y su duración y regular la intensidad del tratamiento durante la sesión.
- Modo Doctor: El usuario no podrá personalizar el programa. Al encender el dispositivo, se inicializará un programa en el cual el personal médico o investigadores han establecido los parámetros base de la terapia, como la frecuencia y el tipo de estimulación.

Encapsulado

El dispositivo está protegido por una carcasa que mantiene en su sitio los componentes independientes del producto, como la batería o la pantalla.

3.1. Impedancia de la piel

Para fijar las necesidades eléctricas del dispositivo, se debe estudiar la impedancia de la carga, en este caso la piel del paciente. La piel es un tejido heterogéneo compuesto por diferentes capas con características eléctricas muy variadas, a esto se suma que su grosor a lo largo del cuerpo puede variar entre los 2 y 8 mm. Además, la impedancia de la piel es muy sensible al estado de la misma, por ejemplo, una piel seca presenta una resistencia significativamente más alta que una hidratada [26].

Tradicionalmente, la modelización eléctrica de la piel se realiza mediante el modelo de Montague, según el cual la piel estaría formada por tres elementos, una resistencia en serie junto a una resistencia y un condensador en paralelo:

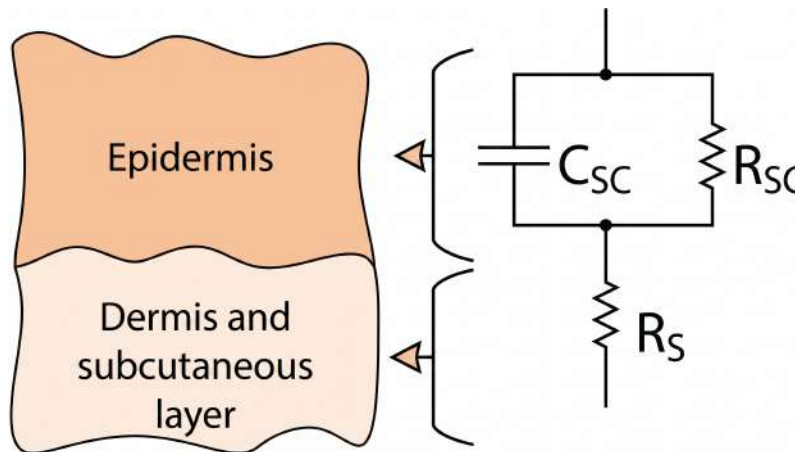


Figura 3.1: Modelo de Montague de la piel [1]

Así, el componente capacitivo de la piel hace que la impedancia del tejido adiposo varíe mucho con la frecuencia.

Rosell et al. [2] realizaron un estudio a diez individuos en diferentes zonas de la piel, el tórax, la pierna o la frente con electrodos de 1 cm^2 y obtuvieron 120Ω para la resistencia en serie y cifraron el condensador en entre 10 y 40 nF . En cuanto a la resistencia en paralelo, corresponde a la resistencia de la capa de barrera de la piel y se reduce fácilmente con cualquier abrasión leve. El estudio muestra que a 1 kHz , la impedancia se sitúa alrededor de los $10\text{ k}\Omega$ mientras que a 10 kHz esta baja hasta el $\text{k}\Omega$:

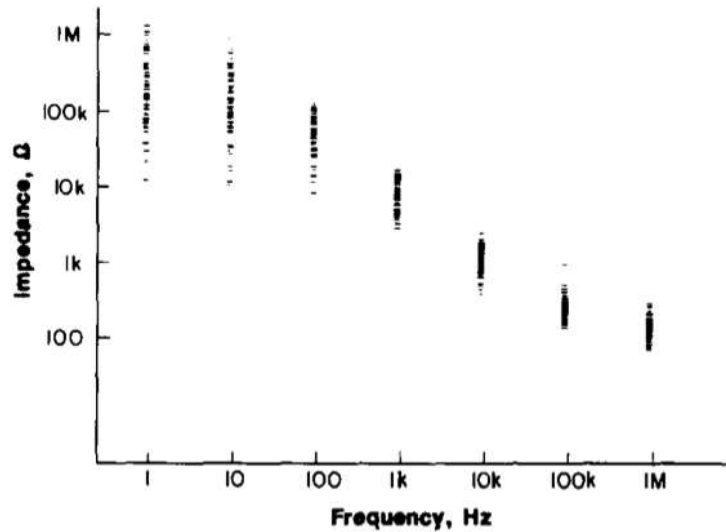


Figura 3.2: Impedancia de la piel con respecto a la frecuencia[2]

El estudio de Rosell et al. no menciona específicamente la zona del cuerpo sobre el que se va aplicar el dispositivo, la zona del nervio peroneo y tampoco valora la posible variabilidad de resultados según el estado de la piel o de los electrodos. Como complemento, se procede a medir experimentalmente la impedancia de la zona de interés, alrededor del nervio peroneo, en el laboratorio utilizando el analizador de impedancias Keysight E4990A. Cabe recalcar que los resultados obtenidos son anecdóticos y en absoluto pueden ser utilizados como referencia sobre la impedancia de la piel. Su ejecución permite acotar el voltaje necesario para la estimulación eléctrica.

El uso del analizador para medir la impedancia de la piel ya ha sido documentado por Fu et al. [27]. En este se insiste en la dificultad de desacoplar la impedancia de la piel de la impedancia del resto del circuito, llamadas impedancias residuales. Sin embargo, en esta aplicación, el dato de interés es el conjunto piel-electrodo por lo que esto no supone un problema.

El experimento se realizó en la zona de relevancia con electrodos reglamentarios de Beurer, tanto nuevos como antiguos y se colocaron sobre piel depilada y piel sin depilar. Se peló el cable de los electrodos y se colocó en la entrada del analizador.

El análisis y visualización de resultados se realizó con las librerías Matplotlib y Pandas de Python.

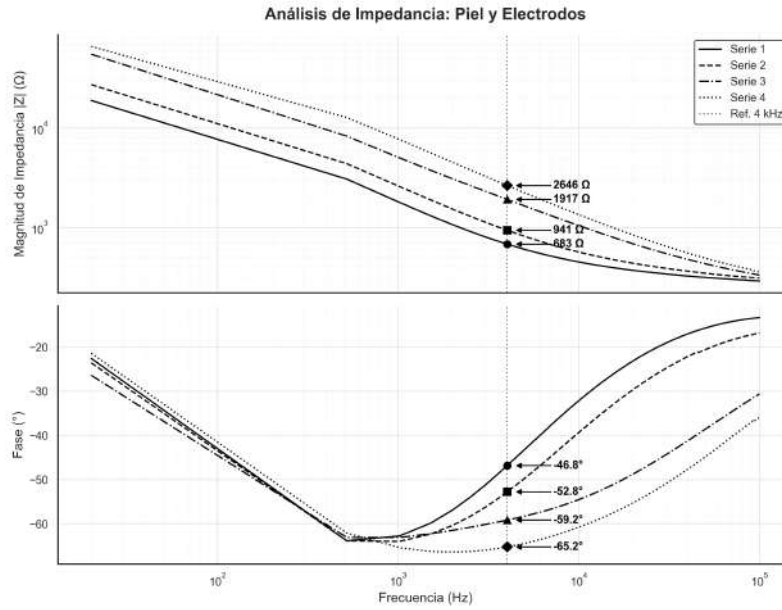


Figura 3.3: Resultados del experimento

Estado de la piel	Electrodos Nuevos	Electrodos Usados
Piel depilada	Serie 1	Serie 3
Piel sin depilar	Serie 2	Serie 4

Tabla 3.1: Leyenda del experimento de caracterización de electrodos.

Los resultados obtenidos entran dentro del rango expuesto por Rosell et al. Además, queda de manifiesto la importancia de la calidad del contacto. Un contacto limpio y de buena calidad reduce significativamente la impedancia del circuito. Como se muestra en la figura, un electrodo usado sobre piel no depilada presenta una impedancia cuatro veces superior a un contacto con electrodos nuevos sobre piel depilada.

La alta dependencia de la impedancia del circuito del estado del contacto hace necesario controlar un correcto uso de los electrodos durante el estudio. Por ello, se insistirá en que los pacientes no reutilicen los electrodos indefinidamente y en mantener la zona lo más limpia posible.

Capítulo 4

Diseño del Convertidor DC-DC

Como se ha visto en la sección 3.1, la carga del dispositivo es variable alrededor de $1\text{ k}\Omega$, el HF-TENS trabaja inyectando corrientes en el cuerpo de 0 a 40 mA, por lo que se establece que el aparato llegue a proveer voltajes de hasta 40 V.

Las fuentes de voltaje comerciales actuales más habituales son baterías de ion-litio o alcalinas que dan un voltaje menor de 10 V, para lograr voltajes por encima, es común utilizar convertidores DC/DC que toman la tensión de entrada y la elevan hasta el punto deseado. Entre las diferentes topologías elevadoras de tensión, destaca el convertidor Boost por su simplicidad. Como primera opción, con el objeto de mantener el prototipo lo más pequeño posible, se valoró la opción de utilizar una única celda de ion-litio de 3,7 V. Sin embargo, tras unos breves cálculos, el ciclo de trabajo se muestra excesivamente alto:

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} \cdot V_{in} \quad (4.1)$$
$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{3,7}{40} \approx 0,91$$

Este resultado queda por encima del recomendado por los fabricantes de controladores, que establecen el límite en 90 %. Por ejemplo, en la familia de controladores LT117x[28], el DC máximo puede llegar a ser de tan solo 85 %. Se opta, por tanto, por utilizar dos celdas de ion-litio en serie, con un voltaje nominal de 7,4 V. El ciclo de trabajo máximo del convertidor queda así en un aceptable $D = 1 - 7,4/40 \approx 0,82$.

4.1. Introducción del circuito

El convertidor elevador, más conocido como convertidor "Boost" por su nombre en inglés, es una fuente de voltaje conmutada cuya función es obtener a la salida un voltaje por encima de la tensión de alimentación. El control de la topología Boost presenta cierta complejidad debido a que los parámetros de pequeña señal de la planta dependen de forma estricta del punto de operación, haciendo inviable el control en lazo abierto. Por ello, se requiere el diseño de un control en lazo cerrado que ajuste dinámicamente la conmutación para absorber perturbaciones.

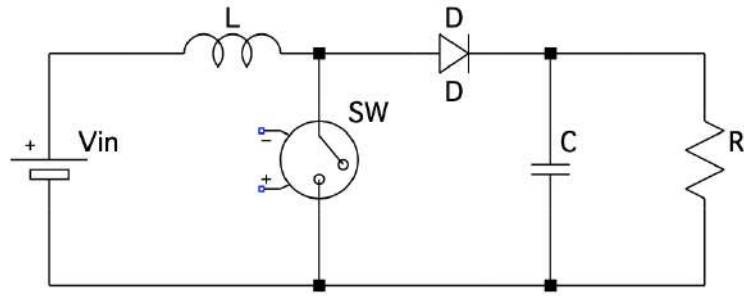


Figura 4.1: Circuito Boost

Entre los diversos métodos de control disponibles destaca el Modo Voltaje, VMC, por su sencillez. En este esquema la tensión de salida es la única variable parte del lazo de retorno. Esta se resta con un voltaje de referencia vía un amplificador operacional, produciendo una señal de control analógica que posteriormente se compara con una onda portadora triangular para modular el ciclo de trabajo mediante PWM. Así, la señal de conmutación depende solamente del voltaje de salida. La principal ventaja de este modo es su simpleza al requerir la compensación de un solo lazo. Sin embargo, los cambios en el sistema no son detectados hasta que afectan al voltaje de salida, ya que deben propagarse a través de la inercia del filtro LC, lo que supone una compensación lenta que puede llevar a inestabilidad en casos críticos.

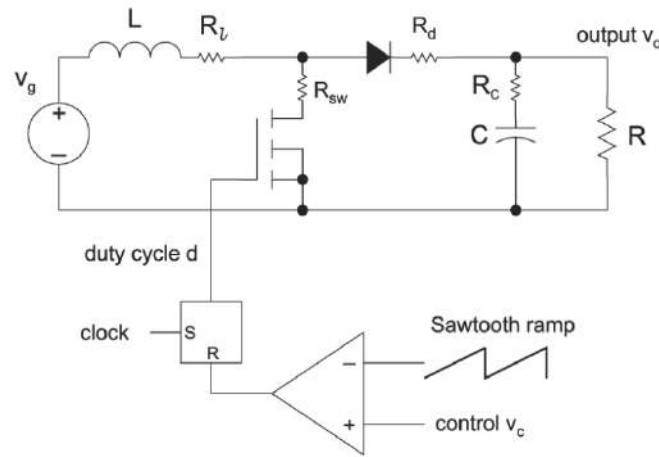


Figura 4.2: Esquema del control en modo voltaje [3]

Para superar las limitaciones dinámicas del VMC, se recurre al control en modo corriente, CMC. En lugar de utilizar una rampa generada sintéticamente, la señal del error se compara con una señal derivada de la corriente en la bobina. Al cerrar este lazo interno, se fuerza al inductor a operar como una fuente de corriente controlada por tensión. Se consigue así eliminar la resonancia producida por el filtro LC, simplificando el diseño del compensador externo y dotando al sistema de un rechazo rápido frente a perturbaciones en la señal de entrada.

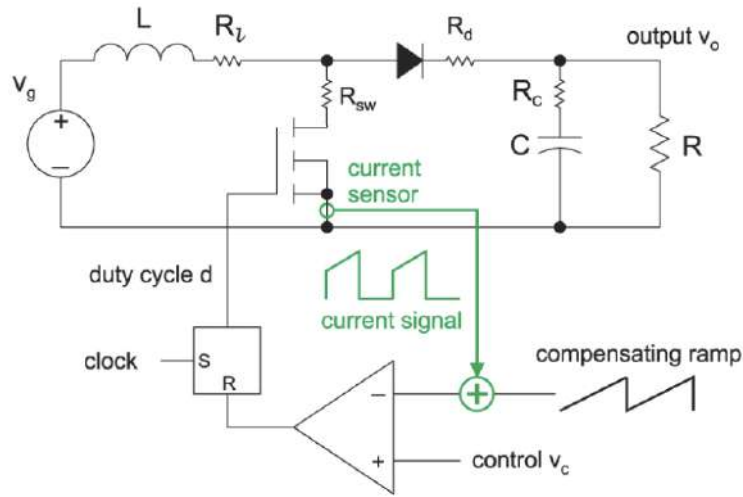


Figura 4.3: Esquema del control en modo corriente [4]

4.2. Diseño del Circuito

Para el cálculo analítico y el dimensionamiento de los componentes pasivos que satisfagan las restricciones de rizado y estabilidad del sistema, se han tomado como base las directrices de la nota de aplicación AN19 de Linear Technology [29], adaptadas a los requisitos de frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo específicos de este prototipo.

4.2.1. Controlador

El controlador es el cerebro del circuito que reacciona a cambios en las variables de estado para mantener el voltaje de salida constante. Los controladores modernos, además, permiten el control de otras variables como la monitorización de la tensión de la fuente de voltaje o la detección del modo discontinuo. Para reducir el tamaño al mínimo, es habitual que no contengan el interruptor activo en su interior y utilizan un pin de conmutación para controlar un transistor externo. Precisamente su tamaño impide su uso en el desarrollo del prototipo en el laboratorio, este tipo de controladores se ofrecen en formato TSSOP o QFN, dificultando su ensamblaje en una protoboard. Por tanto, se ha optado por controladores más antiguos que ofrecen empaquetados más amigables con el prototipado.

El candidato escogido ha sido el controlador LT1172 [28], el cual, si bien introducido al mercado en la década de los 90, está disponible en una amplia variedad de paquetes como el TO-220 o el DIP-8. Para el prototipado, se ha escogido este último por su facilidad para ensamblarlo en una protoboard:



Figura 4.4: Empaquetado DIP-8

La familia de reguladores LT1170/LT1171/LT1172 integra en el propio chip un interruptor de alta corriente que alcanza hasta 5 A en el caso del LT1170, junto con un oscilador interno de 100 kHz . Permite la implementación en diversas configuraciones estándar de conmutación, incluyendo la topología Boost.

Desde el punto de vista del control, estos reguladores operan en modo corriente, aprovechando así las ventajas expuestas en la introducción de la sección. A nivel operativo, el dispositivo admite un amplio rango de tensión de salida, hasta 65 V en los modelos estándar.

La tensión de salida es medida por el pin FB mediante un divisor resistivo. El pin de realimentación compara la medida con el voltaje de referencia 1,24 V y el controlador reacciona para minimizar el error. Para diseñar el divisor de tensión, se establece una resistencia inferior de 10 kΩ

$$V_{out} = V_{ref} \cdot \frac{R_{sup} + R_{inf}}{R_{inf}} \quad (4.2)$$

$$R_{sup} = \frac{V_{out}}{V_{ref}} \cdot R_{inf} - R_{inf} = \frac{10}{1,24} \cdot 10 - 10 \approx 70 \text{ k}\Omega$$

Para permitir la manipulación del voltaje de salida mediante el microcontrolador ESP32-S3, se ha diseñado un circuito de manipulación del nodo de realimentación mediante el cual una fuente de voltaje externa falsea la lectura del pin FB:

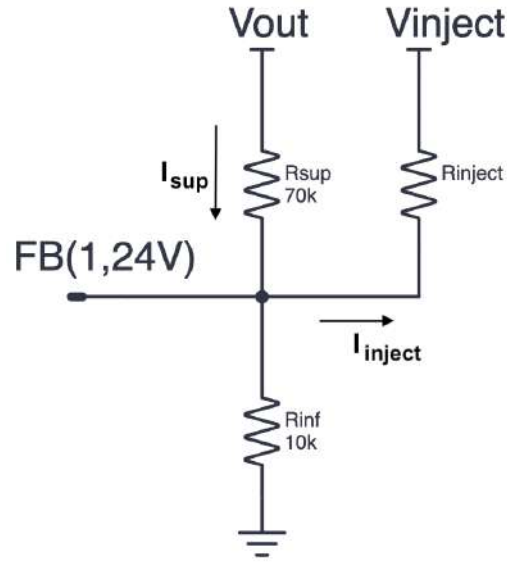


Figura 4.5: Circuito de manipulación del pin de realimentación

Cuando V_{inject} es igual al voltaje de referencia, no interviene en el circuito. Sin embargo, al reducir su voltaje, el voltaje de salida, V_{out} debe incrementarse para mantener V_{ref} en el pin FB. Para averiguar la resistencia de inyección, R_{inject} , basta con aplicar la ley de Kirchhoff al nodo FB. El voltaje de salida mínimo se logra con un voltaje de inyección de 1,24 V, momento en el cual V_{inject} no inyecta corriente. Por otro lado, el voltaje máximo, 40 V, se logra cuando se establece la fuente a 0 V. A continuación, se calcula la resistencia de inyección necesaria:

$$\begin{aligned} \frac{V_{out} - V_{ref}}{R_{sup}} + \frac{V_{inject} - V_{ref}}{R_{inject}} &= \frac{V_{ref}}{R_{inf}} \\ \frac{40 - 1,24}{70} + \frac{0 - 1,24}{R_{inject}} &= \frac{1,24}{10} \\ R_{inject} &\approx 2,9 \text{ k}\Omega \end{aligned} \tag{4.3}$$

La generación del voltaje se va a realizar mediante un sencillo filtro paso bajo a partir de una red RC que genera una señal analógica a través de una señal PWM producida por el microcontrolador. El filtro está conectado a un circuito seguidor para evitar que el voltaje del pin FB interfiera en el filtro:

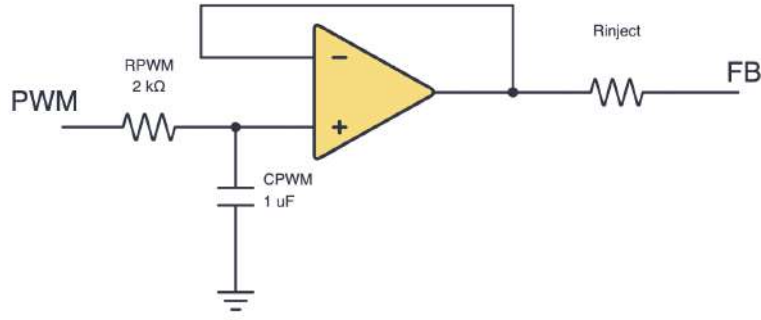


Figura 4.6: Generación de voltaje de inyección

La frecuencia de corte es especialmente baja para lograr un rizado mínimo en el voltaje de salida:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 40 \text{ Hz} \quad (4.4)$$

Como consecuencia, los cambios de voltaje serán pausados. Esto no supone un problema ya que la corriente de estimulación no depende directamente del voltaje del convertidor.

4.2.2. Modos de Conducción en Convertidores Boost

El convertidor puede operar en conducción continua, MCC, o en conducción discontinua, MCD. En el primero, pasa corriente por la bobina durante el tiempo de ciclo completo mientras que en el segundo, la corriente en la bobina comienza a cero, se eleva a su valor de pico y retorna a cero en un ciclo. La respuesta en frecuencia del convertidor varía considerablemente según el modo, por lo que se recomienda mantener el mismo modo de operación a lo largo de las diferentes condiciones de operación.

4.3. Bobina de potencia

La bobina es el elemento central de almacenamiento y transferencia de energía del convertidor. Durante el periodo de conducción del interruptor activo, la corriente fluye a través del inductor, almacenando energía en su campo magnético. Al abrirse el circuito, esta energía se libera sobre la etapa de salida, elevando el potencial por encima de la tensión de entrada. El cálculo de la inductancia mínima está vinculado a evitar oscilaciones subarmónicas en el regulador:

$$L_{min} = \frac{V_{out} - 2V_{in}}{2 \cdot 10^5} \quad (4.5)$$

$$L_{min} = \frac{40 - 2 \cdot 7,4}{2 \cdot 10^5} = 126 \mu\text{H}$$

Por otro lado, la inductancia crítica para que el convertidor funcione en modo continuo es la siguiente:

$$L_{min(discontinuo)} = \frac{V_{in}^2 \cdot (V_{out} - V_{in})}{2 \cdot f_{sw} \cdot I_{out} \cdot V_{out}^2} \quad (4.6)$$

$$L_{min(discontinuo)} = \frac{7,4^2 \cdot (40 - 7,4)}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,08 \cdot 40^2} \approx 70 \mu H$$

Es de relevancia mencionar que el convertidor no trabaja a una potencia fija, por lo que no se debe dimensionar la inductancia solamente para el caso de mayor potencia. Si el convertidor alimenta una carga más pequeña, la bobina llega a la corriente necesaria antes, pudiendo pasar al modo discontinuo. Por ejemplo, si el convertidor trabaja a 10 V y 20 mA, la inductancia mínima sería:

$$L_{min(10V,20mA)} = \frac{7,4^2 \cdot (10 - 7,4)}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,02 \cdot 10^2} \approx 360 \mu H \quad (4.7)$$

Como se ve, a bajas potencias, la inductancia mínima para mantener el modo continuo se eleva de forma considerable. En los componentes comerciales, el valor máximo de la bobina queda limitado por la corriente de saturación y la huella. Por ejemplo, en la serie SRR1210 de Bourns [30], la bobina de 47 μH tiene una corriente de saturación de 3,1 A mientras que la bobina de 470 μH tiene una I_{sat} de tan solo 1 A. Por tanto, se debe calcular la corriente de pico en la bobina en condiciones de máxima potencia, si se toma el valor de 470 μH para la bobina:

$$I_{lpico} = I_{out} \cdot \frac{(V_{out} + V_f) - (I_{out} \cdot V_{out} \cdot \frac{R_{on}}{V_{in}})}{V_{in} - I_{out} \cdot V_{out} \cdot \frac{R}{V_{in}}} + \frac{V_{in} \cdot (V_{out} - V_{in})}{2L \cdot f_{sw} \cdot V_{out}} \quad (4.8)$$

$$I_{lpico} = 0,08 \cdot \frac{(40 + 0,5) - (0,08 \cdot 40 \cdot \frac{1}{7,4})}{7,4 - 0,08 \cdot 40 \cdot \frac{1}{7,4}} + \frac{7,4 \cdot (40 - 7,4)}{2 \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 40} \approx 0,52 A$$

Por otro lado, el incremento de corriente queda en:

$$\Delta I = \frac{V_{in} \cdot (V_{out} - V_{in})}{L \cdot f_{sw} \cdot V_{out}} \quad (4.9)$$

$$\Delta I = \frac{7,4 \cdot (40 - 7,4)}{470 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 40} \approx 0,13 A$$

Finalmente, el componente debe tener una corriente de saturación mínima de $I_{L_{pico}} + \Delta I = 0,52 + 0,13 = 0,65 A$. Así, se escoge el componente SRR1210-471M, con una corriente de saturación de 1 A. Este resultado, además permite escoger el modelo LT1172, con un pico de corriente máximo de 1,25 A

4.4. Diodo Rectificador

El diodo de salida en los convertidores Boost es una fuente de pérdidas considerable ya que debe soportar corrientes de pico elevadas y disipar potencia debido a su caída de tensión en conducción, además de sufrir pérdidas por recuperación inversa

al conmutar en modo continuo. Por ello, es importante realizar una selección cuidadosa basada en la corriente pico, la disipación de potencia y el voltaje de reverso. En la nota de aplicación 19, se recomienda el uso de diodos Schottky rápidos por su reducido voltaje de caída, V_f .

Así, se calcula la corriente pico que debe soportar el diodo:

$$I_{peak} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN}} + \frac{\Delta I}{2} \quad (4.10)$$

$$I_{peak} = \frac{40 \cdot 0,08}{7,4} + \frac{0,5}{2} \approx 0,68 \text{ A}$$

En base a este resultado, se escoge el SS26T3G [31], un diodo Schottky de recuperación rápida que soporta 2 A de corriente continua y 60 V de tensión inversa.

4.5. Condensador de Entrada

La corriente que alimenta al convertidor DC/DC es una señal triangular. Para reducir el estrés eléctrico sobre la batería y mejorar la respuesta del sistema ante demandas transitorias de corriente, es recomendable incluir condensadores cerámicos de desacoplamiento en la entrada. Estos condensadores permiten reducir el rizado de la corriente extraída de la batería, actuando como un elemento de almacenamiento de energía que absorbe las variaciones rápidas de corriente.

Los condensadores cerámicos son especialmente eficaces para el desacoplamiento gracias a su baja Resistencia en Serie Equivalente, ESR, y baja Inductancia en Serie Equivalente, ESL. Para reducir la inductancia parásita propia del enrutamiento de componentes, se deben colocar lo más cercanos posible a los nodos de conmutación.

Para determinar el valor de los condensadores, en primer lugar se calcula el rizado de corriente:

$$\Delta I_l = \frac{V_{in} \cdot (V_{out} - V_{in})}{f_{sw} \cdot L \cdot V_{out}} \quad (4.11)$$

$$\Delta I_l = \frac{7,4 \cdot (40 - 7,4)}{100 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 40} \approx 0,4 \text{ A}$$

Se realiza ahora un balance de energía en el condensador para calcular la capacitancia de entrada. Sabiendo que la corriente media de entrada debe ser cero, se deduce que la carga total que debe soportar el condensador debe ser:

$$q = \frac{1}{2} \cdot \Delta i \cdot T \quad (4.12)$$

Por otro lado, la carga sobre el condensador se relaciona con el incremento de voltaje de la siguiente manera:

$$q = C \cdot 2 \cdot \Delta V \quad (4.13)$$

Así, combinando 4.12 y 4.13 se logra relacionar el incremento de voltaje en el condensador con la capacitancia de este. Se busca lograr un máximo de un 5 % de rizado de voltaje de entrada.

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{in}} \quad (4.14)$$

$$C = \frac{0,4}{8 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 7,4} \approx 1,3 \mu F$$

Se establece entonces una capacitancia de entrada de 2 μF

4.6. Lazo de control

Al diseñar el lazo de compensación para el control en el modo corriente, la principal restricción se encuentra en el cero de fase mínima. Los ceros en el plano derecho, también conocidos como RHPZ por su nombre en inglés, añaden una pendiente de 20 dB/dcada con un retraso de fase de 90°. Este aumento de la magnitud desplaza la frecuencia de cruce a frecuencias más altas, forzando al lazo a cerrarse en una región espectral donde el margen de fase ya ha sido degradado, comprometiendo la estabilidad de la planta.

En términos físicos, la inestabilidad se explica por el retraso de fase de 90° de la bobina. En los convertidores Boost y Flyback, la corriente solamente fluye hacia el condensador cuando el transistor está abierto:

$$I_{out} = I_L \cdot (1 - D) \quad (4.15)$$

Si por un cambio de circunstancias como un aumento de carga, el voltaje de salida cae, el controlador va a pedir un mayor ciclo de trabajo para compensarlo. La bobina se comporta como un integrador, por lo que su corriente tarda varios ciclos en aumentar. En el instante inicial, el término (1-D) cae mientras I_L permanece constante, provocando que la corriente inyectada en el condensador caiga. Esto agrava la reducción del voltaje de salida, engañando al controlador, que pedirá un ciclo de trabajo mayor. Si la frecuencia de cruce no está bien delimitada, la situación puede degenerar en una retroalimentación positiva que satura el modulador.

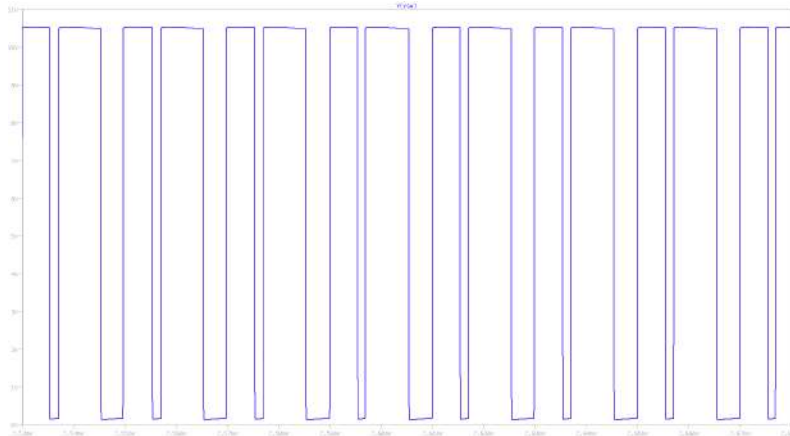


Figura 4.7: Voltaje de conmutación inestable

La imagen 4.7 muestra un control claramente inestable, donde el ciclo de trabajo cambia para evitar la oscilación del voltaje a pesar de estar en un régimen permanente.

Por tanto, es crítico un exhaustivo diseño de la red de compensación, realizado en base a la nota de aplicación SLVA636 de Texas Instruments [32]. La planta del sistema se ha fijado con el libro 'Fundamentos de Electrónica de Potencia' de Erickson y Maksimović [33].

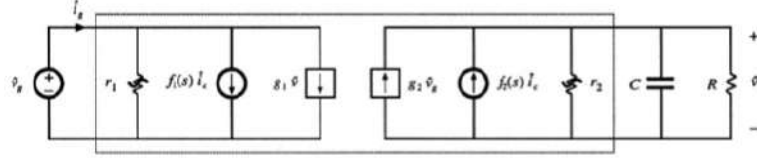


Figura 4.8: Circuito para el modelado de pequeña señal de los circuitos Reductor, Elevador y Reductor-Elevador

Los parámetros de pequeña señal utilizados se muestran a continuación:

Converter	g_1	f_1	r_1	g_2	f_2	r_2
Boost	0	1	∞	$\frac{1}{D'R}$	$D' \left(1 - \frac{sL}{D'^2 R}\right)$	R

Tabla 4.1: Parámetros del modelo de pequeña señal para control por corriente

Por otro lado, la función de transferencia entre la señal de control y la salida es la siguiente:

$$G_{vc}(s) = f_2(r_2 \parallel R \parallel \frac{1}{sC}) \quad (4.16)$$

4.6.1. Impedancia total de salida

De acuerdo con la tabla de parámetros 4.1, la resistencia interna del generador equivalente, r_2 es igual a la impedancia de carga, R . Por tanto, la resistencia equivalente de salida es la siguiente:

$$R_{eq} = r_2 \parallel R = R \parallel R = \frac{R}{2} \quad (4.17)$$

Por otro lado, la impedancia propia del condensador de salida queda definida en base a la resistencia en serie equivalente, la capacitancia, C y su resistencia en serie, R_C , por lo que la impedancia total de salida queda en:

$$Z_{out} = \frac{R}{2} \parallel (R_c + \frac{1}{sC}) = \frac{R}{2} \cdot \frac{1 + scR_C}{1 + sC(R_C + R/2)} \quad (4.18)$$

R_C es órdenes de magnitud menor que la resistencia de carga, por lo que se puede simplificar la expresión:

$$Z_{out} = \frac{R}{2} \parallel (R_c + \frac{1}{sC}) = \frac{R}{2} \cdot \frac{1 + scR_C}{1 + sCR/2} \quad (4.19)$$

4.6.2. Función de transferencia

El término del generador de corriente, f_2 , modela el retardo en la entrega de energía durante el periodo de conducción del MOSFET. En este elemento se introduce el cero de fase no mínima:

$$f_2(s) = D' \left(1 - \frac{sL}{D'^2 R} \right) \quad (4.20)$$

La frecuencia del cero de fase no mínima, RHPZ, queda así en:

$$f_{RHPZ} = \frac{D'^2 R}{L} = \frac{0,185^2 \cdot 500}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-6}} \approx 6 \text{ kHz} \quad (4.21)$$

Así, la función de transferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de control, $G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{v}_c}$, se define como el producto de la impedancia total (4.19) por el término del generador corriente. Cabe destacar la adición del factor de la transconductancia R_i , que traduce el voltaje de control a la señal de corriente de control:

$$G_{vc}(s) = \frac{D' R}{2R_i} \cdot \frac{(1 + sCR_c) \left(1 - \frac{sL}{D'^2 R}\right)}{1 + s\frac{RC}{2}} \quad (4.22)$$

Por tanto, la planta depende de la carga, la potencia y el condensador de salida. Por ello, antes de diseñar el lazo de compensación, se deben definir estos parámetros.

4.6.3. Condensadores de salida

El condensador de salida, C_{out} , es una pieza clave del circuito que permite modular el rizado del voltaje de salida mediante dos parámetros, la capacitancia que almacena energía cuando el transistor deja de conducir y la resistencia en serie equivalente o ESR. Según la nota técnica AN19 [29], la capacitancia está limitada a contribuir solamente un 33 % del voltaje de rizado máximo, V_{p-p} , que se establece en el 5 % del voltaje de salida.

$$C_{out} \geq \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{f_{sw}(V_{in} + V_{out}) \cdot (0,33 \cdot V_{p-p})} \quad (4.23)$$

$$C_{out} \geq \frac{40 \cdot 0,08}{100 \cdot 10^3(7,4 + 40) \cdot (0,33 \cdot 0,05 \cdot 40)} \approx 1 \mu\text{F}$$

Por otro lado, el 67 % restante del rizado se atribuye a la resistencia en serie del condensador, a continuación se calcula la ESR máxima que puede tener el condensador elegido:

$$ESR_{MAX} = \frac{0,67 \cdot V_{p-p} \cdot V_{in}}{I_{out}(V_{in} + V_{out})} \quad (4.24)$$

$$ESR_{MAX} = \frac{0,67 \cdot 0,05 \cdot 40 \cdot 7,4}{0,08(7,4 + 40)} = 2,61 \Omega$$

Como se puede ver, la ESR lograda es muy alta, por lo que no supone una restricción en la selección del componente. El rizado total de la tensión queda en:

$$V_{p-p} = I_{out} \frac{V_{in} + V_{out}}{V_{in}} \cdot ESR + \frac{V_{out}}{(V_{in} + V_{out}) \cdot f_{sw} \cdot C_{out}} \quad (4.25)$$

$$V_{p-p} = 0,08 \frac{7,4 + 40}{7,4} \cdot ESR + \frac{40}{(7,4 + 40) \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot C_{out}}$$

La capacitancia, por otro lado, también afecta a la estabilidad del lazo, en la ecuación 4.22 se muestra como el polo dominante es trasladado a frecuencias más altas al reducir el valor del condensador. Esto resulta en una mayor ganancia a compensar, que reduce la resistencia de compensación y a su vez eleva la capacitancia de compensación. Así, para el C_{out} calculado en la ecuación 4.23, el condensador de compensación resultante sería del orden de microfaradios. Debido a la baja corriente máxima de salida que puede dar el pin Vc del controlador, 350 μ A, el lazo de control sería demasiado lento. Por ejemplo, para elevar el voltaje de 0,5 a 1,5 V el controlador tardaría:

$$t_{rise} = C_{out} \cdot \frac{\Delta V}{I} \quad (4.26)$$

$$t_{rise} = 1 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{350 \cdot 10^{-6}} \approx 3 \text{ ms}$$

Esta latencia de 2 ms en el pin de control supondría un cuello de botella en el control del voltaje, reduciendo su capacidad de absorber perturbaciones y acercándose a la inestabilidad. En consecuencia, se opta por elevar el condensador de salida hasta un valor cercano a los 10 μ F, reduciendo el condensador de compensación un 90 %.

Finalmente, es crítico calcular la corriente media que debe soportar el condensador. Como es sabido, este componente abastece de energía a la carga cuando el interruptor principal está cerrado, lo cual implica un alto rizado de corriente pasando a través de la ESR, calentando el condensador. Según la ley de Arrhenius, un incremento de 10 °C reduce a la mitad la vida útil del componente. La corriente de salida [34] es:

$$I_{RMS} = I_{out} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (4.27)$$

$$I_{RMS} = 0,08 \cdot \sqrt{\frac{0,815}{1-0,815}} \approx 0,17 \text{ A}$$

Selección de Condensadores Comerciales

Además de la capacitancia y el voltaje nominal, la resistencia en serie del condensador de salida, ESR, toma un papel relevante tanto en la estabilidad del lazo como del rizado del voltaje de salida. Como se ha explicado, es interesante que la impedancia en la frecuencia de conmutación sea pequeña, sin embargo es preferible tener algo de ESR en la frecuencia de cruce. En la sección 4.6.2, se ha mostrado que el condensador de salida forma un cero definido como:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_{out}} \quad (4.28)$$

Así, condensadores con una alta ESR colocan el cero alrededor del kHz, cercano a la frecuencia de cruce, 2 kHz. Este cero inyecta un adelanto de fase que contrarresta la caída provocada por los polos dominantes, elevan el margen de fase y mejorando la estabilidad del lazo. Sin embargo, si la ESR es baja, el cero se desplaza a frecuencias más altas, reduciendo el margen de fase.

En este contexto, resulta complicado obtener un condensador que aúne ambas características. Por un lado, los condensadores electrolíticos tienen una alta ESR estable a lo largo del espectro frecuencial.

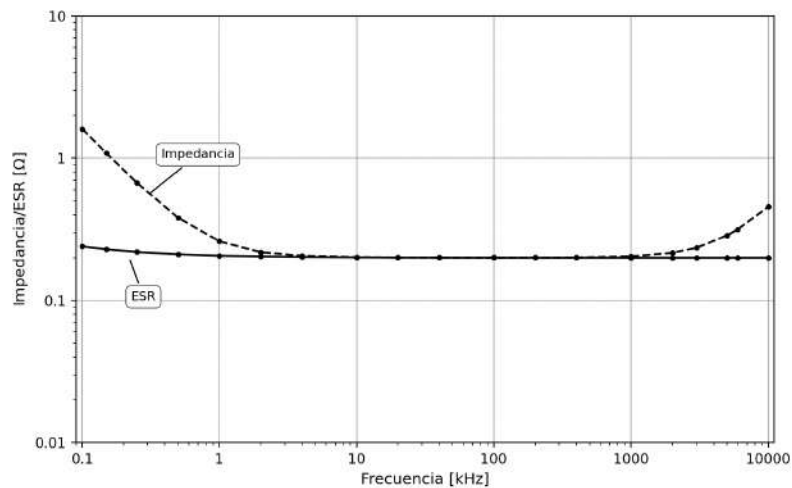


Figura 4.9: Impedancia y ESR tipo de un condensador electrolítico

Por otro lado, la ESR de los condensadores cerámicos se reduce considerablemente al aumentar la frecuencia.

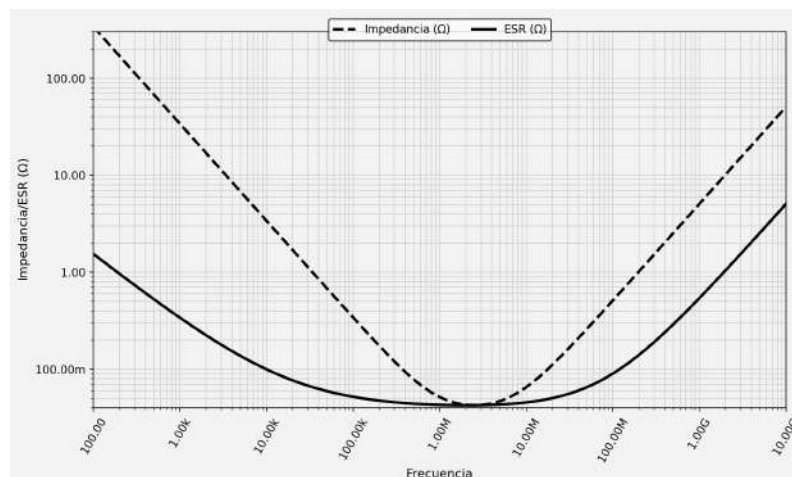


Figura 4.10: Impedancia y ESR tipo de un condensador cerámico

Así, se opta por poner un condensador electrolítico en paralelo con un condensador cerámico de manera que la ESR del primero domine en la frecuencia de cruce y la ESR del segundo domine en la frecuencia de conmutación.

El condensador electrolítico escogido es el EEU-FR1J180 [35] de Panasonic, un condensador de 18 μF con una ESR de 0,5 $\text{k}\Omega$ capaz de sobrellevar un rizado de corriente de hasta 175 mA.

A propósito del condensador cerámico, se escoge un condensador de Samsung de 1 μF [36], con una ESR de apenas 30 $\text{m}\Omega$ en la frecuencia de conmutación. Al colocar ambos condensadores en paralelo, la ESR del cerámico domina sobre la del electrolítico, reduciendo así el rizado de la tensión de salida. Por otro lado, en la frecuencia de corte, es el electrolítico el que domina, colocando el cero cercano a la frecuencia de corte.

4.6.4. Diseño del Compensador

Dada la arquitectura interna del controlador, la red de compensación no se implementa mediante un amplificador operacional clásico, sino a través de un amplificador de transconductancia operacional (OTA), en el cual la tensión diferencial genera una corriente de salida [37]. La ganancia del amplificador del error está formada por el factor de atenuación del divisor de la tensión de salida, $\alpha = \frac{V_{ref}}{V_{out}}$, y por su transconductancia intrínseca, g_m , la cual corresponde a la ganancia entre el voltaje diferencial y la corriente de salida, $I_{out} = (V_{in+} - V_{in-}) \cdot g_m$. En el controlador utilizado, la transconductancia varía entre los 3000 y 6000 μS . El valor más restrictivo corresponde al límite superior, ya que, al inyectar mayor ganancia al sistema, la frecuencia de corte se desplaza a frecuencias más altas, acercándose a la frecuencia del RHPZ.

Para estabilizar el sistema, se diseña una red de compensación de tipo II simplificado, formado por una resistencia, R_1 , y un condensador, C_1 , en serie conectados entre el pin de control y tierra. La resistencia R_1 se dimensiona para forzar que la ganancia de lazo abierto cruce los 0 dB exactamente en la frecuencia de cruce deseada, f_c . Invirtiendo la ganancia de la etapa de potencia en dicho punto ($|G_p(f_c)|$), se obtiene:

$$R_1 = \frac{1}{|G(f_c)| \cdot \alpha \cdot g_m} \quad (4.29)$$

El condensador en serie C_1 establece un cero de compensación (f_z) destinado a proporcionar el adelanto de fase necesario para contrarrestar el polo dominante de la planta:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_z} \quad (4.30)$$

En la nota de aplicación SLVA636, se recomienda establecer la frecuencia de cruce a un quinto de la frecuencia del RHPZ. Sin embargo, esta eleva la capacitancia del condensador hasta los 2 μF , lo cual reduciría el ancho de banda del lazo, se coloca por tanto a $f_{RHPZ}/3 = 2 \text{ kHz}$. Así mismo, el cero de compensación se coloca a un quinto de la frecuencia de cruce.

Cálculos

Tanto el diagrama de Bode como los cálculos se han realizado mediante un script de Python, apoyándose en la librería de procesamiento de señales `scipy.signal`

[38]. A través de la función de generación del gráfico de Bode, se ha calculado la ganancia en la frecuencia de cruce para calcular el valor de R_1 . Finalmente, se ha computado la respuesta frecuencial completa del lazo cerrado, generando los diagramas de magnitud y fase. Los cálculos se han realizado en el punto más crítico, es decir cuando la frecuencia del RHPZ se desplaza hacia frecuencias más bajas. Como se ha visto en la ecuación 4.21, la frecuencia es proporcional a la resistencia de carga y a D'^2 . Al desplazarse a la izquierda, minimiza el margen de fase, por tanto, la situación más crítica ocurre en la carga mínima, $500\ \Omega$, y el voltaje máximo, 40 V .

Los resultados obtenidos son $R_2 = 4,4\text{ k}\Omega$ y $C_1 = 90\text{ nF}$, con un margen de fase de 46°

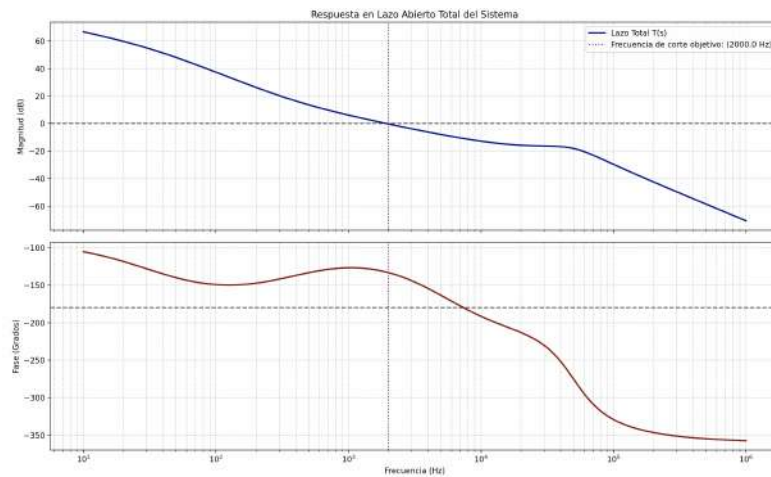


Figura 4.11: Gráfico de Bode de la respuesta en lazo abierto

Para evaluar los resultados, se simula el circuito mostrado en la figura 4.12 en LTSpice, los resultados obtenidos en el punto crítico se pueden ver en la figura 4.13

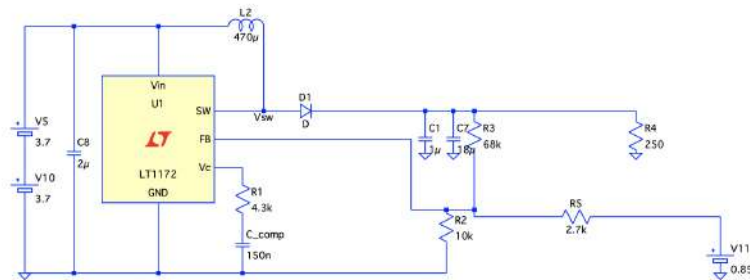


Figura 4.12: Circuito de Simulación



Figura 4.13: Señal de salida(rojo) y señal de conmutación (azul)

La figura 4.13 muestra un rizado mínimo y una señal de conmutación constante, denotando estabilidad.

Por otro lado, al reducir el voltaje de salida y el ciclo de trabajo, la ganancia ($\frac{D'R}{2R_i}$) aumenta, desplazando la frecuencia de cruce. Los valores calculados con el script se han establecido para una frecuencia de cruce a 2kHz. A esa frecuencia, el compensador garantiza los 45° de margen. Sin embargo, cuando el voltaje baja, la ganancia de la planta se eleva, empujando la curva de magnitud hacia arriba y desplazando la frecuencia de cruce hacia la derecha. En esta frecuencia, el efecto del lazo de compensación es reducido, minimizando así el margen de fase.

Se estima una impedancia de la piel mínima de 500 ohm, por lo que se evalúan los siguientes puntos con dos resistencias de carga mínimas en paralelo:

- Mínimo voltaje de salida: (250 Ω , 10 V)

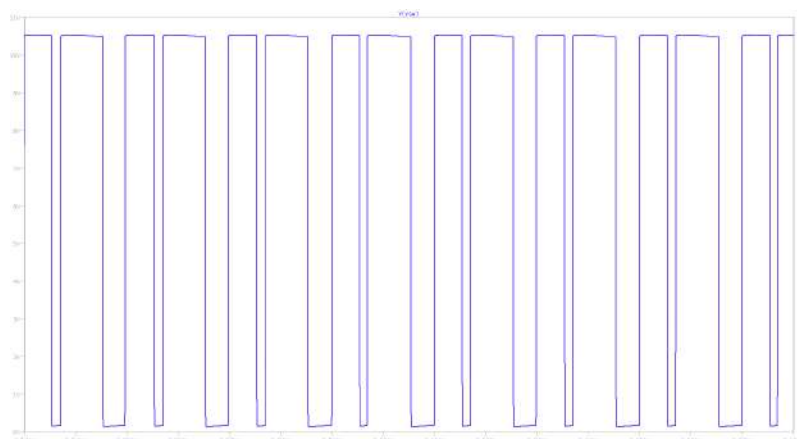


Figura 4.14: Señal de conmutación inestable, 250 Ω , 10 V

La simulación arroja un señal de conmutación inestable, por lo que se incrementa la capacitancia del condensador de compensación a 150 nF:

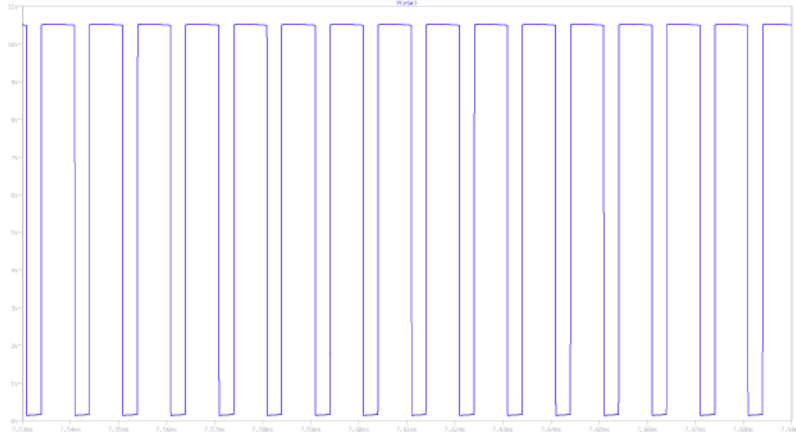


Figura 4.15: Señal de conmutación estable, $250\ \Omega$, 10 V

Tras cambiar el condensador, se logra la estabilidad.

- Voltaje mínimo a corriente máxima: ($250\ \Omega$, 20 V)

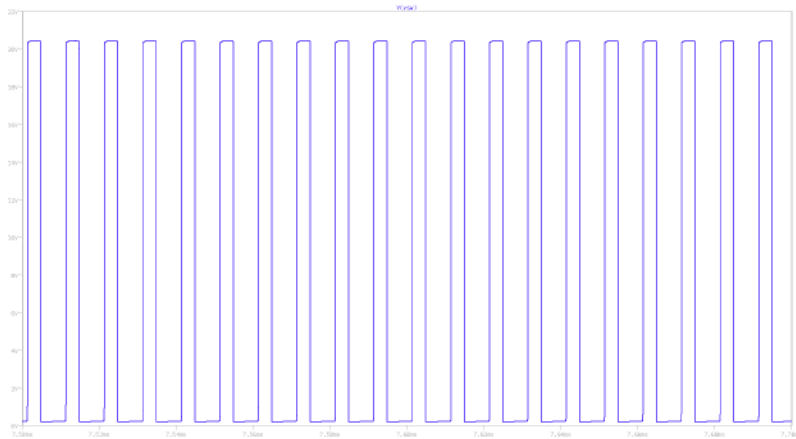


Figura 4.16: Señal de conmutación estable, $250\ \Omega$, 20 V

Se logra también un resultado satisfactorio.

4.7. Apagado controlado

Un apagado rápido del convertidor de tensión es clave para la seguridad del usuario y la integridad del dispositivo. Por ello, se implementa un circuito mediante el cual se establecen dos motivos de apagado. Tanto el microcontrolador como el cargador de batería BQ25886 [39] pueden enviar la orden mediante una señal digital.

El LT1170 no dispone de un pin de 'Enable' sino que se deshabilita fijando a tierra el pin de control V_c , se añade el siguiente circuito.

El circuito tiene dos entradas. La entrada denominada 'EN_ESP' es gobernada por el microcontrolador, al ponerse a uno su transistor pasa a conducir, fijando V_c a tierra. Por otro lado, la entrada 'EN_CONV' corresponde al pin /PG del cargador.

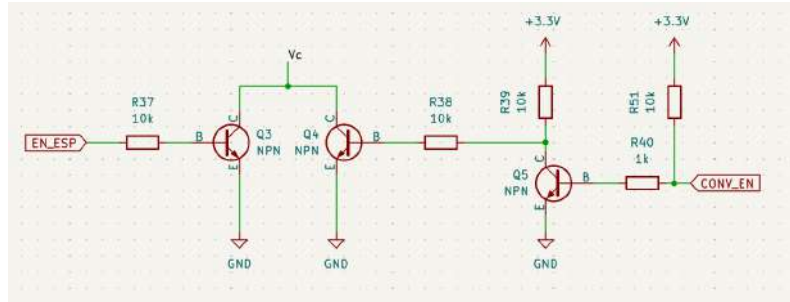


Figura 4.17: Circuito de apagado

Como se explicará en el capítulo 10, el convertidor no puede ser encendido cuando la batería se está cargando. La salida /PG , normalmente flotante, se pone a cero durante la carga de la batería, por lo que se ha añadido un transistor auxiliar para lograr la lógica negada.

Para que el controlador entre en el modo de apagado, el voltaje en el pin V_c debe quedar por debajo de 100 mV. Por tanto, para asegurar el apagado, se debe escoger un transistor con un voltaje colector - emisor de saturación, V_{CEsat} por debajo de este rango. Así, se escoge el transistor de onSemi, NSS40201LT1G [40], con un V_{CEsat} máximo de 60 mV con una corriente en el colector de 1 A y corriente de base de 0,1 A.

Capítulo 5

Control de Corriente

La naturaleza del dispositivo TENS exige un control de corriente independiente de la carga en un extenso rango, de 0 a 40 mA, equivalente a una fuente de corriente. Lograr este comportamiento con un convertidor Boost implicaría la implementación de un robusto lazo de control y una medida de corriente precisa. Por otro lado, a pesar de que el voltaje de salida del convertidor DC/DC puede ser controlado desde los 10 a 40 V, este rango es insuficiente para inyectar pequeñas corrientes, como 5 mA a una carga de 1 k Ω .

En consecuencia, se han valorado diferentes topologías de fuentes de corriente controladas a través del microcontrolador.

5.1. Espejo de Corriente

El Espejo de Corriente es un sencillo circuito muy habitual en este tipo de aplicaciones. Está formado por dos ramas que contienen sendos transistores BJTs conectados de manera que por ambas ramas pasa la misma corriente.

Como se puede ver en la imagen 5.1, las bases de los dos transistores están cortocircuitadas. Si el voltaje Base-Emissor, V_{BE} , de ambos es el mismo, la corriente que pasa por sus bases es la misma, resultando la siguiente relación entre la corriente de referencia y la corriente de salida. A partir del sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} I_{ref} = \beta \cdot I_b + 2I_b \\ I_{out} = \beta \cdot I_b \end{cases} \quad (5.1)$$

Despejando I_b y sustituyendo, se deduce directamente que:

$$I_{out} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_{ref} \quad (5.2)$$

Así, si β tiende a infinito, la corriente de referencia se iguala a la corriente de salida. Sin embargo, si debido a las tolerancias de fabricación, los transistores son diferentes y el V_{BE} de ambos transistores difiere, el equilibrio del circuito se rompe. Por ejemplo, si el transistor con un mayor V_{BE} trabaja en zona activa, el otro transistor estará en saturación. Para tratar con esto, se ofrecen en el mercado transistores emparejados, integrados que contienen dos BJTs fabricados para tener

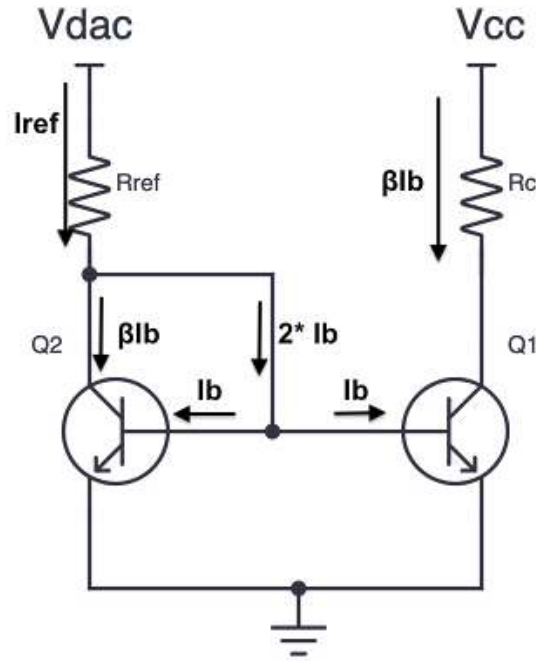


Figura 5.1: Circuito del Espejo de Corriente básico

características casi idénticas y que aseguran condiciones de temperatura equivalentes en ambos. Para las pruebas de laboratorio, se ha escogido el integrado de Nexperia BCM56DF [5].

Por otro lado, los espejos de corriente se pueden utilizar no solo para copiar la corriente de una rama en la otra sino multiplicar la corriente de referencia por un factor. Esto resulta especialmente útil para el diseño del TENS: La DAC no puede dar más de 25 mA [41] por lo que es necesario multiplicar esta corriente para conseguir la corriente máxima del dispositivo, 40 mA. Haciendo uso de la siguiente fórmula, es posible establecer el factor de multiplicación:

$$I_{ref} \cdot R_{D2} = I_{out} \cdot R_{D1} \quad (5.3)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{R_{D2}}{R_{D1}}$$

Gracias a esto, se logra que la DAC encargada de suministrar la corriente de referencia pueda indicar que se trabaje en todo el rango de corrientes de salida sin tener que suministrarla. En el caso del MCP4725, su corriente de salida máxima es 25 mA, por lo que basta con lograr un factor de $k = 2$ en el espejo de corriente.

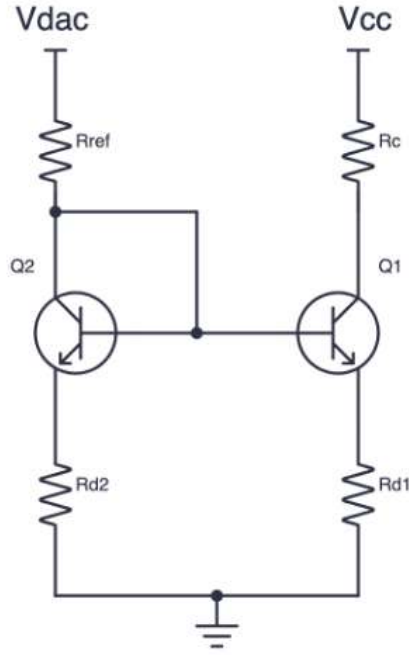


Figura 5.2: Multiplicador de corriente

Además, R_{D1} sirve también como resistencia de medida de la corriente transmitida al usuario. Se establece que esta sea 15Ω , por lo que la resistencia R_{D2} es:

$$R_{D2} = k \cdot R_{D1} = 2 \cdot 15\Omega = 30\Omega \quad (5.4)$$

Como resultado, la corriente recibida por el paciente será de alrededor del doble de la transmitida por el DAC independientemente del voltaje producido por el convertidor Boost. Para el cálculo de la resistencia de referencia, R_{ref} , se establece que la corriente máxima que puede dar la DAC sea 20 mA a 3,3 V:

$$I_{ref} = \frac{V_{DAC} - V_{BE}}{R_{D2} + R_{ref}} \quad (5.5)$$

$$R_{ref} = \frac{V_{DAC} - V_{BE}}{I_{ref}} - R_{D2} = \frac{3,3 - 0,5}{0,02} - 30 = 110\Omega$$

5.1.1. Efecto Early y Espejo de Corriente de Wilson

El efecto Early es una no idealidad de los transistores BJTs que evita que la corriente de salida sea independiente del voltaje de alimentación en espejos de corriente simples. Como se puede ver en la figura 5.3, la corriente del colector no es independiente del voltaje colector emisor. Esto supone que al elevar el voltaje de alimentación, la corriente de salida cambie aunque la corriente de referencia se mantenga constante.

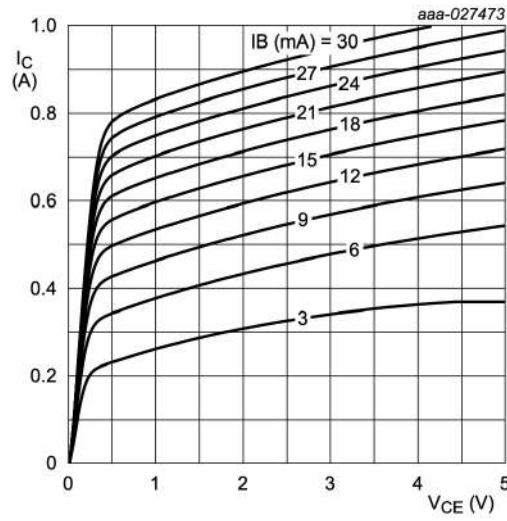


Figura 5.3: Corriente de Colector en función del voltaje Colector Emisor [5]

Este comportamiento indeseado ha sido tratado por el Espejo de Corriente de Wilson, diseñado en 1967 por George R. Wilson [8]. En este circuito, se añade un tercer transistor en la rama seguidora para estabilizar la corriente de salida frente a variaciones del voltaje de alimentación:

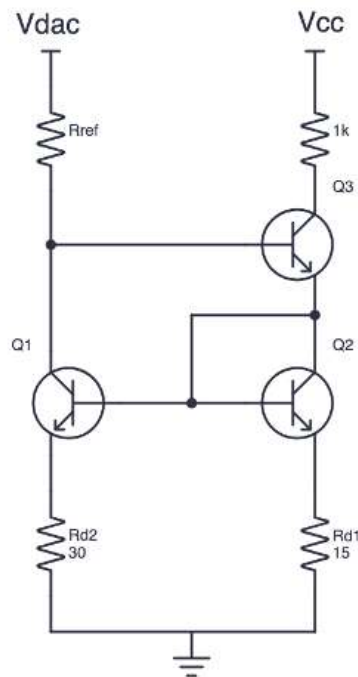


Figura 5.4: Espejo de Corriente de Wilson

En el espejo de corriente de Wilson, el efecto Early se produce solamente sobre el transistor Q3, ya que el voltaje colector-emisor del transistor Q2 está fijo al voltaje base, ≈ 700 mV. El siguiente lazo de control se efectúa al subir el voltaje de alimentación V_{cc} :

1. Al elevarse el V_{CE} de Q3, la corriente de salida, I_{out} , sube en el colector de Q3 por efecto Early y se transmite al colector de Q2.
2. Al estar Q2 en configuración espejo de corriente con Q1, la corriente del colector de Q1 también tiende a subir.
3. Dado que la corriente de referencia está fijada por la rama de entrada, el aumento de I_{c1} hace que la corriente en la base del transistor Q3, I_{B3} , disminuya:

$$I_{ref} = \frac{V_{DAC} - 2 \cdot V_{BE}}{R_{ref}} = I_{C1} + I_{B3} \quad (5.6)$$

4. Al disminuir I_{B3} , la conducción de Q3 se reduce, estabilizando la corriente de salida, I_{out} , cerca del valor de consigna. El sistema alcanza un equilibrio donde la ganancia del lazo minimiza el error residual.

A pesar de haber contrarrestado el efecto Early y lograr que la corriente de salida dependa exclusivamente de la corriente de referencia, la dependencia térmica de la tensión base-emisor en los transistores impiden realizar un mapeo lineal preciso entre la tensión del DAC y la corriente de salida. Esta inestabilidad obliga a añadir un lazo de control cerrado que ajuste dinámicamente el voltaje de referencia en base a una medida precisa de la corriente en la carga. Por tanto, se desecha esta topología.

5.2. Sumidero de Corriente

El sumidero de corriente es un circuito muy utilizado como fuente de corriente, está formado por un amplificador operacional y un transistor MOSFET.

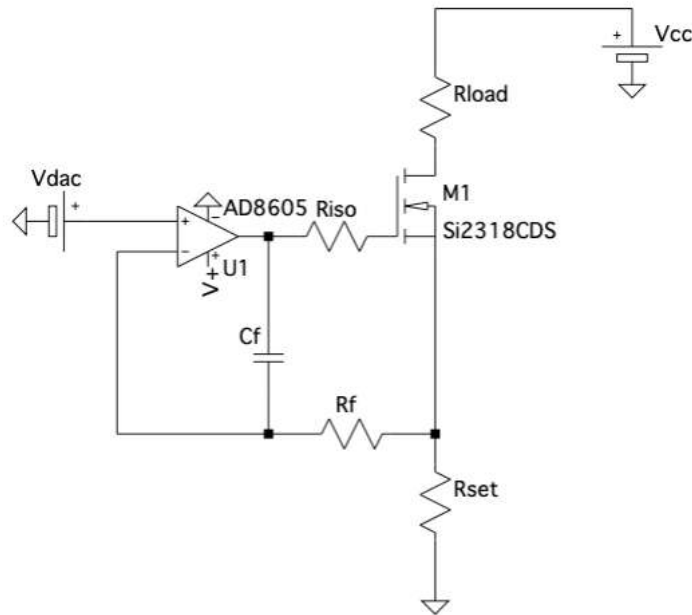


Figura 5.5: Circuito Base Sumidero de Corriente

El funcionamiento del circuito es sencillo: debido a la realimentación negativa, el operacional modifica su salida para igualar el voltaje en la terminal positiva con la tensión de la terminal negativa. Para lograrlo, el operacional modula la tensión de puerta, V_{GS} , del MOSFET, regulando así la corriente que pasa por R_{set} . Al contrario que en el espejo de corriente la relación entre la tensión de referencia y la corriente de salida es lineal y depende exclusivamente de la ley de Ohm. Por ejemplo, para fijar una corriente de 40 mA con una tensión de referencia de 1 V, basta con calcular la resistencia entre la fuente del MOSFET y tierra:

$$R_{set} = \frac{1}{0,04} = 25 \Omega \quad (5.7)$$

Por tanto, se opta por esta topología para lograr el comportamiento del dispositivo como fuente de corriente .

En lo que se refiere al amplificador operacional, se escoge un 'rail-to-rail' con un voltaje de offset reducido. En este caso, el AD8605[42] tiene un ancho de banda de 10 MHz y un voltaje de offset de un máximo de 65 μ V. En cuanto al MOSFET, se ha escogido el Si2318CDS [43], el cual quema la potencia sobrante del circuito. Así, si V_{cc} es 40 V, la carga es 1 k Ω y se solicitan 20 mA, la potencia consumida por el MOSFET sería la siguiente:

$$\begin{aligned} P_{MOSFET} &= I_{load} \cdot V_{MOSFET} = I_{load} \cdot (V_{cc} - I_{load} \cdot (R_{load} + R_{set})) \\ P_{MOSFET} &= 0,02 \cdot (40 - 0,02 \cdot 1000 - 0,02 \cdot 25) = 390 \text{ mW} \end{aligned} \quad (5.8)$$

En el contexto del circuito, el voltaje en el drenador puede llegar a ser de 20 V. Para reducir el peligro de rotura del componente, se escoge el Si2318CDS con un voltaje drenador-fuente, V_{DS} máximo de 40 V y con una disipación de potencia máxima de 2,1 W a 25 °C. Además, el modelo tiene una reducida capacitancia de entrada de 340 pF, clave en la estabilidad del sistema.

Finalmente, se debe tener en cuenta la tensión umbral del MOSFET, $V_{GS(th)}$. El amplificador operacional es alimentado por 3,3 V los provenientes del microcontrolador, por lo que debe poder saturar el transistor por debajo de la tensión de alimentación. El MOSFET escogido tiene un $V_{GS(th)}$ máximo de 2,5 V por lo que resulta apropiado.

Por otro lado, R_f , C_f y R_{iso} se colocan para alcanzar la estabilidad del circuito, estos se calculan en la sección siguiente.

5.2.1. Estabilidad del Sistema

La implementación de una fuente de corriente controlada por tensión requiere de un análisis profundo de la estabilidad del sistema. En esta topología, el amplificador operacional interactúa directamente con la capacitancia de entrada del MOSFET de potencia, lo cual introduce un polo adicional en la función de transferencia de lazo abierto. Sin la compensación adecuada, esta interacción reduce el margen de fase del sistema, derivando en respuestas transitorias oscilatorias o incluso en la inestabilidad del sistema.

Para los cálculos de los componentes, se ha hecho uso de la hoja de aplicación de Texas Instruments SNOAA79[44]. El circuito utilizado para el análisis de la respuesta AC en lazo abierto es muestra en la figure 5.6:

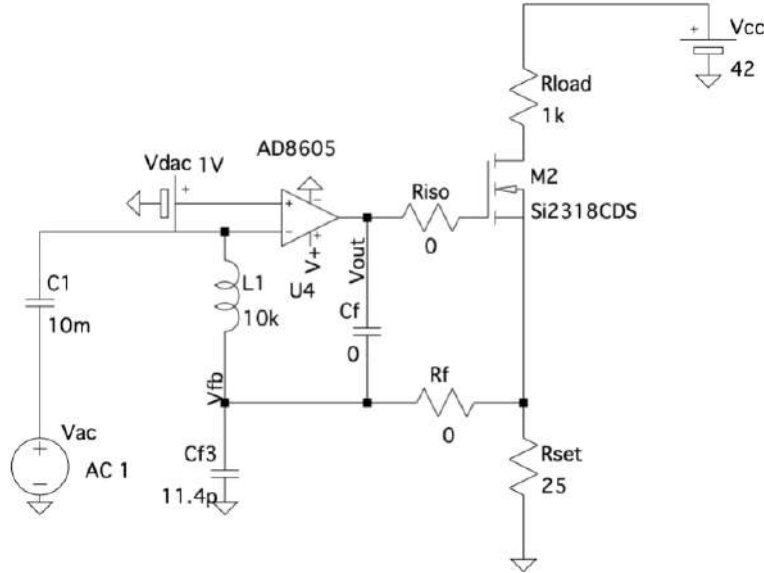


Figura 5.6: Circuito para análisis de estabilidad

Para generar las curvas de lazo abierto en el simulador, el circuito debe tener un lazo de realimentación cerrado para DC y abierto para AC, esto se logra con la adición de L1 y C1. Como se puede ver en la figura, sus valores son grandes para asegurar que se cumplen ambos criterios en la simulación. Las curvas que se analizan son las siguientes:

- A_{ol} : Representa la ganancia diferencial propia del amplificador operacional sin realimentación. En este circuito, corresponde a la relación entre la tensión de salida, V_{out} , y la señal de error de sus entradas.
- $\frac{1}{\beta}$: Define la ganancia inversa del Factor de Realimentación. Se calcula como el cociente entre el voltaje de salida, V_{out} , y la señal de realimentación, V_{fb} . Idealmente esta debe ser una curva horizontal, sin embargo, la presencia de la capacitancia del MOSFET puede generar un cero.
- $A_{ol} \cdot \beta$: Define la ganancia de Lazo, es el producto de la ganancia de lazo abierto y el factor de realimentación, representa la ganancia que una señal experimenta al recorrer el lazo. Es la curva fundamental para el análisis de estabilidad.

Se comienza el análisis con los componentes de compensación a cero:

En la primera simulación, se obtiene un margen de fase de 40° . Este circuito ya es estable, sin embargo, se recomienda un margen de fase de al menos 45° . Para lograrlo, se calcula la resistencia de puerta, Riso, haciendo uso de la capacitancia

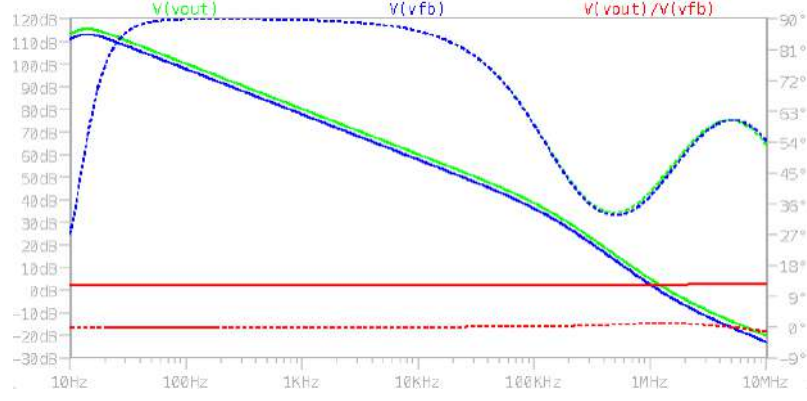


Figura 5.7: Diagrama Bode Base

de entrada del condensador escogido [43] y la frecuencia donde A_{OL} está a 20 dB, 378 kHz.

$$R_{iso} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{20dB_{AOL}} \cdot C_{iss}} \quad (5.9)$$

$$R_{iso} = \frac{1}{2\pi \cdot 378 \cdot 10^3 \cdot 340 \cdot 10^{-12}} \approx 1,2 \text{ k}\Omega$$

La adición de R_{iso} añade un cero en la señal de $1/\beta$, haciendo que el sistema continúe siendo marginalmente estable. Para compensarlo, se añade un polo de alta frecuencia en el lugar del cero, $\frac{1}{\beta}$, a alrededor de 35 kHz.

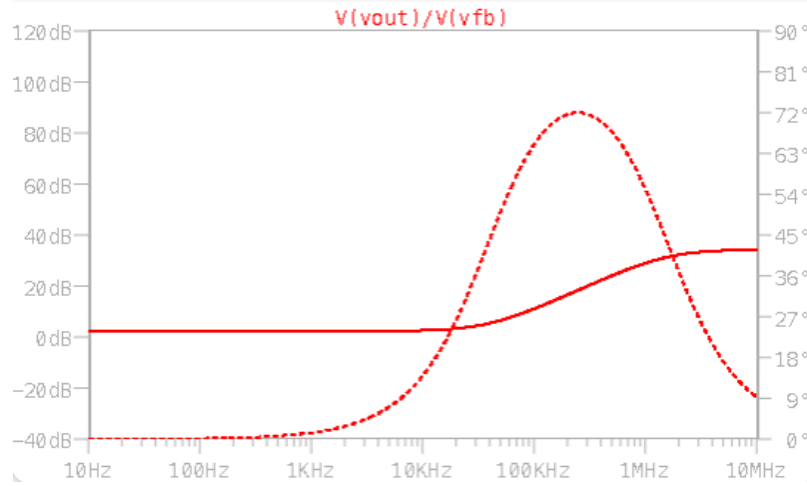


Figura 5.8: Curva de la señal $\frac{1}{\beta}$

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot R_{iso} \cdot f_{z\frac{1}{\beta}}} \quad (5.10)$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot 1,2 \cdot 10^3 \cdot 35 \cdot 10^3} \approx 4 \text{ nF}$$

Al añadir el polo de C_f , se añade sin embargo un pico que causa inestabilidad:

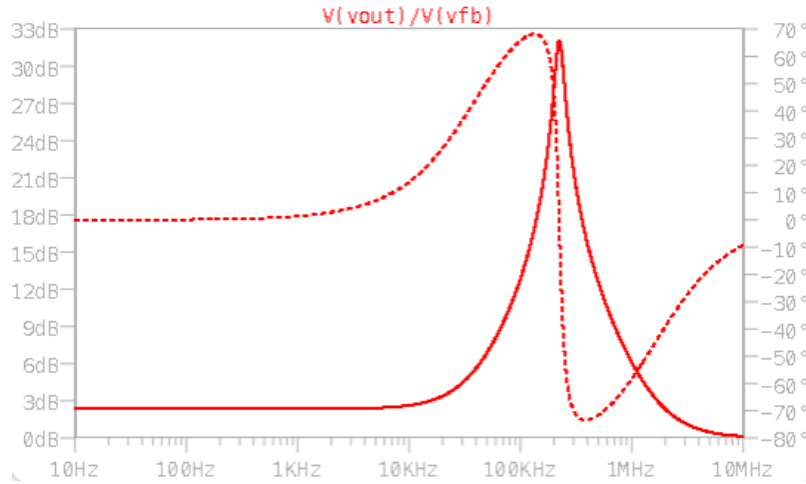


Figura 5.9: Curva de la señal $\frac{1}{\beta}$ tras la adición de C_f

Contra esto, se debe añadir una resistencia, R_f , que allane la curva. Para su valor, se recomienda escoger una resistencia entre 1 y 10 k Ω . Escogiendo 5 k Ω , se logra una margen de fase de 60 $^\circ$ en la curva $\frac{1}{\beta}$:

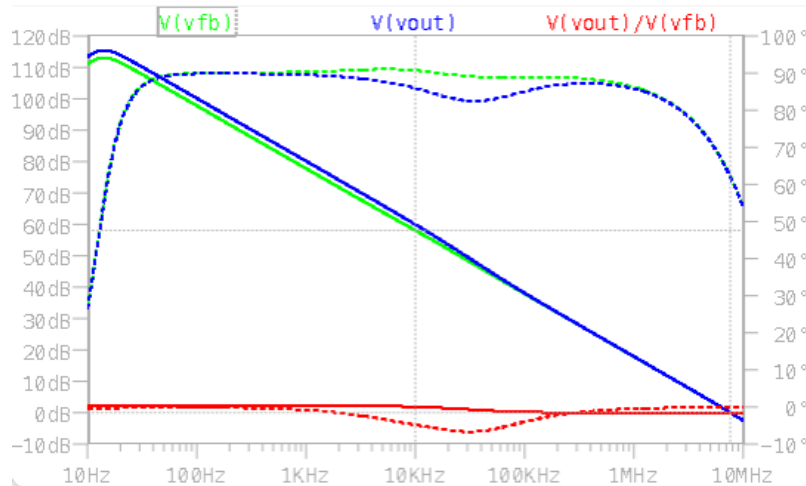


Figura 5.10: Diagrama Bode tras la compensación

5.2.2. Eficiencia

A pesar de lograr el comportamiento deseado, el circuito dista de ser eficiente, ya que el exceso de tensión generado por el convertidor de potencia es quemado en el transistor. En el supuesto que el voltaje de alimentación sea de 40 V y se está solicitando solamente 20 mA por una carga de 1 k Ω , la caída de tensión en el transistor sería de 20 V, suponiendo un consumo de potencia de 400 mW junto a los también 400 mW consumidos por la carga. De esta manera, la eficiencia cae hasta el 50 %.

Para mejorar la eficiencia del circuito, se opta por modular el voltaje de salida del convertidor Boost de tal manera que nunca haya más 5 V de margen en el BJT,

limitando así la potencia consumida.

5.3. Puente de conmutación

La estimulación electromagnética consiste en la aplicación de pulsos de corriente constante durante un periodo de tiempo. Hay dos tipos principales de estimulación: la monofásica y la bifásica. Mientras que la primera consiste en dar pulsos positivos, la segunda da pulsos positivos y negativos alternativamente, logrando un valor medio de cero.

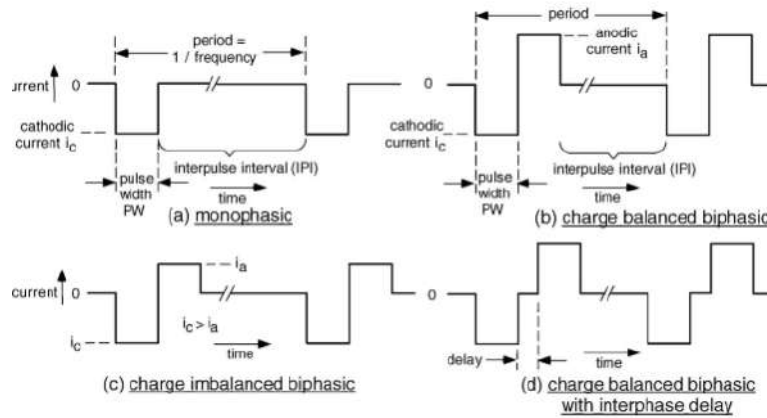


Figura 5.11: Patrones de electroestimulación [6]

Según Merrill et al. [6], la estimulación monofásica puede ser perjudicial para el paciente. Su uso puede implicar un mayor daño al tejido debido a que la carga inyectada produce productos electroquímicos tóxicos. La estimulación bifásica equilibrada en carga, por otro lado, protege al tejido al revertir estos procesos electroquímicos. Es por tanto necesario colocar un puente de conmutación a la salida que permita ejercer voltajes de diferente polaridad sobre el paciente.

Los puentes en H disponibles comercialmente que pueden soportar 40V son grandes y están pensados para conducir corrientes del orden de amperios. Debido a la baja corriente utilizada en el circuito, se ha optado por realizar un puente en H ajustado a la aplicación. En la parte de bajo voltaje se ha colocado dos transistores N-MOSFETs mientras en el lado conectado al alto voltaje se ha optado por P-MOSFETs. El uso de P-MOSFETs permite la conmutación a altos voltajes mediante una señal de voltaje baja. Sin embargo, el conmutador estaría expuesto a voltajes de 40 V, por lo que es necesario añadir un convertidor de nivel, compuesto por un divisor de tensión conectado a un MOSFET de canal N, el divisor de tensión permite lograr el voltaje puerta-fuente, V_{gs} , necesario para conmutar el MOSFET de canal P. Así, el puente en H quedaría de la siguiente manera:

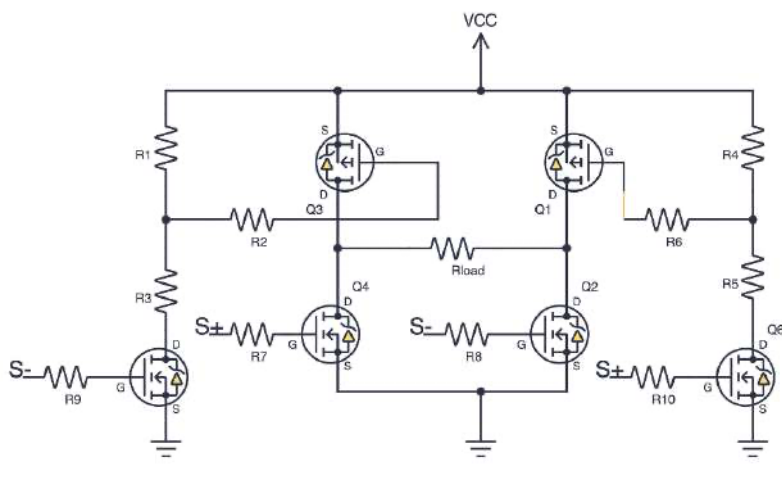


Figura 5.12: Puente en H

Esta versión del puente en H sería funcional si el lado de baja tensión estuviera siempre referenciado a tierra. Sin embargo, al tener conectado a la salida el sumidero de corriente, el voltaje en baja puede elevarse hasta los 10 V. Ante esta situación, los MOSFETs de canal N no pueden conmutar al estar la fuente por encima del voltaje de conmutación. Por tanto, sería necesaria la inclusión de un nuevo convertidor de nivel para los transistores de baja que tome la tensión de alimentación para su conmutación. Este puente en H tiene la capacidad de funcionar en condiciones de interés muy variadas, sin embargo el uso de 4 MOSFETs extra junto con sus respectivas resistencias con paquete 1206, hace que la huella de un solo puente en H sea incompatible con el diseño de una PCB de reducido tamaño. Se valoran por tanto opciones desacopladas del voltaje de trabajo, interruptores que tengan capacidad de conmutar mediante valores lógicos.

Como primera opción se baraja el uso de optoacopladores. Estos dispositivos semiconductores permiten transferir una señal eléctrica entre dos circuitos aislados galvánicamente mediante el uso de un elemento emisor de luz, normalmente un LED infrarrojo, y un elemento receptor fotosensible, un fototransistor. Su principal ventaja para la aplicación es la capacidad de conmutar de forma desacoplada del voltaje. Sin embargo, existe una dependencia entre la corriente que da la señal de conmutación y la corriente por la carga. La corriente máxima que puede dar el microcontrolador se cifra en los 25 mA, por lo que es necesario buscar un componente con un CTR (ratio de transferencia de corriente) alto. Se encontraron optoacopladores como el LTV816-D [45], con un CTR de entre 300 y 600 %. Sin embargo, la velocidad de conmutación de estos optoacopladores es reducida, con un tiempo de respuesta medio de 4 μ s y máximo de 18 μ s. Siendo el periodo nominal de conmutación de 250 μ s, el tiempo de respuesta es insuficiente.

Por otro lado, los fotodarlingtonos se caracterizan por un CTR muy alto, superior al 1000 % en el caso del SHF619 [46]. Sin embargo, son incluso más lentos con un tiempo de apagado de 72 μ s.

Por ello, se opta por utilizar un conmutador electrónico de alta frecuencia, el TMUX7219 [47]. Este integrado permite dirigir una señal analógica mediante tran-

sistores CMOS de baja resistencia y capacitancia parásita. Además la conmutación se puede realizar mediante señales lógicas, totalmente desacopladas del voltaje de trabajo. De esta manera, el TMUX7219 se presenta como un dispositivo muy interesante para la aplicación, soportando hasta 44 V y 330 mA . Su principal desventaja, sin embargo, es el precio, a un precio unitario de 4,85 € en DigiKey.

Su funcionamiento es sencillo, mediante una señal binaria, se cortocircuita el pin de salida con el pin S1 o S2. Además, al prescindir de la topología Puente en H, ya no es necesaria la inclusión del tiempo muerto en la generación de la onda cuadrada.

5.3.1. Combinación Puente de conmutación y Sumidero de corriente

La cooperación entre el puente de conmutación y el sumidero de corriente no queda exento de problemas. Gracias al uso de interruptores [47], deja de ser necesario programar tiempo muerto del puente. Sin embargo, se mantiene un tiempo denominado "Break-before-make-time delay" (t_{BBM}) de 60 ns en el cual el drenador del MOSFET se queda flotante. Además, en ciertos artículos [48] se ha demostrado una mayor eficiencia de la estimulación al añadir tiempos muertos a la onda cuadrada. Así, cuando el voltaje en el drenador se reduce a cero, el amplificador operacional reacciona aumentando el voltaje puerta-fuente del MOSFET hasta saturarlo. En consecuencia, al acabarse el tiempo muerto y volver la tensión al drenador, el MOSFET deja pasar toda la corriente posible durante unos instantes:

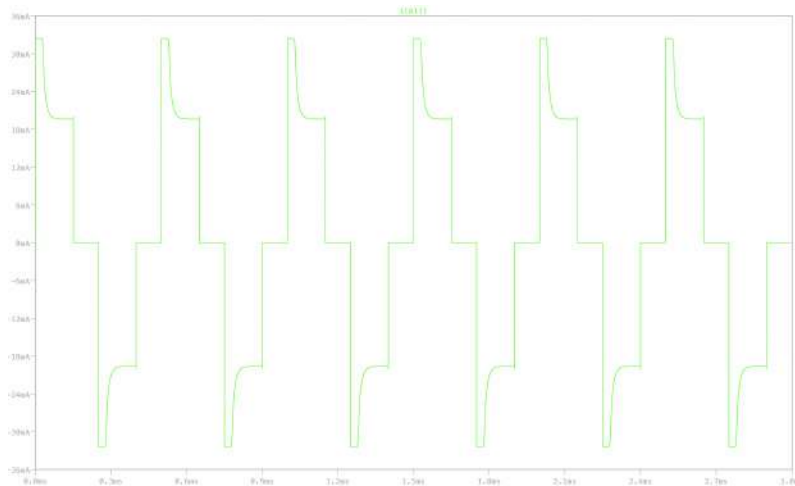


Figura 5.13: Forma de onda en carga con Voltaje de referencia constante

En la figura 5.13, el voltaje de referencia del DAC establece una corriente constante de alrededor de 20 mA por una carga de 1 kΩ y con un voltaje de alimentación de 40 V. Sin embargo, como se puede ver en la imagen, en los alrededores del tiempo muerto, el MOSFET satura, dejando pasar la corriente máxima por el circuito.

Para resolver el pico de corriente , se opta por retirar el voltaje de referencia durante los tiempos muertos mediante el cortocircuito a tierra de la terminal negativa del operacional cuando ambas señales de conmutación están en nivel bajo.

En un inicio, se intentó formar el circuito con MOSFETs. Sin embargo, esta solución presenta varios problemas. En primer lugar, los MOSFETs no resultan aptos para conmutar las señales pequeñas del DAC, del orden de centenas de mV: cuando la tensión de compuerta V_{GS} se sitúa ligeramente por encima del $V_{GS(th)}$, el canal se forma de manera incipiente y el transistor opera en una región de conducción débil. En este régimen, la resistencia equivalente R_{DS} es elevada, lo que impide que el MOSFET se comporte como un interruptor ideal.

Así, se pivota a un interruptor analógico gobernado por una puerta NOR integrada. En cuanto al primero, el SN74LVC1G3157 [49], permite conmutar señales analógicas y digitales a alta frecuencia. En lo que se refiere a la puerta NOR, se escoge el NC7SZ02 [50]. Este integrado contiene transistores CMOS, los cuales permiten conmutación a niveles lógicos con un tiempo de respuesta de 2,4 ns con una disipación de potencia mínima.

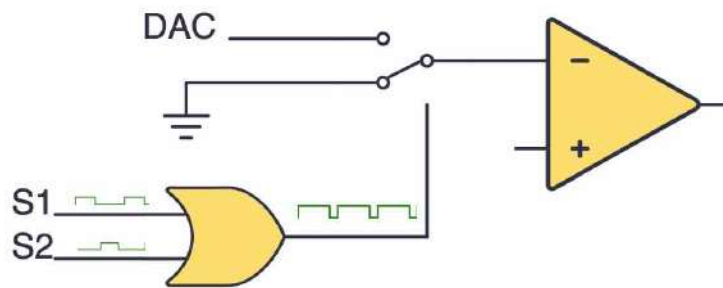


Figura 5.14: Diagrama Referencia pulsante

Se logra así la siguiente forma de onda:



Figura 5.15: Forma de onda en carga con Voltaje de referencia sincronizado

La señal azul en la figura 5.15 corresponde a la corriente en la carga, donde se aprecia que el pico de corriente continúa. Esto es debido a que, a pesar de estar

la referencia a cero, como el circuito se encuentra flotante, el operacional no necesita abrir el transistor para lograr el cortocircuito virtual. Consecuentemente, el MOSFET continúa en conducción durante todo el tiempo muerto, manteniendo el problema:

Así, es necesario forzar activamente el corte del MOSFET durante dicho intervalo. La primera solución es evitar que el drenador del MOSFET se quede flotante colocando una resistencia de derivación en paralelo con la carga fuera del puente de conmutación. De esta manera, durante el tiempo muerto, el MOSFET debe abrirse para evitar que pase corriente por el sumidero de corriente. No obstante, esta solución presenta un compromiso en términos de eficiencia y sensibilidad. Si la resistencia de derivación es elevada, la corriente que pasa por el sumidero es demasiado pequeña para ser detectada, por lo que el operacional no reacciona para cortar la corriente. Por el contrario, un valor bajo de resistencia penaliza excesivamente la eficiencia del sistema. Por ejemplo, colocando una resistencia de $1\text{ k}\Omega$, la eficiencia del sistema pasa a ser un 50 %. Además, esta opción inutiliza la medida de corriente en la resistencia de sensado, ya que pasa a medir la suma de la corriente por la carga y la corriente en la resistencia de apoyo.

Por otro lado, se intentó forzar el corte del MOSFET inyectando tensión en la terminal positiva, con el objetivo de que el amplificador operacional llevase al transistor a la región de corte para intentar mantener el cortocircuito virtual. Sin embargo, la corriente de Miller, originada por la capacitancia parásita drenador-puerta (C_{dg}), inyecta corriente en la puerta, elevando su tensión y provocando que el transistor entre nuevamente en conducción.

Para mitigar este efecto, se optó por proporcionar un camino a tierra a la corriente de Miller, evitando así que circule por la resistencia de carga. Se añade un transistor auxiliar cuyo drenador se conecta a la puerta del MOSFET principal mientras que su fuente se fija a tierra. Este transistor complementario es gobernado por una señal de conmutación que lo activa durante los tiempos muertos. De este modo, se fija la puerta del MOSFET principal a tierra, asegurando su corte. Además, para garantizar una correcta evacuación de la corriente de Miller, el tiempo de conducción del MOSFET complementario se extiende unos microsegundos más que el tiempo muerto. Tras realizar la prueba en el laboratorio, se logra por fin eliminar el pico de corriente:



Figura 5.16: Forma de onda tras la implementación del transistor complementario

Como se observa en la imagen superior, la forma de onda de salida, que idealmente debería ser cuadrada presenta unos bordes excesivamente redondeados. Esta dinámica es consecuencia directa del tiempo de respuesta elevado del amplificador operacional, ocasionado por una constante de tiempo excesiva en el lazo de realimentación. Para mejorar la dinámica del lazo y aumentar su ancho de banda sin comprometer la estabilidad del sistema, se procedió a reducir la capacidad del condensador de realimentación, C_f , a un valor de 100 nF.

5.3.2. Control del voltaje de margen

Mediante software, se controla el voltaje del convertidor para lograr una mayor eficiencia. De esta manera se procura que no haya más de 2 V de margen en el drenador del MOSFET. Sin embargo, debido a la naturaleza bicéfala del TENS, no se puede descartar la situación en la cual el usuario solicite más corriente en un canal que en otro. Por descontado, el controlador debe seguir al canal que pide mayor corriente, aplicando tensión sobre el sumidero de corriente del otro canal.

En la situación extrema en que el usuario pida 40 mA en un canal y, por desgracia, mantenga el segundo canal en 5 mA, el segundo MOSFET estaría soportando 35 V. Para evitar estas situaciones extremas, se establece por software una diferencia máxima de 20 mA entre canales.

Capítulo 6

Firmware

El microcontrolador escogido ha sido el ESP32-S3 diseñado por Espressif Systems [7], un System on Chip (SOC) de alto rendimiento. Los microcontroladores de la familia ESP son muy utilizados en proyectos en los que es necesario un controlador potente, pero a su vez de bajo coste y de bajo consumo. Son además muy útiles en proyectos que necesiten comunicaciones, ya que tienen integrados antenas WiFi y Bluetooth o BLE.

En cuanto al modelo ESP32-S3, es el sucesor natural del ESP32. Se optó por este modelo por su arquitectura de doble núcleo Xtensa® 32-bit LX7 a 240 MHz, la cual permite ejecución de procesos en paralelo. Esta característica es ideal para el dispositivo, ya que permite aislar el lazo de control crítico del TENS en un núcleo, mientras que el siguiente se encarga de las tareas secundarias como la interfaz del usuario. Esta segregación de funciones es clave, ya que garantiza que el procesamiento de gráficos o comunicaciones no interfieran con la monitorización de corriente del usuario.

El modelo estándar contiene una antena que obliga a colocarlo en un borde de la placa para minimizar interferencias con la placa base. Al no utilizar conexión inalámbrica, esta restricción resulta innecesaria, por lo que se utiliza la opción ESP32-WROOM-1U, el cual carece de antena empotrada, permitiendo su colocación en cualquier lugar de la base.



Figura 6.1: Comparación modelo estándar con modelo 'U' [7]

Finalmente, Espressif ofrece diferentes series del modelo según las características térmicas, arquitectura y capacidades de memoria del mismo. La convención de nomenclatura de Espressif para la serie ESP32-S3-WROOM-1U se estructura de la siguiente manera:

- N / H (Temperatura y Flash): La letra inicial indica el límite térmico operativo. 'N' (Normal) certifica el módulo hasta 85 °C, mientras que 'H' (High) lo certifica hasta 105°C. El número posterior indica la capacidad de la memoria Flash Quad SPI en megabytes (por ejemplo, 'N4' para 4MB o 'N16' para 16MB).
- R (PSRAM): Indica la presencia y capacidad de la memoria Pseudo-SRAM en megabytes. Si se omite (por ejemplo, -N8), el módulo carece de PSRAM. El número que acompaña a la 'R' determina el hardware de ruteo interno. 'R2' (2MB) opera sobre un bus Quad SPI estándar, mientras que 'R8' (8MB) utiliza la arquitectura 'Octal SPI'. Esta diferencia es crítica, ya que la segunda inutiliza los pines IO35, IO36 e IO37 para su uso en el proyecto.

El modelo utiliza una gran cantidad de señales de entrada y de salida, por lo que es de vital importancia maximizar el número de pines disponibles. Así, se opta por una serie con arquitectura QUAD SPI: ESP32-S3-WROOM-1U-N16R2. Los pines que no están disponibles para su uso normal son GPIO0, GPIO3, GPIO45 y GPIO46, son los denominados strapping pins o pins de configuración de arranque. Son pines específicos que el hardware lee en el momento del encendido o tras un reseteo cuyo valor configura parámetros internos críticos como el modo de arranque.

Por otro lado, el ESP32-S3 integra periféricos como el MCPWM (Motor Control PWM), el cual está diseñado específicamente para aplicaciones de control de potencia. En microcontroladores más sencillos, se suele utilizar el periférico LEDC para generar señales PWM. Sin embargo, LEDC tiene una peor resolución y baja estabilidad temporal [51] .

Finalmente, el firmware del ESP32-S3 utiliza el sistema operativo de tiempo real FreeRTOS, integrado en el framework ESP-IDF [52]. Este sistema permite la definición de múltiples tareas concurrentes, gestionadas mediante un planificador basado en prioridades, logrando así una jerarquía clara entre tareas críticas como la monitorización de la corriente y tareas no críticas, como el control de la pantalla OLED.

Para el desarrollo del código se ha seleccionado el ecosistema PlatformIO, integrado en Visual Studio Code. Su uso permite una gestión de dependencias segura que garantiza la reproducibilidad del sistema. Mediante el archivo de configuración platformio.ini, es posible fijar versiones de librería y el framework utilizado, evitando inconsistencias en diferentes entornos de desarrollo.

Además, PlatformIO permite acceder a funciones de bajo nivel como MCPWM a la vez que mantiene compatibilidad con las librerías de Arduino, compaginando así el control técnico de la etapa de potencia con la agilidad en el desarrollo de periféricos secundarios como la interfaz de usuario.

6.1. Arquitectura de Programa

El código se ha estructurado en módulos para una mejor organización y jerarquización:

- **adc_monitor**: Define e inicializa los canales de adquisición de medidas.
- **boost_control**: Inicializa los puertos I^2C del conversor digital analógico y los pines de control del convertidor .
- **buttons**: Establece la lógica de botones.
- **buzzer**: Define las funciones del zumbador.
- **hbridge_driver**: Inicializa los módulos MCPWM que controlan los puentes de conmutación.
- **oled**: Inicialización y control de la pantalla OLED. Definición de pantallas.
- **settings**: Acceso a la memoria flash mediante NVS.
- **tensOS**: Sistema operativo, define la máquina de estados principal.

El dispositivo trabaja con dos canales independientes. Para evitar alargar el código con variables y secuencias duplicadas, se ha definido una estructura para cada canal que contiene las variables más relevantes:

```
typedef struct {  
    char id;  
    uint8_t level;  
    uint8_t applied_level;  
    uint8_t saved_level;  
    float current;  
    float voltage;  
    bool silence;  
    bool was_silenced;  
    uint8_t low_current_cnt;  
    uint8_t recovery_counter;  
    uint32_t last_poll_time;  
    bool pulse_active;  
    ChannelStatus_t status;  
} TensChannel_t;
```

Por otro lado, se ha dejado de lado el clásico modelo de bucle (while(1)) en favor de un sistema operativo de tiempo real (FreeRTOS), lo cual permite aislar diferentes tareas y jerarquizarlas en base a su prioridad. Así, las tareas de lectura de medidas y la lógica central se sitúan con una criticidad alta mientras que la tarea que captura el uso de los botones o la que se encarga de la pantalla tienen una criticidad baja. Las diferentes tareas se comunican gracias a un sistema de variables globales.

6.2. Periféricos

6.2.1. DAC

El control de la corriente sobre el paciente se va a realizar mediante un conversor digital a analógico, DAC. En los proyectos que incluyen este tipo de microcontroladores es común utilizar el integrado MCP4725 [41], tiene una resolución de 12 bits y puede ser configurado mediante protocolo I^2C . Además, el integrado tiene una memoria EEPROM que guarda el último valor introducido en caso de caídas de tensión.

En el proyecto, el integrado se alimenta a 3,3 V, logrando una resolución de alrededor de 0,8 mV y su salida cubre el rango de 0 a 1 V.

La programación del periférico es relativamente sencilla. En primer lugar, se debe configurar el bus I^2C . A continuación, para escribir en el registro del DAC, se sigue el protocolo descrito en la hoja de datos: En los bits C2, C1 y C0 se especifica el tipo de escritura, durante el funcionamiento del dispositivo se lleva a cabo la escritura rápida (C2=0, C1=0, C0=X), ya que no hay necesidad de escribir en la memoria EEPROM. Para escribir el valor basta con rellenar los 12 últimos bits del registro con el valor deseado.

Bit Name	C2	C1	C0	RDY/BSY	POR	PD1	PD0	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Bit Function	Command Type			(1)		Power-Down Select		Data (12 bits)											

Figura 6.2: Detalle del registro

El microcontrolador se comunica con sendos DAC mediante un mismo bus I^2C . Cada convertidor toma una dirección diferente gracias al pin A0 del integrado. Si este se fija a tierra, la dirección es 0x60 mientras que al ser conectado a la tensión de alimentación, la dirección cambia a 0x61.

Finalmente, se ha implementado una función de seguridad que comprueba el valor escrito en la memoria EEPROM y lo fija a cero para evitar picos de corriente accidentales durante la inicialización.

6.2.2. MCPWM

El periférico MCPWM [53] está especializado en la generación precisa de señales de pulso, PWM. Está compuesto de varios submódulos:

- **Temporizador:** La base de tiempo de la señal PWM. En su configuración se establece la resolución, de 10 MHz, y la frecuencia de onda, tanto para el puente en H como para el filtro RC.
- **Operador:** Contiene a los submódulos claves en la generación como el comparador, el generador o el tiempo muerto. Se genera uno por cada puente en H y otro para el filtro RC.

- **Comparador:** Como su propio nombre indica, compara el valor del temporizador con un umbral. En este submódulo se especifica el ciclo de trabajo de las señales.
- **Generador:** Genera las señales PWM. El evento generado por el temporizador pone a uno el valor de la señal mientras que el evento generado por el operador la pone a cero. Además, en el caso de los puentes en H, se establece la complementariedad entre señales junto con el tiempo muerto en caso de necesidad.

En el TENS, el módulo MCPWM tiene dos funciones. En primer lugar, controla las señales de control de los puentes de conmutación. Cada uno de ellos hace uso de dos señales complementarias que permiten el cambio de polaridad de la corriente sobre la carga. Además, genera la señal de 'clamping' del sumidero de corriente. Al utilizar el mismo reloj, se garantiza la sincronización de todas las señales. También se utiliza para generar los silencios del modo 'Ráfaga' en el cual se apaga la simulación con una señal de baja frecuencia. Para evitar que el dispositivo se quede sin carga, las ráfagas se disparan de forma complementaria entre canales. En segundo lugar, se utiliza para la generación del voltaje de control del convertidor Boost.

6.2.3. Zumbador

El zumbador permite al TENS emitir sonidos, este periférico aumenta la seguridad del aparato, al advertir mediante señales sonoras eventos relevantes durante su uso como pulsar botones o el final o inicio de un programa. El circuito se ha diseñado siguiendo la configuración recomendada en la hoja de datos del componente [54]. Este se compone de un transistor NPN encargado de controlar la tensión aplicada al zumbador, junto con una resistencia en paralelo con el mismo, cuya función es amortiguar los picos de corriente generados durante la conmutación.

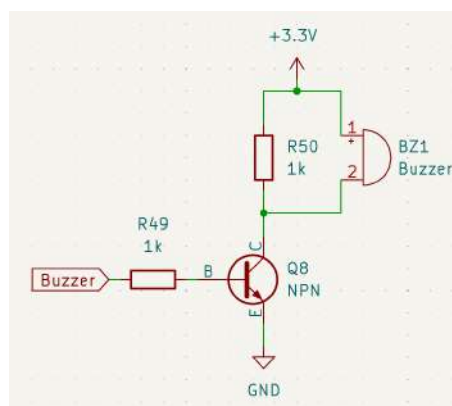


Figura 6.3: Circuito del zumbador

Debido a su baja criticidad, se ha hecho uso del periférico LEDC[55] para la generación de ondas PWM. Se han programado diferentes sonidos, entre ellos un pitido cada vez que se pulsa un botón y una melodía cuando finaliza el programa.

6.2.4. Conversor Analógico Digital (ADC)

Para un funcionamiento seguro y eficiente del dispositivo, se realiza una medición constante tanto de la corriente de la carga como del voltaje de margen del Sumidero de Corriente.

Tradicionalmente, el conversor analógico digital de los microcontroladores de Espressif [56] se ha caracterizado por su falta de linealidad y una baja precisión. Por ello, sus mediciones no pretenden ser exactas y se utilizan para medidas no críticas o que no requieran de alta precisión. No obstante, en los últimos modelos se han puesto a disposición herramientas que mejoran el rendimiento de los ADC:

La tensión de referencia del conversor analógico digital es 1,1 V con una tolerancia de fabricación de alrededor del 10 %. Estas lecturas se pueden corregir mediante la calibración por software, en la cual se lee el 'eFuse', un fusible electrónico donde se graba el voltaje de referencia exacto durante la calibración en fábrica de la unidad.

Por otro lado, para medir voltajes superiores al de referencia, el voltaje de entrada puede ser atenuado hasta 12 dB, logrando un rango de medida de 150 a 2450 mV.

En la aplicación, todos los canales ADC se han dispuesto en el grupo 2 y se ha configurado en el modo de lectura continuo. Se realizan las siguientes mediciones:

- Corriente de Carga: Se mide el voltaje en R_{sense} . Dado que la corriente está definida por el voltaje de la DAC, esta medida se utiliza para detectar sobrecorrientes o sueltos.
- Voltaje de Margen: La lectura del voltaje en el drenador del MOSFET del sumidero de corriente permite la modulación del voltaje del convertidor, mejorando la eficiencia del sistema. El objetivo del software es mantener un margen de alrededor de 2 V para poder responder rápidamente a cambios en la impedancia. Debido a la presencia de dos canales, el margen en un canal puede llegar a ser de 20 V. Por tanto, se aplica un divisor de tensión de $R_{sup} = 91 \text{ k}\Omega$ y $R_{inf} = 10 \text{ k}\Omega$, el voltaje objetivo queda así en alrededor de 200 mV. Ante la eventualidad de un cierre del sumidero de corriente a máxima potencia, la tensión en el drenador sería de 40 V, por lo que el voltaje en el pin del microcontrolador sería alrededor de 4 V, por encima del máximo admisible (3,6 V [7]). Para proteger el pin, se conecta un diodo Schottky [57] de bajo voltaje directo (240 mV a 0,1 mA) entre la entrada y el bus de potencia, limitando así el voltaje a 3,54 V.
- Voltaje de carga de la batería: La medida de la tensión de la batería se realiza mediante un divisor de tensión cuya resistencia superior es 75 k Ω y resistencia inferior es 15 k Ω

Arquitectura

El periférico puede trabajar en dos modos diferentes. En el modo 'One-Shot' , el ADC permanece apagado hasta que la CPU lee una línea de código que dispara la adquisición del dato, siendo útil para medidas infrecuentes. Por otro lado, en el modo continuo, el ADC toma medidas de forma automática a través de diferentes

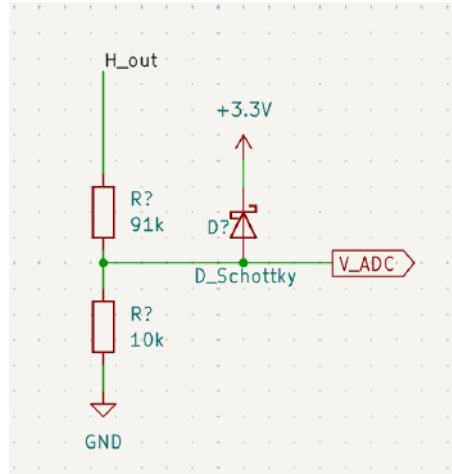


Figura 6.4: Divisor de tensión y protección

canales y transfiere las medidas a la memoria via DMA, Acceso Directo a Memoria, que permite transferir datos a la memoria sin que la CPU intervenga.

Dado que la toma de medidas se va a realizar constantemente, se configura el periférico en modo continuo. Para ello, se reserva un buffer de 1024 bytes en la memoria segmentado en tramas de conversión de 256 bytes (4 bytes por medida). Cada vez que se completa la trama, salta una interrupción donde se lee el canal de cada medida y se guarda en el vector correspondiente. El periférico se configura a una frecuencia de muestreo global de 70 kHz en un patrón secuencial de 7 pasos que alterna de forma cíclica la lectura de 5 variables del sistema. Dada la diferencia de criticidad entre medidas, se muestrea la corriente que pasa por el paciente al doble de frecuencia que el voltaje de margen del sumidero de corriente o la tensión de la batería. Finalmente, una vez una variable acumula un bloque de 32 muestras consecutivas, el sistema las calibra, calcula el valor medio ponderado y actualiza la variable global de control

Se debe mencionar que debido a una limitación de hardware detectada por Espressif, el modo continuo dejó de estar disponible para la unidad ADC2. Al estar todos los canales de adquisición en esa unidad, se opta por cambiar al modo oneshot. Como se ha mencionado, este modo no es recomendable para medidas periódicas, por lo que se reserva para próximos trabajos la migración de todas las medidas a la unidad ADC1. Esta migración, además, permitiría el uso de los periféricos de WiFi y Bluetooth.

6.2.5. Pantalla OLED

Para garantizar una interacción sencilla e intuitiva del usuario con el estimulador, el sistema incluye una interfaz basada en una pantalla OLED. Este periférico permite la monitorización en tiempo real de las variables críticas del tratamiento, tales como el nivel de estimulación, el tiempo restante de la sesión o diferentes advertencias.

Se ha escogido la pantalla con el controlador SH1106 [58], el cual maneja pantallas de 128x64 píxeles, resolución suficiente para la aplicación. Además, las pantallas basadas en el SH1106 se caracterizan por su alto contraste y un bajo consumo,

pudiendo ser alimentadas con los 3,3 V del microcontrolador.

Para la programación de la pantalla, se hace uso de la librería u8g2 [59], un framework para gráficos monocromáticos muy utilizado en sistema embebidos. Esta librería de código abierto proporciona funciones para escribir texto y dibujar gráficos en un amplio rango de drivers, incluyendo el SH1106. Las pantallas definidas son las siguientes:

- Inicialización: Pantalla que aparece al iniciar el dispositivo conteniendo el logo del TENS.
- Pantalla de inicio: Pantalla de espera, el usuario debe pulsar 'Ok' para continuar.
- Pantallas de configuración: El usuario configura los diferentes parámetros del TENS.
- Pantalla principal: Aparecen los niveles de ambos canales y el tiempo restante.
- Electrodo desconectados: Aparece un aviso indicando que hay al menos un electrodo desconectado.
- Batería baja: Si se detecta batería baja, saltará un aviso al usuario.

Los iconos que se muestran en la pantalla son parte de la librería Open Iconic, esta ofrece una gran variedad de 'glifos' que permiten transmitir al paciente información de forma sencilla. En la librería u8g2, estos iconos están agrupados en diferentes fuentes. Existen fuentes generales que contienen todos los signos y fuentes que solamente cargan un grupo de iconos. Esto es de gran utilidad para ahorrar espacio de memoria del microcontrolador. Mientras que la fuente general '*open_iconic_all_4x*' ocupa 11,4 kB, la fuente *open_iconic_embedded_4x* apenas ocupa 907 bytes.



(a) Dispositivo Cargando



(b) Batería Baja

6.2.6. LED RGB

Durante el desarrollo de producto con microcontroladores, es común el uso de señales visuales, "flags", para señalar errores o eventos y poder depurar el código de forma sencilla sin tener que acudir a los logs. Los leds RGB son una gran opción ya que permiten una gran variedad de señales desde un solo componente. En la aplicación, se ha escogido el WS2812B [60], este integrado se utiliza ya en los módulos de desarrollador del ESP32-S3. Mediante su controlador, es posible controlar tres LEDS (Rojo, Verde y Azul) desde un solo pin gracias a un protocolo de comunicación de datos NZR.

La principal incompatibilidad de este integrado con el ESP32 se presenta con el voltaje de alimentación, de entre 3,5 y 5,3 V, por encima de los 3,3 V con los que trabaja el microcontrolador. Esto es debido a la alta caída de voltaje que se produce en los LEDs azules y verdes, de hasta 3,4 V. Así, el WS2812B se alimenta con los 5 V suministrados por el USB-C, ya que se entiende que la depuración de código se realizará con el puerto USB-C de programación conectado.

Su control se realiza mediante la librería oficial de Espressif *led_strip* [61], la cual abstrae y facilita la programación del integrado. Aunque la capa física de estos dispositivos permite la comunicación mediante el protocolo SPI, se ha seleccionado el periférico RMT (Remote Control Peripheral) [62] debido a su óptima gestión de la memoria y precisión temporal en buses de un solo hilo. El módulo RMT es un periférico de hardware especializado integrado en la arquitectura de Espressif, diseñado originalmente para la codificación y decodificación de señales infrarrojas. Su principal ventaja estructural radica en su capacidad para operar de forma totalmente autónoma a la CPU principal gracias a que puede almacenar la secuencia de pulsos mediante canales DMA.

6.2.7. Supervisor de Batería

El dispositivo funciona con una batería LiPo recargable, por lo que es importante transmitir al usuario información sobre el estado de la batería. Mediante un divisor de tensión, el microcontrolador mide el voltaje de la batería y deriva el porcentaje restante de batería cruzando el dato con una tabla de referencia:

% Carga	Voltaje 1C (V)	Voltaje 2C (V)
100	4,20	8,40
95	4,15	8,30
90	4,11	8,22
80	4,02	8,04
50	3,84	7,68
40	3,80	7,60
20	3,73	7,46
10	3,69	7,38

Tabla 6.1: Relación entre el porcentaje de carga y el voltaje de la batería.

En relación con los valores de las resistencias del divisor, se han seleccionado componentes del orden de decenas de $k\Omega$ para minimizar el consumo de energía. Así, se escogen $15 k\Omega$ para la resistencia inferior y $75 k\Omega$ para la resistencia superior. De esta manera, la corriente máxima consumida queda en:

$$I_{div} = \frac{8,4 \text{ V}}{133 \text{ k}\Omega} \approx 63,16 \mu\text{A} \quad (6.1)$$

El voltaje visto por el ADC de el ESP32 queda en:

$$V_{ADC} = V_{bat} \frac{15}{75 + 15} \quad (6.2)$$

Aplicando, la ecuación, el voltaje máximo medido es de $1,4 \text{ V}$ y el voltaje mínimo de $1,21 \text{ V}$.

Finalmente, es de relevancia mencionar el momento en el que se mide el voltaje de la batería. Los picos de corriente que el convertidor de voltaje exige de la batería pueden distorsionar la medida debido a su resistencia interna. Por tanto, el nivel de la batería se medirá solamente al inicio del programa, con el convertidor apagado. Si la medida del voltaje muestra un bajo porcentaje de batería, se solicitará al usuario su carga antes de poder utilizar el dispositivo.

6.3. WatchDog

El código del microcontrolador puede bloquearse debido a fallos en la ejecución del firmware, como el 'stack overflow'. Si esto ocurriera, el sistema podría quedar detenido sin capacidad de recuperación automática, lo cual puede comprometer la seguridad del usuario. Es, por tanto, imprescindible establecer un WatchDog que garantice que el firmware está funcionando correctamente y reinicie el ESP32 en caso de fallo.

Se utiliza el APX824 [63], un supervisor de procesos que envía una señal de reseteo al pin EN del microcontrolador de forma manual o de forma automática si el

WatchDog deja de responder. En la aplicación, se cambia el estado del pin de entrada cada 500 ms , dentro de los 1120 ms de Watchdog Time out mínimo mencionada en la hoja de datos.

6.4. Funcionamiento

Al encender el dispositivo, el usuario podrá primero elegir el tiempo y el programa haciendo uso de los botones. Tras ello, aparece la pantalla principal y, una vez que el usuario escoja un nivel diferente de cero, el programa empieza a descontar el tiempo. Para cambiar el nivel de intensidad de cualquiera de los canales, el usuario debe presionar durante 3 segundos el botón central. Para saltar entre canales, basta con volver a pulsar el botón central. Tras un tiempo de inactividad, se vuelve al estado de botones bloqueados. El usuario puede elegir entre 20 niveles, habiendo una relación entre la intensidad y los niveles de:

$$I_{load} = 2 \cdot nivel \quad (6.3)$$

Por otro lado, cuando se detecta una caída drástica en la corriente, el sistema salta al estado de 'Electrodos Suelto' durante el cual se envían pequeños pulsos de corriente para detectar voltaje una vez se hayan recolocado los electrodos. Tras ello, se pasa a una fase de recuperación en la cual se eleva la corriente de forma progresiva hasta el nivel previo a la desconexión. En caso de que uno de los canales esté desconectado a la vez durante más de 10s, el programa finalizará.

Tras el término de la sesión, el microcontrolador entra en estado de ahorro de energía (Deep Sleep [64]). Este modo solo mantiene encendidos componentes esenciales como el reloj interno, reduciendo el consumo hasta los 26,85 μ W. El usuario puede volver a encender el aparato pulsando el botón de ".°K".

6.4.1. Modo Doctor

Debido al previsible uso del dispositivo en estudios médicos, se ofrece la posibilidad de programar el TENS de manera que el dispositivo funcione con un programa seleccionado por el médico, y el usuario solamente pueda modificar la intensidad del TENS. Para establecerlo, una vez el doctor o investigador haya escogido duración y programa, debe pulsar el botón de bajada durante 5 segundos. En ese instante, aparece una pantalla notificando que se ha entrado en modo doctor y se solicita la frecuencia de estimulación y el modo, Burst o Continuo. En caso de escoger el modo Burst, el usuario podrá también definir la frecuencia de los trenes. Para guardar valores en el microcontrolador a salvo de resets y pérdidas de potencia, se hace uso de la librería NVS o Non Volatile Storage [65]. Está diseñada para guardar valores en la memoria flash en estructura de diccionario, entrada ->valor.

```
typedef struct {
    bool doctor;
    uint32_t frequency;
    uint32_t deadtime;
```

```

uint8_t mode;
uint32_t burst_hz;
uint32_t duration;
} doctor_data_t;

```

Al encender el TENS, el microcontrolador lee esta estructura y si la variable booleana Doctor es verdadera, se configuran los parámetros automáticamente y se pasa directamente a la pantalla principal. Para salir del modo Doctor, se debe pulsar el botón de bajada 5 segundos.

La librería NVS abre la puerta a la recolección de estadísticas que pueden ser de gran utilidad en futuros estudios, como la intensidad media de cada canal y la duración de cada sesión. Al activar el modo Doctor con el ESP32 conectada a un ordenador mediante conexión USB, el microcontrolador imprimirá en la terminal un mensaje en formato CSV que el investigador puede copiar y pegar en un archivo:

```

Sesion,Numero_Programa,Duracion,Media_Nivel_A,Media_Nivel_B
0,1,25,12,14
1,3,15,8,9
2,2,20,18,17
3,1,40,5,0
4,2,30,15,16

```

6.4.2. Soft Start-up

Durante el encendido de los convertidores DC/DC, se produce una sobrecorriente de arranque que puede dañar los componentes de la placa. Esta es debido principalmente a la topología boost y al comportamiento del controlador. En primer lugar, antes del encendido, los condensadores están completamente descargados, al habilitarse el controlador, estos reciben un incremento de voltaje instantáneo que provoca los picos de corriente en la bobina. Por otro lado, al exigir un incremento de voltaje con respecto a la tensión inicial, el controlador aumenta el ciclo de trabajo al máximo, permitiendo que la corriente en la bobina se eleve. La siguiente imagen muestra la comparación entre la corriente en la bobina cuando se coloca la referencia a 10 V y a 40 V.

Como se puede ver, la corriente de arranque para 40 V es inadmisibles, llegando hasta los 4 A . Esto puede perjudicar gravemente tanto a la batería como al mismo convertidor. Se opta, por tanto, por aplicar un encendido lento por software según el cual la referencia siempre comienza en 10 V y sube progresivamente hasta la referencia deseada. Así, se obtiene la siguiente simulación si se realiza una progresión en rampa de 10 a 40 V en 20 ms:

En la figura se muestra cómo la corriente de arranque se reduce a tan solo 600 mA. Además, se elimina por completo el overshoot del voltaje de salida.

En el software, la rampa se implementa en la tarea de control del convertidor. Al comenzar el control del voltaje, el convertidor empezará en su voltaje mínimo, 10 V, y subirá 1 V cada 200 ms hasta lograr el voltaje de margen en el drenador deseado.

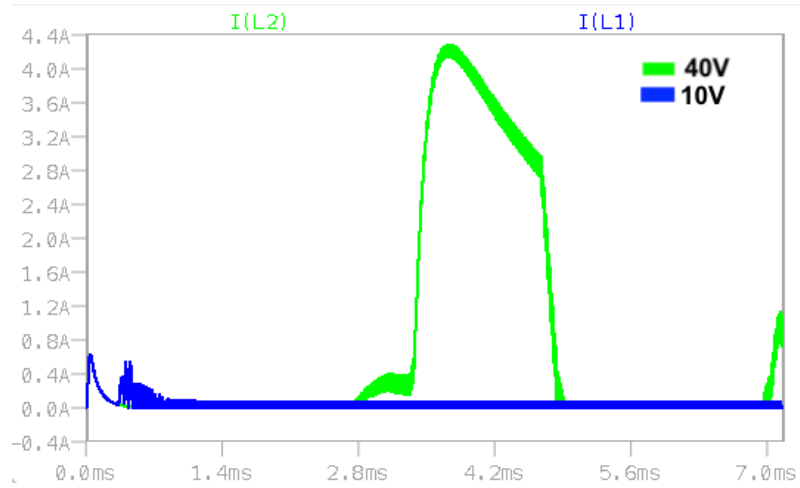


Figura 6.6: Corriente en la bobina a diferentes referencias

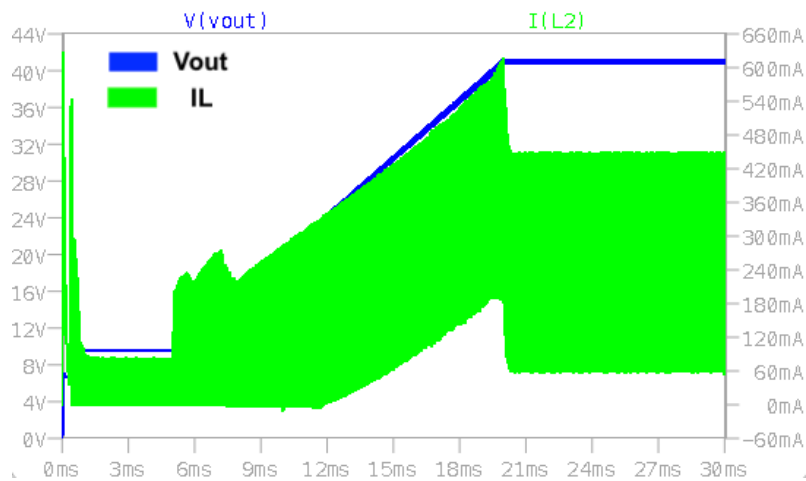


Figura 6.7: Voltaje de salida y corriente en la bobina mediante arranque suave

Capítulo 7

Hardware

7.1. ESP32

7.1.1. Alimentación del microcontrolador

Mientras que el sistema va a ser alimentado por una batería lipo de 7,4 V, el microcontrolador ESP32-S3 debe ser alimentado con un voltaje entre 3,0 y 3,6 V. Por ello, es necesario un regulador lineal de voltaje en la alimentación del microcontrolador. Para esta tarea se ha escogido el integrado TLV76133 [66] que logra un voltaje de salida fijo de 3,3 V con un voltaje de entrada de hasta 18 V. El integrado está disponible en dos paquetes, SOT-223 y TO-252-3, se ha optado por este último debido a su mayor capacidad térmica.

En los reguladores lineales, las pérdidas en el integrado se cifran en el voltaje reducido multiplicado por la corriente que toma el microcontrolador. Como se ha calculado en el capítulo 8, el consumo del microcontrolador se estima en alrededor de 80 mA:

$$\begin{aligned} P_{perdida} &= (7,4 - 3,3)V \cdot I_{esp32} \\ P_{perdida} &= (7,4 - 3,3)V \cdot 0,08A \approx 350 \text{ mW} \end{aligned} \quad (7.1)$$

De esta manera, se colige la importancia de escoger un paquete con un buen comportamiento térmico. Según la hoja de datos, el SOT-223 tiene una resistencia térmica de $95,4^\circ\text{C W}^{-1}$ mientras que el del TO-252 es de $67,2^\circ\text{C W}^{-1}$. Además, en la PCB se añaden polígonos de cobre que actúan como sumideros de calor.

Por otro lado, el microcontrolador también puede ser alimentado desde el puerto USB-C de datos. Para evitar cortocircuitos entre el bus de 5 V del puerto y los 7,4 V de la batería, se coloca un diodo Schottky entre ambos.

A propósito de los puertos USB-Cs utilizados, se recomienda añadir una perla de ferrita para reducir ruido [67]. Además, se ha incluido una protección contra descargas electrostáticas (ESD) [68].

7.2. Diseño de PCB

Tras el diseño electrónico de las diferentes etapas del circuito, el siguiente paso para la materialización del prototipo es el diseño de la placa de circuito impreso.

Para el desarrollo del esquemático y de la PCB se ha empleado el software EDA KiCad.

7.2.1. Diseño de tierra y reducción de ruido

El dispositivo constituye un entorno donde se mezclan señales digitales de alta frecuencia con un bus de potencia de hasta 40 V. Esto exige tomar una serie de recomendaciones para reducir el ruido entre trazas.

Se toman las siguientes recomendaciones para reducir ruido EMI [69]:

- No se deben cruzar las pistas entre sí si no hay un plano de separación.
- Las trazas deben estar referenciadas al plano de tierra
- Las trazas no deben cruzar nunca planos de tierra separados, se recomienda no separar los planos de masa.
- Para reducir la inductancia de las conexiones a tierra, las vías se deben colocar lo más cercanas posible a los pines o pads.
- Los conectores como los de la pantalla OLED son una fuente de inductancia, por lo que deben estar lo más cercanos posibles al integrado.

La alta densidad de señales en la placa obliga al enrutamiento en al menos dos capas, por ello, la placa consta de 4 capas. En cuanto a su disposición, se barajan las siguientes opciones:

- Señal – Tierra – Potencia – Señal
- Señal – Tierra – Tierra – Señal

La primera opción facilita el enrutado de la placa, ya que basta con alimentar los diferentes integrados mediante vías a planos internos pero es desaconsejable para alta frecuencia: La corriente de retorno busca el camino de menor impedancia, el cual se siuta en el plano adyacente directamente debajo de la traza de señal. Si la señal cambia de capa con respecto a su plano de referencia (por ejemplo, referenciada a un plano de potencia en vez de uno de tierra), la corriente de retorno se ve obligada a saltar entre planos. Sin un condensador de costura cercano a ese punto que interconecte ambos planos en AC, la corriente de retorno se dispersa por la PCB buscando un camino alternativo. Esto empeora la integridad de la señal, ya que se aumenta el área del bucle de corriente, irradiando interferencias electromagnéticas.

Al utilizar la segunda disposición, Señal – Tierra – Tierra – Señal, se garantiza que las señales enrutadas en ambos lados de la placa tengan un plano de referencia de tierra, reduciendo la impedancia de las trazas y los niveles EMI. Sin embargo, como se ha mencionado en el párrafo anterior, esta opción dificulta el enrutado ya que la alimentación se debe realizar mediante trazas anchas que pueden transportar un amperaje considerable, aumentando además la inductancia de las trazas de alimentación. Así, se debe planificar rigurosamente las rutas de distribución de potencia y hacer uso de polígonos de cobre cuando sea posible.

Inevitablemente, se trazarán pista de alimentación largas hacia componentes alejados del microcontrolador como los DAC, para evitar caídas de voltaje ante pulsos altos de corriente debido a la inductancia de las trazas se han colocado condensadores de desacoplamiento junto a los pads de alimentación que almacenan energía para mantener el voltaje de alimentación constante. Este concepto se desarrolla en más detalle en la subsección 7.2.3

7.2.2. Lecturas de voltaje

Debido a la separación entre los canales de estimulación y el esp32, las señales analógicas se generan lejos del pin de lectura. Para reducir el ruido en la pista, se coloca un filtro paso bajo RC, formado por una resistencia en serie de $10\text{ k}\Omega$ y un condensador de 100 nF a tierra a la entrada de todos los pines ADC.[70]

7.2.3. Red de distribución de energía

En el circuito, los integrados trabajan con alimentación de $3,3\text{ V}$ proveniente del microcontrolador. En este contexto, los condensadores de desacoplamiento resultan necesarios para garantizar estabilidad en la señal de alimentación. Durante el funcionamiento de los integrados, estos demandan picos de corriente que la traza de alimentación no puede proveer con la rapidez debido a su inductancia. Los condensadores de desacoplamiento actúan como reservas de energía que proveen la carga necesaria rápidamente, estabilizando el carril de potencia.

Según la importancia de estos picos de corriente, los fabricantes recomiendan diferentes valores de condensadores de desacoplamiento.

1. Amplificador Operacional: La literatura sobre las técnicas de desacoplamiento en los amplificadores operacionales es variada. Como referencia, a falta de recomendaciones en la hoja de datos del amplificador operacional utilizado, se toman las mencionadas en la hojas de datos de Texas Instruments de la serie TLV900x [71]. Esta recomienda colocar un condensador de desacoplamiento de 100 nF en el pin positivo de alimentación del amplificador operacional.
2. Puerta OR y Conmutador de baja tensión: Si bien en sus respectivas hojas de datos no se menciona el uso de condensadores de desacoplamiento, estos integrados exigen pequeños picos de corriente durante su conmutación. Se colocan por tanto condensadores de 100 nF .
3. Conmutador de alta tensión: Siguiendo las recomendaciones de la hoja de datos, se ha colocado un condensador de baja frecuencia, $1\text{ }\mu\text{F}$, en paralelo a un condensador de alta frecuencia, 100 nF .

En cuanto al layout, se aplican las siguientes recomendaciones de la nota técnica de Texas Instruments SLOA069 [72] y del libro 'Signal and Power Integrity' [73] :

1. Se desestima el uso de trazas en favor de planos de cobre para conectar los condensadores con el pad de alimentación.
2. Los condensadores utilizados son de baja ESR, cerámicos.

3. Los condensadores se deben colocar lo más cercanos posible al pad
4. Es preferible utilizar condensadores con huella pequeña para reducir la inductancia parásita. Sin embargo, para facilitar la soldadura a mano, se desoye esta recomendación y se colocan condensador 1206.
5. Por su estabilidad, se recomienda el uso de material dieléctrico NPO o, en su defecto, X7R. Se escogen estos últimos debido a su disponibilidad.

7.2.4. Polígonos de Cobre y Disipación de calor

La implementación de polígonos de cobre reduce drásticamente la impedancia y la inductancia parásita en comparación con el enrutamiento mediante pistas convencionales. Estos se utilizan en zonas con alta densidad de corriente como en el convertidor DC/DC. Su aplicación es también fundamental en la red de distribución de potencia, ya que optimiza la respuesta transitoria de los condensadores de desacoplamiento. Sin embargo, la alta conductividad térmica del cobre dificulta el proceso de ensamblaje de los componentes. Para mitigar este efecto, el fabricante, Eurocircuits, recomienda establecer alivios térmicos de al menos de 0,2mm. Así, se ha establecido 0,25mm tanto para el alivio térmico como para la anchura de conexión. Cabe mencionar que estos alivios térmicos introducen cierta inductancia parásita en el sistema.

Los polígonos de cobre son claves también para la disipación del calor generado durante el funcionamiento del aparato. En el conjunto de la placa se encuentran componentes que disipan gran cantidad de energía en forma de calor, este puede calentar los componentes por encima de su límite térmico, estropeándolos. Los puntos de mayor estrés térmico corresponden a los convertidores de potencia:

Regulador Lineal TLV76133

Como ya se ha mencionado, el regulador lineal TLV76133 [66] disipa aproximadamente 350mW en forma de calor. Siguiendo la guía proporcionada en el libro "Designing With Low-Dropout Voltage Regulators"[8], se calcula el área mínima del polígono de cobre de disipación. En primer lugar se calcula la resistencia térmica máxima del conjunto tomando como temperatura máxima de trabajo 125 °C y temperatura máxima ambiente de 50 °C:

$$R_{\theta JA} = \frac{T_{j(max)} - T_A}{P_D} \quad (7.2)$$

$$R_{\theta JA} = \frac{125 - 50}{0,35} \approx 210 \text{ }^{\circ}\text{C W}^{-1}$$

Para calcular la resistencia térmica máxima del sumidero térmico, $R_{\theta SA}$, se debe sustraer a $R_{\theta JA}$ la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado, $R_{\theta JC}$, y la resistencia térmica entre el encapsulado y el sumidero, $R_{\theta CS}$, que se considera 0 °C W⁻¹ al estar directamente soldado a la placa:

$$R_{\theta SA} = R_{\theta JA} - R_{\theta JC}$$

$$R_{\theta SA} = 210 - 71,8 = 138,2 \text{ }^{\circ}\text{C W}^{-1} \quad (7.3)$$

Una vez averiguado $R_{\theta SA}$, se utiliza el gráfico 7.1 para determinar el área necesaria del polígono, la línea continua representa el cálculo más conservador:

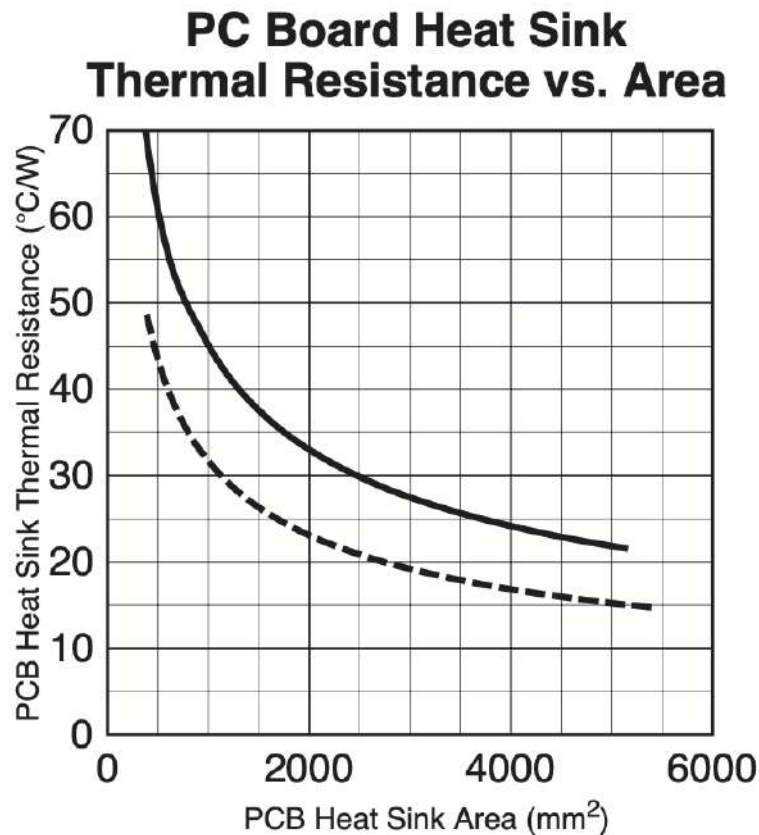


Figura 7.1: Gráfico Área polígono de disipación - Resistencia térmica [8]

Como se puede ver en el gráfico, no se contempla una restricción de resistencia tan pequeña. Se opta por colocar por seguridad un plano de alrededor 200 mm².

Convertidor Elevador

Si bien los convertidores Boost se caracterizan por su alta eficiencia, en torno al 90 %, el convertidor utilizado trabaja con 3,2 W (sección 8.2), por lo que es crítico asegurar una buena disipación de calor. Esta criticidad se acentúa al utilizar el empaquetado miniDIP, con un comportamiento térmico inferior a otros como el TO-220. Su pésimo comportamiento es principalmente debido al empaquetado de plástico, que evita que el calor sea evacuado hacia el aire, por lo que el alivio térmico se produce a través de los pines metálicos, los cuales son estrechos y no suponen un buen sumidero de calor. Con la resistencia térmica proporcionada en la hoja de datos [28] y la disipación de potencia calculada en el capítulo 4, se calcula que el incremento de temperatura sin aliviadero sería de $130^{\circ}\text{C W}^{-1} \cdot 0,55\text{ W} = 71,5^{\circ}\text{C}$, esto supone una temperatura ambiente máxima de tan solo $100^{\circ}\text{C} - 71,5^{\circ}\text{C} = 28,5^{\circ}\text{C}$. De esta manera, a pesar de que el formato miniDIP es especialmente cómodo para el prototipado en la protoboard, no es aceptable para su uso continuado en prototipos más avanzados. Por ello, se sustituye el empaquetado por el TO-220, que presenta

una resistencia térmica considerablemente mejor: $50\text{ }^{\circ}\text{C W}^{-1}$. Tras la sustitución, el incremento teórico de temperatura a potencia máxima pasa a $50\text{ }^{\circ}\text{C W}^{-1} \cdot 0,55\text{ W} = 27,5\text{ }^{\circ}\text{C}$, logrando una cómoda temperatura ambiente máxima: $72,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. El formato TO-220, además presenta una gran versatilidad en cuanto a sumideros de calor: La pestaña metálica puede ser soldada a un plano de cobre en la PCB o se le puede añadir un disipador de aluminio vertical independiente mediante un tornillo. Estas opciones no resultan necesarias para el contexto actual.

El TO-220 puede ser colocado en varias disposiciones: vertical, horizontal cara arriba o horizontal carga abajo. Para distinguirlos, Linear Technology utilizó el término Flow. En este caso, se ha escogido la variante Flow 31, que incorpora terminales preformados a 90° , permitiendo un montaje horizontal directo sobre la PCB sin someter al componente a estrés mecánico por doblado manual.



Figura 7.2: Variante Flow 31 del TO-220 (DigiKey)

7.2.5. Integridad de señal

En el diseño de circuitos impresos de alta densidad, el uso de vías para llevar una traza de una capa a otra resulta inevitable. Sin embargo, estos recursos crean discontinuidades electromagnéticas que degradan la integridad de la señal [74]. Como medida de mitigación, es común la colocación de una vía a tierra cercana a la vía de señal para ofrecer un camino de retorno de corriente cercano que reduce la degradación de la señal.

El artículo de Wu et al. estudia este comportamiento y revela que el uso de cuatro vías a tierra distribuidas simétricamente alrededor de la vía de señal elimina por completo la resonancia provocada. Sin embargo, estas vías introducen resonancia adicional, por lo que incide en la importancia de un espaciado pequeño entre vías, recomendando una distancia de entre 1,27 y 2,54 mm. De esta manera, con el propósito de preservar la integridad de las señales analógicas, se rodean las vías de transición de cuatro vías conectadas a masa o acompañadas por una o dos vías a tierra, según el espacio disponible. En concreto, esta geometría se ha implantado en los cambios de capa de las trazas PWM y en las líneas de datos (SDA) y reloj (SCL) del bus de comunicación I^2C . A pesar de que estas señales operan a frecuencias fundamentalmente bajas, por debajo de los MHz, los tiempos de subida y bajada de los flancos lógicos generan un contenido armónico de alta frecuencia.

7.2.6. Polígonos de relleno

Las exigencias técnicas de la PCB impiden el diseño de una placa homogéneamente distribuida, dando pie a grandes zonas vacías. Estas son un problema para los fabricantes como JLCPCB o Eurocircuits ya que pueden afectar a la calidad final de sus piezas. Según el fabricante asiático JLCPCB[75], el metalizado de la PCB se lleva a cabo utilizando una corriente fija, si las áreas de cobre no están bien distribuidas, la corriente puede concentrarse de forma heterogénea, resultando en un metalizado desigual en diferentes zonas. Por otro lado, durante el grabado químico, la ausencia de planos de cobre rodeando trazas cercanas entre sí como los buses de datos de los puertos USB puede provocar cortocircuitos.

Para mitigar estas penalizaciones de fabricación y reducir el riesgo de errores se implementa el vertido de cobre, inundando los espacios vacíos con planos sólidos referenciados a tierra. Este vertido tiene otras virtudes, ya que actúa como un sumidero térmico de alta conductividad que homogeneiza la disipación del calor generado por el convertidor de potencia, previniendo puntos calientes. Sin embargo, si estos planos externos presentan una alta inductancia hacia la tierra real, estos pueden actuar capacitivamente como antes, excitando modos resonantes o irradiando interferencias electromagnéticas. Para neutralizar este efecto, es común aplicar la técnica de cosido de vías según la cual se coloca una matriz de vías referenciado a tierra a lo largo de la PCB. El espaciado máximo de la cuadrícula se dimensiona en función de la longitud de onda de mayor interés en la placa. En el caso de la lógica digital, el límite no lo marca la frecuencia fundamental sino la frecuencia armónica asociada a los tiempos de subida y bajada de las señales. La frecuencia de interés en la señal digital es la denominada frecuencia de codo y se calcula de la siguiente manera [76]:

$$\begin{aligned} f_{max} &= \frac{0,5}{t_{r/n}} \\ L &= \frac{0,5}{2ns} \approx 0,25 \text{ GHz} \end{aligned} \tag{7.4}$$

Así, la separación entre vías se calcula de la siguiente manera [77].

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{20} \cdot \frac{c}{\sqrt{\epsilon} \cdot f_{max}} \\ L &= \frac{1}{20} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{3,3} \cdot 0,25 \cdot 10^9} \approx 33 \text{ mm} \end{aligned} \tag{7.5}$$

Por otro lado, para evitar el acoplamiento entre tierra y las trazas de señal, se establece una separación de 0,6 mm, tres veces superior al ancho típico de estas trazas, de 0,2 mm.

7.2.7. Posicionamiento de los Puertos USB-C

El aparato consta de 2 puertos USB-C, mientras que uno se utiliza para programar el microcontrolador, el otro se utiliza para la carga de la batería. Para su posicionamiento, se deben tener en cuenta en primer lugar las dimensiones del conjunto receptáculo-clavija. La clavija está habitualmente rodeada por una funda de

plástico que, al chocar con los bordes de la placa o de la carcasa, limita el alcance del cable dentro de la placa. De esta manera, para asegurar una conexión completa, el receptáculo se debe situar, al menos, en el borde de la placa.

Como es evidente, el puerto de programación no debe dejarse a la vista, por lo que se opta por colocarlo bordeando la PCB. Por otro lado, el puerto de carga debe estar a la vista, de manera que se coloca sobresaliendo de la PCB:

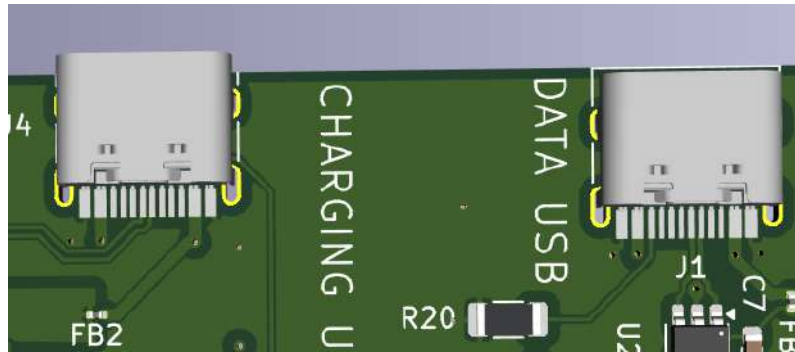


Figura 7.3: Disposición final de los puertos USB-C

7.2.8. Componentes Pasivos

El paso del modelo teórico del circuito electrónico al prototipado implica la adaptación de los valores calculados a los valores estándar. Si bien los fabricantes ofrecen una gran variedad de valores, los componentes con valores no estandarizados tienen un costo muy superior y un mayor lead time, ya que las tiradas de fabricación son menores. Por ello, la selección de resistencias se ha ceñido a las series estándar E24 y E96. El nombre de las series describe el número de valores por década disponibles, cuanto más alto es el número, menor es la tolerancia. Por ejemplo, la serie E96 tiene tolerancias del 1 %. Por otro lado, para la selección de los condensadores, especialmente en las tecnologías cerámicas multicapa (MLCC), la asignación de la huella física en la placa de circuito impreso se ha realizado en base al valor de la capacitancia y a su voltaje nominal requerido.

Capítulo 8

Gestión de Batería

La carga de una batería de doble celda mediante USB-C requiere un integrado capaz de elevar el voltaje del bus de alimentación de 5 V hasta los 8,4 V a los que llegan las dos celdas en serie completamente cargadas. Para ello, se ha escogido el BQ25886 [39], un convertidor boost de pequeño tamaño fabricado por Texas Instruments especializado en la carga de baterías de dos celdas con USB. El modelo destaca por su arquitectura 'Narrow VDC' (NVDC) que separa el sistema de la batería, permitiendo alimentar el sistema a un voltaje mínimo establecido incluso cuando la batería está completamente descargada.

El integrado permite cierta personalización del cargador mediante diferentes pines:

1. V_{set} : Limita el voltaje de carga de la batería, en este caso se ha escogido un límite de 8,4 V colocando una resistencia mayor de 150 k Ω
2. I_{lim} : Siendo el límite de corriente del puerto USB-C 1,25 A, es importante limitar la corriente de entrada que el conversor puede pedir. Se opta por limitar la corriente a 1 A. La fórmula proporcionada por la hoja de datos es la siguiente:

$$I_{lim} = \frac{1110}{R_{lim}} \quad (8.1)$$
$$R_{lim} = \frac{1110}{1,1} = 1 \text{ k}\Omega$$

3. I_{chgset} : Por otro lado, a pesar de que el límite de la corriente de carga está evidentemente limitado por la corriente de entrada, el BQ25886 permite también limitarla. En el peor de los casos, cuando la batería está completamente descargada(7 V), la corriente de carga sería la siguiente.

$$P_{in} \cdot n = P_{out} \quad (8.2)$$

$$5 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} \cdot 0,93 = 7 \text{ V} \cdot I_{chg} \quad (8.3)$$

$$I_{chg} \approx 0,7 \text{ A}$$

Así, por seguridad, se establece el máximo de corriente de carga en 0,8 A:

$$I_{chg} = \frac{R_{ichg}}{K_{ichg}} \quad (8.4)$$

$$R_{ichg} = 0,8 \cdot 3610 \approx 3 \text{ k}\Omega$$

Por otro lado, el componente protege a la batería del sobrecalentamiento haciendo uso de un divisor de tensión formado por una resistencia en serie con dos resistencias en paralelo, de las cuales una es un termistor:

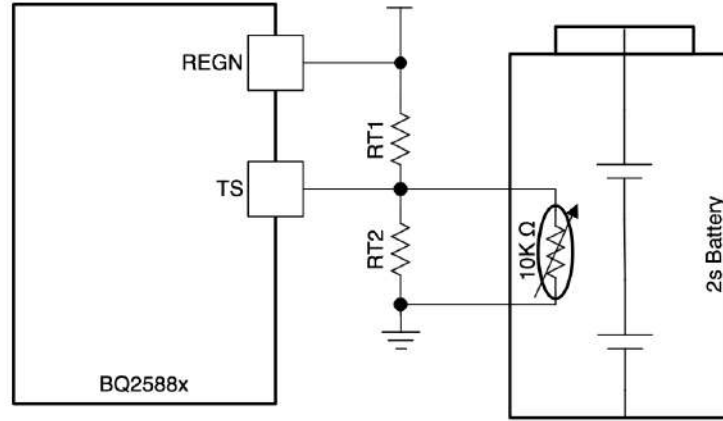


Figura 8.1: Circuito de protección térmica

Durante la carga, la tensión del pin TS debe estar entre los límites V_{T1} y V_{T5} , al subir la temperatura, el termistor reduce su resistencia, reduciendo el voltaje en el terminal TS. Si el voltaje percibido cae bajo V_{T5} , se suspende la carga hasta volver al rango de tensión aceptable. Además, entre T1 y T2, el controlador reduce la corriente de carga a $0,8 \cdot I_{chg}$ y a altas temperaturas, entre T3 y T5, el voltaje de carga se limita a 8 V.

Para esta aplicación, se ha escogido el termistor recomendado por la hoja de datos, el 103AT-2. Por otro lado, para calcular los valores de las resistencias R_{T1} y R_{T2} , se ofrecen las siguientes ecuaciones:

$$RT2 = \frac{R_{NTC,T1} \cdot R_{NTC,T5} \cdot \left(\frac{1}{V_{T5}} - \frac{1}{V_{T1}} \right)}{R_{NTC,T1} \cdot \left(\frac{1}{V_{T1}} - 1 \right) - R_{NTC,T5} \cdot \left(\frac{1}{V_{T5}} - 1 \right)} \quad (8.5)$$

$$RT2 = \frac{27,28 \cdot 3,02 \cdot \left(\frac{1}{0,34375} - \frac{1}{0,7325} \right)}{27,28 \cdot \left(\frac{1}{0,7325} - 1 \right) - 3,02 \cdot \left(\frac{1}{0,34375} - 1 \right)} \approx 30,31 \text{ k}\Omega$$

$$RT1 = \frac{\frac{1}{V_{T1}} - 1}{\frac{1}{RT2} + \frac{1}{R_{NTC,T1}}} \quad (8.6)$$

$$RT1 = \frac{\frac{1}{0,7325} - 1}{\frac{1}{30,31} + \frac{1}{27,28}} \approx 5,24 \text{ k}\Omega$$

Los valores obtenidos no están estandarizados, por lo que su compra tendría un precio elevado. Por ello, se redondean sus valores a la serie estandarizada E96, R_{T2} a 30,1 k Ω y R_{T1} a 5,23 k Ω . Finalmente, se han colocado LEDs indicadores del estado del cargador:

1. STAT: Indica que la batería se está cargando.
2. PG : Se enciende si la fuente de energía tiene suficiente voltaje, al menos 3,9 V, y puede dar más de 30 mA

8.1. Balance de Batería

En el diseño y gestión de sistemas de energía basados en batería de una o más celdas, el equilibrado de celdas constituye un proceso crítico para garantizar tanto la integridad operacional como la optimización del rendimiento de la batería. En una configuración 2S, la tensión es la suma del voltaje de cada celda (con un rango operativo de 3 a 4,2 V). A pesar de que ambas celdas experimentan la misma corriente de carga y descarga por estar en serie, las tolerancias del proceso de fabricación y variables ambientales pueden provocar divergencias en los parámetros electroquímicos.

Estas discrepancias se originan principalmente por variaciones en la capacidad nominal o en la resistencia interna. Sin un mecanismo de equilibrado, estas diferencias podrían acumularse con cada ciclo de carga y descarga. En consecuencia, una celda puede alcanzar su tensión máxima (típicamente 4,2 V) antes que la otra, exponiéndose a una sobrecarga de la primera. La ausencia de balanceo de celda degrada la eficiencia global del sistema. En primer lugar, limita la autonomía al rendimiento de la celda más débil y en segundo lugar la falta de control puede derivar en sobrecarga o sobredescarga durante el uso. Estos fenómenos aceleran la degradación térmica y pueden provocar fallos en la batería.

Entre los diferentes métodos de balanceo destaca por su simplicidad y bajo coste el denominado método pasivo. Como su propio nombre indica, este método funciona disipando el exceso de energía de las celdas que tienen más carga, permitiendo que las celdas más rezagadas alcancen el mismo nivel de tensión. El sistema de gestión de baterías o BMS monitoriza la tensión de cada celda individual, si una celda alcanza el umbral de tensión máxima antes que la otra celda, el BMS cierra el MOSFET asociado a la celda cargada y redirige la corriente de carga a través de una resistencia en paralelo.

La principal desventaja de utilizar el BQ25886 es que no monitoriza el voltaje de cada celda, por lo que no puede intervenir en el balanceo de voltaje. Como alternativa óptima a largo plazo para la gestión de la batería se ha identificado el integrado BQ25887 de Texas Instruments [78]. Este integra de forma nativa un sistema de equilibrado pasivo por disipación interna y se puede comunicar con el ESP32 mediante el bus I^2C .

Esta arquitectura ofrece mejoras sustanciales, en primer lugar mitiga el riesgo de desbalanceo de las celdas, prolongando la vida útil de las baterías, y en segundo proporciona una capacidad de telemetría avanzada que permite al microcontrolador conocer el estado de carga y registrar anomalías térmicas.

A pesar de los beneficios técnicos indiscutibles de este integrado, para la presente fase de desarrollo se optó por mantener el modelo BQ25886. Dado que el objetivo primordial actual es la validación funcional del sistema global en un sistema controlado, el riesgo de desequilibrio grave entre celdas es reducido. El cambio de componente supondría un cambio complejo del enrutado de la PCB y renunciar al uso de otros periféricos como los leds RGB por falta de pines. Por ello, se reserva la inclusión del BQ25887 en el sistema para posteriores iteraciones del prototipo.

8.2. Estimación de energía consumida

Para la elección de la batería, se debe estimar en primer lugar la energía que el dispositivo consume durante una sesión de tratamiento.

En cuanto al sistema de control, la hoja de datos del microcontrolador estima un consumo aproximado de 40 mA con las interfaces WiFi y Bluetooth deshabilitadas y operando a una frecuencia de 160 MHz. Adicionalmente, el controlador de la pantalla OLED consume un máximo de 27 mA en condiciones de pantalla totalmente activa [58]. Otros periféricos, como el convertidor digital analógico MCP4725, tienen un consumo prácticamente despreciable (del orden de 500 μ A) [41], al igual que las corrientes asociadas a las señales lógicas de los pines. En conjunto, se estima un consumo de alrededor de 80 mA.

No obstante, el microcontrolador no es alimentado directamente por la batería. El regulador lineal TLV761 [66] debe antes reducir el voltaje de la fuente, 7,4 V, al voltaje de trabajo del ESP32, 3,3 V. Estos reguladores, a diferencia de los convertidores conmutados, disipan la diferencia de tensión en forma de calor, por lo que su eficiencia es muy baja. Esta es alrededor de $V_{out}/V_{in} = 3,3/7,4 = 44\%$.

Por otro lado, en la etapa de potencia, el sistema TENS puede suministrar, en condiciones de máxima carga, dos señales de 40 mA a 40 V, lo que supone una potencia total de 3,2 W. La eficiencia de esta etapa se estima en torno a $\eta \approx 0,9$.

Sistema	Potencia útil (W)	Eficiencia	Potencia consumida (W)
Sistema de control (ESP32 + periféricos)	0,264	0,44	0,60
Etapas de potencia (TENS)	3,20	0,90	3,56
Total	–	–	4,16

Tabla 8.1: Estimación de consumo de potencia del sistema

Así, el consumo total durante un programa de 25 minutos se estima en

$$\frac{4,16 \text{ W}}{7,4 \text{ V}} \cdot \frac{25}{60} \approx 230 \text{ mAh} \quad (8.7)$$

A partir de este resultado, para garantizar una autonomía cercana a la semana, sería necesaria una batería de considerable capacidad, de 1610 mAh. No obstante, este tipo de baterías presenta unas dimensiones considerables, por ejemplo la batería

SPEKTRUM SPMX142S30H2 de 1400 mAh mide 21x31x101 mm. De esta manera, su inclusión dentro de la carcasa aumentaría el volumen final del prototipo de manera excesiva.

Por este motivo, para esta etapa de prototipado se escoge la batería de 350 mAh SPMX3502S30. Si bien esta batería supone apenas día y medio de autonomía a máxima potencia, su tamaño más reducido, 13x28x56 mm, permite mantener un diseño compacto.

Capítulo 9

Carcasa

El diseño del dispositivo no finaliza con la validación de la placa de circuito impreso sino que se debe diseñar un encapsulado que permite a los usuarios una cómoda manipulación del producto. La carcasa está diseñada para confinar y fijar de forma conjunta tanto la PCB como el pack de baterías de ion-litio. Esto inmoviliza la celda de energía, evitando tensiones en los cables de alimentación durante el uso diario. Externamente, el encapsulado ejerce un control estricto sobre las interfaces físicas: restringe el acceso al usuario ocultando deliberadamente el puerto USB-C de programación y depuración para prevenir manipulaciones indebidas del firmware, dejando expuestos única y exclusivamente los terminales necesarios para la terapia y la recarga del dispositivo.

Para la materialización del primer prototipo del encapsulado se ha recurrido a la fabricación aditiva, aprovechando los recursos de prototipado rápido disponibles en las instalaciones de la universidad. El diseño CAD, desarrollado mediante el software Autodesk Fusion, plantea una arquitectura dividida en dos piezas mecánicas principales: una semicarcasa inferior o base y una semicarcasa superior o cubierta.

La base dispone de las aperturas para alojar el USB-C de carga, el interruptor de encendido y las terminales de salida de los electrodos.

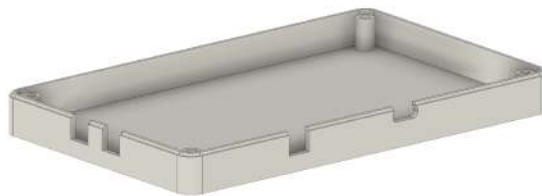


Figura 9.1: Semicarcasa Inferior

Por su parte, la cubierta superior integra las interfaces de usuario, albergando las ventanas mecanizadas para los pulsadores de control y el encastre geométrico de la pantalla OLED.

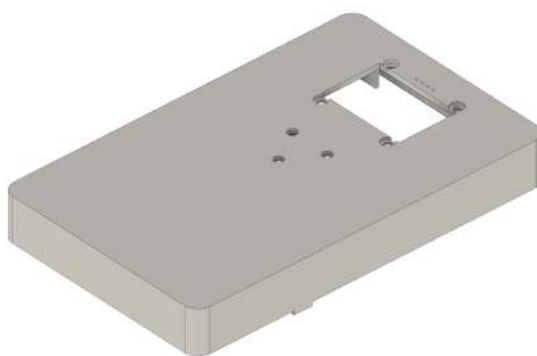


Figura 9.2: Semicarcasa Superior

Además, se han incorporado una serie de nervios de retención que limitan los movimientos de la batería.

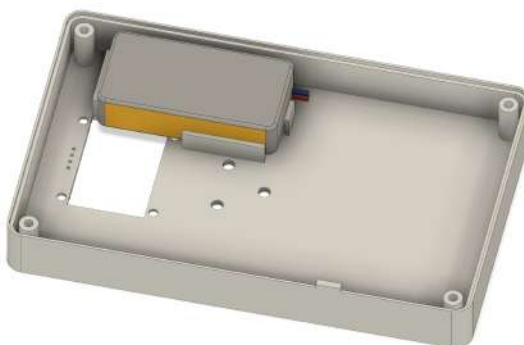


Figura 9.3: Detalle de la zona interna de la semicarcasa superior

El ensamblaje de ambas semicarcasas se efectúa mediante una junta de solape, diseñada para impedir el desplazamiento lateral de las piezas.

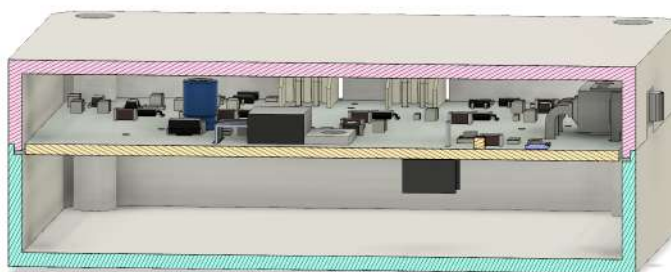


Figura 9.4: Vista de sección I

Finalmente se diseña una unión mecánica que fija simultáneamente la base, la placa de circuito impreso y la cubierta utilizando cuatro tornillos M3. Para ello, se han modelado guías con un diámetro exterior de 6 mm, dotando a las guías de

resistencia frente a la tensión de apriete. En la base, los orificios se han configurado como pasantes con un diámetro de 3,2 mm, permitiendo el paso libre del tornillo. En contraposición, en la cubierta las guías presentan un diámetro interior de 2,7 mm, dimensionado específicamente para forzar el autorroscado del tornillo en el plástico de la carcasa y asegurar el bloqueo de la unión.

Como último apunte, cabe destacar que se ha aplicado un margen de tolerancia de 0,5 mm en los encastrés y aperturas. Esta compensación dimensional absorbe la expansión térmica del filamento extruido y la imprecisión de la impresora y asegura un ensamblaje sin interferencias entre partes.

9.1. Material y Método de fabricación

El material escogido para el TENS de alta frecuencia es el ABS. Este material termoplástico está formado por tres monómeros acrilonitrilo, butadieno y estireno cuya combinación aportan características muy versátiles al compuesto final [79]. Entre sus cualidades para la aplicación, destacan su durabilidad y resistencia, por lo que son muy utilizados en carcasas de dispositivos como teléfonos móviles o en accesorios electrónicos como teclados o ratones.

Por otro lado, para la fabricación de los dispositivos, se ha descartado el uso de tecnologías aditivas como el FDM debido a su rugosidad superficial y fragilidad. En su lugar, se ha optado por la colada al vacío en la cual se introduce una resina líquida junto con un catalizador en una cámara en vacío, donde la mezcla polimeriza y toma forma siguiendo el molde. Al ser el molde de silicona, el proceso es muy económico para la producción de series cortas en comparación con el moldeo por inyección convencional y permite producir partes con alta precisión. Cabe destacar que este proceso es incompatible con el uso de plásticos ABS, sin embargo los fabricantes ofrecen resinas que imitan las propiedades mecánicas y térmicas de este material [80].

Capítulo 10

Marco Normativo

El cumplimiento normativo es una restricción de diseño fundamental. En el desarrollo de hardware, especialmente aquel con interacción física o eléctrica directa con el usuario, las normativas dictan desde la selección del encapsulado de los componentes en la lista de materiales hasta la topología del enrutamiento de alta tensión en el circuito impreso. Tener en cuenta el marco regulatorio durante la etapa inicial del prototipado permite anticiparse a posibles problemas durante la fase de auditoría que pueden obligar a rediseños estructurales, penalizando costes y tiempos de iteración.

10.1. Reglamento 2017/745

El Reglamento 2017/745 o MDR [81], es un marco regulatorio que establece las normas para la comercialización de productos sanitarios que vayan a ser utilizados en humanos dentro de la Unión Europea. Según la regla 9 de la sección 6.1, se enmarca el HF-TENS en la clase IIa, ya que administra energía al paciente de una forma no potencialmente peligrosa. Por otro lado, entre los requisitos generales de seguridad y funcionamiento, recogidos en el Anexo I, destacan los siguientes:

- Apartado 5.b: Para reducir los riesgos relacionados con el uso de todo tipo de usuarios, se ha establecido retroalimentación tanto por sonido como mediante una pantalla para notificar al usuario de cualquier cambio realizado durante la sesión.
- Apartado 17 sobre los sistemas electrónicos programables: Los parámetros configurables se han limitado en un rango seguro y controlado de uso.
- Apartado 18 sobre los productos sanitarios activos y productos conectados a ellos: Se informará al usuario del estado de la batería al comienzo de la sesión, cumpliendo el subapartado 18.2.
- Apartado 21 sobre los riesgos asociados al uso del aparato: La energía suministrada es regulable con precisión (21.1)

- Apartado 22: El producto ha sido diseñado para ser manipulado por profanos, por lo que se ha limitado todo parámetro peligroso como la intensidad de estimulación.

10.2. Vía de Cumplimiento Técnico y Presunción de Conformidad

El MDR define los requisitos legales de alto nivel, pero no establece los parámetros de ingeniería ni los ensayos de laboratorio concretos para su verificación. De acuerdo con el Artículo 8, el cumplimiento de las normas armonizadas publicadas en el Diario Oficial de la Unión Europea otorga automáticamente la presunción de conformidad con los requisitos esenciales que dichas normas cubren.

Para el desarrollo del hardware y firmware del HF-TENS, se adopta el marco de la serie de normas IEC/EN 60601 [82], traduciendo las exigencias del MDR en restricciones de diseño electrónico cuantificables.

10.2.1. Arquitectura de alimentación y Aislamiento del paciente

El dispositivo va a ser internamente alimentado por una batería LiPo de 7,4 V por lo que está clasificado como Equipo ME Internamente Alimentado. Por otro lado, a pesar de que el dispositivo se carga mediante la conexión a la red de alimentación, este no puede ser utilizado durante la carga. De esta manera, se evita la identificación del equipo como EQUIPO ME CLASE I. La coexistencia de una etapa de estimulación de alta tensión (40 V) y una conexión física a la red eléctrica (vía USB) introduciría un alto riesgo de seguridad eléctrica en el dispositivo. Bajo la norma IEC 60601-1, un equipo conectado a la red debe garantizar Medios de Protección para el Paciente (MOPP) para evitar que corrientes de fuga transitorias o fallos en la fuente de alimentación del cargador se deriven a través del cuerpo del paciente hacia tierra. Al utilizar un puerto USB estándar, la tierra de la placa y el retorno de los electrodos quedarían vinculados a la masa de protección del edificio. Esta configuración anula el aislamiento galvánico necesario, transformando un potencial fallo de red en un choque eléctrico directo para el usuario.

En consecuencia, se ha implementado un enclavamiento por hardware utilizando la salida del pin /PG (Power Good) del cargador BQ25886 [39]. Este pin se pone a cero cuando detecta la carga de batería. Así, se utiliza como una compuerta lógica que fuerza el estado de apagado del convertidor boost LT1170 [28]. Esta arquitectura asegura mediante hardware la total imposibilidad de activar el convertidor DC/DC durante la carga de la batería, garantizando así el aislamiento total del paciente respecto a la red de baja tensión.

En cuanto a la batería, atendiendo a la cláusula 15.4.3 de la norma, se asegura una conexión correcta de la batería utilizando el conector de la serie PH [83] para la conexión de la batería. Gracias a la forma de su empaquetado, se garantiza un contacto positivo y una baja resistencia de contacto. Por otro lado, el cargador

BQ25886 garantiza la protección contra sobrecarga. Además, la batería debe cumplir con la NORMA IEC 60086-4

10.2.2. Línea de fuga y Distancias en el aire

En la placa de circuito impreso coexisten señales a nivel lógico (3,3 V) con señales de potencia de hasta 40 V. A pesar de que el aire es un buen aislante, diferencias altas de voltaje entre trazas cercanas pueden provocar arcos eléctricos, además la humedad o partículas de polvo sobre la superficie incrementan el riesgo de que esto ocurra. Ante esto la tabla 12 de la cláusula 8.9 regula las líneas de fuga y distancias en el aire mínimas para la protección del paciente. La distancia en el aire está orientada a prevenir el arco eléctrico provocado por sobretensiones transitorias mientras que la línea de fuga se establece para reducir el riesgo de que contaminantes como motas de polvo generen trazas parásitas entre conductores.

Se toman de la tabla los valores para lograr la categoría MOPP (Medios de Protección del Paciente), garantizando la protección del paciente. No se aplican las distancias para la protección 2xMOPP debido a que la redundancia geométrica imposibilitaría el diseño. Para los 40 V de trabajo, se exige una línea de fuga mínima de 2 mm y distancia en el aire de 1 mm. Cabe destacar que, debido a restricciones físicas, el límite no se respeta entre los pads de los componentes utilizados en la etapa de potencia como en los conmutadores TMUX7219 [47].

10.2.3. Identificación, marcado y documentos del Equipo

Al utilizar el dispositivo, el usuario debe poder entender el funcionamiento y los posibles riesgos que conlleva el uso del mismo. Para ello, el producto se acompaña de diferentes símbolos y mensajes informativos. Estos deben ser legibles en el exterior del equipo desde la posición prevista de su uso. Debido al reducido tamaño del producto, los marcados no pueden ser colocados sobre la carcasa del producto, por lo que se colocan en el embalaje individual.

- Aviso de presencia de batería de litio.
- Botones de control e interruptor de potencia: La función de cada botón de control se identifica de una manera no ambigua mediante etiquetas debajo como 'UP', 'DOWN' o 'ON/OFF'.

10.3. Sistema de alarmas

En el ámbito de la instrumentación médica, el diseño de un sistema de alarmas es fundamental para garantizar la seguridad del paciente y cumplir con las normas internacionales, como la UNE-EN 60601-1-8 [84]. En dispositivos TENS, a pesar de su bajo nivel de riesgo, permiten detectar anomalías operacionales como el desprendimiento de electrodos o la presencia de sobrecorrientes que superen los umbrales seguros de estimulación. La aplicación de esta norma permite una correcta jerarquización de las alarmas, clasificándolas acústicamente según su prioridad: alta, media

o baja. Estas configuraciones se establecen conforme a las tablas 3 y 4 de la sección 6.3.3.

Prioridad media

Aunque el dispositivo está destinado a estimulación superficial y opera con corrientes relativamente bajas, existen posibles fallos de hardware que pueden ocasionar lesiones reversibles en el paciente como quemaduras.

- **Fallo en el puente de conmutación:** si los conmutadores quedan en conducción en una única dirección, el sistema deja de generar pulsos alternos, produciendo una polarización continua de la piel. Esto puede provocar lesiones leves en el paciente como pequeñas quemaduras.
- **Sobrecorriente:** si bien el voltaje de trabajo es bajo, un fallo en el sumidero de corriente, combinado con una carga de baja impedancia, puede generar corrientes superiores a los límites de seguridad establecidos.

Prioridad baja

Se consideran eventos de baja prioridad la desconexión accidental de los electrodos y el apagado del sistema por batería baja.

Capítulo 11

Estudio económico

Como en todo producto destinado al uso comercial, el aspecto económico es clave para la evaluación de su viabilidad. Aunque un producto sea útil, un precio desmesurado puede hacerlo inaccesible para los pacientes aquejados por SPI. El objeto de este capítulo, pues, es determinar el coste económico total asociado al diseño, desarrollo y validación del TENS de alta frecuencia.

El presupuesto se estructura en tres ejes fundamentales:

- Coste de Ingeniería y Desarrollo: Valoración cuantitativa del tiempo invertido en las fases de diseño del hardware, diseño de la PCB, programación del firmware y ensayos funcionales en el laboratorio.
- Costes de materiales y ensamblaje: Evaluación económica del listado de componentes y de los procesos de fabricación y ensamblaje de la placa.
- Costes de Homologación y Ensayos Normativos: Consideración de la inversión necesaria para someter el dispositivo a los ensayos de seguridad eléctrica y compatibilidad electromagnética.

11.1. Costes asociados al I+D

Para el coste de la mano de obra, se asume una tarifa horaria estándar para un ingeniero junior de 30€/h. A continuación, se presenta un desglose por horas del trabajo realizado.

Fase del Proyecto	Horas	Subtotal €
Investigación, cálculo analítico y viabilidad	60	1.800
Diseño electrónico	80	2.400
Definición de componentes	30	900
Diseño de PCB	40	1.200
Desarrollo de firmware	40	1.200
Modelado carcasa	10	300
Montaje de prototipo y pruebas de laboratorio	40	1.200
Total	—	9.000 €

Tabla 11.1: Costes de desarrollo

Por otro lado, los costes asociados a las herramientas de desarrollo son los siguientes:

Herramientas	Función	Subtotal €
KiCad	Desarrollo de PCB	Licencia abierta
LTspice	Diseño electrónico	Licencia abierta
Visual Studio Code	Desarrollo de Software	Licencia abierta
Autodesk Fusion	Diseño 3D	714 ¹
Total	—	714 €

Tabla 11.2: Coste de licencias

11.2. Costes de materiales y ensamblaje

Los costes por producto incluyen la lista de componentes o BOM, la fabricación de la PCB y el ensamblaje y la lista de materiales. Para la estimación del coste, se ha tomado el precio aproximado para tiradas de cien unidades:

Elemento	Proveedor	Subtotal €
BOM	DigiKey	96,00
PCB	JLCPCB	44,00
Encapsulado	PCBWay	30,00
Total	—	170 €

Tabla 11.3: Costes de fabricación

11.3. Certificación y marcado CE

El Reglamento UE 2017/745 [81] de productos sanitarios regula la obligatoriedad del marcado CE sanitario de conformidad para la comercialización de productos sanitarios en la Unión Europea. Para evaluar el coste de certificación de un TENS, categoría IIa, se ha tomado como fuente un estudio de mercado de MedEnvoy [85]

Concepto Regulatorio	Rango de coste (€)
Tasas de presentación	2.400 – 12.000
Gastos de auditoría	18.000 – 72.000
Tasas de certificación	12.000 – 36.000
Auditorías anuales	6.000 – 18.000
Total	38.400 – 138.000 €

Tabla 11.4: Estimación de costes asociados a la documentación, auditoría clínica y calidad.

11.4. Viabilidad económica

El análisis de costes muestra la divergencia entre la viabilidad técnica del prototipo y su viabilidad comercial real. A pesar de que el coste unitario de fabricación estimado para lotes de 100 unidades se mantiene en un rango accesible, el principal cuello de botella reside en la barrera regulatoria: la obtención del marcado CE sanitario (hasta 138.000 €) representa una alta carga de costes fijos.

En consecuencia, el éxito técnico del dispositivo no garantiza su viabilidad económica inmediata. Su explotación comercial queda pues ligada a dos estrategias: al escalado de producción a miles de unidades para diluir el impacto de los costes regulatorios y a la optimización de la lista de materiales para reducir el coste unitario directo.

Capítulo 12

Resultados

Una vez finalizado el diseño del conjunto, se fabrica la PCB con los siguientes resultados:

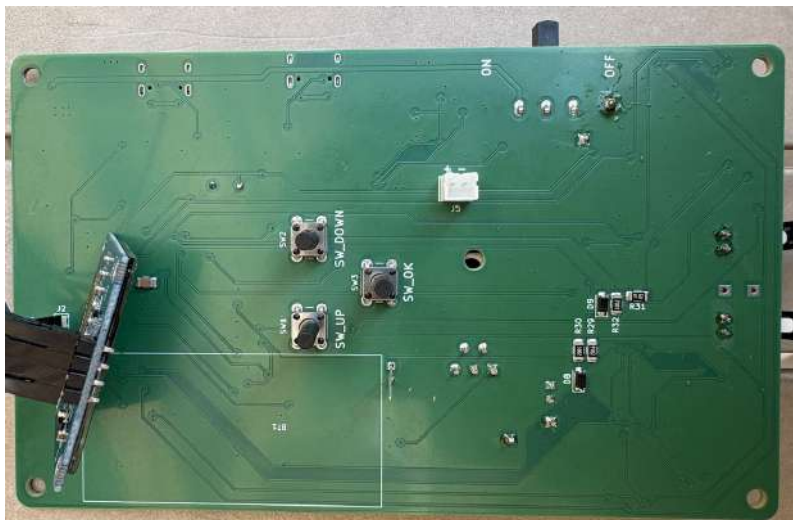


Figura 12.1: Cara superior de la PCB

A continuación, se valida el funcionamiento de la etapa de potencia: En la imagen 12.3 se aprecia claramente el modo de corriente discontinuo en el voltaje de conmutación (señal verde) al generar 10 V. Por otro lado, en la imagen 12.4 se muestra el régimen de corriente continua generando 40 V.

En cuanto a la señal de conmutación, se muestra en la figura 12.5. El efecto de la modificación mencionada en la finalización de la sección 5.1 se hace evidente. Se logra una reducción drástica del tiempo de subida alcanzando así una forma de onda significativamente más próxima a la cuadrada ideal requerida.

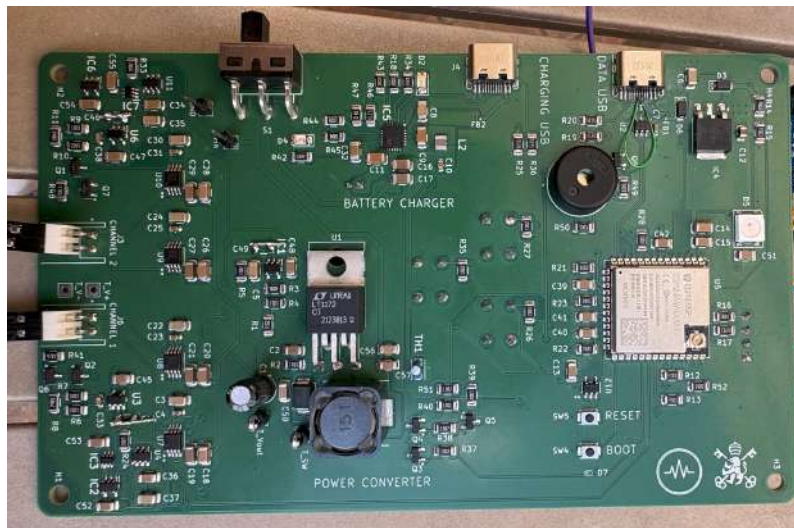


Figura 12.2: Cara trasera de la PCB

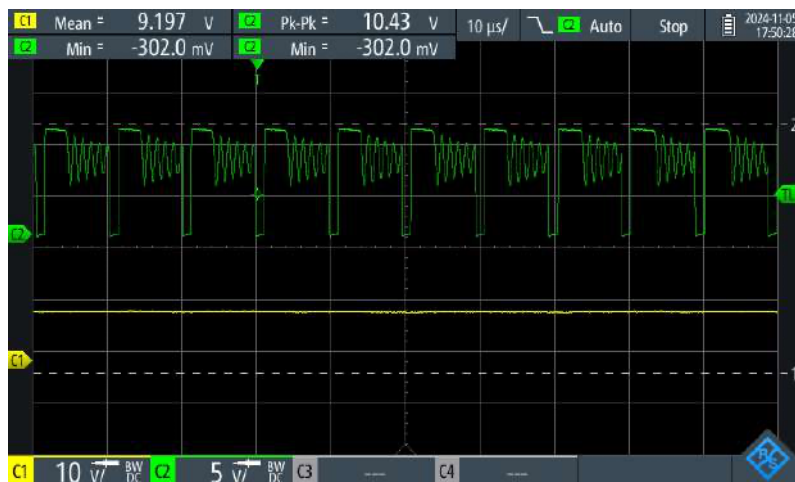


Figura 12.3: Señal voltaje de salida a 10 V (amarillo) y Señal de conmutación (verde)

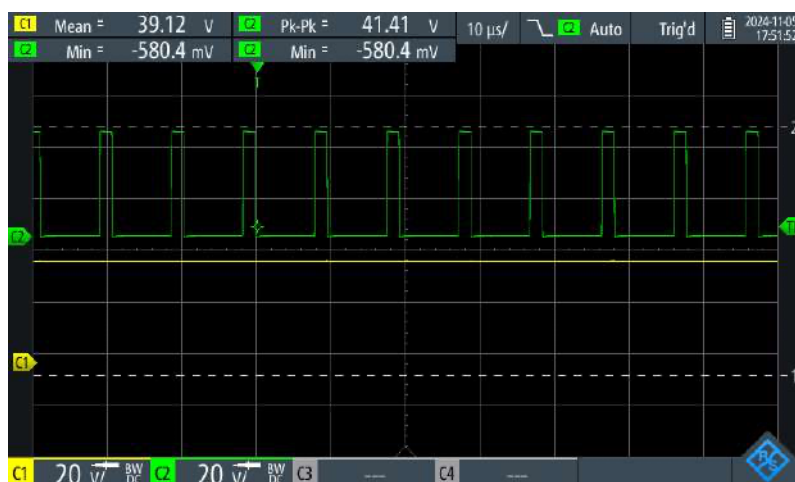


Figura 12.4: Señal voltaje de salida a 40 V (amarillo) y Señal de conmutación (verde)



Figura 12.5: Forma de onda tras la aceleración del lazo

En lo referido a la carcasa, se ha ensamblado con éxito el producto final, con el resultado mostrado en la figura 12.6 :



Figura 12.6: Fotografía del prototipo final

A propósito del software, se ha habilitado un repositorio público en GitHub (Link al código fuente) con el código completo. Se ha además creado una carpeta llamada 'screens' que contiene los diferentes sinópticos que el usuario visualiza al utilizar el aparato en formato PNG. Finalmente, los esquemáticos y los planos de la placa de circuito impreso se encuentran disponibles en el anexo II.

Capítulo 13

Conclusiones y Trabajos Futuros

El presente Trabajo Fin de Máster ha permitido desarrollar y validar el diseño de un dispositivo de estimulación nerviosa eléctrica transcutánea de alta frecuencia, HF-TENS. El proyecto ha cubierto con éxito el ciclo de vida completo del desarrollo de producto, incluyendo el diseño eléctrico y su posterior enrutamiento en una PCB, el desarrollo del código y el modelado del encapsulado.

En lo concerniente al diseño electrónico, se ha logrado la generación de un voltaje de salida de entre 10 y 40 V. El conjunto sumidero de corriente y puente de conmutación ha sido validado para generar señales cuadradas de corriente independientes de la impedancia de carga del paciente y se ha resuelto con éxito el problema de los picos de corriente en la carga durante los tiempos muertos. Tras ello, la arquitectura se ha materializado en una placa de circuito impreso de cuatro capas ruteada para aislar el ruido conmutado de la etapa de potencia de los buses digitales del microcontrolador y respetando las distancias de fuga exigidas por la norma IEC/EN 60601. En este proceso, se han seleccionado los componentes comerciales necesarios en base a sus características, teniendo en cuenta tanto sus particularidades eléctricas como su tamaño físico.

Por otro lado, cabe destacar que el uso del microcontrolador ESP32-S3 ha demostrado ser una solución óptima para el firmware del dispositivo. Mediante el uso de periféricos como el MCPWM y el sistema operativo FreeRTOS, se ha garantizado la estabilidad de la frecuencia de estimulación y la monitorización continua de las variables de entorno como la intensidad de la corriente sin que sean afectados por otros procesos menos críticos como la interfaz gráfica.

Respecto al firmware, se han diseñado e implementado algoritmos de mitigación de riesgos como la detección de electrodos sueltos, el acoplamiento dinámico de la intensidad entre canales, restringiendo la diferencia a un umbral seguro, o la monitorización continua de la corriente. Asimismo, se ha validado un sistema de almacenamiento local sobre la memoria flash que facilita el uso del dispositivo para futuros ensayos clínicos sobre la enfermedad.

Finalmente, se ha diseñado el encapsulado del dispositivo mediante software CAD, proyectando una estructura de dos semicarcasas que oculta el puerto de programación y confina de manera segura la batería de ion-litio. El estudio económico asociado demuestra la viabilidad financiera del prototipo, abriendo la vía hacia una futura producción a escala.

Entre las líneas futuras del trabajo, se encuentra un análisis exhaustivo de presencia de interferencias electromagnéticas y del comportamiento térmico de los componentes en la PCB, así como el análisis del ciclo de vida del producto. Al ser un dispositivo electromédico, el camino hasta su introducción en el mercado es aún largo. Así, los próximos pasos incluyen las diversas certificaciones ya mencionadas en el capítulo 10. Tras ello, se deben realizar estudios médicos para comprobar la efectividad del producto en el alivio de los síntomas del Síndrome de Willis-Ekbom.

Por otro lado, cabe la posibilidad de implementar la conectividad del dispositivo. Dado que el tratamiento se realiza en el domicilio de los pacientes sin la supervisión de un profesional, sería conveniente la monitorización de un correcto uso del dispositivo. Mediante el envío de datos a través del módulo Wifi del ESP32-S3, se podría desarrollar una infraestructura IoT que recibiera los datos en tiempo real de los diferentes dispositivos participantes en los estudios para su análisis centralizado por parte de los investigadores.

Bibliografía

- [1] D. J. Bora and R. Dasgupta, “Various skin impedance models based on physiological stratification,” *IET Systems Biology*, vol. 14, no. 3, pp. 147–159, 2020.
- [2] J. Rosell, J. Colominas, P. Riu, R. Pallas-Areny, and J. Webster, “Skin impedance from 1 Hz to 1 MHz,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 35, pp. 649–651, 1 1988.
- [3] Ridley Engineering, “[017] Boost Converter with Voltage-Mode Control.”
- [4] Ridley Engineering, “[018] Boost Converter with Current-Mode Control.”
- [5] “BCM56DS,” Hoja de Datos-, nexperia, Apr. 2018.
- [6] D. R. Merrill, M. Bikson, and J. G. Jefferys, “Electrical stimulation of excitable tissue: design of efficacious and safe protocols,” *Journal of Neuroscience Methods*, vol. 141, no. 2, pp. 171–198, 2005.
- [7] Espressif Systems, “ESP32-S3-WROOM-1,” Hoja de Datos Unknown.
- [8] B. Wolbert, *Micrel’s Guide to Designing With Low-Dropout Voltage Regulators*. Micrel Semiconductor, 1998.
- [9] C. Trenkwalder, W. Paulus, and A. S. Walters, “The restless legs syndrome,” *The Lancet Neurology*, vol. 4, pp. 465–475, July 2005.
- [10] S. Ferré, D. García-Borreguero, R. P. Allen, and C. J. Earley, “New Insights into the Neurobiology of Restless Legs Syndrome,” *The Neuroscientist*, vol. 25, pp. 113–125, July 2018.
- [11] G. Didato, R. Di Giacomo, G. J. Rosa, A. Dominese, M. De Curtis, and P. Lanteri, “Restless Legs Syndrome across the Lifespan: Symptoms, Pathophysiology, Management and Daily Life Impact of the Different Patterns of Disease Presentation,” *International Journal of Environmental Research and Public Health*, vol. 17, p. 3658, May 2020.
- [12] R. Nardone, L. Sebastianelli, V. Versace, F. Brigo, S. Golaszewski, E. Pucks-Faes, L. Saltuari, and E. Trinka, “Contribution of transcranial magnetic stimulation in restless legs syndrome: pathophysiological insights and therapeutical approaches,” *Sleep Medicine*, vol. 71, pp. 124–134, 2019.

- [13] J. D. Charlesworth, B. Adlou, H. Singh, and M. J. Buchfuhrer, “Bilateral high-frequency noninvasive peroneal nerve stimulation evokes tonic leg muscle activation for sleep-compatible reduction of restless legs syndrome symptoms,” *Journal of Clinical Sleep Medicine*, vol. 19, pp. 1199–1209, Mar. 2023.
- [14] Y. Xu, Y. Guan, and B. Lang, “Unraveling Restless Legs Syndrome: A Comprehensive Review of Current Research and Future Directions,” *International Journal of General Medicine*, vol. Volume 18, pp. 4041–4055, July 2025.
- [15] J.-M. Bugnicourt, “Dopamine Agonists in the Treatment of Restless Legs Syndrome: Too Much of a Good Thing?,” *Journal of Sleep Medicine*, vol. 21, no. 1, pp. 1–5, 2024.
- [16] A. Vlasie, S. Trifu, C. Lupuleac, B. Kohn, and M. Cristea, “Restless legs syndrome: An overview of pathophysiology, comorbidities and therapeutic approaches (Review),” *Experimental and Therapeutic Medicine*, vol. 23, no. 2, p. 185, 2021.
- [17] Y. Lin, Y. Wang, Y. Wang, S. Zhan, Y. Ding, Y. Hou, L. Wang, Y. Wang, and Y. Wang, “Impaired Sensorimotor Integration in Restless Legs Syndrome,” *Frontiers in Neurology*, vol. 9, p. 568, July 2018.
- [18] A. Shahid, K. Wilkinson, S. Marcu, and C. M. Shapiro, *International Restless Legs Syndrome Study Group Rating Scale*. 1 2011.
- [19] R. P. Allen, D. L. Picchietti, M. Auerbach, Y. W. Cho, J. R. Connor, C. J. Earley, D. Garcia-Borreguero, S. Kotagal, M. Manconi, W. Ondo, J. Ulfberg, and J. W. Winkelman, “Evidence-based and consensus clinical practice guidelines for the iron treatment of restless legs syndrome/Willis-Ekbom disease in adults and children: an IRLSSG task force report,” *Sleep Medicine*, vol. 41, pp. 27–44, Nov. 2017.
- [20] C. L. Comella, “Treatment of Restless Legs Syndrome,” *Neurotherapeutics*, vol. 11, no. 1, pp. 177–187, 2013.
- [21] “Teoría del Gate Control: definición médica | Diccionario CUN.”
- [22] A. Masdar, B. K. K. Ibrahim, and M. M. A. Jamil, “Development of wireless-based low-cost current controlled stimulator for patients with spinal cord injuries,” *IEEE-EMBS Conference On Biomedical Engineering And Sciences*, pp. 493–498, 2012.
- [23] Z. S. Şanlı, E. A. Ortaç, H. Binokay, and K. Aktaş, “Transcutaneous electrical nerve stimulation in the management of restless legs syndrome symptoms: A single-blind, parallel-group clinical study,” *Journal of Sleep Research*, vol. 33, p. e14167, Feb. 2024.
- [24] L. Meng, P. Terolli, and X. Hu, “Reduced Muscle Fatigue Using Continuous Subthreshold Kilohertz Stimulation of Peripheral Nerves,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 73, pp. 2112–2122, Oct. 2025.

- [25] A. M. Ryschon, A. Roy, and J. B. Pietzsch, “Cost-effectiveness of TOMAC therapy for medication-refractory restless legs syndrome: an updated analysis based on Extension study data,” *Journal of Medical Economics*, vol. 27, pp. 1320–1327, Sept. 2024.
- [26] A. Roy, S. Bhattacharjee, S. Podder, and A. Ghosh, “Measurement of bioimpedance and application of Cole model to study the effect of moisturizing cream on human skin,” *AIMS Biophysics*, vol. 7, pp. 362–379, 1 2020.
- [27] B. Fu and T. J. Freeborn, “Residual impedance effect on emulated bioimpedance measurements using Keysight E4990A precision impedance analyzer,” *Measurement*, vol. 134, pp. 468–479, Nov. 2018.
- [28] “LT1170/LT1171/LT1172,” Hoja de Datos Unknown, Linear Technology.
- [29] C. Nelson, “LT1070 Design Manual,” Application Note 19, Texas Instruments, June 1986.
- [30] “SRR1210 Series - Shielded SMD Power Inductors,” hoja de Datos, Bourns.
- [31] “Surface Mount Schottky Power Rectifier, SS26T3G,” Hoja de Datos SS26/D, onsemi, Aug. 2023.
- [32] Texas Instruments, “Practical Feedback Loop Analysis for Current-Mode Boost Converter,” Tech. Rep. SLVA636, Mar. 2014.
- [33] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Science Business Media.
- [34] Texas Instruments, “Understanding boost power stages in Switchmode Power Supplies,” Tech. Rep. SLVA061, Mar. 1999.
- [35] “Aluminum Electrolytic Capacitors FR-A series,” hoja de Datos, Panasonic, Sept. 2025.
- [36] “SAMSUNG ELECTRO-MECHANICS Component Library.”
- [37] colaboradores de Wikipedia, “Amplificador de transconductancia variable,” 2025.
- [38] “Signal processing (scipy.signal) — SciPy v1.17.0 Manual.”
- [39] “BQ25886 Standalone 2-Cell, 2-A Boost-Mode Battery Charger With Power-Path, USB BC1.2 Detection, and USB On-The-Go Boost (OTG),” Hoja de Datos Unknown, Texas Instruments.
- [40] “Low VCE(sat) Transistor, NPN, 40 V, 2.0 ,ANSS40201LT1G,” hoja de Datos, onsemi, NSS40201L/D, Oct. 2025.
- [41] “MCP4725,” Hoja de Datos DS22039, Microchip.
- [42] Analog Devices, “AD860x,” Hoja de Datos Rev. O.

- [43] “Si2318CDS,” Hoja de Datos Rev. A, Vishay.
- [44] F. Matloob, “Space-Grade, 100-krad, Voltage-Controlled Current Sink (0–200 mA) Circuit,” Nota de Aplicación SNOAA79, Texas Instruments, June 2021.
- [45] “Photocoupler Product Data Sheet LTV-816/ 826/ 846 (M, S, S-TA, S-TA1, S-TP, S-TP1) Series,” Hoja de Datos BNS-OD-FC001/A4, LITE-ON Technology Corp, Sept. 2017.
- [46] “SFH619A, Optocoupler, Photodarlington Output, High Gain, 300 V BVCEO,” Hoja de Datos 83674, Vishay, Feb. 2019.
- [47] “TMUX7219 44V, Latch-Up Immune, 2:1 (SPDT) Precision Switch with 1.8V Logic,” Hoja de Datos SCDS407F, Texas Instruments, July 2024.
- [48] J. L. Vargas Luna, M. Krenn, J. A. Cortes-Ramirez, and M. Winfried, “Use of an Inter-Phase pause to increase the efficiency of biphasic pulses on transcutaneous electrical stimulation,” *Biomed Tech*, vol. 59, Nov. 2014.
- [49] “SN74LVC1G3157 Single-Pole Double-Throw Analog Switch,” Hoja de Datos SCES424O, Texas Instruments, June 2025.
- [50] “NC7SZ32,” Hoja de Datos NC7SZ32/D Rev. 8, onsemi, Aug. 2024.
- [51] M. L. M. Builds, “LEDC vs MCPWM library — here’s what actually happened,” Sept. 2025.
- [52] Espressif Systems, “FreeRTOS Overview - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide v6.0.2 documentation.”
- [53] Espressif Systems, “Motor Control Pulse Width Modulator (MCPWM) - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide v6.0.1 documentation.”
- [54] TDK, “Piezoelectronic Buzzers PS Series,” Tech. Rep. 20220222, Feb. 2022.
- [55] Espressif Systems, “LED Control (LEDC) - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide v6.0.1 documentation.”
- [56] Espressif Systems, “Analog to Digital Converter (ADC) - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide v4.4 documentation.”
- [57] Vishay Semiconductors, “BAT54WS,” Tech. Rep. 86465, May 2025.
- [58] “SH1106,” hoja de Datos, Sino Wealth.
- [59] Olikraus, “GitHub - olikraus/u8g2: U8glib library for monochrome displays, version 2.”
- [60] “WS2812B,” hoja de Datos, Worldsemi.
- [61] Espressif Systems, “espressif/led_stripv3,0,3ESPComponentRegistry.”

- [62] Espressif Systems, “Remote Control Transceiver (RMT) - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide latest documentation.”
- [63] “APX823/APX824/APX825A,” Hoja de Datos DS31323, Diodes Incorporated, Feb. 2024.
- [64] Espressif Systems, “Sleep Modes - ESP32 - — ESP-IDF Programming Guide v6.0.2 Documentation.”
- [65] Espressif Systems, “Non-volatile Storage Library — ESP-IDF Programming Guide v4.1 Documentation.”
- [66] “TLV761 18V, 1A, Fixed-Output Linear Voltage Regulator,” Hoja de Datos SBVS349D, Texas Instruments, May 2025.
- [67] “USB Hardware Design Guidelines for FTDI ICs,” Nov. 2013.
- [68] “USBLC6-2,” Hoja de Datos DS4260, STMicroelectronics, Dec. 2021.
- [69] Altium, “[LIVE] How to Achieve Proper Grounding - Rick Hartley - Expert Live Training (US),” Nov. 2019.
- [70] J. Jain, “ESP32 ADC Accuracy: Fix Noise and Non-Linearity Issues,” 2026.
- [71] “TLV900x Low-Power, RRIO, 1-MHz Operational Amplifier for Cost-Sensitive Systems,” Datasheet SBOS833R, Texas Instruments, Oct. 2017.
- [72] B. Carter, “How (Not) to Decouple High-Speed Operation Amplifiers,” Application Report SLOA069, Texas Instruments, Sept. 2001.
- [73] E. Bogatin, *Signal and Power Integrity*.
- [74] S. Wu, X. Chang, C. Schuster, X. Gu, and J. Fan, “Eliminating via-plane coupling using ground vias for high-speed signal transitions,” *IEEE Xplore*, pp. 247–250, Nov. 2008.
- [75] “The Importance of Copper Pour in Empty Areas,” Mar. 2026.
- [76] H. Johnson, “Rising Problem,” 2006.
- [77] Colby, “Mastering Copper Pour: A Comprehensive Guide for Optimal PCB Performance,” Sept. 2025.
- [78] “BQ25887 I2C Controlled 2-Cell, 2-A Boost-Mode Battery Charger With Cell Balancing For USB Input,” Hoja de Datos SLUSD89B, Texas Instruments, Nov. 2016.
- [79] colaboradores de Wikipedia, “Acrilonitrilo butadieno estireno,” May 2026.
- [80] MakerVerse, “Choosing the Right Material for Vacuum Casting,” 2025.

- [81] Unión Europea, “Reglamento (UE) 2017/745 del Parlamento Europeo y del Consejo, de 5 de abril de 2017, sobre los productos sanitarios.” Diario Oficial de la Unión Europea, L 117/1, 5 2017.
- [82] “Equipos electromédicos. Parte 1: Requisitos generales para la seguridad básica y funcionamiento esencial,” Norma UNE-EN 60601-1:2008, Asociación Española de Normalización (UNE), Madrid, España, 2008.
- [83] “PH CONNECTOR,” hoja de Datos, JST.
- [84] “Equipos electromédicos. Parte 1-8: Requisitos generales para la seguridad básica y funcionamiento esencial. Norma colateral: Requisitos generales, ensayos y guía para los sistemas de alarma en equipos electromédicos y sistemas electromédicos,” Norma UNE-EN 60601-1-8:2008, Asociación Española de Normalización (UNE), Madrid, España, 2008.
- [85] Meghan and Meghan, “What’s the Cost of Medical Device Approval in Europe?,” Apr. 2026.

Anexo I: Diagramas de código

En este apéndice se recogen los diagramas estructurales del Firmware del HF-TENS. El diagrama de la figura 1 se muestra la interacción entre los diferentes módulos del Firmware.

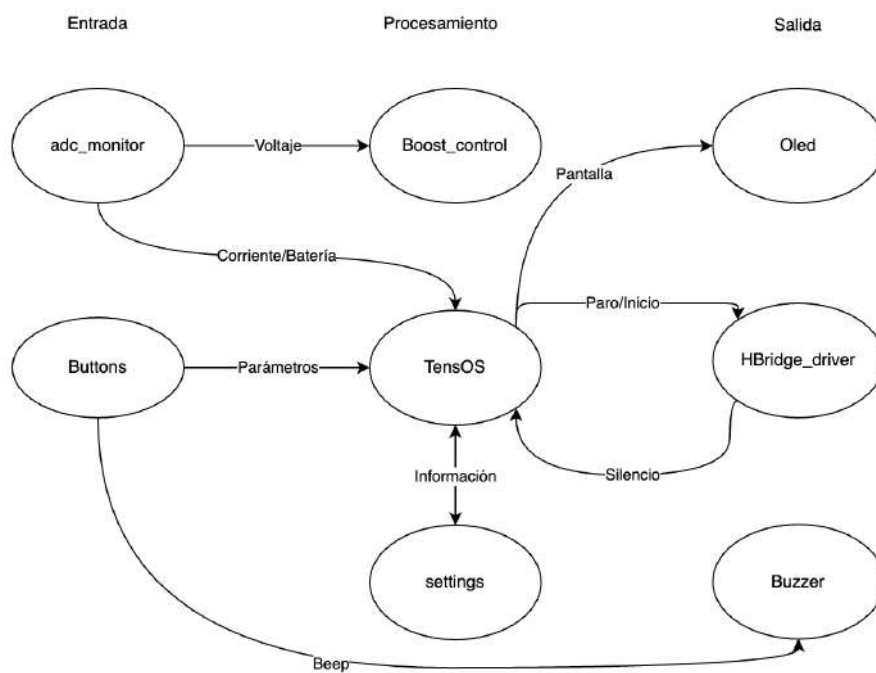


Figura 1: Diagrama de flujo de datos entre los módulos del firmware

En la figura 3, se muestra la máquina de estados del sistema:

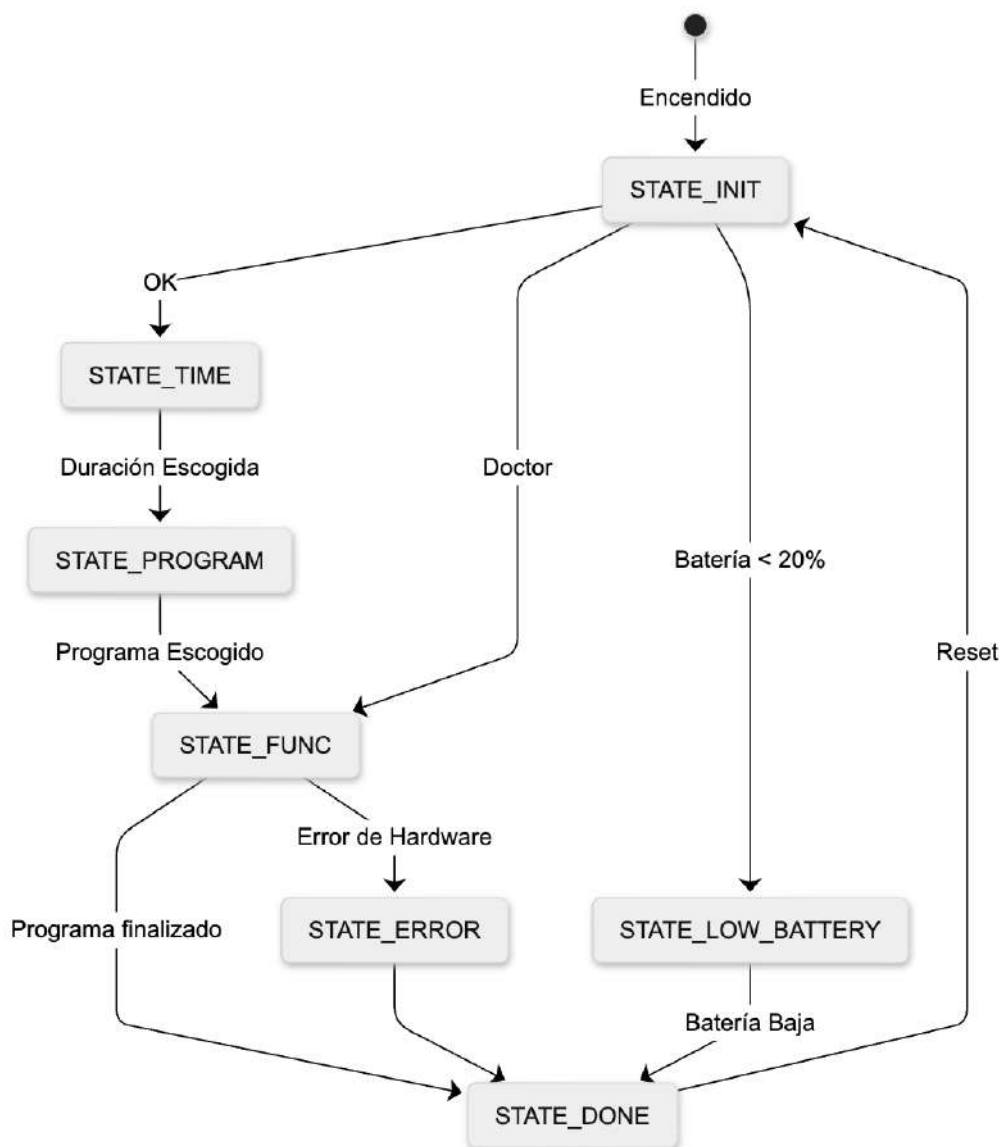


Figura 2: Máquina de estados del sistema

La figura 3 muestra la máquina de estados de los canales en funcionamiento:

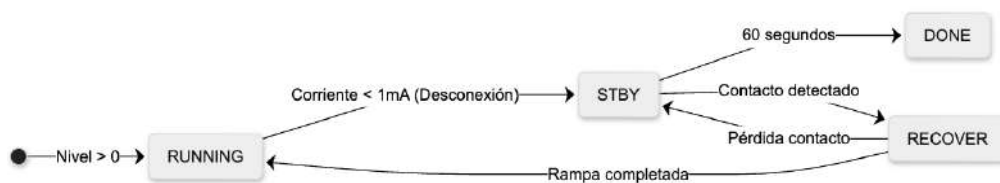
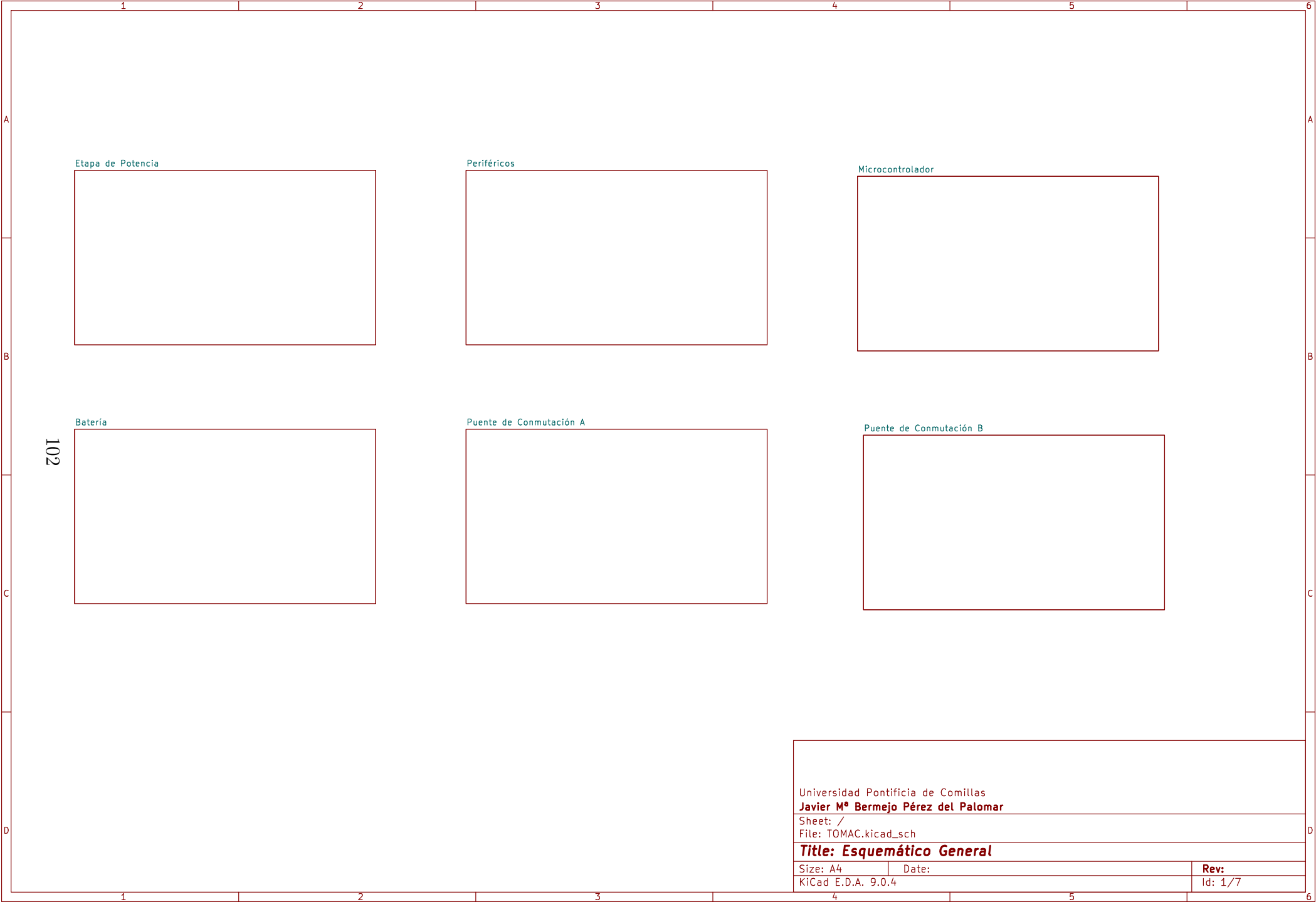


Figura 3: Máquina de estados en el estado de funcionamiento

Anexo II

Esquemáticos y Diseño PCB



Universidad Pontificia de Comillas

Javier M° Bermejo Pérez del Palomar

Sheet: /

File: TOMAC.kicad_sch

Title: Esquemático General

Size: A4

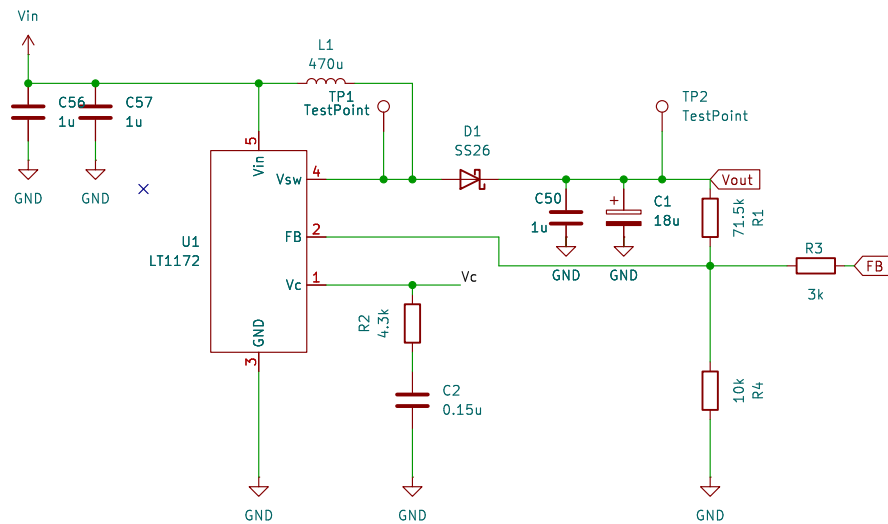
Date:

KiCad E.D.A. 9.0.4

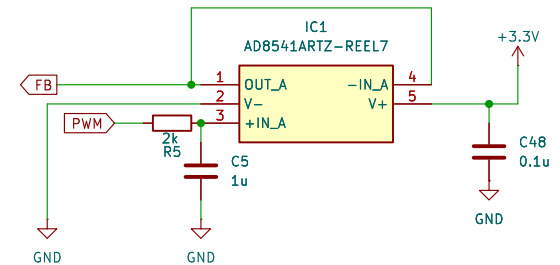
Rev:

Id: 1/7

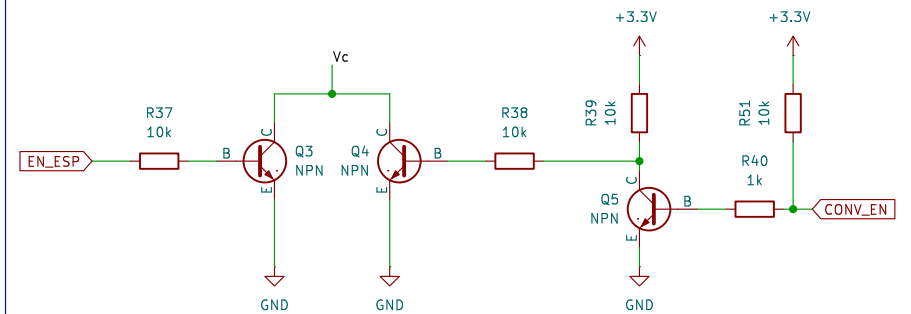
Convertidor Boost



Generacion Voltaje de Inyeccion



Apagado



Universidad Pontificia de Comillas
Javier M^o Bermejo Pérez del Palomar

Sheet: /Etapa de Potencia/
File: Power.kicad_sch

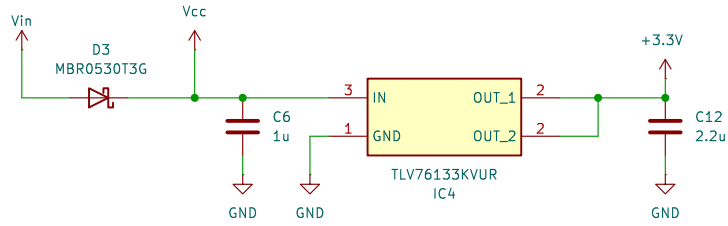
Title: Etapa de Potencia

Size: A4
KiCad E.D.A. 9.0.4

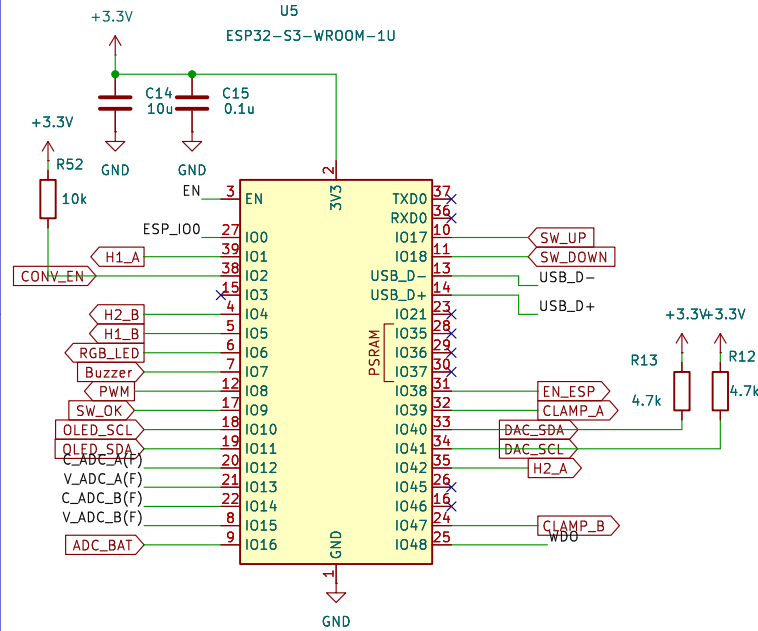
Date:

Rev:
Id: 2/7

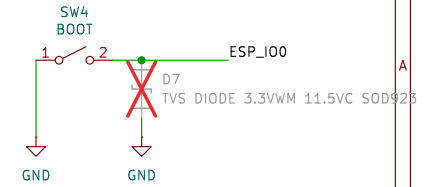
7.4V to 3.3V converter



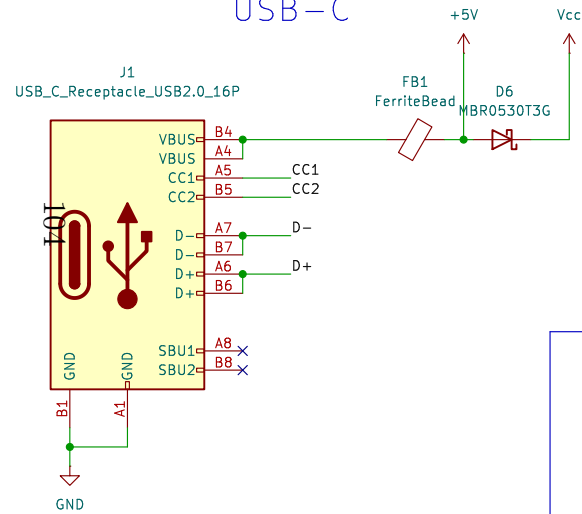
ESP32-S3



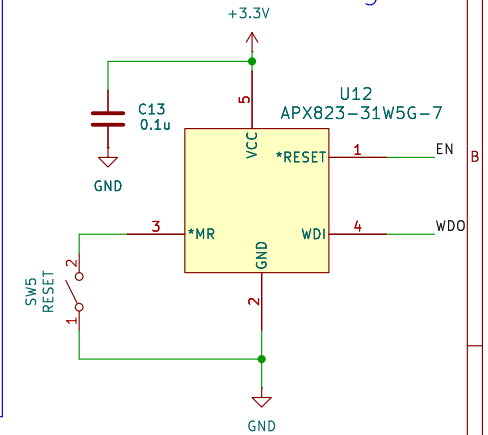
BOOT



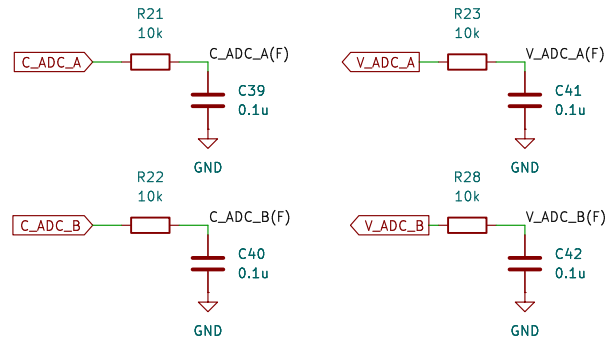
USB-C



Reseteo Watchdog



Filtrado Medidas



H4 MountingHole H3 MountingHole H2 MountingHole H1 MountingHole

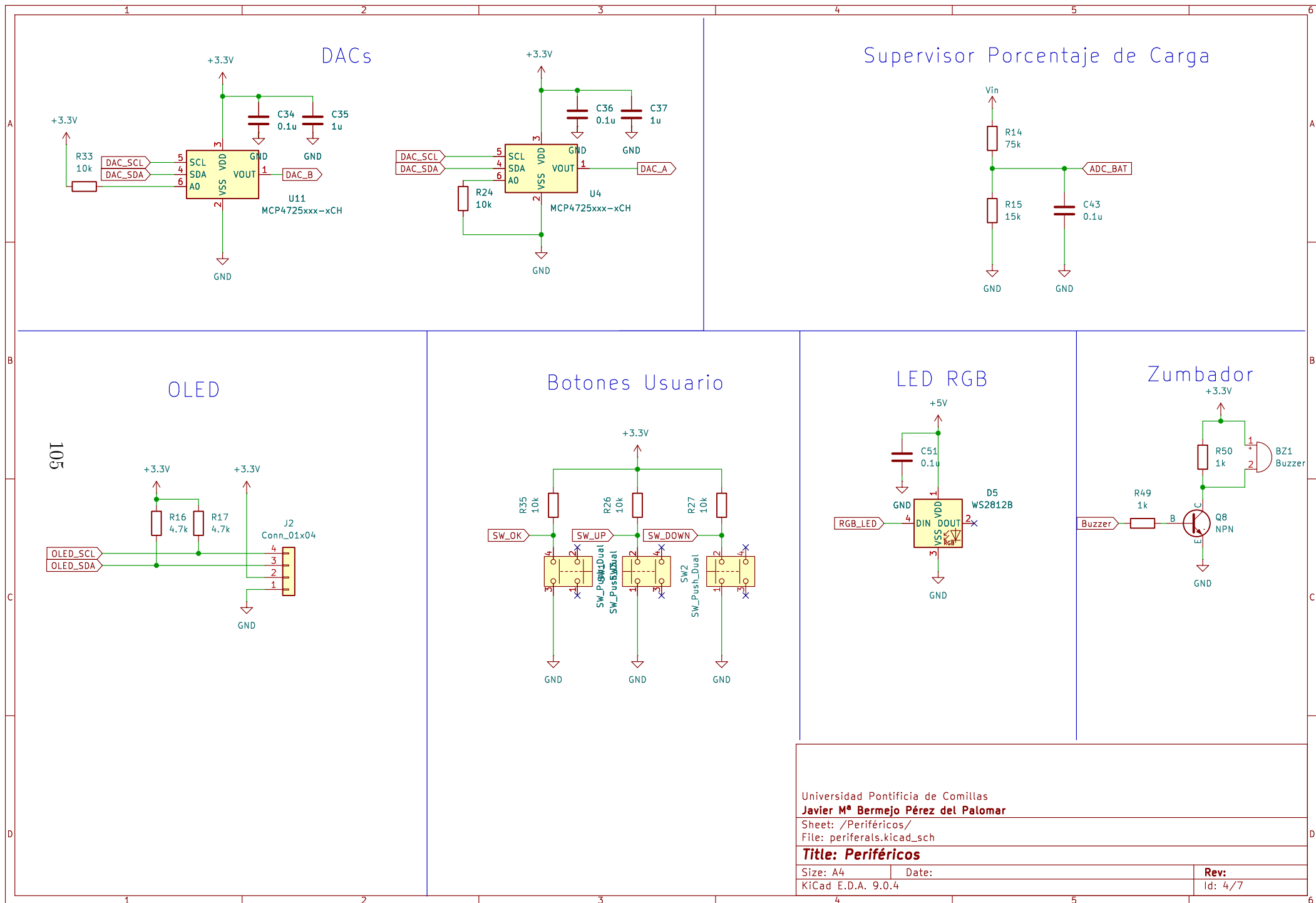
Universidad Pontificia de Comillas
Javier M^o Bermejo Pérez del Palomar

Sheet: /Microcontrolador/
File: ESP32.kicad_sch

Title: Microcontrolador

Size: A4 Date:
KiCad E.D.A. 9.0.4

Rev:
Id: 3/7



Cargador de Bateria

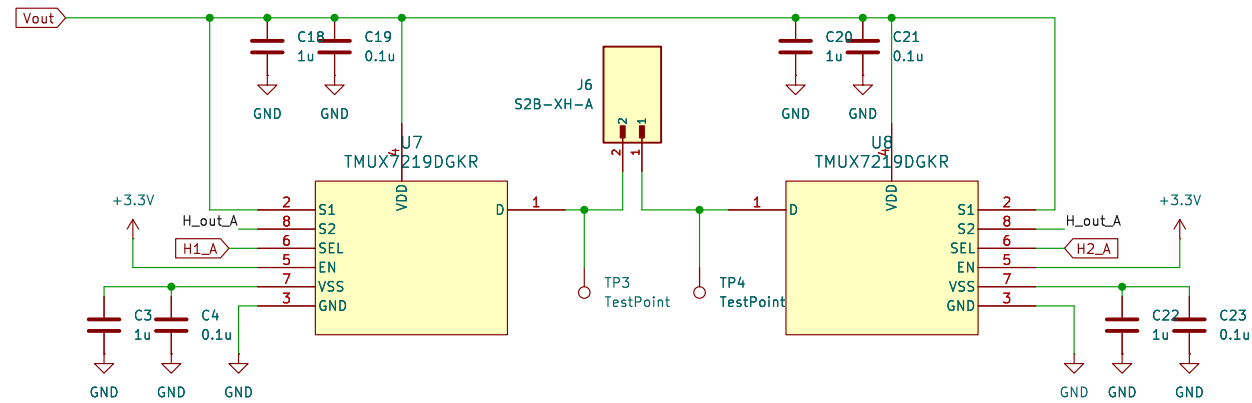
106

1 2 3 4 5

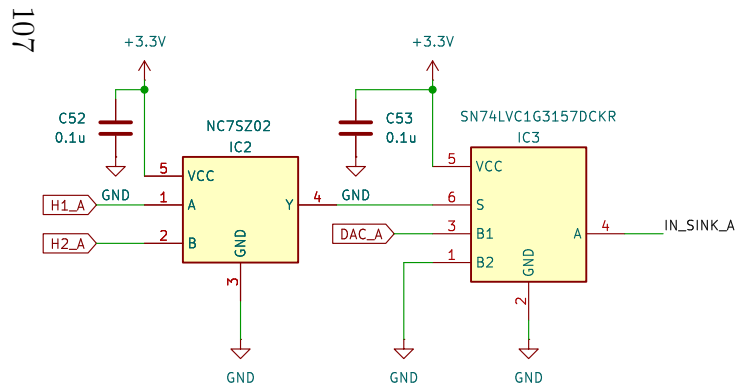
Universiad Pontificia de Comillas
Javier M° Bermejo Pérez del Palomar
Sheet: /Bateria/
File: Utils.kicad_sch
Title: Bateria
Size: A4 Date: Rev:
KiCad E.D.A. 9.0.4 Id: 5/7

Sheet: /Batería/		File: Utils.kicad_sch	
Title: Batería			
Size: A4	Date:	Rev:	
KiCad E.D.A. 9.0.4		Id: 5/7	

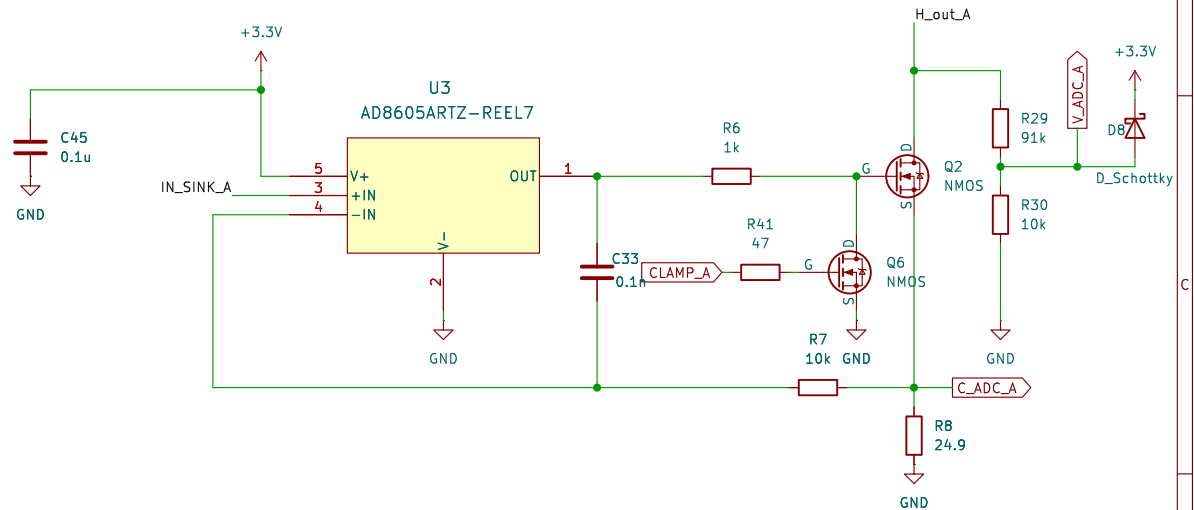
Puente de Conmutacion



Señal Sumidero



Sumidero de Corriente



Universidad Pontificia de Comillas
Javier M^o Bermejo Pérez del Palomar

Sheet: /Puente de Conmutación A/
File: HBridge_A.kicad_sch

Title: Puente de Conmutación A

Size: A4

Date:

KiCad E.D.A. 9.0.4

Rev:

Id: 6/7

The diagram illustrates a switching bridge circuit. It features two TMUX7219DGKR multiplexers, U9 and U10, connected to a central switch J3 (S2B-XH-A). The circuit is powered by +3.3V and GND. Various capacitors (C24, C25, C26, C28, C29, C30, C31) are used for decoupling and timing. The circuit is labeled 'Puente de Conmutacion'.

Señal Sumidero

108

The diagram illustrates the 'Señal Sumidero' circuit, which consists of two comparators, IC6 and IC7, powered by a +3.3V supply and connected to ground (GND).

IC6 (NC7SZ02):

- VCC is connected to +3.3V.
- GND is connected to GND.
- Input A is connected to H1_B.
- Input B is connected to H2_B.
- Output Y is connected to the S input of IC7.

IC7 (SN74LVC1G3157DCKR):

- VCC is connected to +3.3V.
- GND is connected to GND.
- Input S is connected to the output Y of IC6.
- Input B1 is connected to DAC_B.
- Input B2 is connected to GND.
- Output A is connected to IN_SINK_B.

Decoupling capacitors C54 and C55 are connected between the +3.3V supply and GND for IC6 and IC7, respectively.

Sumidero de Corriente

U6
AD8605ARTZ-REEL7

C47
0.1u

GND

+3.3V

IN_SINK_B

5
V+
3
+IN
4
-IN

2
I

GND

OUT

1

R9
1k

R48
47

C38
0.1n

CLAMP_B

R10
10k

R31
91k

R32
10k

R11
24.9

GND

H_OutB

Q1
NMOS

Q7
NMOS

D9
D_Schottky

+3.3V

V_ADC_B

C_ADC_B

Universidad Pontificia de Comillas

Javier M^o Bermejo Pérez del Palomar

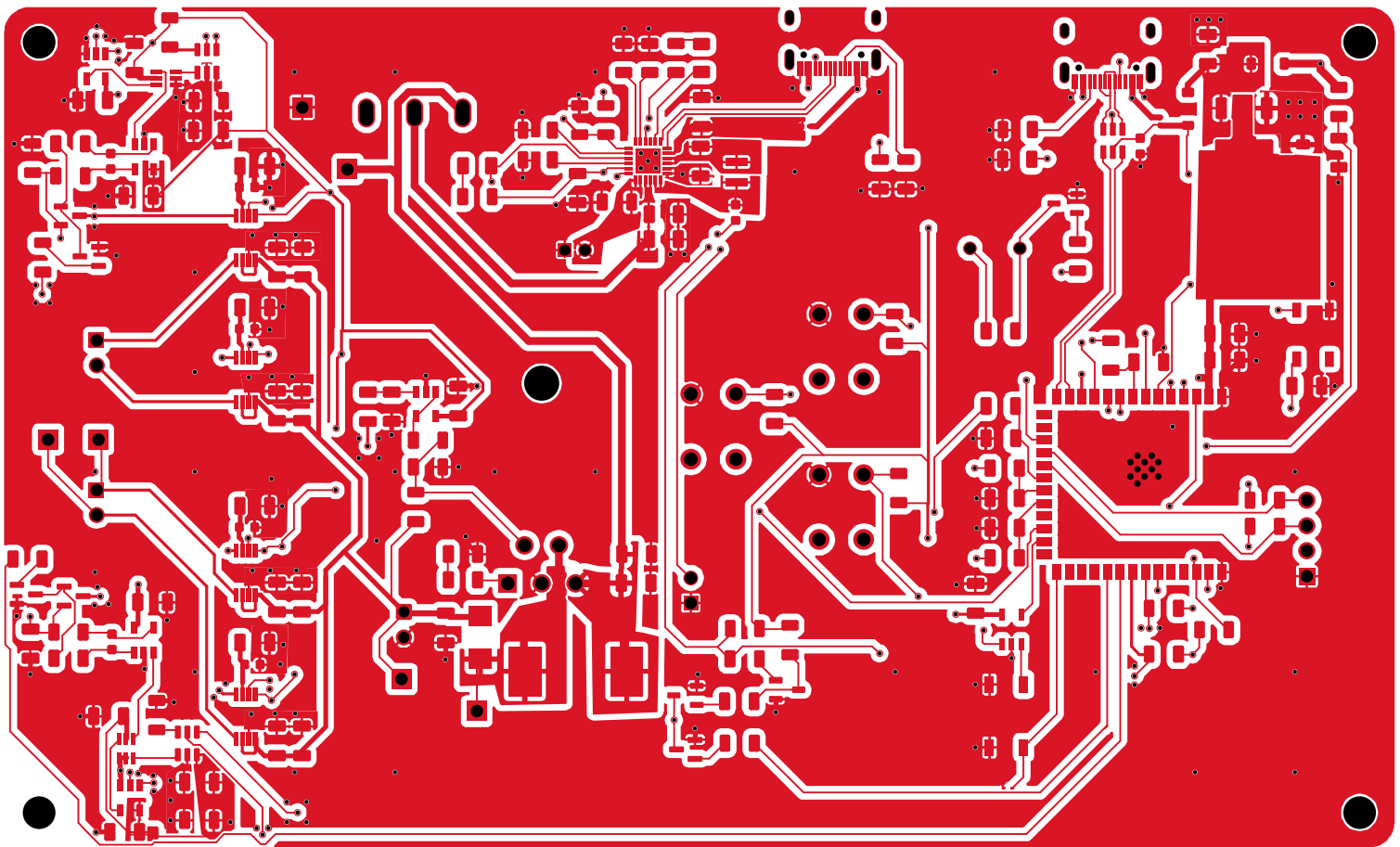
Sheet: /Puente de Conmutación B/
File: HBridge_B.kicad_sch

Title: Puente de Conmutación B

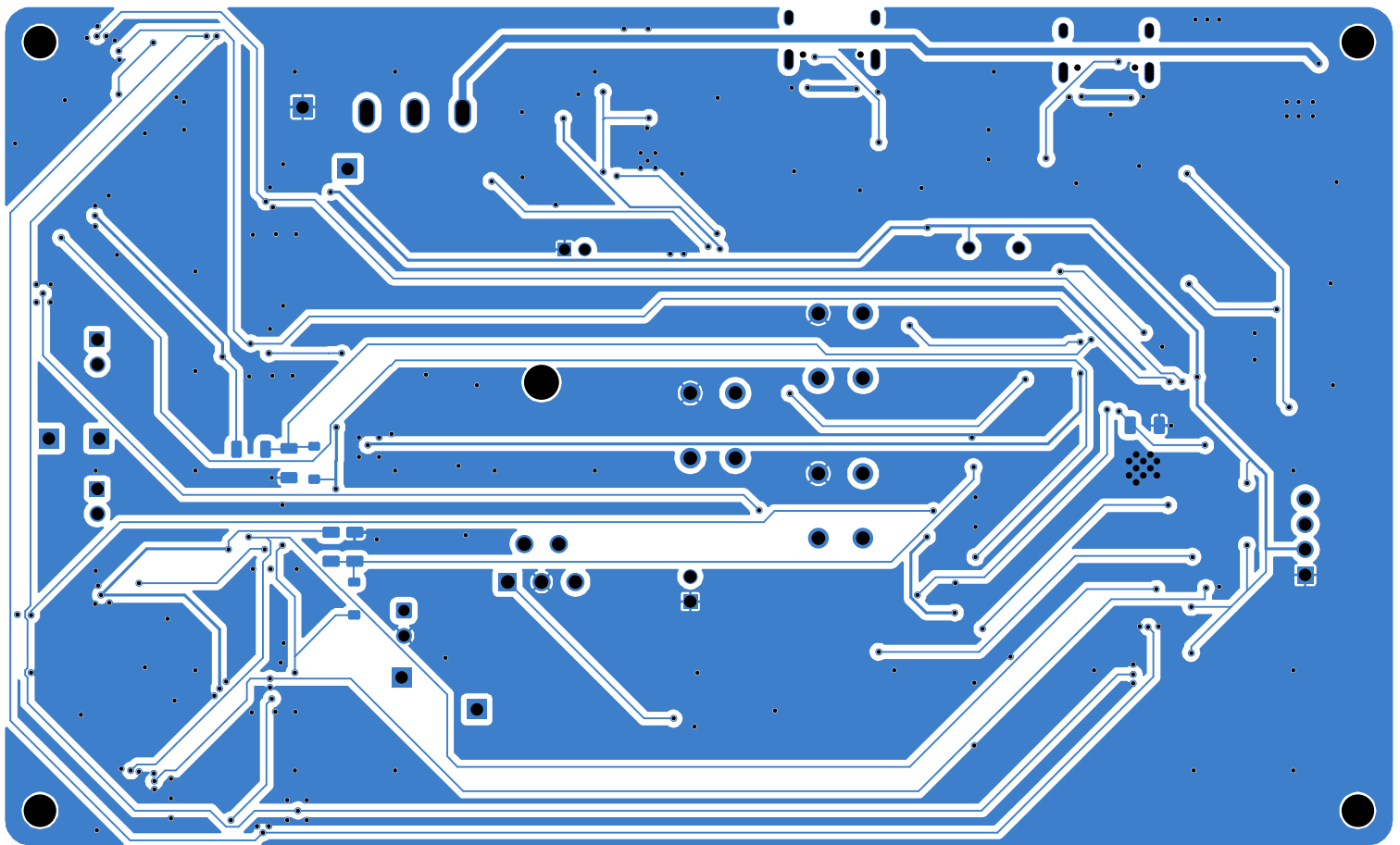
Size: A4	Date:	Rev:
KiCad E.D.A. 9.0.4		Id: 7/7

Id: 7/7

Cara Posterior



Cara Anterior



Anexo III

Lista de Materiales

Referencia	Uds.	Descripción	Valor	Fabricante	Número de referencia	Huella	Tipo	€/ud.	Subtotal
BZ1	1	Zumbador	Buzzer	TDK	PS1240P02BT	ø12.2mm, H 6.5mm, Pitch 5	thru-hole	0,34	0,34
C1	1	Condensador electrolítico	18u	KEMET	EEU-FR1J180	D5.0mm_P2.50mm	thru-hole	0,07	0,07
C2	1	C 0.15u 1206 25Vx7r	0.15u	KYOCERA	12063C154KAT2A	1206	smd	0,14	0,14
C13,C15,C34,C36, C39,C40,C41,C42, C43,C45,C47,C48, C51,C52,C53,C54, C55	17	C 0.1u 1206 25Vx7r	0.1u	FH	1206B104K250NT	1206	smd	0,02	0,37
C3,C5,C6,C8,C22, C24,C30,C35,C37, C56	10	C 1u 1206 25V x7r	1u	YAGEO	CC1206KKX7R8BB105	1206	smd	0,06	0,60
C4,C7,C23,C25,C 31	5	C 0.1u 0603 25Vx7r	0.1u	FH	0603B104K250NT	0603	smd	0,32	1,58
C9,C11,C14	3	C 10u 1206 25V x7r	10u	Murata Electronics	GRM31CR71E106KA1 2L	1206	smd	0,09	0,26
C10	1	C 47n 0603 50V x7r	47n	YAGEO	CC0603JPX7R9BB473	0603	smd	0,03	0,03
C12	1	C 2.2u 0805 25Vx7r	2.2u	CCTC	TCC0805X7R225M250 FT	0805	smd	0,02	0,02
C16,C17	2	C 22u 1206 25V x7r	22u	CCTC	TCC1206X5R226M250 HT	1206	smd	0,14	0,27
C18,C20,C26,C28, C50,C57	6	C 1u 1206 100V x7r	1u	Samsung	CL31B105KCHNNNE	1206	smd	0,04	0,23

C19,C21,C27,C29	4	C 0.1u 1206 100Vx7r	0.1u	FH	1206B104K101CT	1206	smd	0,02	0,08
C32	1	C 4.7u 1206 25Vx7r	4.7u	Samsung	CL31B475KAHNNNE	1206	smd	0,04	0,04
C33,C38	2	C 0.1n 1206 50Vx7r	0.1n	KEMET	C0603C101K5RACTU	0603	smd	0,02	0,04
D1	1	Schottky diode	SS26	onsemi	SS26T3G	DO214AA	smd	0,59	0,59
D2,D4	2	Light emitting diode	LED	Lite-On Inc.	LTST-C150KGKT	1206	smd	0,05	0,11
D3,D6	2	Schottky diode	MBR0530T3 G	onsemi	MBR0530T3G	SOD123	smd	0,29	0,58
D5	1	RGB LED with integrated controller	16347	SparkFun Electronics	16347	5050	smd	0,68	0,68
D8,D9	2	Schottky diode	BAT54W-G3- 08	Vishay	BAT54W-G3-08	SOD-123-2	smd	0,49	0,98
FB1,FB2	2	Ferrite bead	FerriteBead	Murata Electronics	BLM03PG330SN1D	0201	smd	0,02	0,03
IC1	1	CMOS Rail-to- Rail General- Purpose Amplifiers	AD8541ART Z-REEL7	Analog Devices	AD8541ARTZ-REEL7	SOT-23-5	smd	1,15	1,15
IC2,IC6	2		NC7SZ02	onsemi	NC7SZ02M5X	SOT-23-5	smd	0,10	0,20
IC3,IC7	2	Analogue Switch Single SPDT	SN74LVC1G 3157DCKR	Texas Instruments	SN74LVC1G3157DCK R	SOT-363	smd	0,11	0,21
IC4	1	linear voltage regulator	TLV76133KV UR	Texas Instruments	TLV76133KVUR	TO-252-3	smd	0,67	0,67

IC5	1	battery charger for USB input		Texas Instruments	BQ25886RGER	24-VFQFN Exposed Pad	smd	3,50	3,50
J1,J4	2	USB 2.0	USB-C receptacle	Molex	2171790001	USB_C_Recepta cle_USB2.0_16P	smd	0,83	1,66
J2	1		Conn_01x04	Samtec	HTSW-104-07-F-S	PinHeader_1x04_ P2.54mm_Vertic al	thru-hole	0,17	0,17
J3,J6	2		XH	JST Commercial	S2B-XH-A	S2B-XH-A	thru-hole	0,14	0,28
J5	1		PH	JST	B2B-PH-K-S	P_2.0 mm	thru-hole	0,11	0,11
L1	1	Inductor	150u	Bourns Inc.	SRR1210-151M	SMD,12x12mm	smd	1,25	1,25
L2	1	Inductor	1u	Murata Electronics	DFE2HCAH1R0MJ0L	1008	smd	0,32	0,32
Q1,Q2,Q6,Q7	4	N-MOSFET	NMOS	Vishay Semiconductors	SI2318CDS-T1-GE3	SOT-23	smd	0,62	2,48
Q3,Q4,Q5	3	NPN bjt	NPN	onsemi	NSS40201LT1G	SOT-23	smd	0,61	1,83
Q8	1	NPN bjt	NPN	YAGEO	MMBT4124LT1G	SOT-23	smd	0,25	0,25
R1	1	R 71.5K 1206 1%	71.5k	UY	RC1206FR-0771K5L	1206	smd	0,01	0,01
R2	1	R 4.3K 1206 1%	4.3k	YAGEO	AF1206JR-074K3L	1206	smd	0,03	0,03
R6,R9,R40,R49,R50	5	R 1K 1206 1%	1k	Uniroyal	1206W4F1001T5E	1206	smd	0,00	0,02
R3,R45	2	R 3K 1206 1%	3k	Uniroyal	1206W4F3001T5E	1206	smd	0,00	0,01

R4,R7,R10,R18,R21,R22,R23,R24,R26,R27,R28,R30,R32,R33,R35,R37,R38,R39,R51,R52	20	R 10K 1206 1%	10k	Uniroyal	1206W4F1002T5E	1206	smd	0,00	0,06
R5,R34,R42	3	R 2K 1206 1%	2k	YAGEO	RC1206FR-072KL	1206	smd	0,01	0,04
R8,R11	2	R 24.9 1206 0.1%	24.9	YAGEO	RT1206BRD0724R9L	1206	smd	0,12	0,24
R12,R13,R16,R17	4	R 4.7K 1206 1%	4.7k	Uniroyal	1206W4F4701T5E	1206	smd	0,01	0,06
R14	1	R 75K 1206 1%	75k	Uniroyal	1206W4F7502T5E	1206	smd	0,03	0,03
R15	1	R 15K 1206 1%	15k	Uniroyal	1206W4F1502T5E	1206	smd	0,03	0,03
R19,R20,R25,R36	4	R 5.1K 1206 1%	5.1k	Uniroyal	1206W4F5101T5E	1206	smd	0,03	0,12
R29,R31	2	R 91K 1206 1%	91k	Uniroyal	1206W4F9102T5E	1206	smd	0,03	0,06
R41,R48	2	R 47 1206 1%	47	Uniroyal	1206W4F470JT5E	1206	smd	0,03	0,06
R43	1	R 200k 1206 1%	200k	YAGEO	RC1206FR-07200KL	1206	smd	0,09	0,09
R44	1	R 1.1K 1206 1%	1.1k	Uniroyal	1206W4F1101T5E	1206	smd	0,03	0,03
R46	1	R 5.23K 1206 1%	5.23k	Fojan	FRC1206F5231TS	1206	smd	0,00	0,00
R47	1	R 30.1K 1206 1%	30.1k	Uniroyal	1206W4F3012T5E	1206	smd	0,03	0,03
S1	1	Through Hole,Right Angle,12.7x6.7 mm	SWITCH SLIDE SPDT TH	SHOU HAN	SS12D10G6-WJ	Through Hole,Right Angle,12.7x6.7mm	thru-hole	0,12	0,12

SW1,SW2,SW3	3	Tactile Switches	SW_Push_Dual	Same Sky	TS02-66-170-BK-260-LCR-D		thru-hole	0,08	0,25
SW4	1	SPST switch	BOOT	Omron Electronics	B3U-1000P	SW_SPST_B3U-1000P	thru-hole	0,71	0,71
SW5	1	SPST switch	RESET	Omron Electronics	B3U-1000P	SW_SPST_B3U-1000P	thru-hole	0,71	0,71
TH1	1	Thermistor	NTC Thermistor	Semitec	103AT-2	P_2.5mm	thru-hole	0,41	0,41
U1	1		Converter Regulator	Analog Devices	LT1172CT#31PBF	TO-220-5_Odd_Lead7.13mm_TabDown	thru-hole	7,96	7,96
U2	1	ESD	ESD Diode Protection	STMicroelectronics	USBLC6-2SC6	SOT-23-6	smd	0,20	0,20
U3,U6	2		AD8605ARTZ-REEL7	Analog Devices	AD8605ARTZ-REEL7	SOT-23-5	smd	1,61	3,21
U4,U11	2	DAC	MCP4725xx-xCH	Microchip Technology	MCP4725A0T-E/CH	SOT-23-6	smd	0,92	1,84
U5	1	ESP32-WROOM-1U-N16R2	ESP32-S3-WROOM-1U	Espressif Systems	ESP32-S3-WROOM-1U	ESP32-S3-WROOM-1U	smd	4,07	4,07
U7,U8,U9,U10	4		TMUX7219DGKR	Texas Instruments	TMUX7219DGKR	8-VSSOP	smd	3,52	14,09
U12	1		APX823-31W5G-7	Diodes Incorporated	APX823-31W5G-7	SOT-25-5	smd	0,35	0,35
BAT	1	Batería	350 mAh	Spektrum	SPMX3502S30			21	21,00
Total									76,94