

Trabajo Final

Inhibidor de Micrófonos

Viñas, Joaquín Sebastián (15664)

Universidad Nacional de Mar del Plata

Facultad de Ingeniería

Departamento de Electrónica y Computación

Ingeniería Electrónica

Director: Ing. Julián Antonacci



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Autorización Repositorio Institucional -RINFI

Se presenta conjuntamente con la versión final del Trabajo Final

Repositorio Institucional RINFI, Facultad de Ingeniería, UNMDP

En calidad de TITULARES de los derechos de autor de la obra que se detalla a continuación, y sin infringir según mi conocimiento derechos de terceros, por la presente informo a la Facultad de Ingeniería de la UNMDP mi decisión de concederle en forma gratuita, no exclusiva y por tiempo ilimitado la autorización para:

- 1) Publicar el texto del trabajo más abajo indicado, exclusivamente en medio digital, en el sitio web de la Facultad y/o Universidad, por Internet, a título de divulgación gratuita de la producción científica generada por la Facultad, a partir de la fecha especificada.
- 2) Permitir a la Biblioteca que, sin producir cambios en el contenido, establezca los formatos de publicación en la web para su más adecuada visualización y la realización de copias digitales y migraciones de formato necesarias para la seguridad, resguardo y preservación a largo plazo de la presente obra:

Autor 1: VIÑAS, JOAQUÍN SEBASTIÁN Documento: 43508115 Teléfono: 2236249468 E-mail: joaquinsebastianvinas2017@gmail.com	 Firma 1
Autor 2: Documento: Teléfono: E-mail:	 Firma 2
Director/a: Dr. Ing. Julián Antonacci Documento: 32067330 Leg. 15087	 Firma Director/a
Codirector/a: Documento: Leg.	 Firma Codirector/a

2. Título obtenido: **INGENIERO ELECTRÓNICO**

3. Identificación/Título de la Obra: **Inhibidor de Micrófonos**



4. AUTORIZO la publicación bajo con la licencia Creative Commons BY-NC-ND Atribución-NoComercial-Sin Obra Derivada.

5. **Nota de Embargo:** Para aquellas obras que NO pueden ser de acceso a texto completo por razones de acuerdos previos con empresas o instituciones; por razones de índole comercial u otras razones; se procederá según lo establecido en Art. 6 de la Ley 26899 de Repositorios digitales institucionales de acceso abierto:

ARTICULO 6º — En caso que las producciones científico-tecnológicas y los datos primarios estuvieran protegidos por derechos de propiedad industrial y/o acuerdos previos con terceros, los autores deberán proporcionar y autorizar el acceso público a los metadatos de dichas obras intelectuales y/o datos primarios, comprometiéndose a proporcionar acceso a los documentos y datos primarios completos a partir del vencimiento del plazo de protección de los derechos de propiedad industrial o de la extinción de los acuerdos previos antes referidos.

Asimismo, podrá excluirse la difusión de aquellos datos primarios o resultados preliminares y/o definitivos de una investigación no publicada ni patentada que deban mantenerse en confidencialidad, requiriéndose a tal fin la debida justificación institucional de los motivos que impidan su difusión. Será potestad de la institución responsable en acuerdo con el investigador o equipo de investigación, establecer la pertinencia del momento en que dicha información deberá darse a conocer. A los efectos de la presente ley se entenderá como “metadato” a toda aquella información descriptiva sobre el contexto, calidad, condición o características de un recurso, dato u objeto, que tiene la finalidad de facilitar su búsqueda, recuperación, autenticación, evaluación, preservación y/o interoperabilidad.

En razón de lo expuesto, si el Trabajo se encuentra comprendido en el caso de que su producción esté protegida por derechos de Propiedad Industrial y/o acuerdos previos con terceros que implique la confidencialidad de los mismos, el/la directora/a debe indicar a continuación motivos y fecha de finalización del embargo:

NO SE AUTORIZA la publicación antes de la fecha __/__/____ por lo siguientes motivos:

.....

.....

.....

.....

.....

Cumplido el plazo del embargo, estará accesible a texto completo según contempla la normativa vigente.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'J. Antonacci', is written over a horizontal line.

Dr. Ing. Julián Antonacci

Director/a del TF

Trabajo Final

Inhibidor de Micrófonos

Viñas, Joaquín Sebastián (15664)

Universidad Nacional de Mar del Plata

Facultad de Ingeniería

Departamento de Electrónica y Computación

Ingeniería Electrónica

Director: Ing. Julián Antonacci

Índice

1	Introducción	4
1.1	Propósito del documento	4
1.2	Alcance del proyecto	4
2	Anteproyecto	5
2.1	Requerimientos del Sistema	5
2.2	Plan de Proyecto y Diagrama de <i>Gantt</i>	6
3	Proyecto y Desarrollo	8
3.1	Fundamentos Teóricos del Inhibidor	8
3.1.1	Principio de funcionamiento	8
3.1.2	Sistemas lineales y no lineales	8
3.1.3	Intermodulación	9
3.1.4	Micrófonos MEMS	9
3.1.5	Rango de audibilidad humano y frecuencias de la voz	10
3.1.6	Actuadores piezoeléctricos	11
3.2	Caracterización del actuador utilizado	12
3.2.1	Medición de la impedancia	13
3.2.2	Medición de la respuesta en frecuencia	14
3.3	Diseño de Hardware	15
3.3.1	Circuito Amplificador LC	15
3.3.2	Microcontrolador	24
3.3.3	Alimentación del sistema	24
3.4	Diseño del Firmware	26
4	Diseño de la estructura física	29
4.1	Carcasa direccionante	29
4.2	Diseño de PCB, construcción y ensamblaje	30
5	Resultados	32
5.0.1	Resolución del error de indicación en carga	33
5.1	Pruebas de inhibición del producto final	33
6	Conclusiones	36
6.1	Conclusiones del producto realizado	36
6.2	Conclusiones del proyecto	36
6.3	Mejoras a futuro	37
A	Especificación de Requerimientos	39
A.1	Introducción	39
A.1.1	Objetivos	39
A.1.2	Alcance	39
A.1.3	Ámbito	39
A.1.4	Partes interesadas (<i>stakeholders</i>)	39
A.1.5	Definiciones, acrónimos y abreviaturas	40
A.2	Descripción General	40
A.2.1	Perspectiva del producto	40
A.2.2	Funciones del producto	40
A.2.3	Características del usuario	40
A.2.4	Suposiciones y dependencias	40
A.2.5	Restricciones	40
A.2.6	Perspectivas futuras	40
A.3	Requerimientos Específicos	41
A.4	Atributos y Pautas de Diseño	41
A.5	Pruebas de Homologación Requeridas	41
B	Especificación Funcional	42

B.1	Descripción General del Sistema	42
B.2	RF01: Activación automática del sistema	42
B.3	RF02: Generación de señales ultrasónicas	42
B.4	RF03: Emisión acústica con potencia suficiente	42
B.5	RF04: Alimentación autónoma	43
B.6	RF05: Recarga mediante puerto USB-C	43
B.7	RF06: Monitoreo de estado de batería e indicación visual	43
B.8	RF07: Distribución equitativa de potencia entre señales	43
B.9	RF08: Compatibilidad con micrófonos MEMS capacitivos	44
B.10	RF09: Funcionamiento sin interfaz de usuario	44
B.11	Diagrama en bloques	44
C	Especificación Técnica	45
C.1	Introducción	45
C.1.1	Propósito del documento	45
C.1.2	Alcance del proyecto	45
C.1.3	Definiciones, acrónimos y abreviaturas	46
C.2	RT01: Etapa Amplificadora	46
C.2.1	Transistor seleccionado	46
C.2.2	<i>Driver</i> de señales	47
C.2.3	Inductor utilizado para el amplificador	47
C.3	RT02: Microcontrolador	47
C.3.1	Generación de Señales de ultrasonido	48
C.4	RT03: Alimentación para el Microcontrolador	52
C.5	RT04: Alimentación para el circuito amplificador	52
C.6	RT05: Alimentación autónoma	54
C.6.1	Batería	55
C.6.2	Receptáculo USB-C	55
C.6.3	Circuito cargador	55
C.7	RT06: Indicador LED de estado de batería	58
C.8	RT07: Carcasa direccionante	58
C.9	Esquemático final y diseño de PCB	61
D	Plan de Pruebas	63
D.1	Introducción	63
E	Código de Firmware	66
F	Mediciones realizadas	69
F.1	Curva de impedancia del actuador	69
F.2	Respuesta en frecuencia del actuador	70
F.3	Comparación de inductores	70
F.3.1	Consumo (I_{dc}) y emisión acústica vs. ciclo de trabajo (DC)	71
F.3.2	Tensión RMS del actuador y emisión acústica vs. ciclo de trabajo (DC)	72
F.3.3	Eficiencia vs. ciclo de trabajo (DC)	73
F.4	Medición del batido emitiendo señales con frecuencias distintas	74
F.5	Medición de intermodulación en distintos modelos de micrófonos	74
F.6	Medición del diagrama polar del actuador para señales de 25kHz	75
F.7	Mediciones de inhibición en el producto final	76
G	Archivos para mediciones y construcción	78

Capítulo 1

Introducción

1.1. Propósito del documento

Este documento corresponde al informe final para el proyecto titulado “Inhibidor de Micrófonos”. Se estructura basándose en la información contenida en los documentos “Especificación de Requerimientos”, “Especificación Funcional” y “Especificación Técnica”, los cuales se anexan al final del presente informe.

El objetivo principal de este documento es resumir el proceso completo de diseño, desarrollo y validación del sistema, detallando los fundamentos de funcionamiento, la implementación electrónica, el modelo mecánico y las decisiones adoptadas a lo largo del proyecto. Se describe la construcción del prototipo, las pruebas realizadas y los resultados obtenidos. Además, este informe brinda una conclusión general respecto a la posible utilización del dispositivo realizado, sus posibles mejoras a futuro y la evaluación funcional del Plan de Proyecto en cuestión para avances en próximos proyectos.

Este informe está dirigido tanto a los desarrolladores del proyecto como a la mesa examinadora para su evaluación. Asimismo, puede servir como base técnica o punto de partida para futuros proyectos relacionados con inhibidores acústicos, dispositivos de emisión ultrasónica o estudios sobre interferencia no destructiva en micrófonos de consumo.

1.2. Alcance del proyecto

El proyecto comprende el proceso completo de investigación, diseño, desarrollo y construcción de un dispositivo inhibidor de micrófonos basado en la emisión ultrasónica y la intermodulación por propiedad de alinealidad del micrófono receptor. Los requisitos iniciales se definen en conjunto con el director del proyecto, Ing. Julián Antonacci, a partir de cuya propuesta surge la idea del diseño del prototipo.

El trabajo se lleva a cabo en modalidad mixta: parte del desarrollo experimental y las tareas de diseño se realizan de forma individual, mientras que las instancias de prueba, validación y colaboración se llevan adelante en el laboratorio del Ing. Antonacci.

Capítulo 2

Anteproyecto

El proyecto consiste en el diseño y desarrollo de un dispositivo inhibidor de micrófonos para teléfonos móviles, basado en la emisión de señales ultrasónicas cercanas en frecuencia y su intermodulación. El sistema está pensado para funcionar de manera autónoma, contener físicamente al dispositivo a inhibir, y operar sin necesidad de configuración por parte del usuario. Los requerimientos se definen junto con el Ing. Julián Antonacci y contemplan aspectos técnicos, funcionales y de usabilidad.

2.1. Requerimientos del Sistema

El sistema desarrollado consiste en un inhibidor de micrófonos para teléfonos móviles basado en la emisión de señales ultrasónicas. Su diseño considera la portabilidad, la operación con alimentación autónoma, la compatibilidad con diferentes dispositivos y la facilidad de uso. A continuación, se detallan los requerimientos funcionales definidos, junto con una breve descripción de los más relevantes:

Resumen de Requerimientos Funcionales

- **RF01: Activación automática del sistema.**
- **RF02: Generación de señales ultrasónicas.** Se deben emitir dos señales cuadradas de aproximadamente 25 kHz y 26 kHz de forma simultánea y estable.
- **RF03: Emisión acústica con potencia suficiente.** Las señales generadas deben ser amplificadas adecuadamente para interferir con micrófonos MEMS capacitivos.
- **RF04: Alimentación autónoma.**
- **RF05: Recarga mediante puerto USB-C.**
- **RF06: Monitoreo de estado de batería e indicación visual.**
- **RF07: Distribución equitativa de potencia.** Ambas señales ultrasónicas deben tener una potencia similar para maximizar el efecto de intermodulación.
- **RF08: Compatibilidad con micrófonos MEMS capacitivos.**
- **RF09: Funcionamiento sin interfaz de usuario.**

Aspectos importantes del diseño

Se destacan tres requerimientos fundamentales que definen el diseño técnico del sistema:

- La generación simultánea de dos señales ultrasónicas con frecuencias cercanas permite generar una señal dentro del espectro audible mediante intermodulación no lineal en micrófonos MEMS causada por la alinealidad propia del dispositivo receptor, afectando su capacidad de registrar audio inteligible.

- El control autónomo del sistema, activado por la presencia del dispositivo y sin intervención del usuario, permite una operación simple y efectiva.
- El sistema de alimentación con batería recargable y acondicionamiento separado para etapa lógica y etapa de potencia garantiza estabilidad y seguridad, con protección de carga por sobretemperatura.

2.2. Plan de Proyecto y Diagrama de *Gantt*

El proyecto es estructurado en cinco etapas principales: investigación, prueba de concepto, diseño de carcasa, diseño final del sistema y finalización. La planificación es ajustada en función de contingencias que afectaron los plazos originalmente establecidos, como se refleja en el diagrama de *Gantt* adjunto. La fecha de inicio es el 1 de abril de 2024, y la finalización está estimada para el 8 de agosto de 2025. El diagrama de *Gantt* del proyecto se observa en la figura 2.1.

Se desarrolla además un análisis de riesgos orientado a identificar y mitigar posibles demoras. Dicho análisis se presenta a continuación:

Riesgo identificado	Probabilidad	Severidad	Acción propuesta
Propuesta laboral externa	Media	Alta	Reprogramar tareas, ajustar cronograma
Inhibición no lograda con piezoeléctricos utilizados	Baja	Media	Buscar otra alternativa de emisor
Demora en fabricación de carcasa plástica	Media	Media	Se alargan los plazos
Demora en fabricación de PCB	Media	Media	Se alargan los plazos

Cuadro 2.1: Riesgos identificados durante el desarrollo

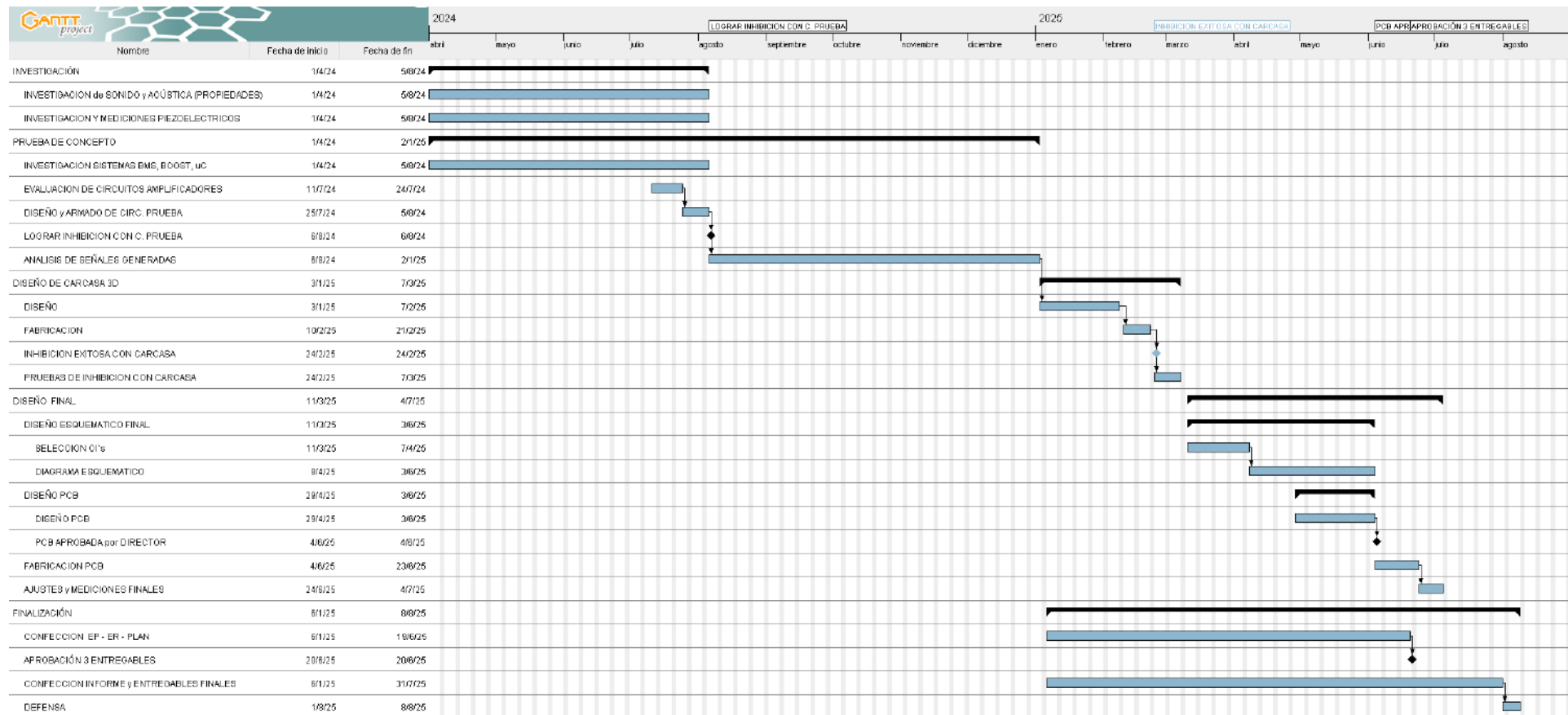


Figura 2.1: Diagrama de *Gantt* del proyecto.

Capítulo 3

Proyecto y Desarrollo

3.1. Fundamentos Teóricos del Inhibidor

3.1.1. Principio de funcionamiento

El funcionamiento del inhibidor de micrófonos se basa en aprovechar la respuesta no lineal de los micrófonos comerciales, principalmente del tipo MEMS capacitivos, generando productos de intermodulación dentro del rango audible. Para ello, el dispositivo emite dos señales ultrasónicas de alta potencia y frecuencias cercanas (por ejemplo, 25 kHz y 26 kHz).

Cuando estas señales ingresan a un sistema no lineal, como el micrófono receptor, se producen componentes adicionales debido a la intermodulación que están dentro de la banda de audio. Estos productos se superponen a la señal ambiente, enmascarando la información útil y deteriorando la calidad de la grabación de forma que se vuelve inutilizable. Este proceso es complementado también por la saturación de la cápsula debido a la potencia de emisión, que contribuye a la imposibilidad de captura.

3.1.2. Sistemas lineales y no lineales

Para entender este principio, se introducen los conceptos de linealidad y no linealidad:

- Un sistema lineal respeta los principios de homogeneidad y superposición. La salida de un sistema lineal solo contiene componentes presentes en la entrada, modificadas en amplitud y fase.
- Un sistema no lineal rompe estos principios. La salida puede contener nuevas componentes de frecuencia no presentes en la entrada, generadas por efectos como la intermodulación.

Las propiedades de homogeneidad y superposición se ilustran en la figura 3.1. En la figura 3.2 se ilustra el contenido espectral a la entrada y a la salida de un ejemplo de sistema lineal.

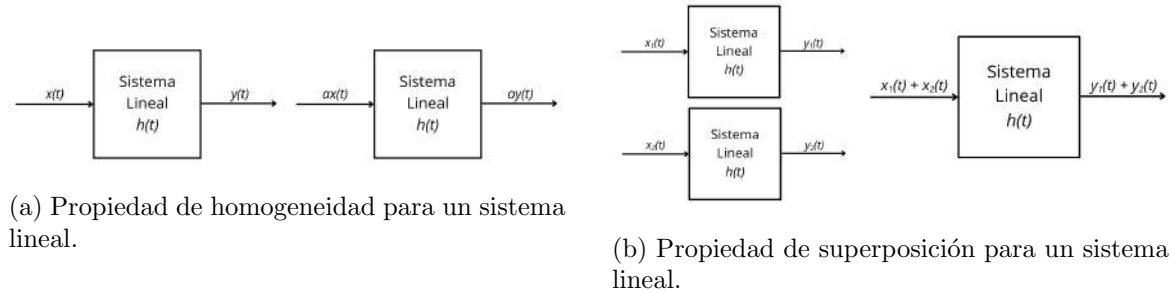


Figura 3.1: Principios de un sistema lineal.

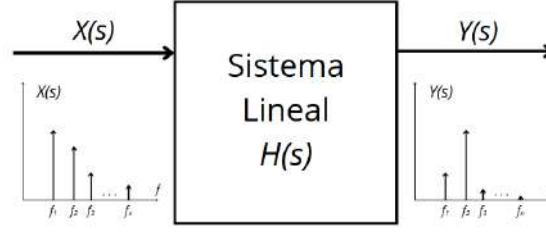


Figura 3.2: Ejemplo de análisis frecuencial de entrada y salida en un sistema lineal

3.1.3. Intermodulación

El fenómeno de intermodulación surge cuando dos señales de diferentes frecuencias interactúan dentro de un sistema no lineal.

Para ilustrar el fenómeno de intermodulación, se puede observar la salida de un sistema no lineal del tipo polinomio cuadrático.

Si se tiene como ejemplo una entrada con dos componentes frecuenciales w_1 y w_2 :

$$x(t) = b_1 \cos(w_1 t) + b_2 \cos(w_2 t)$$

y una respuesta no lineal cuadrática:

$$g(x(t)) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x(t)^2,$$

Se obtiene una salida $y(t) = g(x(t))$ del tipo:

$$y(t) = a_0 + a_1 b_1 \cos(w_1 t) + a_1 b_2 \cos(w_2 t) + a_2 b_1^2 \cos^2(w_1 t) + a_2 b_2^2 \cos^2(w_2 t) + 2a_2 b_1 b_2 \cos(w_1 t) \cos(w_2 t)$$

Utilizando propiedades trigonométricas:

$$y(t) = a_0 + a_1 b_1 \cos(w_1 t) + a_1 b_2 \cos(w_2 t) + \frac{a_2 b_1^2}{2} \cos(2w_1 t) + \frac{a_2 b_1^2}{2} + \frac{a_2 b_2^2}{2} \cos(2w_2 t) + \frac{a_2 b_2^2}{2} + a_2 b_1 b_2 \cos(w_1 + w_2)t + a_2 b_1 b_2 \cos(w_1 - w_2)t$$

Se puede observar que a la salida del sistema se encuentran las componentes frecuenciales que se encuentran a la entrada (w_1 y w_2) y además se encuentran las componentes $2w_1$, $2w_2$, $w_1 + w_2$ y $w_1 - w_2$.

Los productos obtenidos en la salida de $y(t)$ entre las señales en frecuencias w_1 y w_2 generan **intermodulación**, produciendo componentes en la suma ($w_1 + w_2$) y en la resta ($|w_1 - w_2|$) de frecuencias. El proceso de intermodulación es el principio de funcionamiento para el Inhibidor de Micrófonos.

Este principio es el que hace posible que la señal de ultrasonido generada por el inhibidor produzca ruido interferente en la grabación dentro de la banda audible.

3.1.4. Micrófonos MEMS

Los micrófonos MEMS son los más utilizados en dispositivos inteligentes actuales. Su principio de funcionamiento se basa en un diafragma flexible que, al ser desplazado por la presión sonora, modifica la capacitancia respecto a un electrodo fijo. Esta variación de capacitancia, en presencia de un circuito de polarización externo, se convierte en una señal eléctrica proporcional a la presión acústica incidente.



Figura 3.3: Micrófono MEMS

Transducción capacitiva

El proceso de transducción capacitiva puede representarse mediante modelos eléctricos equivalentes que vinculan la fuerza acústica aplicada al diafragma con la variación de capacitancia. Sin embargo, una descripción detallada de este fenómeno requiere conocer parámetros geométricos y eléctricos específicos del micrófono (como el área efectiva del diafragma, la distancia de separación y la tensión de polarización), los cuales no se encuentran disponibles para los dispositivos utilizados en este trabajo.

Para este proyecto, se plantea la hipótesis de que la relación entre el desplazamiento de la membrana y la señal eléctrica generada es de naturaleza no lineal, siendo esta no linealidad una de las bases que permite el fenómeno de intermodulación explorado en este proyecto. No obstante, el análisis detallado de estas alinealidades excede el alcance de este informe.

De todas formas, en la bibliografía consultada se presentan modelos matemáticos y análisis experimentales más exhaustivos de estas no linealidades propias de los micrófonos MEMS.

3.1.5. Rango de audibilidad humano y frecuencias de la voz

El rango de audibilidad es de interés para definir las frecuencias de las señales emitidas por el inhibidor. El oído humano puede escuchar entre los 20Hz y los 20000Hz aproximadamente, aunque con el aumento de la edad, el rango audible disminuye considerablemente en los agudos, llegando en adultos a los 15kHz.

El objetivo del producto es que las señales producidas estén por encima del umbral de audición, logrando que el encendido del dispositivo sea imperceptible por el humano.

Frecuencias de la voz

La voz típica de un adulto puede tener la frecuencia fundamental entre 80 Hz y 260 Hz. Además existen componentes armónicas presentes en todo el espectro audible, con mayor presencia en el rango de 300Hz a 4kHz. En la figura 3.5 se observa un espectrograma de un audio de voz masculina. En el eje vertical se representa la frecuencia en kHz , en el horizontal el tiempo en segundos (s) y con tonos de calor la intensidad en $dBFS$.

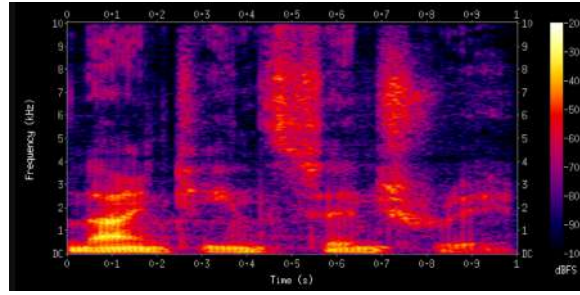


Figura 3.4: Espectrograma de un audio de voz masculina.

El análisis del contenido espectral típico para la voz humana es de interés ya que la señal generada por el inhibidor por intermodulación en la grabación debe ser interferente con el habla, para dificultar la inteligibilidad.

3.1.6. Actuadores piezoeléctricos

Los actuadores piezoeléctricos [1] son dispositivos que transforman señales eléctricas en vibraciones mecánicas utilizando el efecto piezoeléctrico inverso. Este fenómeno ocurre cuando un material cerámico piezoeléctrico como el PZT se deforma al aplicarse una tensión alterna, generando así una vibración que se transmite al aire en forma de ondas sonoras. El diseño típico de estos dispositivos consiste en un disco piezoeléctrico adherido a una lámina metálica que actúa como diafragma y que vibra en respuesta a la señal eléctrica. Debido a sus propiedades físicas, poseen una frecuencia de resonancia en donde la emisión es máxima.



Figura 3.5: Emisor piezoeléctrico

Es de interés utilizar este tipo de actuadores, ya que son dispositivos livianos, económicos y con alta eficiencia en la conversión de energía eléctrica a acústica en el rango ultrasónico. A diferencia de otras aplicaciones donde se busca una respuesta plana, en este proyecto resulta ventajoso su comportamiento resonante, ya que permite concentrar la energía en una frecuencia específica y maximizar la presión sonora en el rango de operación deseado. Esta característica es clave para lograr una emisión potente en la banda ultrasónica, optimizando así la efectividad del sistema inhibidor.

Modelo eléctrico

Se puede representar a un actuador piezoeléctrico con el circuito equivalente de *Butterworth-Van Dyke* [1]. En este modelo, R_1 representa las pérdidas mecánicas, dentro de las cuales se encuentra incluida la emisión acústica, L_1 corresponde a la masa, C_1 a la flexibilidad, y C_0 a la capacitancia estática del transductor.

Si bien existen modelos más completos en los que la emisión acústica se representa explícitamente mediante una resistencia asociada a la carga acústica del medio, en este trabajo se utiliza el modelo simplificado dado que ajusta adecuadamente con las curvas medidas del actuador empleado.

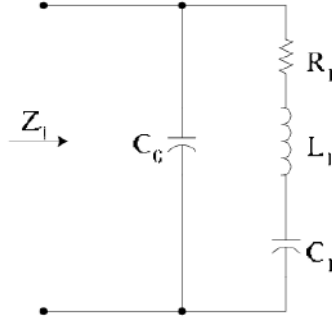


Figura 3.6: Circuito equivalente del actuador piezoeléctrico.

La impedancia total del circuito está dada por:

$$Z_T(\omega) = \left[\frac{1}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} + j\omega C_0 \right]^{-1} \quad (3.1)$$

Este modelo permite identificar dos frecuencias fundamentales:

- La frecuencia de resonancia ω_s , donde la impedancia es mínima:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.2)$$

- La frecuencia de anti-resonancia ω_p , donde la impedancia es máxima:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{eq}}} \quad \text{con} \quad C_{eq} = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0} \quad (3.3)$$

El conocimiento de estas frecuencias, junto con la magnitud de la impedancia medida en cada una de ellas (Z_{ω_s} y Z_{ω_p}), permite obtener expresiones aproximadas para los parámetros del circuito equivalente:

$$C_0 = \sqrt{\frac{(Z_{\omega_s})^2(\omega_p^2 - \omega_s^2) + \sqrt{(2\omega_p^2 Z_{\omega_s} Z_{\omega_p})^2 + (Z_{\omega_s})^4(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2}}{2(\omega_p^2 Z_{\omega_p} Z_{\omega_s})^2}} \quad (3.4)$$

$$R_1 = \sqrt{\frac{Z_{\omega_s}^2}{1 - (\omega_s C_0 Z_{\omega_s})^2}} \quad (3.5)$$

$$C_1 = C_0 \left[\left(\frac{\omega_p}{\omega_s} \right)^2 - 1 \right] \quad (3.6)$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_s^2 C_1} \quad (3.7)$$

Estas ecuaciones proporcionan una primera estimación de los parámetros del transductor. En la práctica, ω_s y ω_p corresponden con los valores de ω para los cuales la impedancia medida resulta mínima y máxima respectivamente. Los valores de Z_{ω_s} y Z_{ω_p} son las impedancias medidas a las frecuencias ω_s y ω_p .

3.2. Caracterización del actuador utilizado

En esta sección se describe el proceso para caracterizar el actuador piezoeléctrico seleccionado para la aplicación. Se selecciona un piezoeléctrico resonante a 25kHz por estar fuera de la banda audible y, al mismo tiempo, cerca del corte de alta frecuencia de la banda, para lograr que la respuesta del receptor sea considerable.

3.2.1. Medición de la impedancia

Para caracterizar al emisor piezoeléctrico propuesto para la aplicación, se utiliza el modelo descrito en la sección 3.1.6. Se realiza una medición del módulo de la impedancia *vs.* frecuencia del actuador con el circuito propuesto en la figura 3.7.

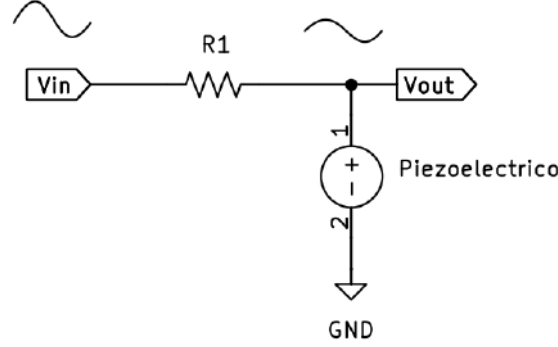


Figura 3.7: Circuito utilizado para la medición de impedancia.

Se excita al circuito con una señal senoidal de amplitud pico a pico constante, variando la frecuencia entre 10kHz y 40kHz. Se mide la amplitud pico a pico de la salida. El módulo de la impedancia a la frecuencia medida resulta como $|Z_{piezo}| = \frac{V_{out}R}{V_{out}-V_{in}}$. Para la medición se utilizó un valor de $R = 14.8k\Omega$.

Para determinar L_1 , C_1 , C_0 y R_1 se utilizan las expresiones 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7. Utilizando los valores medidos de $f_s = 25,2kHz$, $f_p = 27,1kHz$, $Z_{ws} = 645\Omega$ y $Z_{wp} = 20,68k\Omega$ se obtienen:

$$C_0 = 1,61nF \quad (3.8)$$

$$R_1 = 654\Omega \quad (3.9)$$

$$C_1 = 251pF \quad (3.10)$$

$$L_1 = 158mHy \quad (3.11)$$

En la figura 3.8 se observa la curva obtenida de forma práctica (los valores de impedancia medidos en rojo) y se gráfica en azul la transferencia teórica dada en la expresión 3.1 con los valores de C_0 , R_1 , C_1 y L_1 obtenidos.

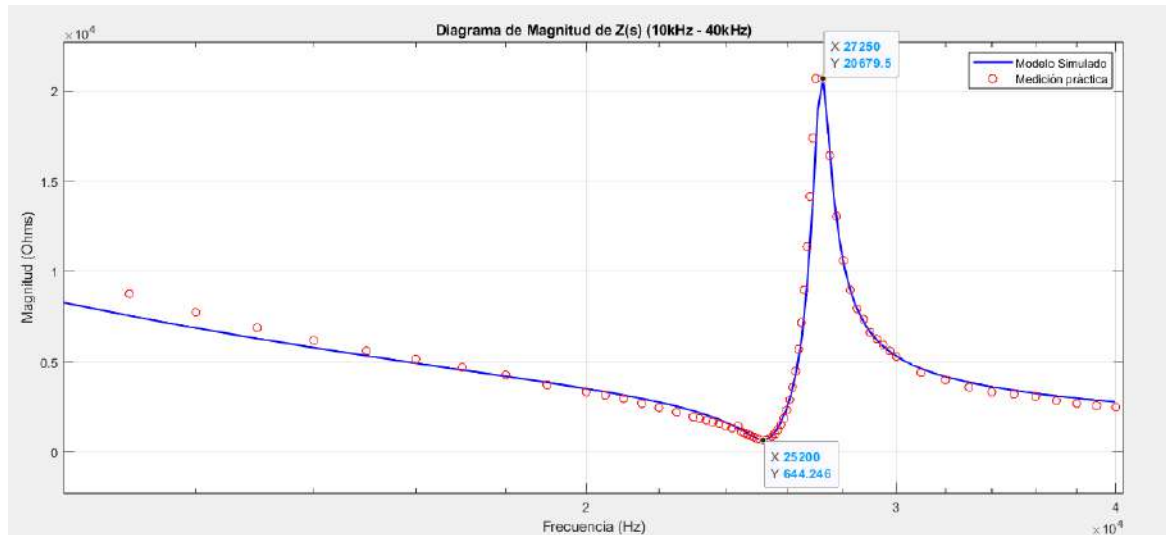


Figura 3.8: Curva del modulo de la impedancia del actuador piezoeléctrico simulada vs. medida.

Se puede observar que ambas curvas coinciden de forma significativa, lo que implica que el modelo utilizado se ajusta a la práctica.

3.2.2. Medición de la respuesta en frecuencia

Para realizar la medición de la respuesta en frecuencia, se excita al actuador con una señal senoidal de frecuencias desde 20kHz a 30kHz, y se mide la tensión generada sobre otro actuador de las mismas características. En la figura 3.9 se observa la forma de medición. El objetivo principal de esta medición es visualizar los valores máximos para la respuesta del actuador.

En la figura 3.10 se observa la respuesta obtenida.



Figura 3.9: Forma de medición de la respuesta de amplitud.

Se considera que el transductor utilizado ofrece una respuesta similar en frecuencia tanto en emisión como en recepción.

La medición realizada permite obtener una respuesta cualitativa de la respuesta en amplitud, logrando visualizar las frecuencias deseables de trabajo. De todas formas, más adelante se ajusta la frecuencia para lograr la emisión máxima de potencia con el amplificador utilizado para la aplicación.

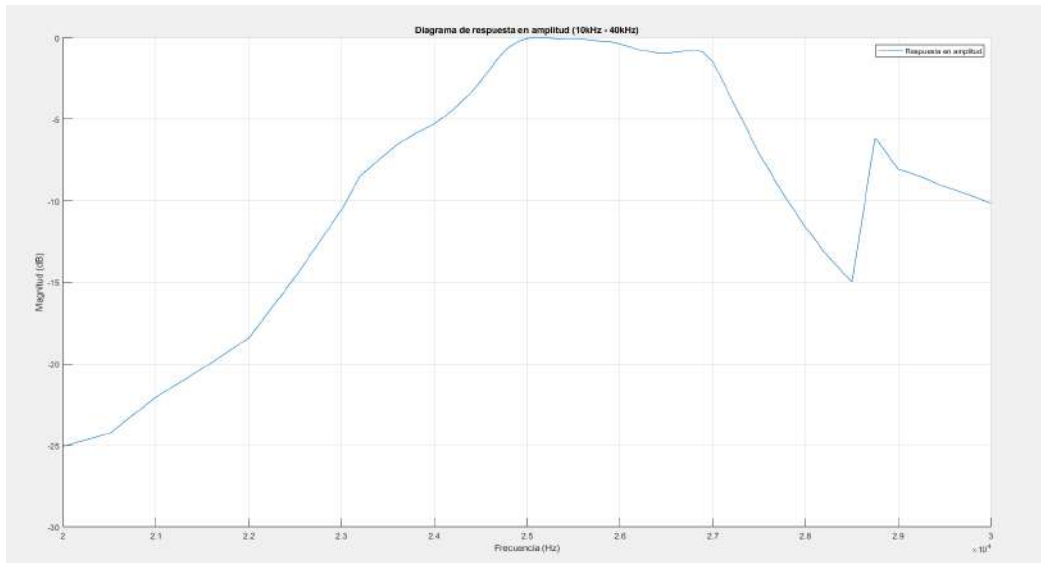


Figura 3.10: Respuesta en frecuencia del piezoeléctrico

3.3. Diseño de Hardware

En la presente sección se describe el circuito diseñado para la aplicación.

3.3.1. Circuito Amplificador LC

En la figura 3.11 se presenta el diagrama eléctrico de la topología de amplificación elegida para la etapa de potencia.

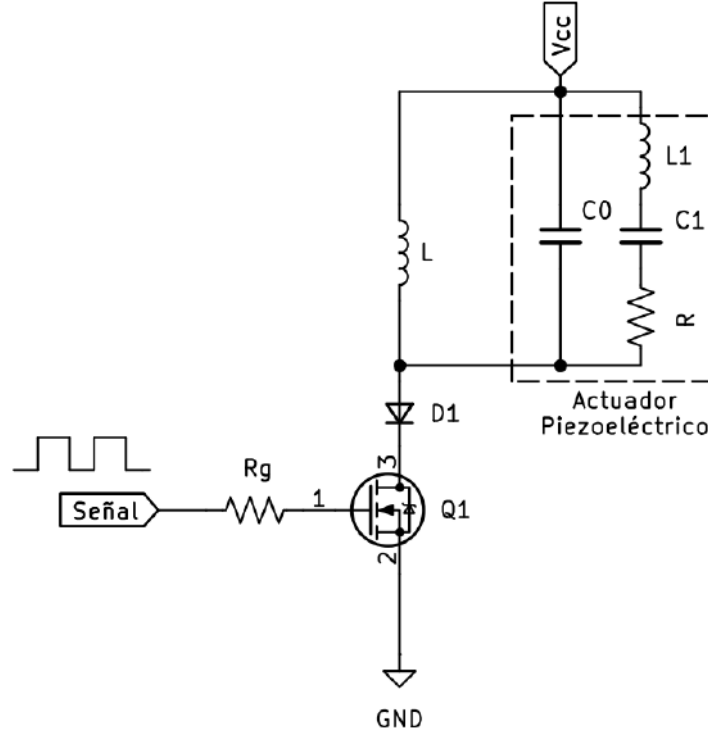


Figura 3.11: Circuito amplificador.

Como se describe en la sección 3.1.6, el modelo del actuador piezoeléctrico a utilizar posee un tanque resonante serie LC, que resuena a la frecuencia serie $w_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ y la capacitancia C_0 , que produce una anti-resonancia (impedancia máxima) en $w_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{eq}}}$, con $C_{eq} = \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}$. La señal cuadrada con frecuencia $f_{señal}$ de entrada en *gate* controla la apertura de Q_1 .

Funcionamiento

Se ingresa con una señal de entrada de frecuencia $f_{señal}$, con un ciclo de trabajo del 50 %, que abre y cierra el MOSFET Q_1 . En estado encendido (llave cerrada) el inductor almacena energía, cargándose con corriente desde V_{cc} . La corriente del inductor $i_L(t)$ con Q_1 encendido se puede determinar como:

$$i_L(t) = \frac{V_{cc}}{L}t + I_0,$$

donde I_0 es la corriente inicial que el inductor almacena en el instante de cierre de Q_1 . Cuando la llave Q_1 se cierra, el tanque paralelo L y C_0 comienza a resonar a la frecuencia $f_{res} \approx \frac{1}{LC_0}$. La amplitud de tensión de resonancia depende de la energía almacenada por el inductor en el estado de Q_1 encendido. Se sabe que la corriente en el instante de apertura de Q_1 está dada por:

$$i_L(T_{off}) = \frac{V_{cc}}{L}t_{off} + I_0 = \frac{V_{cc}}{L}DT + I_0$$

Si se considera a la impedancia total del actuador $\approx C_0$, la forma de onda de tensión en el semiciclo de OFF queda determinada aproximadamente por:

$$v = \frac{Q}{C} \sin(\omega t), \text{ con } Q = \frac{I}{\omega_0} = \frac{i_L(T_{off})}{\omega_0} \quad (3.12)$$

Donde la amplitud de la tensión está dada principalmente por la corriente inicial I almacenada por el inductor. El objetivo del inductor L es maximizar la potencia acústica emitida para la frecuencia de excitación.

Para la aplicación realizada se utilizan varios actuadores piezoeléctricos en paralelo con el objetivo de distribuir la emisión, aumentando la capacidad equivalente del tanque C_0 y disminuyendo el inductor L necesario para la resonancia.

En la figura 3.12 se puede observar un gráfico cualitativo de la excitación producida en el piezoeléctrico V_0 y la señal de entrada V_g .

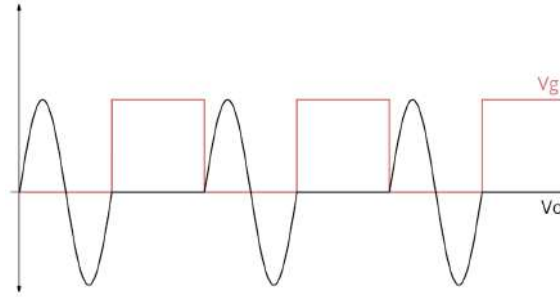


Figura 3.12: Señal de excitación V_g y forma de onda a la salida V_0 .

Selección de la frecuencia de resonancia del tanque LC

La elección de la frecuencia de resonancia del tanque LC es de interés para lograr la transducción óptima en términos de eficiencia. La resonancia del tanque LC determina la forma de onda de la señal de excitación, ya que depende de la frecuencia de resonancia $f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$ la excursión de tensión en el periodo de apertura de la llave Q_1 . En la figura 3.13 se observan gráficos cualitativos para $f_{res} = f_g$ y $f_{res} = 2f_g$:

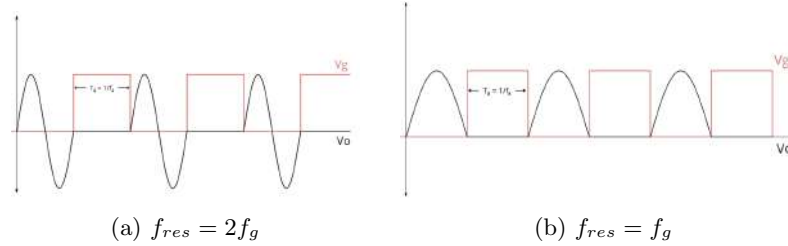


Figura 3.13: Comparación cualitativa de formas de onda de excitación.

Se puede observar que para $f_{res} = 2f_g$ se obtiene una excursión completa de la resonancia, lo que permite una mayor amplitud de tensión que en el caso de $f_{res} = f_g$.

Distribución de potencia en armónicos para las formas de onda propuestas

Para comparar ambas formas de onda de excitación, se propone determinar la amplitud de la componente fundamental (f_g) para cada caso. Para eso, se obtiene el módulo de la envolvente de la transformada de Fourier de ambas señales:

$$|F(w)| = \sqrt{R(w)^2 + I(w)^2}, \text{ donde}$$

$$R(w) = w_0 \int_0^{\frac{2\pi D}{w_0}} \sin(w_{res}t) \cos(wt) dt$$

$$I(x) = -w_0 \int_0^{\frac{2\pi D}{w_0}} \sin(w_{res}t) \sin(wt) dt$$

donde D es el ciclo de trabajo de la onda V_g , w_{res} es la frecuencia de resonancia del tanque LC y $w_0 = \frac{2\pi}{T_g}$. Se evalúan los valores para los 3 primeros armónicos en cada caso. En la figura 3.14 se pueden observar la distribución armónica de las dos formas de onda.

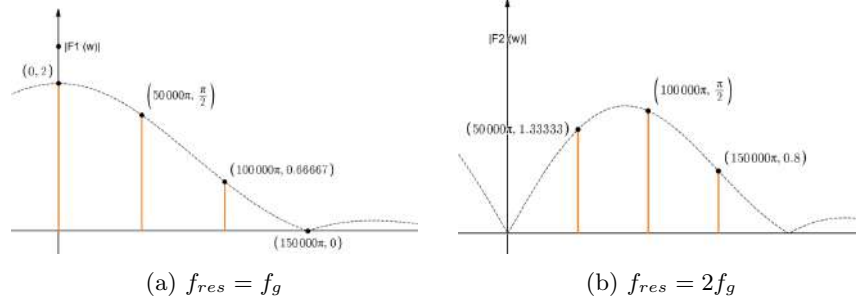


Figura 3.14: Comparación de los primeros 3 armónicos para las formas de onda.

Se puede observar que la potencia contenida en el armónico fundamental es mayor utilizando la frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de entrada.

Simulación del amplificador

Se realiza una simulación circuital en LTSpice para visualizar las formas de onda de excitación. Los valores utilizados del modelo del actuador corresponden con los obtenidos por mediciones del actuador piezoeléctrico utilizado en el proyecto (se describe en la sección 3.2). Es importante destacar que la frecuencia de resonancia serie natural del actuador está dada por L_1 y C_1 :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \approx 25,27 \text{ kHz}$$

Se utiliza un inductor $L_2 = \frac{1}{w^2 C_0} \approx 6,3 \text{ mH}$. En la figura 3.15 se observa el circuito utilizado en la simulación.¹

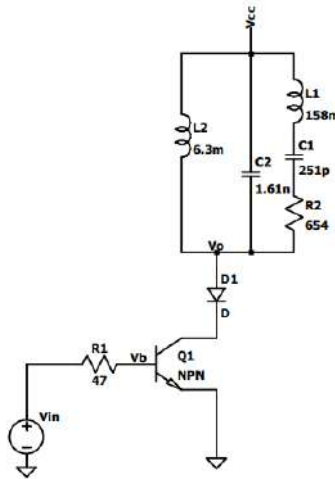


Figura 3.15: Circuito amplificador con un piezoeléctrico.

¹Se utiliza como llave un transistor NPN pero el análisis con una llave MOSFET es análogo.

Excitación cercana a la resonancia serie. Si se ingresa en V_{in} con $f_{in} = 25,6 \text{ kHz}$ y $D = 50 \%$, se obtienen las formas de la figura 3.16. Se observa que la oscilación no completa un ciclo y aparece un pico de corriente en D_1 al interrumpirse en tensión positiva.

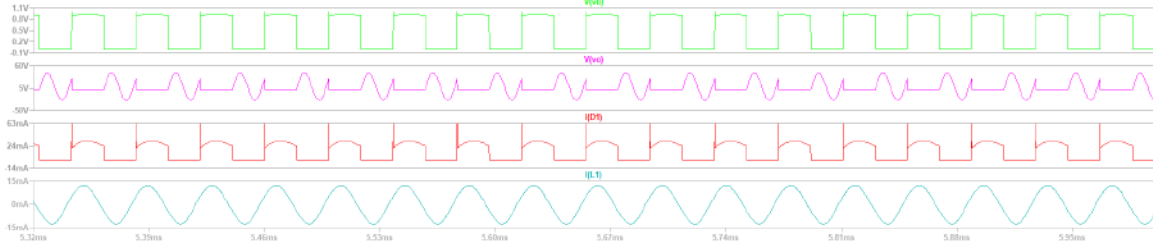


Figura 3.16: Formas de onda con $f_{in} = 25,6 \text{ kHz}$ y $D = 0,5$.

Frecuencia de excitación superior a la resonancia serie. Si la frecuencia de excitación se aumenta lo suficiente por encima de f_s , la llave interrumpe la oscilación en el cruce por cero, evitando transiciones bruscas y reduciendo pérdidas en la conmutación. En la figura 3.17 se muestra el caso con $f_{in} = 27 \text{ kHz}$ y $D = 50 \%$.

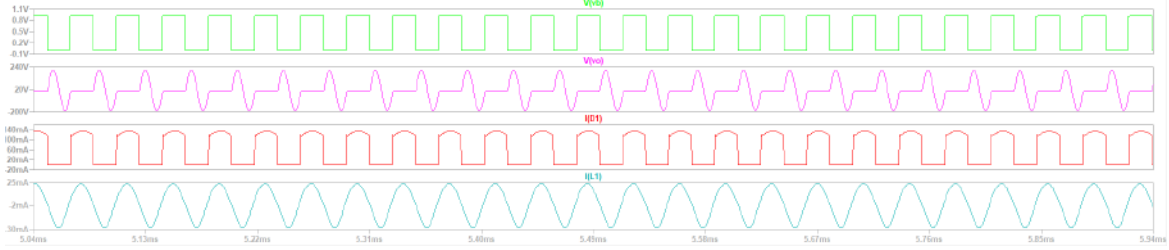


Figura 3.17: Formas de onda con $f_{in} = 27 \text{ kHz}$.

Frecuencia inferior a la resonancia serie con ajuste de ciclo de trabajo. También es posible operar por debajo de f_s , siempre que se ajuste el ciclo de trabajo. Con $f_{in} = 22,2 \text{ kHz}$ y $D = 62,2 \%$ se obtienen formas de onda suaves (figura 3.18).

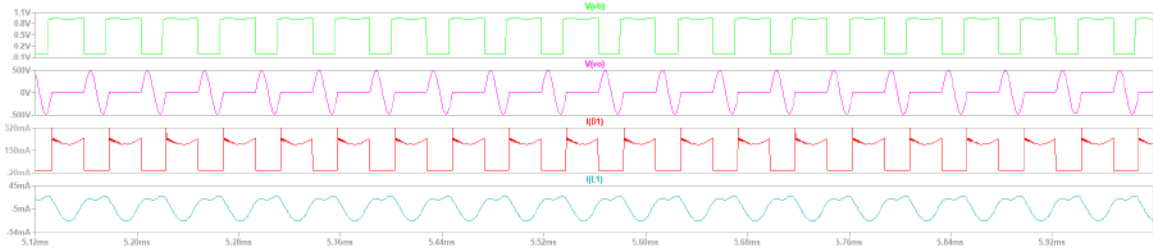


Figura 3.18: Formas de onda con $f_{in} = 22,2 \text{ kHz}$ y $D = 62,2 \%$.

Variación del inductor externo. Otra forma de suavizar las transiciones es aumentando la inductancia L_2 , lo que ralentiza la resonancia. En la figura 3.19 se observa el caso con $L = 12 \text{ mH}$, $D = 0,5$ y $f_{in} = 25,6 \text{ kHz}$.

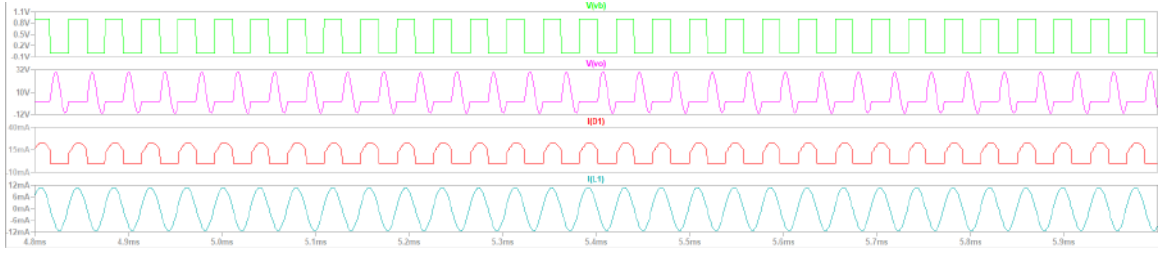


Figura 3.19: Formas de onda con $L = 12 \text{ mH}$, $D = 0,5$ y $f_{in} = 25,6 \text{ kHz}$.

Comparación. En todos los casos, la corriente por D_1 puede asociarse con el consumo de potencia. Los resultados muestran que existe un **compromiso entre la frecuencia de excitación, el ciclo de trabajo y el valor del inductor externo**, cuyo objetivo es suavizar las transiciones de corriente/tensión minimizando transitorios disipativos en la llave y optimizar la transferencia de potencia al actuador, logrando la corriente deseada en la rama RLC serie para cada caso. Se debe tener en cuenta los límites máximos de tensión y corriente especificados por el fabricante.

Este análisis por simulación constituye una etapa preliminar de diseño. La validación definitiva se realiza mediante mediciones experimentales sobre el actuador real, utilizando el circuito final implementado en el dispositivo.

Evaluación práctica de distintas formas de onda de excitación

Para evaluar distintas formas de onda, se propone utilizar distintos inductores y comparar la emisión acústica en el circuito LC. El objetivo es realizar una comparación cualitativa de las emisiones y el consumo en cada caso. Se conforma el esquema de medición de la figura 3.20:

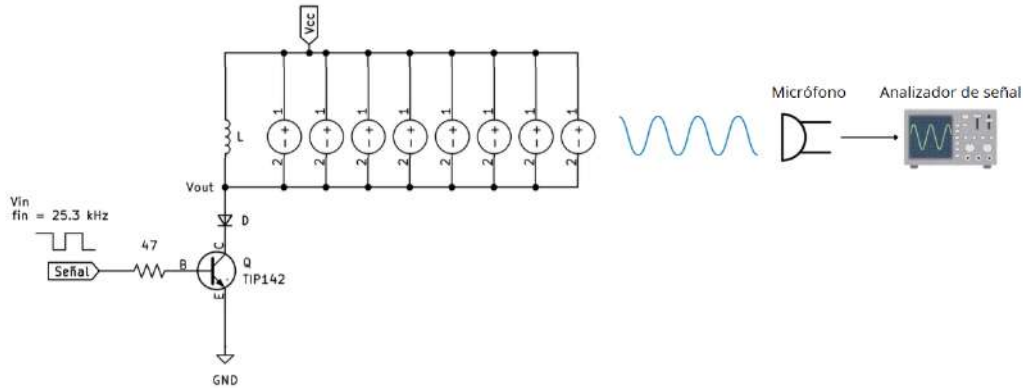


Figura 3.20: Circuito de evaluación para las formas de onda.²

Los inductores necesarios para la resonancia a $f_{res} = f_{in}$ y $f_{res} = 2f_{in}$ son:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_{rs})^2 C_{eq}} \approx 3 \text{ mHy}$$

$$L_2 = \frac{1}{(4\pi f_{rs})^2 C_{eq}} \approx 767 \text{ uHy}$$

con $C_{eq} \approx 8 * C_0 = 12,8 \text{ nF}$

Mediciones realizadas

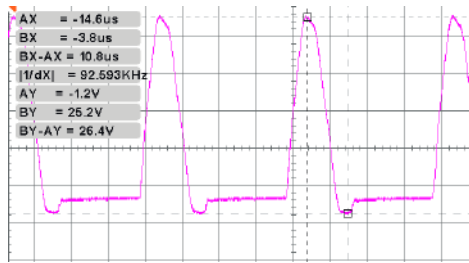
Para el banco propuesto, se utiliza un micrófono JTS-PDM 57, junto con una interfaz y un *software* de audio para capturar la señal. Se utiliza una frecuencia de muestreo de 192kHz. Se registran los audios para cada ensayo y luego se comparan las formas de onda en MATLAB.

Además se mide el consumo promedio (I_{dc}) desde la fuente de alimentación, y la tensión pico a pico del actuador en cada caso.

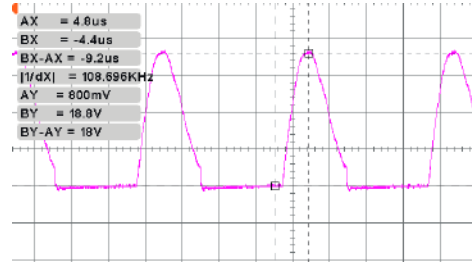
Se ensayan 4 inductores comerciales con $V_{cc} = 6V$: $L_1 = 1mHy$, $L_2 = 2mHy$, $L_3 = 3mHy$ y $L_4 = 470uHy$. Se obtienen las mediciones eléctricas:

- Para $L_1 = 1mHy$, $V_{opp} = 26,4V$, $I_{dc} = 31mA$
- Para $L_2 = 2mHy$, $V_{opp} = 18V$, $I_{dc} = 22mA$
- Para $L_3 = 3mHy$, $V_{opp} = 16,4V$, $I_{dc} = 22mA$
- Para $L_4 = 470uHy$, $V_{opp} = 50,4V$, $I_{dc} = 63mA$

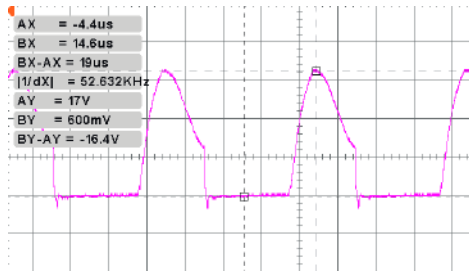
En la figura 3.21 se observan las formas de onda de tensión del actuador en cada ensayo.



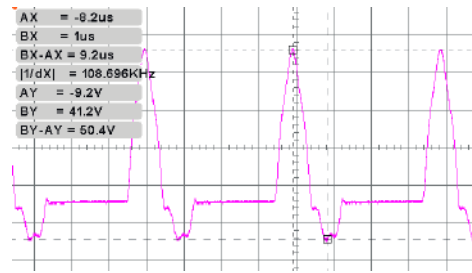
(a) $L = 1mHy$



(b) $L = 2mHy$



(c) $L = 3mHy$



(d) $L = 470uHy$

Figura 3.21: Comparación de forma de onda con distintas frecuencias de resonancia.

Análisis de emisión acústica

En la figura 3.22 se observan las 4 señales en el tiempo obtenidas para cada ensayo.

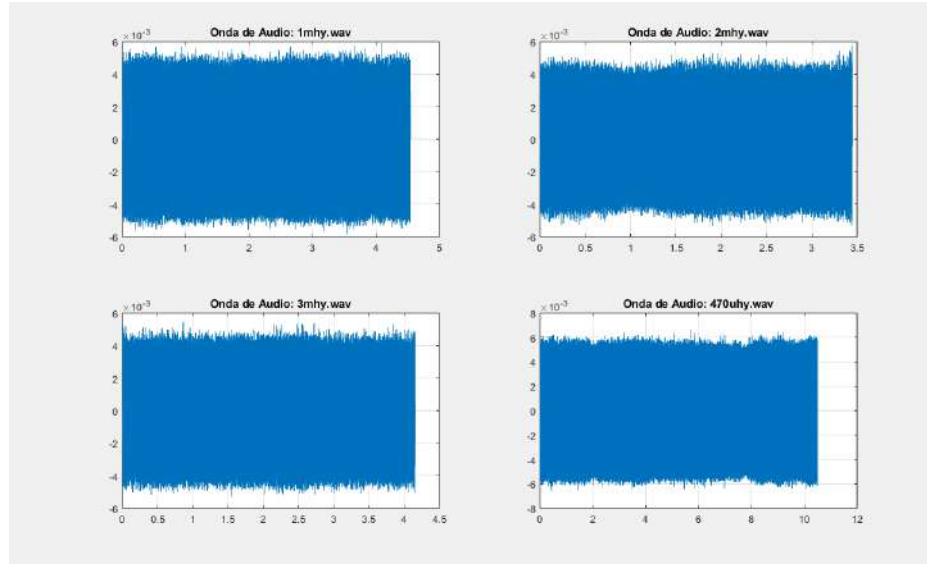


Figura 3.22: Ondas de audio medidas para cada ensayo.

Se realiza un análisis de las componentes espectrales por medio de FFT de los archivos de audio, obteniendo las amplitudes para cada caso:

$$A_{1mHy} = 4,289e^{-3}(-47,35dB)$$

$$A_{2mHy} = 3,914e^{-3}(-48,15dB)$$

$$A_{3mHy} = 3,8943e^{-3}(-48,19dB)$$

$$A_{470uHy} = 4,824e^{-3}(-46,33dB)$$

3

En la figura 3.23 se puede observar la distribución de armónicos de cada señal.

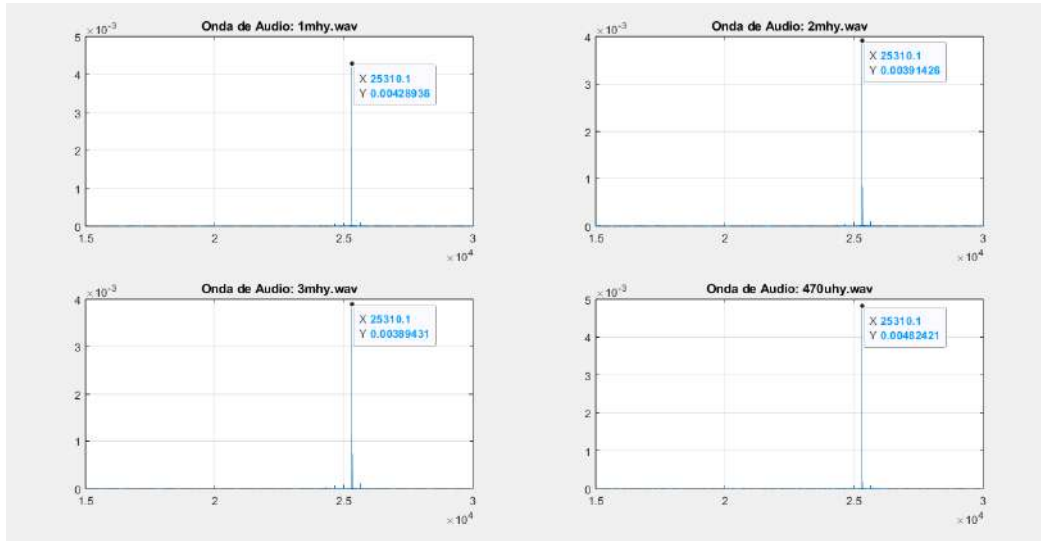


Figura 3.23: FFTS para cada ensayo.

Se puede observar que el caso de mayor amplitud ($L = 470uHy$) coincide con el de mayor tensión pico a pico. Sin embargo también se registra un consumo casi tres veces mayor para este caso, en comparación al caso de menor consumo ($L = 3mHy$ y $L = 2mHy$).

³Los valores de amplitud son comparativos y no indican ninguna unidad de medida específica de emisión.

Relación del ciclo de trabajo (DC) y la potencia acústica emitida

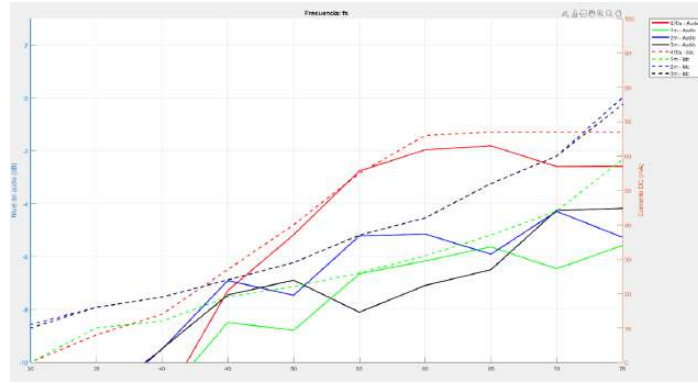
Es importante analizar la influencia que tiene el ciclo de trabajo de la señal de entrada en relación con la emisión acústica y el consumo generado. Se analiza cómo varía la emisión acústica y el consumo del circuito en función del ciclo de trabajo de la señal PWM. Para esto, se evalúan cuatro inductores comerciales ($L_1 = 1, \text{mH}$, $L_2 = 2, \text{mH}$, $L_3 = 3, \text{mH}$ y $L_4 = 470, \mu\text{H}$) y tres frecuencias de excitación: resonancia serie (f_s), resonancia paralelo (f_p) y frecuencia intermedia ($f_m = \sqrt{f_s \cdot f_p}$).

En cada combinación de inductor y frecuencia (12 casos en total), se varía el ciclo de trabajo (DC) desde 5 % hasta 95 % en pasos de 5 %. Para cada punto, se realizan las siguientes mediciones:

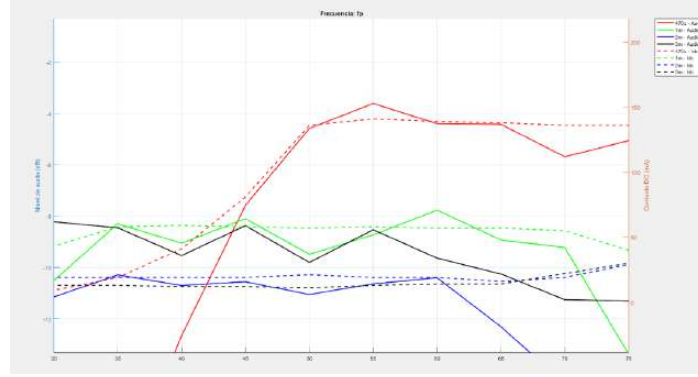
- Emisión acústica: se graba el sonido con un micrófono JTS PDM-57 colocado siempre a la misma distancia, y se procesa mediante FFT para extraer la amplitud de la componente fundamental en la frecuencia de excitación.
- Corriente de consumo: se registra el consumo promedio del circuito en cada condición.
- Amplitud de la tensión pico a pico del actuador.
- Amplitud de la tensión RMS del actuador.

Finalmente, se grafican las curvas de emisión y consumo en función del DC para cada inductor, analizando el comportamiento en las tres frecuencias de prueba.

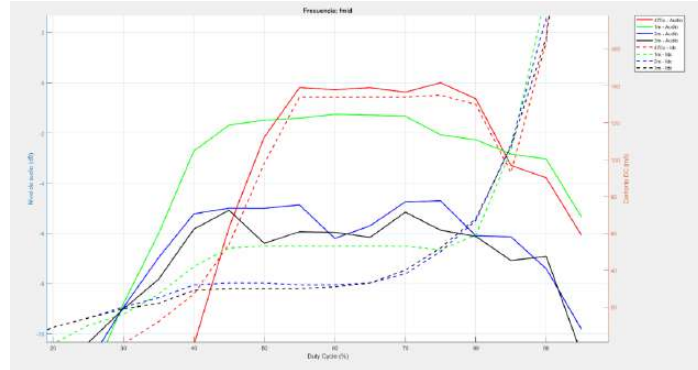
Las figuras siguientes muestran los resultados característicos obtenidos para f_s , f_p y f_m .



Frecuencia serie



Frecuencia paralelo



Frecuencia intermedia

Figura 3.24: Curvas de emisión y corriente de consumo para las tres frecuencias evaluadas.

Para evaluar cuál combinación de inductor y frecuencia ofrece el mejor desempeño, se calcula un índice de eficiencia que relaciona la potencia acústica emitida con la corriente consumida. Este valor se expresa en decibeles y se obtiene a partir de:

$$\text{Eficiencia} = 20 \log \left(\frac{\text{Emisión}}{I_{DC}} \right) \quad (3.13)$$

De esta manera, se compara el nivel de emisión acústica normalizada contra el consumo eléctrico, identificando el punto de operación más conveniente en términos de rendimiento.

Las curvas siguientes muestran la eficiencia calculada para las tres frecuencias de ensayo: resonancia serie, resonancia paralelo y frecuencia intermedia.

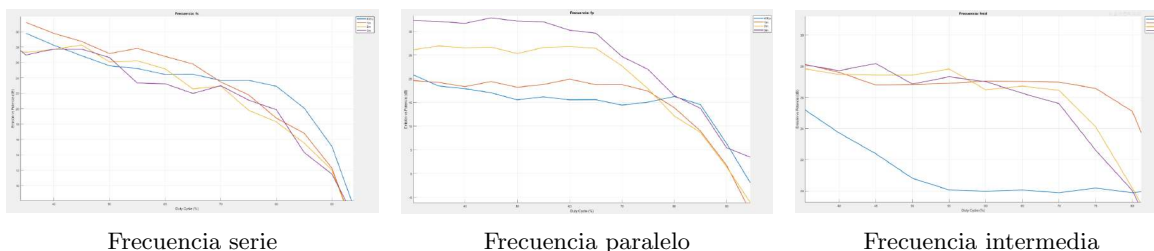


Figura 3.25: Eficiencia de emisión calculada para las tres frecuencias evaluadas.

3.3.2. Microcontrolador

Este microcontrolador cumple múltiples funciones dentro del dispositivo: El microcontrolador utilizado en el proyecto es un **ATmega328P**, ampliamente conocido por su versatilidad y eficiencia. Su elección se debe principalmente a la **disponibilidad de tres temporizadores independientes** (dos de 8 bits y uno de 16 bits), lo cual resulta fundamental para la generación precisa de las señales que emplea el sistema [2].

- **Generación de señales:** dos señales cuadradas de alta frecuencia (alrededor de 25 kHz y 26 kHz) son generadas utilizando los temporizadores **Timer1** y **Timer2**, cada uno configurado en *modo Fast PWM*. Esta técnica permite controlar tanto la **frecuencia** como el **ciclo de trabajo** de cada señal, necesarias para producir la interferencia buscada en los micrófonos MEMS de los teléfonos.
- **Medición del voltaje de la batería:** el microcontrolador recibe información del estado de carga a través de un divisor resistivo conectado a una de sus entradas analógicas. Esto permite monitorear el nivel de batería en todo momento.
- **Gestión del estado de carga:** también recibe señales digitales provenientes del circuito cargador (módulo TP4056), que indican si la batería está en carga o en reposo. De esta forma, el sistema puede reconocer cuándo se está alimentando desde una fuente externa.
- **Control del indicador LED:** mediante una salida digital, el microcontrolador controla un LED que comunica al usuario distintos estados del sistema, como encendido, batería baja o carga completa, utilizando diferentes patrones de parpadeo. Para la generación de esta señal se utiliza también un *timer* disponible.

Las salidas PWM que generan las señales de excitación se emiten por los pines **OC1B (PB2)** y **OC2B (PD3)**. En el caso del **Timer1** (de 16 bits), se configura con un reloj externo de 16 MHz y sin *prescaler*. La frecuencia se define mediante el registro ICR1, y el ciclo de trabajo se ajusta con OCR1B.

El **Timer2**, al tener resolución de 8 bits y no poseer registro ICR, se trabaja con técnicas adicionales: se modifica el valor de inicio del contador en cada iteración para lograr una frecuencia precisa, y se ajusta el *duty cycle* con OCR2B.

3.3.3. Alimentación del sistema

El sistema cuenta con una etapa de alimentación autónoma, diseñada para garantizar el funcionamiento estable y seguro del dispositivo, tanto durante su operación como en el proceso de carga. Se utilizan componentes discretos y módulos integrados, seleccionados por su eficiencia y simplicidad de implementación.

Batería y alimentación principal

El dispositivo es alimentado por una batería de polímero de litio (Li-Po) de 3.7 V y 2000 mAh, que permite una autonomía aproximada de 8 horas. La batería es recargable, removible, y posee circuito de protección integrado contra sobrecarga, sobredescarga y cortocircuito.

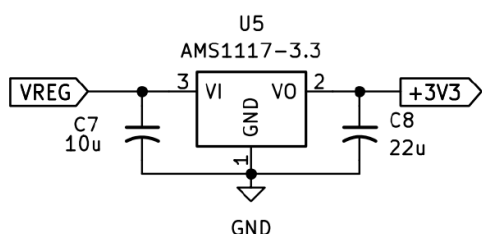


Figura 3.26: Batería LIPO103450.

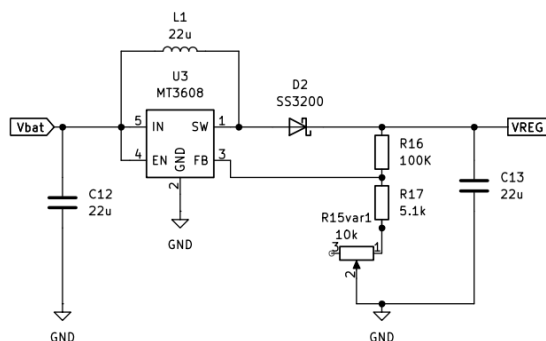
Conversión de voltaje

Se utilizan dos reguladores para obtener las tensiones necesarias a partir de la batería:

- **MT3608 (boost)**: se trata de un convertidor DC-DC *step-up*, que eleva la tensión de la batería (3.7 V) a una tensión ajustable mediante un potenciómetro entre 5 V y 12 V aproximadamente. Se utiliza para alimentar el circuito amplificador y se diseña con tensión variable para evaluar la tensión óptima de funcionamiento. El diseño incluye un inductor de $22\ \mu\text{H}$, capacitores cerámicos de $22\ \mu\text{F}$ y un diodo *Schottky* SS3200, cumpliendo las recomendaciones del fabricante para garantizar eficiencia y bajo ruido[3].
- **AMS1117-3.3**: regulador lineal de 3.3 V utilizado para alimentar al microcontrolador. Su entrada proviene del MT3608, asegurando una tensión estable en todo momento. Se utilizan capacitores de desacople recomendados por el fabricante.



Circuito para el regulador de tensión de alimentación.



Esquemático del convertidor DC-DC utilizado.

Figura 3.27: Circuitos de las etapas de regulación y conversión DC-DC.

Carga mediante USB-C

La carga se realiza a través de un conector USB-C diseñado para cumplir la función de alimentación para la carga.

Circuito de carga TP4056

El módulo cargador está basado en el integrado TP4056-42, configurado para entregar una corriente de carga de aproximadamente 733 mA, lo que permite cargar la batería en unas 2 horas y 40 minutos. Incluye una red NTC de protección térmica activa, diseñada para interrumpir la carga si la temperatura sale del rango seguro de operación de la batería seleccionada.

Para reducir la disipación térmica del TP4056, se agrega una resistencia serie de $0.47\ \Omega$ y 1 W, que transfiere parte del calor fuera del chip y mejora la eficiencia térmica del sistema.

Monitoreo de carga

El TP4056 posee salidas digitales de estado (CHRG y STDBY) que indican carga en curso o carga finalizada. Estas señales son tipo *open-drain* y se conectan al microcontrolador mediante resistencias *pull-up* de 47k a 3.3V. Esta tensión se selecciona para garantizar compatibilidad con los niveles lógicos del microcontrolador, evitando sobrevoltajes.

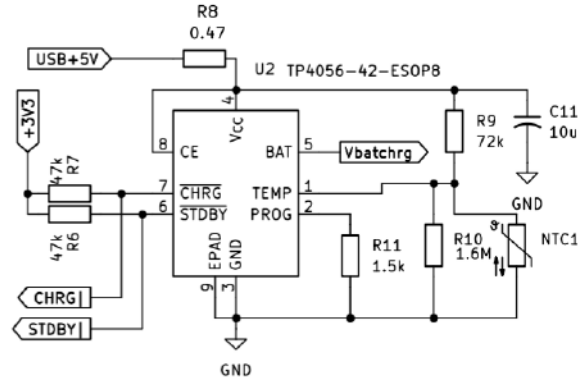


Figura 3.28: Esquemático del circuito cargador.

Esquemático final

En la siguiente figura se presenta el esquemático completo del sistema:

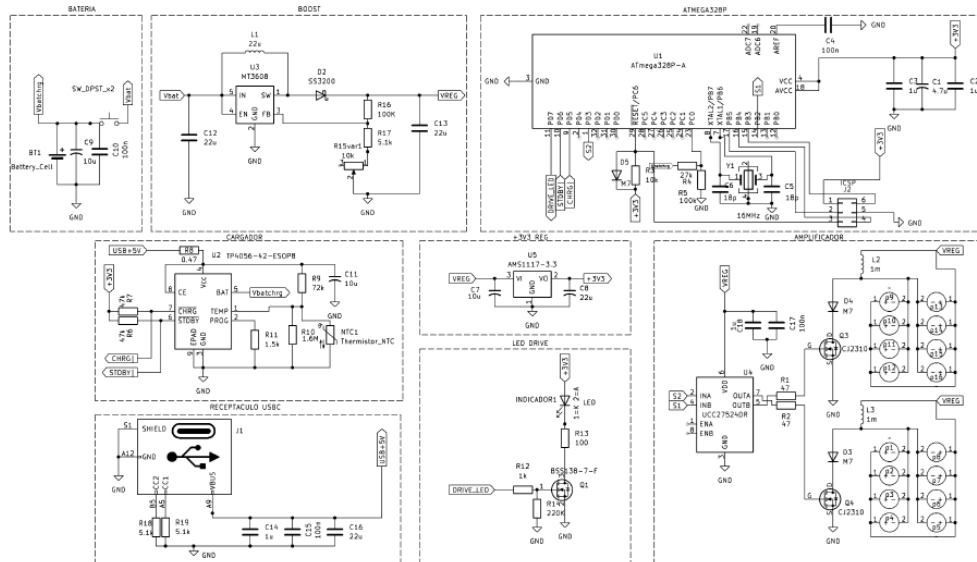


Figura 3.29: Esquemático general del circuito.

3.4. Diseño del Firmware

El *firmware* desarrollado en lenguaje C bajo el entorno Arduino configura el microcontrolador ATmega328P para generar dos señales de salida de frecuencia y ciclo de trabajo ajustables, mediante el uso de los temporizadores internos Timer1 y Timer2, operando ambos en modo **Fast PWM**. Además se configura la acción del LED indicador según el estado de la batería y la carga.

Configuración general

Al comienzo del programa, se calculan los valores para los registros OCR1B, ICR1, OCR2B y A según la frecuencia deseada para cada señal.

```
1 #define f_clock 16000000
2 #define f1 26450.0
3 #define f2 25600.0
4 #define DC1 0.55
5 #define DC2 0.55
6
7 int ICR1val = round(f_clock / f1) - 1;
8 int OCR1Bval = round(ICR1val * DC1);
9 int A = round(255 - ((1.0/f2 - 2.9e-6) * (f_clock / 8)));
10 int OCR2Bval = round(255 - (1 - DC2) * f_clock / (8 * f2));
```

Código 3.1: Definiciones iniciales del firmware

Configuración del Timer1 (16 bits)

Se utiliza el Timer1 para generar la señal **f1** en el pin OC1B (PB2), en modo **Fast PWM** con TOP definido por el registro ICR1. El ciclo de trabajo se determina con el registro OCR1B.

```
1 TCCR1A = 0;
2 TCCR1B = 0;
3 TCCR1A |= (1 << COM1B1);           // OC1B no invertido
4 TCCR1A |= (1 << WGM11);           // PWM Fast
5 TCCR1B |= (1 << WGM12) | (1 << WGM13);
6 TCCR1B |= (1 << CS10);           // prescaler = 1
7 ICR1 = ICR1val;                   // TOP (frecuencia)
8 OCR1B = OCR1Bval;                 // ciclo de trabajo
```

Código 3.2: Configuración del Timer1

Este modo permite un control preciso de la frecuencia y del ciclo de trabajo. La salida está en modo no invertido.

Configuración del Timer2 (8 bits)

El Timer2 genera la señal **f2** en el pin OC2B (PD3), también en modo **Fast PWM**. Dado que Timer2 no permite configurar TOP, se implementa una técnica que modifica dinámicamente el valor de TCNT2 dentro de una rutina de interrupción por desbordamiento:

```
1 TCCR2A = 0;
2 TCCR2B = 0;
3 TCCR2A |= (1 << COM2B1);           // OC2B no invertido
4 TCCR2A |= (1 << WGM20) | (1 << WGM21); // PWM Fast
5 TCCR2B |= (1 << CS21);           // prescaler = 8
6 OCR2B = OCR2Bval;
7 TIMSK2 |= (1 << TOIE2);           // habilita interrupción por overflow
```

Código 3.3: Configuración del Timer2

```
1 ISR(TIMER2_OVF_vect) {
2     TCNT2 = A; // Ajuste de frecuencia dinámica
3 }
```

Código 3.4: Rutina de interrupción por overflow del Timer2

Esta técnica permite lograr una frecuencia ajustable también para el Timer2. El ciclo de trabajo ajustable se consigue de forma similar que para el Timer1.

Control de estado de batería

El sistema incorpora una rutina de supervisión que lee el estado de carga desde el módulo TP4056 mediante sus pines **CHRG** y **STDBY**, ambos activos en nivel bajo, y mide la tensión de batería a través de la entrada analógica A0 con un divisor resistivo.

La tensión se convierte a porcentaje considerando un rango de 3,0 V (0 %) a 4,2 V (100 %). Según la combinación de señales de CHRG, STDBY y el umbral de batería baja (20 %), se define un patrón de parpadeo del LED indicador (1 Hz, 3 Hz, 6 Hz o encendido fijo), tal como se resume en la tabla de estados C.2.

Cuadro 3.1: Estados del LED según señales del TP4056 y nivel de batería

CHRG	STDBY	Vbat < 20 %	LED	Descripción
0	0	0	Encendido fijo	TP4056 desconectado, batería normal
0	0	1	3 Hz	Batería baja y desconectado
0	1	0	Encendido fijo	Carga completa, desconectar cargador
0	1	1	6 Hz	Estado anómalo: batería baja y señal de carga completa (posible sobretemperatura o fallo TP4056)
1	0	0	1 Hz	En proceso de carga
1	0	1	1 Hz	En proceso de carga con batería baja
1	1	0	6 Hz	Estado anómalo: fallo TP4056 o sobretemperatura en batería
1	1	1	6 Hz	Estado anómalo: batería baja y fallo TP4056 o sobretemperatura

```

1 int raw = analogRead(pinVBAT);
2 float vBat = ((raw * vRef) / adcMax) / divisor;
3 float porcentaje = constrain((vBat - vBatMin) /
4 (vBatMax - vBatMin) * 100.0, 0, 100);
5 bool batBaja = (porcentaje < 20.0);
6
7 if (!chrgLow && !stdbyLow) {
8   if (batBaja) intervalo = intervalo3Hz;
9   else ledFijo = true;
10 } else if (!chrgLow && stdbyLow) {
11   if (batBaja) intervalo = intervalo6Hz;
12   else ledFijo = true;
13 } else if (chrgLow && !stdbyLow) {
14   intervalo = intervalo1Hz;
15 } else if (chrgLow && stdbyLow) {
16   intervalo = intervalo6Hz;
17 }

```

Código 3.5: Lectura de batería y control del LED de estado

Esta implementación permite identificar estados normales y anómalos de carga, así como advertir al usuario sobre batería baja o fallos del circuito de carga.

Capítulo 4

Diseño de la estructura física

4.1. Carcasa direccionante

El diseño estructural del dispositivo tiene como objetivo principal alojar los circuitos electrónicos, facilitar la interacción con el usuario y direccionar las señales hacia los micrófonos de los dispositivos a inhibir. Para ello se desarrolla una carcasa plástica personalizada utilizando el *software* Autodesk Fusión360, optimizada para impresión 3D.

El modelo incluye **cuatro piezas principales**, impresas en PLA blanco:

- **Base inferior:** aloja la placa de circuito impreso (PCB).
- **Tapa superior fija:** contiene el canal direccionante para los transductores y sirve como apoyo para el celular.
- **Tapa móvil:** permite el ingreso del dispositivo.
- **Botón de presión:** actúa sobre un interruptor físico que detecta la presencia del celular.

El diseño aprovecha la geometría interna para concentrar y guiar la emisión, funcionando como guía de onda pasiva.

A continuación se muestra el modelo general y algunos detalles constructivos:



Vista general del diseño de carcasa.



Vista explotada del conjunto.

Figura 4.1: Diseño mecánico: vista general y vista explotada de la carcasa.

La carcasa impresa se observa en la siguiente figura:



Figura 4.2: Carcasa impresa en 3D.

4.2. Diseño de PCB, construcción y ensamblaje

El diseño de la PCB es realizado en el *software* KiCad. El circuito final integra todas las etapas del sistema en una única placa, diseñada siguiendo las recomendaciones de los fabricantes para el MT3608 y el TP4056, y ajustada a las dimensiones de la carcasa desarrollada. Se evalúan opciones de dividir el diseño en dos placas o reducir su tamaño, pero se prioriza una única PCB de mayor superficie por simplicidad de montaje y mejor ubicación de los transductores.

Para la fabricación se envía el diseño a *JLCPCB*, para la confección de la placa y el montaje parcial de componentes, optimizando tiempos y costos frente al montaje manual.

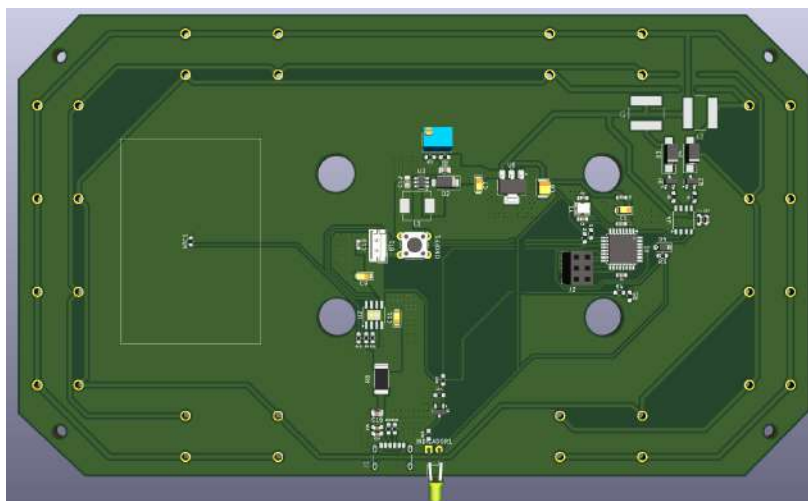


Figura 4.3: Vista 3D superior del diseño final de la PCB.

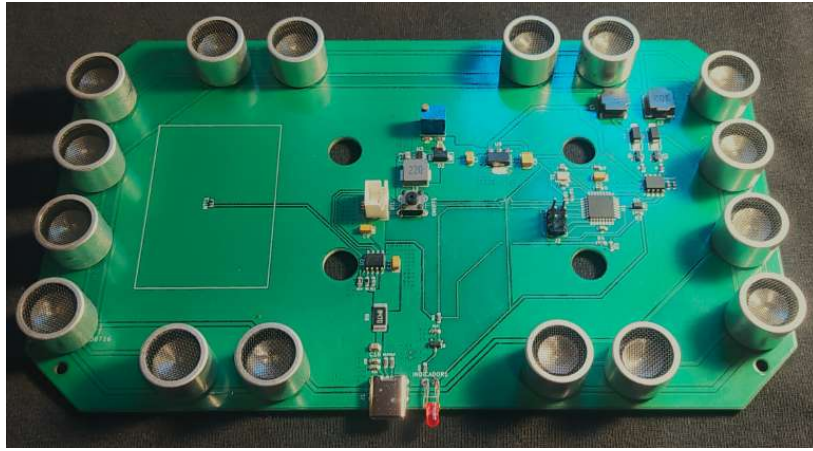


Figura 4.4: PCB fabricada y ensamblada.



Figura 4.5: Inhibidor ensamblado.

Capítulo 5

Resultados

Las pruebas realizadas permiten validar el funcionamiento del prototipo y verificar la mayor parte de las especificaciones técnicas planteadas al inicio del proyecto.

En primer lugar, las mediciones de inhibición confirman la presencia de la señal de diferencia (intermodulación) en la mayoría de los micrófonos probados, evidenciada por la aparición de una serie armónica en el análisis espectral del audio grabado. Esto indica que en la mayoría de dispositivos el principio de funcionamiento es efectivo, generando la no linealidad buscada para la inhibición.

En cuanto al *hardware*, la selección final del inductor —basada en mediciones comparativas de consumo y eficiencia de emisión— es clave para optimizar el rendimiento, permitiendo alcanzar una mejor relación emisión/consumo.

Se registran también algunos resultados no previstos:

- Presencia de un zumbido audible proveniente del dispositivo, cuya causa no se identifica en esta etapa y que se considera importante investigar en versiones futuras. El zumbido cambia según la frecuencia de emisión y la potencia de emisión y puede deberse a una posible saturación en los actuadores que genera sub-armónicos audibles.
- Error menor de diseño en la PCB, con algunos componentes con *pinout* invertido. Este inconveniente se corrigió manualmente durante el ensamblado.
- El LED indicador de batería no muestra el estado cuando el microcontrolador está apagado, debido a la disposición actual del circuito. Esto limita la visualización de la carga con el equipo apagado. Se propone una solución para el inconveniente en la siguiente sección.

En las pruebas con *smartphones*, el sistema resulta efectivo en la mayoría de los casos, aunque se detectan limitaciones con algunos modelos (por ejemplo, iPhone 11) que requieren mayor potencia para lograr la inhibición, posiblemente debido a diferencias en la tecnología y ubicación de los micrófonos.

La autonomía medida es aceptable, en torno a las 8 horas utilizando un consumo medio, aunque inferior a la estimada teóricamente (>10 h). Esto podría deberse a picos de corriente o a las características reales de la batería utilizada. Sin embargo, se alcanza el objetivo de autonomía deseado.

El tiempo de carga es el esperado, logrando la carga completa del dispositivo en 2:45 h.

El corte por sobre temperatura en carga se ensaya calentando el NTC de forma controlada, y midiendo el corte de corriente del integrado TP4056, registrando la temperatura del NTC con una cámara termográfica. El resultado es el esperado, logrando un corte en 40°C aproximadamente.

a la diferencia de frecuencias emitidas, y evaluar su potencia relativa respecto al resto del espectro. Asimismo, en cada ensayo se verifica la ininteligibilidad del audio grabado.

El ensayo se realiza con frecuencias de inhibición $f_1 = 25,2$ kHz y $f_2 = 25,9$ kHz, por lo que se espera hallar contenido espectral en torno a los 700 Hz (frecuencia diferencia) y sus armónicos. Para cada prueba —excepto en el caso del micrófono JTS—, se reproduce simultáneamente un discurso grabado de voz masculina, idéntico en todos los registros.

En las imágenes de la figura F.21 y la figura F.22 se presentan las formas de onda en tiempo y frecuencia obtenidas para los siguientes dispositivos:

- Redmi Note 8
- iPhone 11 Pro Max
- iPhone 16 Pro
- Realme C61
- Samsung A13
- JTS PDM-57 (micrófono dinámico de estudio)

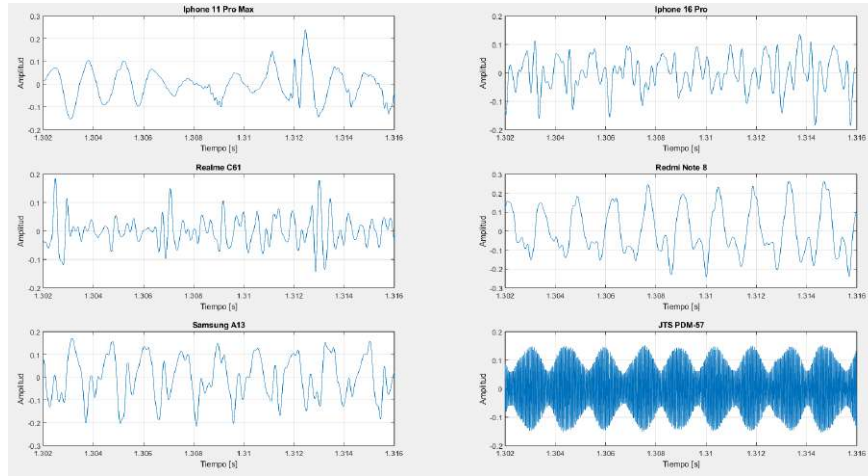


Figura 5.2: Formas de onda en tiempo registradas con inhibidor activo por distintos dispositivos.

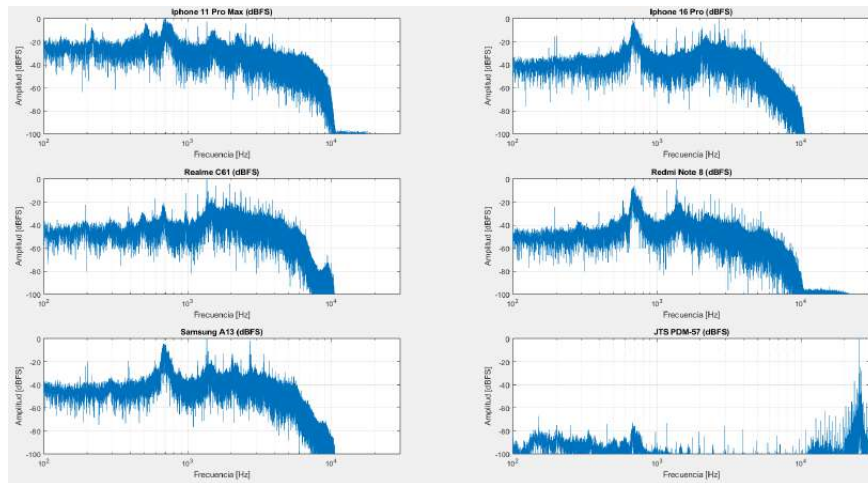


Figura 5.3: Formas de onda en frecuencia registradas con inhibidor activo por distintos dispositivos.

En la figura 5.4 se observan los espectrogramas de los audios grabados, en donde se representa la intensidad de señal con un mapa de calor en función del tiempo y de la frecuencia.

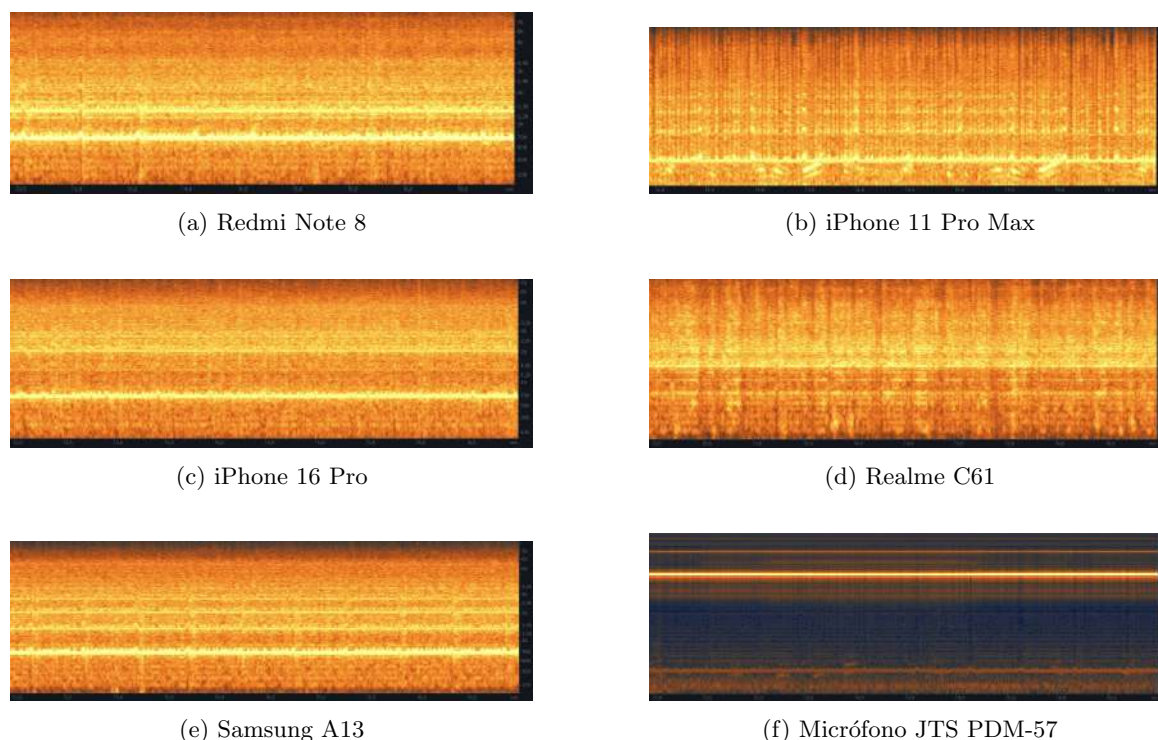


Figura 5.4: Espectrogramas obtenidos durante los ensayos de inhibición para los distintos dispositivos analizados.

En todos los casos de *smartphones*, se observa un contenido espectral marcado en la serie armónica con fundamental en 700 Hz, lo que respalda la hipótesis de que la alinealidad en los micrófonos receptores —bajo las condiciones de potencia y frecuencia emitidas— produce intermodulación y, en consecuencia, el tono audible esperado. Además se comprueba la inteligibilidad para todos los ensayos, excepto para el ensayo de Iphone 11 Pro Max, para el cual, si bien existe una señal producto de la intermodulación, no logra enmascarar al discurso de voz humana por completo. También se detecta para todos los ensayos contenido frecuencial ajeno a la diferencia $f_1 - f_2$, atribuible a posibles factores como:

- Saturación de la cápsula, sumada al efecto de intermodulación.
- Ruido propio del sistema receptor.
- Presencia de audio de fondo durante el ensayo.

Cuadro 5.1: Resumen de resultados obtenidos vs. esperados

Parámetro evaluado	Valor esperado	Valor obtenido
Presencia de tono de diferencia en FFT	Detectable en mayoría de dispositivos	Detectado en la mayoría; limitaciones en ciertos modelos (iPhone 11 Pro Max)
Consumo eléctrico	≈ 150 mA	≈ 150 mA en promedio, con picos mayores
Autonomía con batería interna	> 10 horas	≈ 8 horas
LED indicador de batería	Estado visible en todo momento	Estado visible sólo con encendido
Errores de PCB	Ninguno	Pinout invertido en algunos componentes (resuelto manualmente)
Ruido audible	Inexistente	Zumbido audible sin causa determinada

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones del producto realizado

El prototipo desarrollado cumple con los requisitos funcionales básicos definidos al inicio del proyecto, demostrando de manera práctica la viabilidad técnica del principio de inhibición por generación de tonos ultrasónicos diferenciales. En las pruebas realizadas se comprobó que, para la mayoría de los dispositivos, el sistema logra generar el tono de diferencia esperado y producir la inhibición del micrófono. Esto confirma que el diseño conceptual y la implementación técnica fueron correctos en gran parte. De todas formas, también se considera la inhibición producto de la saturación de la cápsula del micrófono debido a la potencia de emisión.

Durante el uso real se identificaron algunas limitaciones que afectan la usabilidad del inhibidor. Una de ellas es que el LED indicador de batería no muestra el estado de carga cuando el microcontrolador está apagado, lo que impide conocer la condición de la batería sin encender el dispositivo. De todas formas se propuso una solución simple para resolver el inconveniente. El pulsador mecánico de activación, si bien funciona en la mayoría de los casos, puede no accionarse correctamente en teléfonos con fundas de bordes pronunciados o en dispositivos de poco peso, lo que compromete su confiabilidad en ciertas situaciones. Además, se detectó la presencia de un zumbido audible proveniente del dispositivo cuya causa no se identificó en esta etapa, y que sería conveniente investigar y corregir en versiones futuras.

A pesar de estas observaciones, el diseño general es consistente con lo planteado a principio del proyecto. Todos los componentes seleccionados se comportaron en línea con lo esperado, el circuito respondió de manera estable y el rendimiento medido estuvo dentro de lo proyectado. El producto final es, en líneas generales, similar a lo planteado en la etapa de diseño inicial.

Una limitación del producto es que su funcionamiento depende de la alinealidad del micrófono receptor; si el dispositivo objetivo cuenta con un micrófono altamente lineal, el inhibidor podría resultar ineficaz. Además, no existe certeza de que futuros avances tecnológicos en micrófonos de dispositivos inteligentes no reduzcan o anulen su efectividad. De todas formas, el producto resultó funcional para la mayoría de dispositivos actuales ensayados.

6.2. Conclusiones del proyecto

El desarrollo de este trabajo permitió completar un prototipo funcional, atravesando un proceso que, si bien tuvo períodos de inactividad y algunos retrasos, cumplió con la mayoría de los objetivos planteados. La experiencia dejó en claro la importancia de una planificación temprana y la validación previa de cada etapa. También fue muy importante la experimentación práctica en la selección de componentes, como ocurrió con el inductor, cuyo impacto en el rendimiento y el consumo se pudo comprobar directamente en las mediciones.

El proyecto representó una oportunidad para adquirir conocimientos técnicos en diversas áreas: desde el diseño de piezas 3D y carcasas, hasta el diseño de PCB y la selección de componentes electrónicos, pasando por la interacción con plataformas de fabricación como JLCPCB, programación de un microcontrolador de forma ISP (*in system programming*), la adaptación del *firmware* a

resultados de pruebas reales. El proceso de resolución de imprevistos post-fabricación también aportó un aprendizaje valioso, tanto en lo técnico como en la organización del trabajo.

En términos generales, el balance es positivo: se obtuvo un producto funcional, capaz de cumplir con su propósito principal, y el proceso dejó un bagaje de experiencia que servirá de base sólida para futuros desarrollos.

6.3. Mejoras a futuro

Existen diversas líneas de mejora que podrían optimizar el dispositivo en cuanto a funcionalidad, eficiencia y facilidad de uso. Una de las prioridades sería eliminar el ruido audible que emite el equipo, logrando una activación completamente imperceptible para el oído humano.

Por otra parte, sería posible explorar otras configuraciones del amplificador, para obtener mayor eficiencia en la emisión.

Otra mejora importante sería incorporar opciones de configuración que permitan seleccionar distintos modos de inhibición, variando potencia y frecuencia de trabajo según las necesidades. Esto otorgaría mayor flexibilidad y adaptabilidad a diferentes contextos. En la misma línea, podría ensayarse una nueva disposición para el circuito amplificador, con el objetivo de optimizar el consumo energético y reducir la cantidad de actuadores necesarios, manteniendo el rendimiento de inhibición.

También sería interesante explorar métodos de detección de presencia alternativos, como sensores capacitivos o infrarrojos, que eliminen la dependencia del pulsador mecánico y mejoren la fiabilidad de activación. La reducción del tamaño y del consumo energético es otro objetivo clave, lo que implicaría evaluar el uso de actuadores piezoeléctricos más compactos y eficientes, así como ajustar el número total de emisores. Esto no solo favorecería la portabilidad, sino que también contribuiría a disminuir los costos de fabricación.

Finalmente, podrían desarrollarse distintas versiones del producto, adaptadas a escenarios específicos: una versión portátil y discreta para uso personal, otra diseñada para mostradores o escritorios, e incluso modelos de mayor potencia para la inhibición de salas completas. Cada variante requeriría un rediseño de la forma, la distribución de actuadores y el sistema de alimentación, con el fin de maximizar su desempeño según el entorno y las necesidades de cada aplicación.

Bibliografía

- [1] Ricardo Queirós, Pedro Silva Girão y António Cruz Serra. “Single-Mode Piezoelectric Ultrasonic Transducer Equivalent Circuit Parameter Calculations and Optimization Using Experimental Data”. En: *IMEKO TC4 2005 Conference*. 2005. URL: <https://www.imeko.org/publications/tc4-2005/IMEKO-TC4-2005-084.pdf>.
- [2] *ATmega328P Microcontroller Datasheet*. Microchip Technology. URL: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf.
- [3] *MT3608 DC-DC Step-Up Converter Datasheet*. URL: <https://www.lcsc.com/datasheet/C84817.pdf>.
- [4] Fernando M. Gonzalez et al. “Micrófonos MEMS: Análisis y caracterización acústica”. En: *XIII Congreso Argentino de Acústica, VII Jornadas de Acústica, Electroacústica y Áreas Vinculadas* (2015). URL: <https://adaa.org.ar/wp-content/uploads/2021/04/adaa2015-019.pdf>.
- [5] Jaroslaw Czarny. “Conception, fabrication and characterization of a MEMS microphone”. Tesis doct. INSA de Lyon, 2015. URL: <https://theses.hal.science/tel-01247487/document>.
- [6] *TP4056 Li-Ion Battery Charger Datasheet*. URL: <https://www.lcsc.com/datasheet/C16581.pdf>.
- [7] *CJ2310 N-Channel MOSFET Datasheet*. URL: <https://www.lcsc.com/datasheet/C75882.pdf>.
- [8] *BSS138F N-Channel MOSFET Datasheet*. URL: <https://www.lcsc.com/datasheet/C40912.pdf>.
- [9] *AMS1117 Voltage Regulator Datasheet*. URL: <https://jlcpcb.com/api/file/downloadByFileSystemAccessId/8588893857073270784>.
- [10] Leo L. Beranek. *Acústica*. Incluye análisis de propagación, direccionalidad y atenuación del sonido. Monoskop.
- [11] *Apuntes de Acústica*. Incluye reflexión, reverberación y coeficientes según frecuencia. Universidad Politécnica de Madrid.
- [12] *Introducción a la Acústica*. Direccionalidad del sonido en función de la frecuencia. Universidad de Vigo.
- [13] “A Behavioral Non-Linear Modeling Implementation for MEMS Capacitive Microphones”. En: *Authorea* (). URL: <https://www.authorea.com>.

Apéndice A

Especificación de Requerimientos

A.1. Introducción

Este documento especifica los requerimientos para el desarrollo de un inhibidor de micrófonos. El objetivo es diseñar una solución tecnológica que proteja la privacidad en entornos sensibles, utilizando señales ultrasónicas para interferir con micrófonos de dispositivos móviles, evitando así la grabación de sonido ambiente. La inhibición se logra colocando el dispositivo móvil dentro de una base contenedora. El diseño se basa en el uso de un microcontrolador y emisores piezoeléctricos.

A.1.1. Objetivos

- Desarrollar un dispositivo portátil que inhiba micrófonos de dispositivos móviles inteligentes mediante la emisión de señales ultrasónicas cercanas en frecuencia.
- Generar señales ultrasónicas con precisión en frecuencia y amplitud, mediante un microcontrolador y circuitos resonantes.
- Optimizar el consumo de energía para maximizar la autonomía.
- Implementar un sistema de alimentación autónomo con batería recargable.
- Validar el funcionamiento con distintos modelos de dispositivos móviles.

A.1.2. Alcance

El sistema está diseñado para inhibir micrófonos de dispositivos móviles ubicados dentro de una base contenedora. Está orientado a micrófonos estándar de teléfonos comerciales y no se garantiza efectividad en micrófonos profesionales con filtrado de entrada. El dispositivo será portátil, autónomo y no requerirá intervención del usuario durante su operación aparte de su encendido y apagado.

A.1.3. Ámbito

La solución se aplicará en entornos que requieran confidencialidad, como reuniones privadas, empresas, instituciones gubernamentales o cualquier ámbito donde se desee proteger la privacidad de las conversaciones. El uso está restringido a dispositivos móviles colocados en el área de acción del sistema.

A.1.4. Partes interesadas (*stakeholders*)

- **Usuarios finales:** Ejecutivos, profesionales de seguridad y cualquier persona preocupada por su privacidad.
- **Clientes:** Empresas u organizaciones que requieran este tipo de soluciones.
- **Equipo de trabajo:** Joaquín Viñas (Diseño y Desarrollo) y Julián Antonacci (Director).

A.1.5. Definiciones, acrónimos y abreviaturas

- **PWM:** Modulación por ancho de pulso.
- **BMS:** Battery Management System (Sistema de gestión de baterías).
- **DC-DC:** Convertidor de tensión continua a continua.

A.2. Descripción General

A.2.1. Perspectiva del producto

El inhibidor es una solución tecnológica compacta y accesible, que utiliza componentes comunes. Su diseño contempla futuras actualizaciones o adaptaciones a distintos tipos de micrófonos y contextos de uso.

A.2.2. Funciones del producto

- Inhibir grabaciones en dispositivos móviles comerciales.
- Generar de dos señales de frecuencia inaudible (20–30 kHz) que provoquen un batido inhibidor en el micrófono receptor.
- Operar de manera autónoma durante un mínimo de 4 horas continuas.
- Encendido y apagado mediante un interruptor físico.

A.2.3. Características del usuario

El dispositivo está destinado a usuarios sin conocimientos técnicos. Debe ser simple de operar, con instrucciones claras y mínimas acciones necesarias para el funcionamiento.

A.2.4. Suposiciones y dependencias

- Disponibilidad de piezoeléctricos resonantes en el rango de 20–30 kHz.
- Disponibilidad de una batería recargable con circuito de carga y protección (BMS).
- Comportamiento no lineal en la respuesta del micrófono del dispositivo inhibido.

A.2.5. Restricciones

- **Físicas:** Dimensiones máximas de 30x20x10 cm y peso inferior a 500 g.
- **Legales:** Cumplimiento con normativas locales sobre interferencia y emisión acústica.
- **Técnicas:** Corriente máxima en modo activo de 400 mA.

A.2.6. Perspectivas futuras

- Incorporar una interfaz de configuración para frecuencia y potencia de emisión.
- Diseñar el dispositivo con arquitectura modular.

A.3. Requerimientos Específicos

- El sistema deberá generar dos señales ultrasónicas simultáneas entre 20 y 30 kHz.
- El sistema deberá operar de forma continua por un mínimo de 4 horas.
- El sistema deberá inhibir micrófonos de dispositivos móviles comerciales (iPhone, Samsung, Redmi, Motorola) cuando estén en la base.
- El sistema deberá apagarse y encenderse con un interruptor físico.
- La base deberá alojar dispositivos de al menos 18x9x1 cm.
- El sistema no deberá emitir señales audibles perceptibles por el oído humano.

A.4. Atributos y Pautas de Diseño

- **Portabilidad:** Dimensiones y peso reducidos.
- **Eficiencia energética:** Selección de componentes de bajo consumo.
- **Simplicidad de uso:** Encendido/apagado único botón, sin configuración avanzada.

A.5. Pruebas de Homologación Requeridas

- **Efectividad:** La grabación realizada con el dispositivo activado no debe permitir interpretación del contenido verbal ni tonal.
- **Duración de operación:** Medición continua durante al menos 4 horas.
- **Precisión:** Las frecuencias generadas deben ser estables y medibles entre 20 y 30 kHz.
- **Emisión acústica:** No debe detectarse ruido audible generado por el dispositivo (≥ 20 kHz).
- **Dimensiones y peso:** Validación de dimensiones y peso según especificación.

Apéndice B

Especificación Funcional

B.1. Descripción General del Sistema

El dispositivo desarrollado tiene como objetivo inhibir la grabación de audio en dispositivos inteligentes mediante la generación de señales ultrasónicas fuera del rango audible humano. Para ello, emite simultáneamente dos señales de alta frecuencia (aproximadamente 25 kHz y 26 kHz) a través de transductores piezoeléctricos. Estas señales, al interactuar con los micrófonos MEMS capacitivos presentes en la mayoría de los dispositivos, generan productos de intermodulación dentro del espectro audible, distorsionando la captación de audio.

El sistema opera de forma autónoma, activándose al detectar la presencia de un dispositivo en su superficie. La energía es provista por una batería interna recargable mediante puerto USB-C. Un microcontrolador central se encarga de la generación de señales, el monitoreo de la batería y el control del indicador LED de estado.

B.2. RF01: Activación automática del sistema

El dispositivo debe encenderse automáticamente al detectar la presencia de un teléfono sobre su superficie. Esta acción activa la generación de señales de inhibición.

B.3. RF02: Generación de señales ultrasónicas

El sistema debe generar dos señales cuadradas de alta frecuencia, fijas e independientes, en aproximadamente 25 kHz y 26 kHz, mediante salidas PWM del microcontrolador.

B.4. RF03: Emisión acústica con potencia suficiente

Las señales generadas deben ser amplificadas por una etapa de potencia con topología LC resonante, de modo que los transductores piezoeléctricos emitan una potencia acústica suficiente para generar una señal intermodulada de potencia suficiente para interferir con micrófonos MEMS capacitivos en condiciones normales de uso.

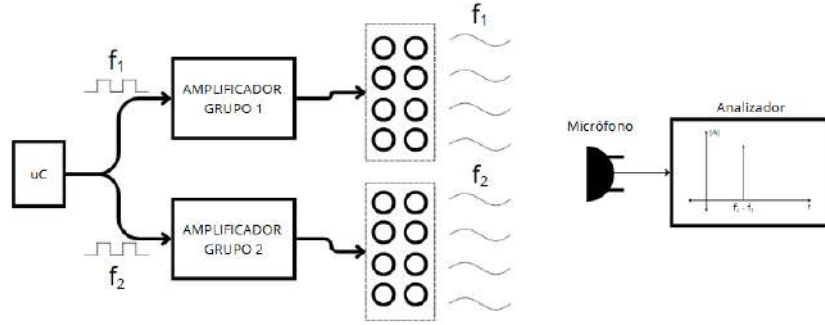


Figura B.1: Diagrama del proceso de inhibición

B.5. RF04: Alimentación autónoma

El sistema debe funcionar con una batería recargable de iones de litio. La energía debe ser distribuida y acondicionada de forma independiente para la etapa amplificadora y la alimentación del microcontrolador.

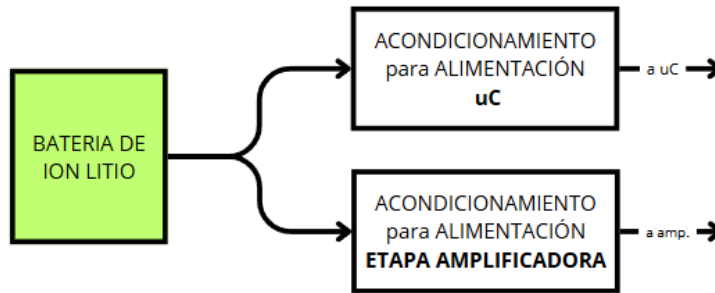


Figura B.2: Etapas de acondicionamiento para la alimentación.

B.6. RF05: Recarga mediante puerto USB-C

El usuario debe poder recargar la batería del dispositivo mediante una entrada USB-C. El sistema debe incluir un circuito cargador que controle el proceso de carga, protegiendo la batería contra sobrecarga y sobre-descarga. La duración de la carga de batería no debe exceder las 3:30 h.

B.7. RF06: Monitoreo de estado de batería e indicación visual

El microcontrolador debe monitorear constantemente el nivel de carga de la batería para identificar si se encuentra en estado de funcionamiento normal, baja carga, carga completa o en proceso de carga. El sistema debe contar con un LED controlado por el microcontrolador que indique el estado del sistema mediante distintas frecuencias de parpadeo o encendido fijo.

B.8. RF07: Distribución equitativa de potencia entre señales

El sistema debe asegurar que ambas señales ultrasónicas emitidas tengan niveles similares de potencia acústica, evitando desbalances significativos que comprometan la eficiencia del proceso de intermodulación.

B.9. RF08: Compatibilidad con micrófonos MEMS capacitivos

El sistema debe estar optimizado para interferir principalmente con micrófonos del tipo MEMS capacitivos, los cuales presentan comportamiento alineal ante altas presiones sonoras. No se garantiza su funcionamiento con micrófonos piezoresistivos o de carácter altamente lineal.

B.10. RF09: Funcionamiento sin interfaz de usuario

El sistema debe operar de forma completamente autónoma y no requiere de interfaz de usuario para su configuración o manejo. Todas las funciones se activan automáticamente a partir de la presencia del teléfono y el estado de carga de la batería.

B.11. Diagrama en bloques

En la figura B.3 se presenta el diagrama en bloques del producto.

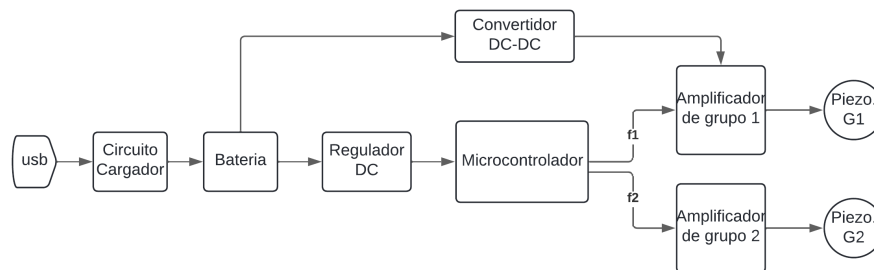


Figura B.3: Diagrama en bloques de la solución.

Apéndice C

Especificación Técnica

C.1. Introducción

El inhibidor de micrófonos desarrollado en este proyecto es un dispositivo diseñado para interferir las grabaciones de audio realizadas por dispositivos inteligentes, mediante la generación de señales ultrasónicas. Estas señales, al interactuar con los micrófonos MEMS capacitivos presentes en la mayoría de los dispositivos inteligentes, producen productos de intermodulación en la banda audible, imposibilitando la captura del sonido ambiente promedio. El sistema integra varios módulos electrónicos —incluyendo un microcontrolador ATmega328P, una etapa amplificadora resonante dual y un sistema de alimentación autónomo—, junto con una carcasa direccional que optimiza la emisión ultrasónica y soporta el uso con teléfonos móviles.

C.1.1. Propósito del documento

El presente documento tiene como objetivo describir en detalle el funcionamiento, diseño e implementación del inhibidor, especificando las características técnicas de cada módulo y los requerimientos que debe cumplir el sistema. Está dirigido tanto a los posibles desarrolladores del dispositivo, que podrán replicar o mejorar su construcción, como a los evaluadores y responsables del proyecto, que podrán verificar el cumplimiento de los objetivos planteados.

C.1.2. Alcance del proyecto

El proyecto contempla el diseño, construcción y prueba de un dispositivo portátil de inhibición acústica, orientado a la protección de conversaciones privadas en entornos sensibles. El sistema es concebido para:

- Interferir con micrófonos MEMS capacitivos sin afectar el audio ambiente audible.
- Operar de manera autónoma gracias a una batería recargable integrada.
- Activarse automáticamente al detectar un teléfono en su superficie, sin requerir interacción del usuario.

El alcance incluye la investigación de técnicas de generación ultrasónica, desarrollo de firmware específico, diseño de una PCB optimizada y fabricación de una carcasa que maximiza la directividad. No se contempla en esta etapa la certificación de seguridad electromagnética ni su uso en dispositivos con micrófonos de otras tecnologías.

C.1.3. Definiciones, acrónimos y abreviaturas

Sigla	Descripción
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems (Microsistemas electromecánicos)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulación por ancho de pulso)
PCB	Printed Circuit Board (Placa de circuito impreso)
NTC	Negative Temperature Coefficient (Termistor con coeficiente negativo)
TP4056	Circuito integrado cargador para baterías de litio
MT3608	Convertidor DC-DC step-up de alta eficiencia
ATmega328P	Microcontrolador de 8 bits utilizado en el sistema
CJ2310	transistor MOSFET de enriquecimiento de canal N

Cuadro C.1: Definiciones y acrónimos utilizados en el documento.

C.2. RT01: Etapa Amplificadora

C.2.1. Transistor seleccionado

En la figura C.1 se observa el circuito esquemático correspondiente a la etapa amplificadora.

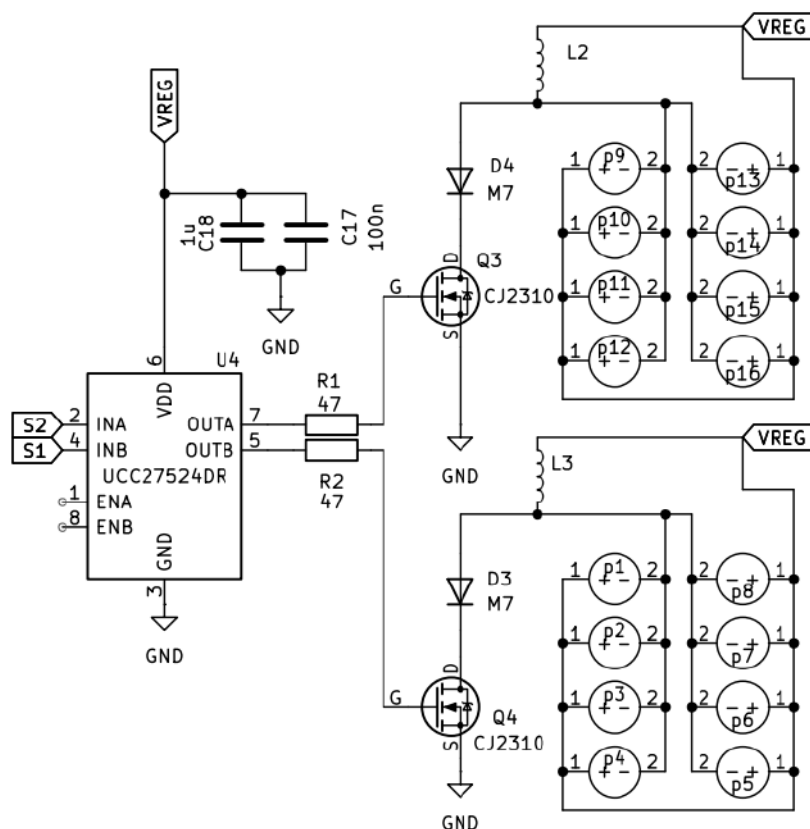


Figura C.1: Diagrama de la etapa amplificadora.

La etapa amplificadora está compuesta por dos circuitos LC resonantes que son excitados por las señales de ultrasonido de frecuencias f_1 y f_2 (señales S1 y S2) configurables.

Se selecciona el transistor N-MOSFET (enriquecimiento) CJ2310 con tensión *gate-source* umbral de $V_{GS_{thrsmx}} = 2V$, corriente máxima *drain-source* $I_{dmax} = 3A$, tensión *drain-source* máxima $V_{dsmx} = 60V$ y disipación máxima de potencia $P_{dmax} = 0.35W$.

Las características de *switching* para el CJ2310 se observan en la tabla a continuación.

SWITCHING CHARACTERISTICS (note 4)					
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{GS}=10V, V_{DD}=30V,$ $I_D=1.5A, R_{GEN}=1\Omega$	6		ns
Turn-on rise time	t_r		15		ns
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		15		ns
Turn-off fall time	t_f		10		ns
Total Gate Charge	Q_g	$V_{DS}=30V, V_{GS}=4.5V, I_D=3A$	6		nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		1		nC
Gate-Drain Charge	Q_{gd}		1.3		nC

Figura C.2: Comportamiento dinámico para el CJ2310.

Considerando que el periodo de trabajo es de $T = \frac{1}{25kHz} = 40\mu s$ se calcula el porcentaje de tiempo que ocupan los tiempos de apagado y encendido:

$$\%_{t_{off}+on} = 100\% \frac{t_{don} + t_r + t_{doff} + t_f}{T} = 0,115\%$$

Se considera entonces que la velocidad de trabajo del FET es aceptable para la aplicación.

C.2.2. *Driver* de señales

Para asegurar un comportamiento dinámico óptimo, se requiere utilizar un circuito que amplifique las tensiones generadas por el microcontrolador. Como la tensión asegurada para las salidas del ATMEGA328P son de 2.3V (con $V_{cc} = 3V$), se utiliza el circuito integrado UCC27524DR, que acondiciona las señales S1 y S2 para excitar al *gate* de Q3 y Q4 con V_{REG} .

El *driver* se alimenta con una tensión variable V_{REG} entre 5V y 12V generada por el circuito convertidor (ver sección C.5). En esta aplicación se utilizan ambos canales de forma independiente para manejar dos MOSFETs CJ2310, cada uno con señal de conmutación independiente y con frecuencias aproximadas de 25kHz. Cada *gate* está excitado a través de una resistencia de 47Ω .

El *driver* permite controlar los MOSFETs directamente desde un ATmega328P a 3.3V, sin necesidad de etapas intermedias de adaptación de nivel.

Los pines de habilitación (ENA y ENB) se dejan flotando, ya que el dispositivo cuenta con *pull-ups* internos que permiten que el *driver* permanezca habilitado sin necesidad de conexión adicional.

Se colocan dos capacitores de desacople cerámicos: $C_{17} : 100nF$ y $C_{18} : 1F$. Ambos ubicados lo más cerca posible del integrado, siguiendo las recomendaciones del fabricante para asegurar el correcto filtrado de ruido y soportar los picos de corriente durante la conmutación.

El UCC27524DR proporciona conmutación rápida, bajo consumo y compatibilidad directa con lógica de baja tensión. La configuración utilizada permite mejorar la velocidad de conmutación y garantizar una saturación adecuada de los MOSFETs, asegurando un funcionamiento eficiente del sistema.

C.2.3. Inductor utilizado para el amplificador

Los gráficos de la sección F.3 prueban que para este circuito la elección del inductor y el ciclo de trabajo presentan variaciones en la emisión acústica y la potencia de consumo. Se selecciona el inductor de 1mHy debido a que la relación de eficiencia (emisión vs. consumo) es aceptable para los 3 casos de frecuencias (ver figuras F.12, F.13 y F.14).W

C.3. RT02: Microcontrolador

Para la aplicación utilizada se selecciona el microcontrolador ATmega328P, debido a los 3 temporizadores independientes que posee y su necesidad para generar las señales de frecuencia y ciclo de trabajo ajustable necesarias para la aplicación. El esquemático para el circuito utilizado se muestra en la figura C.3.

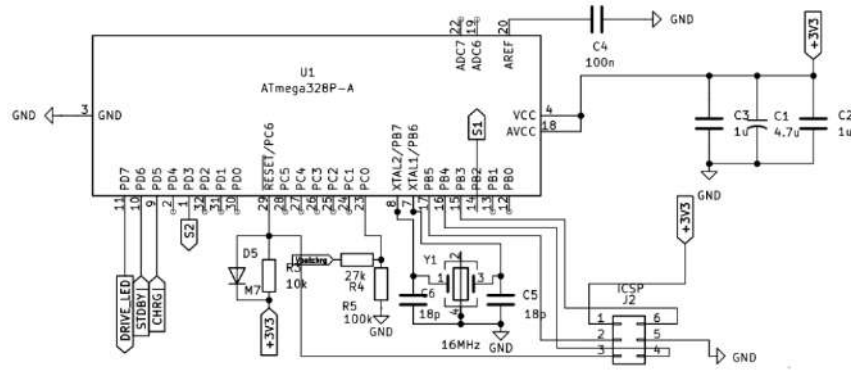


Figura C.3: Circuito utilizado para el microcontrolador

El microcontrolador ATmega328P-A se encuentra conectado según una configuración estándar, alimentado con 3.3V estabilizados. El reloj externo es un cristal de 16MHz con capacitores de desacople de 18pF (C5 y C6) conectados a GND.

Se incluye un conector ICSP de 6 pines (J2) para programación *in-circuit*. Las señales S1 y S2 son generadas por salidas de los temporizadores del microcontrolador (Timer1 y Timer2) configurados para producir señales cuadradas de 25 kHz aproximadamente con ciclo de trabajo ajustable, utilizadas en el sistema principal del dispositivo.

La entrada en PC0 recibe la señal de un divisor resistivo (R4 y R5) que sensa el voltaje de la batería. Dado que el voltaje máximo de la batería es 4.2V, el divisor reduce esta tensión a un nivel compatible con la entrada analógica (3.3V).

Se reciben señales digitales desde el módulo cargador TP4056 en los pines **PD5** y **PD6**. Estas corresponden a indicadores de estado de carga: STDBY y CHRG, que cambian de estado alto a bajo según la lógica interna del cargador. Estas señales permiten al microcontrolador monitorear el proceso de carga en tiempo real.

Por el pin **PD7** el microcontrolador envía la señal DRIVE_LED al LED indicador según el estado de la batería (indicación de carga, baja batería, batería completa y encendido).

Se incluyen capacitores de desacople (C1 a C4) entre alimentación y masa para estabilizar la fuente de 3.3V y filtrar ruidos de alta frecuencia.

C.3.1. Generación de Señales de ultrasonido

Interrupciones y Timers en ATMEGA328P

Para generar las señales de excitación principales, se utilizan los *timers* disponibles en el ATMEGA328P.

El microcontrolador ATmega328P incluye tres temporizadores: Timer0 y Timer2 de 8 bits, y Timer1 de 16 bits. Estos módulos permiten realizar tareas de temporización como generación de señales PWM (modulación por ancho de pulso), temporizadores de retardo, mediciones de frecuencia, entre otras. En esta sección se describe su funcionamiento en el modo Fast PWM, utilizado en el presente proyecto para generar señales de control de frecuencia y ciclo de trabajo ajustable.

Modo Fast PWM

El modo Fast PWM es uno de los modos de operación de los temporizadores del ATmega328P, en el cual el contador se incrementa desde cero hasta un valor TOP, generando una señal de salida PWM cuya frecuencia y ciclo de trabajo pueden ser controlados por registros específicos. En la figura C.4 se observa el diagrama en bloques para el Timer 1.

Timer/Counter0 (8 bits)

TCCR0A: Controla la salida por los pines OC0A y OC0B mediante los bits COM0A1:0 y COM0B1:0, y define el modo PWM junto a WGM01:0.

Para el modo Fast PWM:

- La señal PWM se genera en un pin de salida (OCnx) asociado al temporizador.
- El ciclo de trabajo se establece con el registro de comparación OCRnx, que invierte su salida cuando el valor del contador iguala al registro.
- La salida puede configurarse en modo no invertido (la señal es alta durante el conteo hasta OCRnx) o invertido (la señal es baja hasta OCRnx).

Timer1 (16 bits) en Fast PWM con TOP definido por ICR1

En el código del proyecto, el Timer1 se configura en modo Fast PWM con TOP definido por el registro ICR1. Esta opción permite el control fino sobre la frecuencia de salida.

- TCCR1A y TCCR1B determinan el modo Fast PWM con TOP = ICR1.
- OCR1B define el valor hasta el cual el pulso permanece activo.
- La salida PWM se genera en el pin OC1B (PB2).
- Prescaler = 1 para mayor resolución temporal.

La siguiente imagen ilustra el principio de funcionamiento del modo Fast PWM para el timer 1:

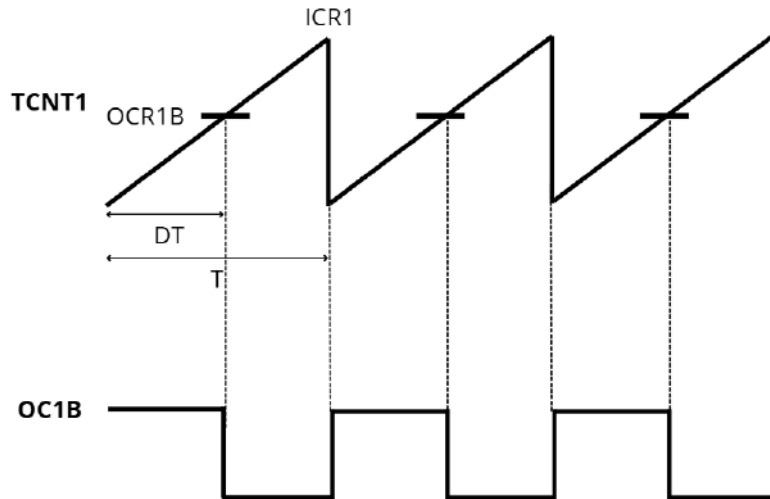


Figura C.5: Formas de onda del contador TCNT1 y la salida OC1B

- El contador comienza en 0 y se incrementa hasta TOP = ICR1.
- La señal de salida (no invertida) se mantiene en alto hasta alcanzar OCR1B, luego se pone en bajo.
- Al llegar al valor de TOP = ICR1, el contador se reinicia.

Se puede determinar el valor a cargar en el registro ICR1 para obtener la frecuencia deseada:

$$ICR1 = \left\lfloor \frac{f_{clock}}{f_{out}} \right\rfloor - N_1 \quad (C.1)$$

Donde N_1 es el valor del *prescaler* y f_{clock} es la frecuencia base del *clock* del sistema. Luego, el valor del registro OCR1B se calcula como:

$$OCR1B = \lfloor ICR1 \times DC_1 \rfloor \quad (C.2)$$

Timer2 (8 bits) en Fast PWM con TOP = 255

El Timer2 se configura para generar otra señal PWM con diferente frecuencia y ciclo de trabajo. Aquí se utiliza el modo Fast PWM con TOP fijo en 255 (0xFF), que es el máximo para un contador de 8 bits. Como el Timer2 no posee registro ICR (valor de TOP fijo en 255) se opta por modificar el valor inicial del contador en cada reinicio para lograr una frecuencia deseada. Para ello, se utiliza una interrupción en el *reset* del contador que modifica el valor de TCNT2.

- TCCR2A y TCCR2B configuran el modo Fast PWM y la salida no invertida.
- La salida PWM se produce en el pin OC2B (PD3, pin 3 del Arduino Nano).
- Se utiliza un prescaler de 8 para ajustar la frecuencia deseada.
- El registro OCR2B determina el ciclo de trabajo.
- Se modifica el valor inicial del contador (TCNT2 = A) en cada iteración.

En la figura C.6 se observa las formas de onda de TCNT2 y OC2B para la generación de la señal deseada.

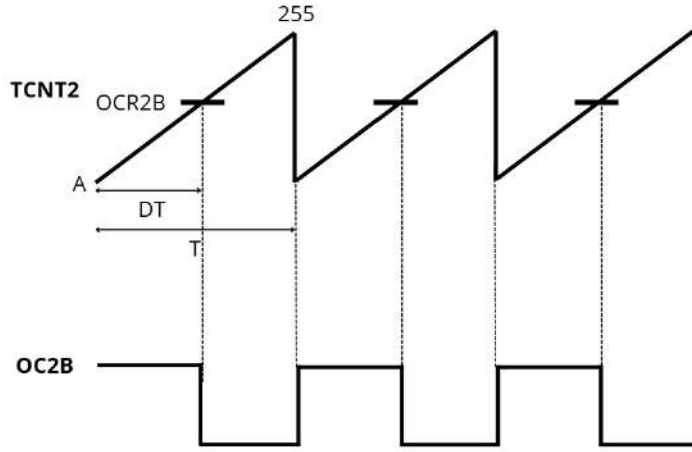


Figura C.6: Formas de onda del contador TCNT2 y la salida OC2B

El valor inicial del contador TCNT2 se calcula como:

$$TCNT2 = A = 255 - \left\lfloor \left(\frac{1}{f_{2out}} - t_{delay} \right) \cdot \frac{f_{clock}}{N_2} \right\rfloor \quad (C.3)$$

En donde N_2 es el valor del *prescaler* y t_{delay} es un valor de tiempo de compensación en segundos debido al retraso generado por el ingreso a la interrupción. Este valor se ajusta en forma práctica de forma iterativa.

El valor del registro OCR2B se obtiene como:

$$OCR2B = \left\lfloor 255 - (1 - DC_2) \cdot \frac{f_{clock}}{N_2 \cdot f_{2out}} \right\rfloor \quad (C.4)$$

Se puede encontrar el código completo para la programación del microcontrolador en la sección E.

C.4. RT03: Alimentación para el Microcontrolador

Para la alimentación del Microcontrolador se utiliza un regulador comercial de 3.3V (AMS1117-3.3). En la figura C.7 se observa el circuito utilizado.

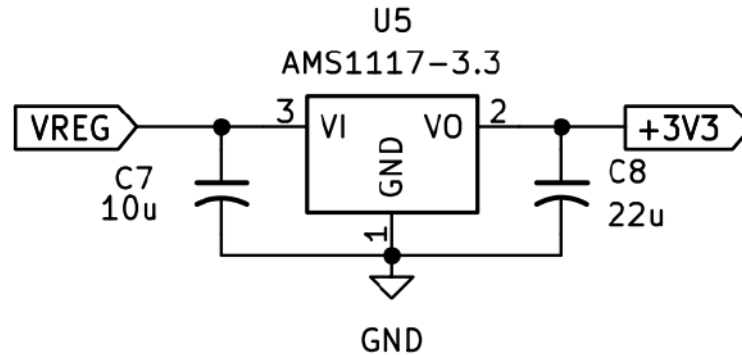


Figura C.7: Circuito para el regulador de tensión de alimentación.

Se seleccionan los capacitores $C7$ y $C8$ recomendados por el fabricante.

La tensión de entrada $VREG$ varía entre 5V y 12V, manteniéndose dentro del rango recomendado de operación del AMS1117-3.3.

C.5. RT04: Alimentación para el circuito amplificador

Para la conversión de tensión se emplea el integrado **MT3608**, un convertidor DC-DC step-up (boost) de alta eficiencia, con un MOSFET interno de baja resistencia y frecuencia de conmutación fija de 1.2MHz. El mismo se configura para elevar la tensión de una batería de litio de 3.7V a una tensión regulada de salida entre 5V y 12V, ajustable mediante un potenciómetro. En la figura C.8 se puede observar el esquemático para el convertidor.

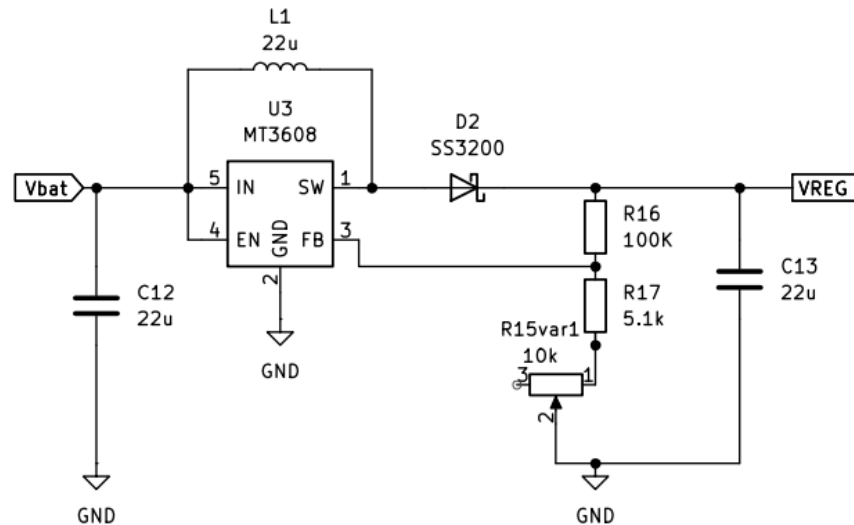


Figura C.8: Esquemático del diseño del convertidor DC-DC utilizado.

Configuración general

El circuito responde al diseño típico recomendado por el fabricante. El pin **EN** (Enable) se conecta directamente a **Vbat** para mantener el convertor siempre activo. El ajuste de tensión de salida se realiza con un divisor resistivo conectado al pin de realimentación **FB**, constituido por R16, R17 y un potenciómetro R15 (10k), permitiendo variar la salida entre los 5 y 12 V aproximadamente. La tensión de salida V_{REG} responde a la siguiente ecuación:

$$V_{REG} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_H}{R_L} \right) \quad \text{donde } V_{REF} = 0,6 V, R_H = R16 \text{ y } R_L = R15 + R17 \quad (C.5)$$

De esta forma se obtiene un rango variable de la tensión V_{REG} entre 4V y 12V aproximadamente para las resistencias utilizadas. De todas formas, en el diseño final se ajusta R15 para obtener una tensión fija de 6V.

Cálculo del inductor del convertidor

Para calcular el inductor L1 se consideran los siguientes puntos:

- Minimizar el **ripple de corriente**.
- Operar en **modo de conducción continua (CCM)** en todo el rango de carga.
- Utilizar el rango sugerido por el fabricante.

Si se considera el circuito de la figura C.9:

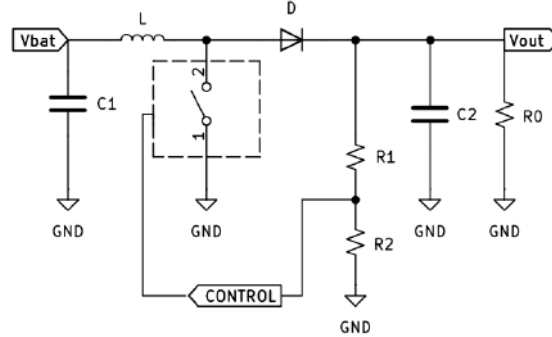


Figura C.9: Convertidor Boost.

Se tiene los estados ON y OFF para el circuito:

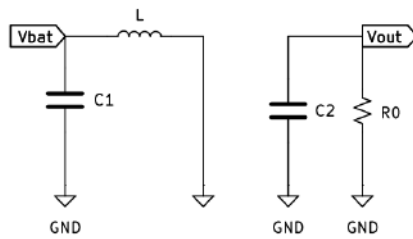


Figura C.10: Estado ON.

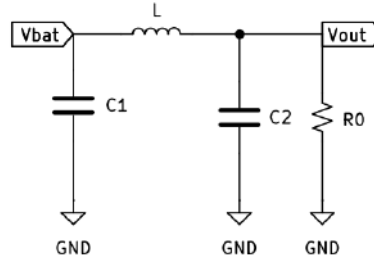


Figura C.11: Estado OFF.

Se puede obtener la relación de conversión del convertidor sabiendo que en estado estacionario, la desviación de corriente tiene que ser igual en valor absoluto para el ciclo ON y OFF:

$$\Delta I_{L+} = \frac{V_{bat}}{L} * T * D = \Delta I_{L-} = \frac{V_{out} - V_{bat}}{L} * T * (1 - D) \quad (C.6)$$

de donde se obtiene la relación de conversión del convertidor *boost*:

$$V_{out} = \frac{V_{bat}}{1 - D} \quad (C.7)$$

Considerando el rango de operación posible de $V_{bat} = [2,7,4,3]V$ y $V_{out} = [5,12]V$ se obtiene una variación posible para el ciclo de trabajo $D = [0,14,0,78]$.

La condición crítica que establece el limite para la conducción continua es que $I_L = \frac{\Delta I_L}{2}$, donde I_L es el valor medio de la corriente por el inductor.

Sabiendo que la potencia de entrada P_{in} es igual a la de salida P_{out} :

$$P_{in} = P_{out} \quad (C.8)$$

$$V_{bat}I_{bat} = V_{out}I_{out} \quad \text{con} \quad V_{out} = \frac{V_{bat}}{1 - D} \quad (C.9)$$

Se obtiene:

$$I_{bat} = I_L = \frac{V_0}{(1 - D)R_0} \quad (C.10)$$

Luego, utilizando la expresión de ΔI_{L-} (C.6) y la condición $I_L = \frac{\Delta I_L}{2}$, se obtiene la expresión para el inductor crítico:

$$L_c = \frac{(1 - D)^2 D R_0 T}{2} \quad (C.11)$$

Se consideran los siguientes valores para calcular el inductor en el peor caso:

$$f = 1,2MHz \quad (C.12)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (C.13)$$

$$R_0 \approx 30\Omega \quad (C.14)$$

$$D = 0,57 \quad (C.15)$$

Se obtiene que el peor caso para el inductor, con una resistencia de carga de 30Ω es de $L_c = 4,8uHy$. Como el espacio físico en la PCB no es restrictivo, se decide colocar un inductor de $22uHy$ que cumple en todo el rango de operación trabajar en CCM, y es el inductor máximo recomendado por el fabricante.

Diodo y capacitores

Se utiliza un diodo Schottky SS3200, con caída directa baja y rápida recuperación, para garantizar buena eficiencia y respuesta a la alta frecuencia de conmutación. Los capacitores de entrada (C12) y salida (C13) son cerámicos de $22\mu F$, tal como recomienda el fabricante, para estabilizar la tensión y reducir ruido de alta frecuencia.

C.6. RT05:Alimentación autónoma

El sistema cuenta con una etapa de alimentación autónoma basada en batería de litio, con capacidad de recarga mediante conector USB-C y circuito cargador dedicado. La etapa permite alimentar el dispositivo sin estar conectado al exterior, facilitando su portabilidad.

C.6.1. Batería

Se emplea una batería de polímero de litio (Li-Po) modelo **103450**, con una capacidad nominal de **2000 mAh** y tensión nominal de **3.7 V**. La celda incluye un circuito de protección interno contra sobrecarga, sobredescarga y cortocircuito. La batería es **removable**.

En el diseño se contempla un consumo promedio de 300mA medido de forma práctica, lo que permite una autonomía teórica superior a 6 horas.



Figura C.12: Batería Li-Po 103450

C.6.2. Receptáculo USB-C

La carga se realiza mediante un conector USB-C hembra (J1) de 6 pines exclusivamente para alimentación (**VBUS y GND**). Se utilizaron resistencias de 5.1k en las líneas CC1 y CC2 (R18 y R19) para cumplir con la especificación USB-C y habilitar la entrega de 5V en modo de fuente (corriente hasta 1.5A).

El filtrado de línea se realiza mediante capacitores cerámicos C14, C15 y C16, con valores de 1 μ F, 100 nF y 22 μ F respectivamente, ubicados próximos al conector, reduciendo ruido de entrada y picos de tensión.

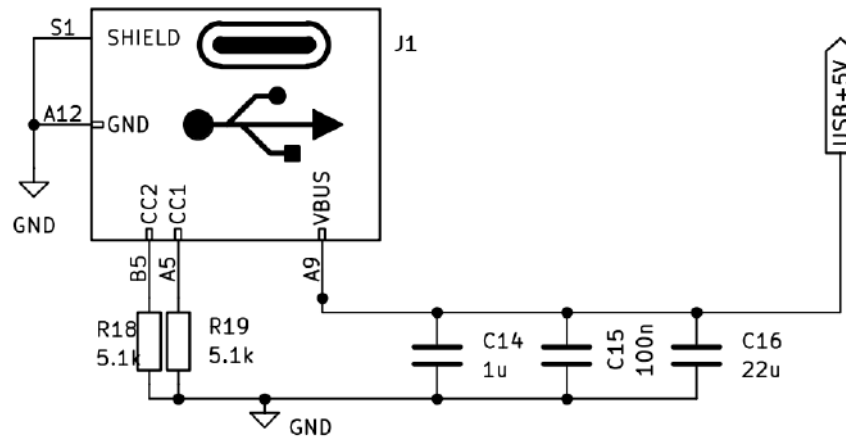


Figura C.13: Conexión del conector USB-C con resistencias pull-down en CC1 y CC2.

C.6.3. Circuito cargador

En la figura C.14 se observa el diseño del circuito cargador utilizado en la aplicación.

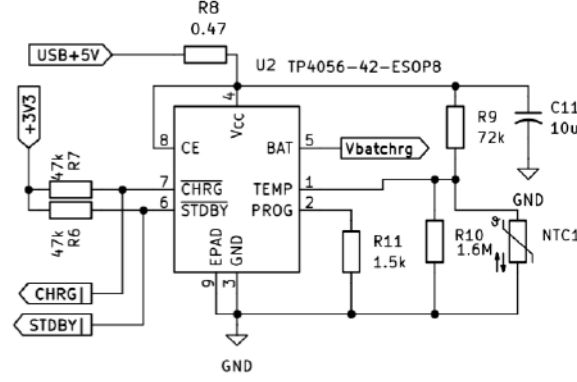


Figura C.14: Esquemático del circuito cargador.

El circuito de carga está basado en el integrado **TP4056-42**, versión con tensión de carga final fija en 4.2 V. El chip se encuentra configurado con una resistencia **Rprog de 1.5 k** (R11), lo cual define una corriente de carga de aproximadamente:

$$I_{CHG} = \frac{1000}{R_{PROG}} = \frac{1100}{1500} = 733 \text{ mA} \quad (\text{C.16})$$

Se obtiene una duración de carga aproximada de 2 horas y 40 minutos:

$$T_{carga} = \frac{C_{bat}}{I_{CHG}} = \frac{2000 \text{ mAh}}{733 \text{ mA}} = 2,7 \text{ h} \quad (\text{C.17})$$

Diseño del NTC para protección térmica

El circuito incluye una red de resistencias y un **NTC de 100 kΩ** (NTCG164LH104HT1) conectados al pin **TEMP**. El TP4056 detiene la carga si la tensión en el pin **TEMP** cae fuera del rango permitido, implementando así una **protección térmica activa**. Según la hoja de datos del fabricante, la tensión en el pin **TEMP** debe mantenerse entre el 45 % y el 80 % de la tensión de alimentación del integrado.

Considerando la curva de resistencia en función de temperatura del NTC dada por la expresión:

$$R_{NTC} = 100 \text{ k}\Omega e^{B(\frac{1}{T+273} + \frac{1}{298})} \quad (\text{C.18})$$

Con T en $^{\circ}\text{C}$ y $B = 4550$ (típico), se obtienen los valores de resistencia para 5°C y 35°C ($R_{NTC,2C} = 353 \text{ k}\Omega$ y $R_{NTC,35C} = 61 \text{ k}\Omega$), dado que el rango de operación térmico de la batería seleccionada se encuentra entre los 0°C y 40°C .

Para los valores umbrales de la resistencia del NTC se diseñan R_1 y R_2 considerando el rango de tensión de funcionamiento dado por el fabricante para el pin **TEMP**. Los valores de $R_1 = 72 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 1,53 \text{ M}\Omega$ se obtienen con las expresiones C.19 y C.20.

$$R_1 = \frac{\frac{35}{36} \cdot R_{th} \cdot R_{tl}}{R_{tl} - R_{th}} \quad (\text{C.19})$$

$$R_2 = \frac{0,35 \cdot R_{th} \cdot R_{tl}}{0,09 \cdot R_{tl} - 0,44 \cdot R_{th}} \quad (\text{C.20})$$

donde $R_{th} = R_{NTC,35C} = 61 \text{ k}\Omega$ y $R_{tl} = R_{NTC,2C} = 353 \text{ k}\Omega$.

Limitación térmica y uso de resistencia en serie (R_{CC})

Se incluye una resistencia R_8 de **0.47 Ω y 1 W** en serie con la alimentación del TP4056 para mejorar la disipación térmica. Esta técnica permite reducir la potencia disipada internamente por el MOSFET del cargador.

Sin utilizar la resistencia R_8 , se puede calcular la potencia disipada por el TP4056 aproximadamente como:

$$P_D = (V_{CC} - V_{BAT}) \cdot I_{BAT} \quad (C.21)$$

Donde:

- $V_{CC} = 5\text{ V}$ (alimentación)
- $V_{BAT} \approx 3,7\text{ V}$ (promedio durante carga)
- $I_{BAT} = \frac{1000}{R_{PROG}} = \frac{1100}{1,5} \approx 733\text{ mA}$

Sin R_8 , el TP4056 disipa aproximadamente:

$$P_D \approx (5 - 3,7)\text{ V} \cdot 0,733\text{ A} \approx 0,95\text{ W}$$

Al agregar R_8 , parte de la caída de tensión se traslada a esa resistencia. Con $R_8 = 0,47\ \Omega$:

$$V_{R_8} = I_{BAT} \cdot R_8 = 0,733\text{ A} \cdot 0,47\ \Omega \approx 0,344\text{ V}$$

$$P_{R_8} = V_{R_8} \cdot I_{BAT} \approx 0,252\text{ W}$$

$$P_{TP4056} = (5 - 3,7 - 0,344)\text{ V} \cdot 0,733\text{ A} \approx 0,7\text{ W}$$

Esto reduce la carga térmica sobre el encapsulado. Se selecciona una resistencia de 1 W para trabajar con margen.

Esta técnica permite aumentar la corriente de carga en condiciones térmicas adversas, evitando que el TP4056 entre en modo de regulación térmica antes de lo necesario.

Para evitar caídas excesivas en V_{CC} y entrar en modo *dropout*, R_8 se dimensiona por debajo de $0,5\ \Omega$ según las curvas del fabricante (figura C.15).

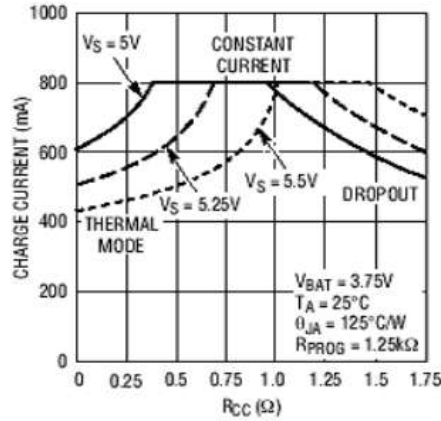


Figura C.15: Modos de operación del TP4056 según corriente de carga y R_{cc} (R_8).

Pines CHRG y STDBY

Los pines CHRG (pin 7) y STDBY (pin 6) del TP4056 son salidas tipo *open-drain* que indican el estado del proceso de carga. En ambos casos, un transistor interno pone el pin a nivel bajo cuando el evento correspondiente ocurre (carga en curso o carga finalizada), mientras que en el resto del tiempo los pines permanecen en alta impedancia.

Para poder ser leídos correctamente por el microcontrolador, se colocan las resistencias R_6 y R_7 de *pull-up* de $47\text{ k}\Omega$ a 3,3V, permitiendo interpretar los estados lógicos sin dañar las entradas del microcontrolador. Se selecciona 3,3V como tensión de referencia ya que coincide con la alimentación del microcontrolador, evitando riesgos de sobrevoltaje en sus entradas digitales.

C.7. RT06: Indicador LED de estado de batería

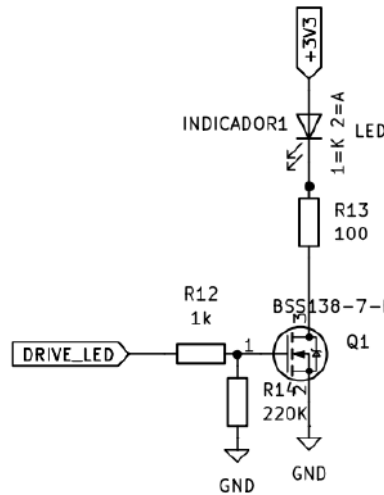


Figura C.16: Circuito para la indicación LED.

El LED de estado se encuentra controlado por el microcontrolador mediante la señal `DRIVE_LED`. El circuito consiste en una topología simple de control por canal abierto con un transistor MOSFET tipo N (BSS138). El LED se conecta entre 3.3 V y *drain*, con resistencia limitadora R_{13} de 100Ω .

El transistor se activa con una resistencia de compuerta R_{12} de $1\text{ k}\Omega$ y una pull-down de $220\text{ k}\Omega$ (R_{14}) para mantener el estado apagado cuando la señal queda en alta impedancia.

La corriente del LED se limita a:

$$I_{LED} = \frac{V_{CC} - V_D}{R_{13}} = \frac{3,3\text{ V} - 2,1\text{ V}}{100\Omega} = 12\text{ mA} \quad (\text{C.22})$$

El estado de encendido o parpadeo del LED es gestionado por software según la tensión de batería y el estado de carga reportado por los pines `CHRG` y `STDBY` del TP4056.

Cuadro C.2: Estados del LED según señales del TP4056 y nivel de batería

CHRG	STDBY	Vbat < 20 %	LED	Descripción
0	0	0	Encendido fijo	TP4056 desconectado, batería normal
0	0	1	3 Hz	Batería baja y desconectado
0	1	0	Encendido fijo	Carga completa, desconectar cargador
0	1	1	6 Hz	Estado anómalo: batería baja y señal de carga completa (posible sobretemperatura o fallo TP4056)
1	0	0	1 Hz	En proceso de carga
1	0	1	1 Hz	En proceso de carga con batería baja
1	1	0	6 Hz	Estado anómalo: fallo TP4056 o sobretemperatura en batería
1	1	1	6 Hz	Estado anómalo: batería baja y fallo TP4056 o sobretemperatura

C.8. RT07: Carcasa direccionante

Se diseña una carcasa plástica personalizada con el objetivo de alojar la placa electrónica, sostener un teléfono móvil en su parte superior y redirigir las señales ultrasónicas generadas por el sistema. El diseño busca también limitar la dispersión sonora, aprovechando las paredes internas como guía de onda.

El conjunto se compone de **cuatro piezas principales**:

- **Base inferior:** aloja la PCB y fija los componentes.
- **Tapa superior fija:** sostiene el celular e incorpora el canal para los transductores.
- **Tapa móvil:** permite insertar el celular mediante un sistema de encastre por presión.
- **Botón mecánico:** al insertar el teléfono, presiona un interruptor montado en la PCB.



Figura C.17: Vista general.

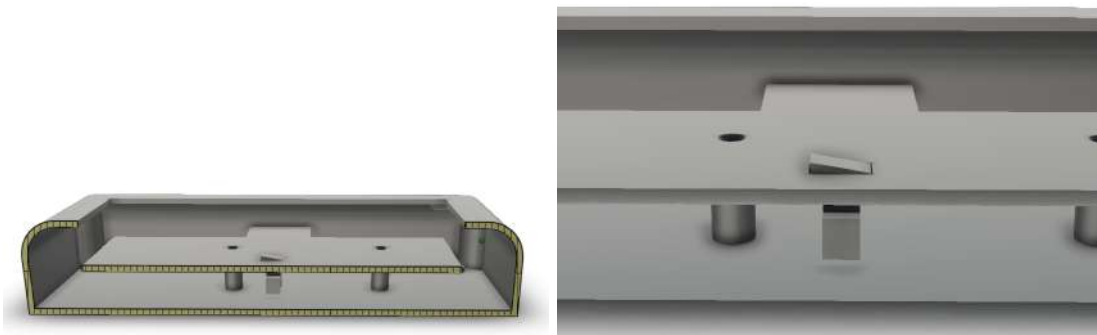


Figura C.18: Izquierda: corte horizontal que muestra el interior. Derecha: plano de detalle del botón.



Figura C.19: Vista explotada del conjunto.

A continuación se muestran las piezas individuales que componen el modelo:



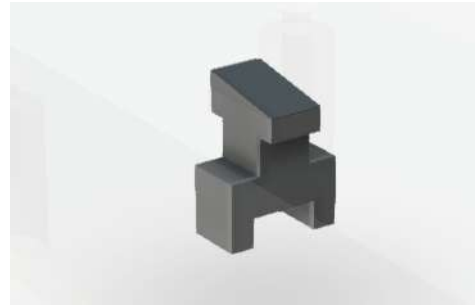
Base inferior



Tapa superior fija



Tapa móvil



Botón de presión

Figura C.20: Piezas individuales del diseño mecánico.

En la figura C.21 se observa el diseño impreso en 3D con PLA blanco.



Figura C.21: Carcasa impresa.

C.9. Esquemático final y diseño de PCB

En la siguiente figura se presenta el esquemático completo del sistema:

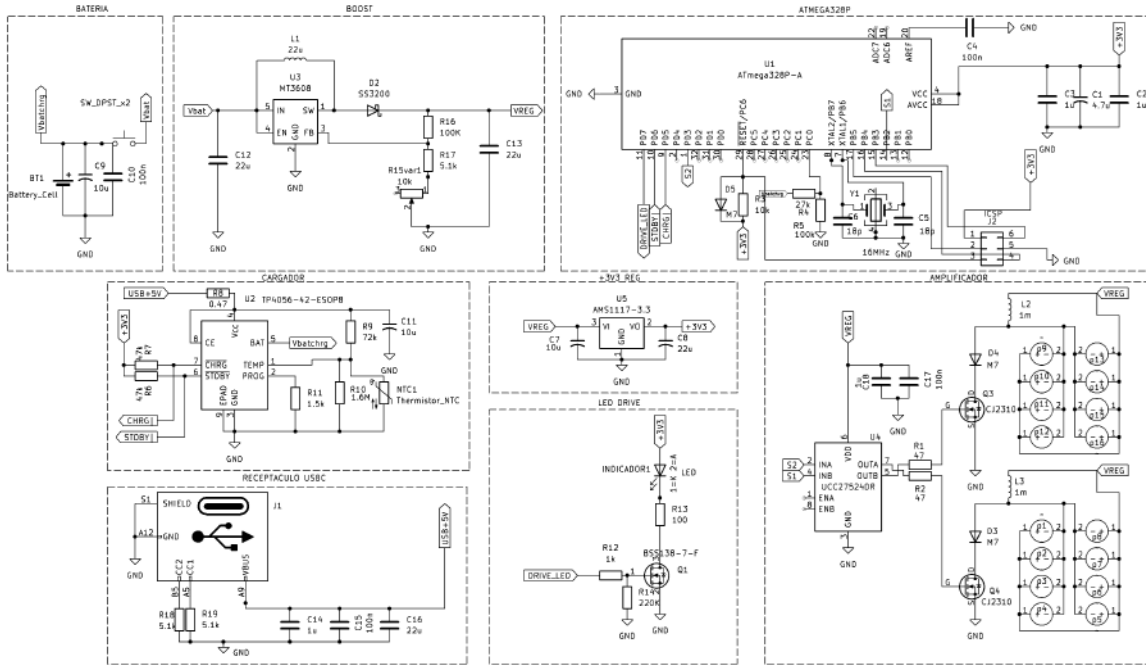


Figura C.22: Esquemático general del circuito.

Para el diseño del circuito impreso se toman en cuenta tanto las recomendaciones de *layout* sugeridas por los fabricantes de los componentes —en especial para el convertidor MT3608 y el cargador TP4056— y también las dimensiones de la carcasa plástica personalizada desarrollada en conjunto con el diseño mecánico.

Durante el proceso de diseño se evalúan distintas alternativas, incluyendo una versión más compacta del circuito y la posibilidad de dividir el sistema en dos placas más pequeñas. Sin embargo, esta solución presenta mayores costos de fabricación y complejidad en el montaje, especialmente en relación al posicionamiento de los transductores. Por tal motivo se opta por un diseño de placa única de mayor tamaño, que permite una mejor distribución de los componentes y facilita el ensamblado final.

En la figura C.23 se presentan las vistas de la placa de circuito impreso (PCB), incluyendo su representación 3D desde arriba y desde abajo, y la vista de capas.

En la figura C.24 se observa el diseño construido y montado. Para su fabricación, el diseño es enviado a la empresa *JLPCB*, la cual provee tanto la placa impresa como el montaje parcial de componentes seleccionados. Se opta por esta modalidad de montaje debido a que resulta más conveniente en términos de costos, en comparación con el envío y la compra individual de componentes para montaje manual.

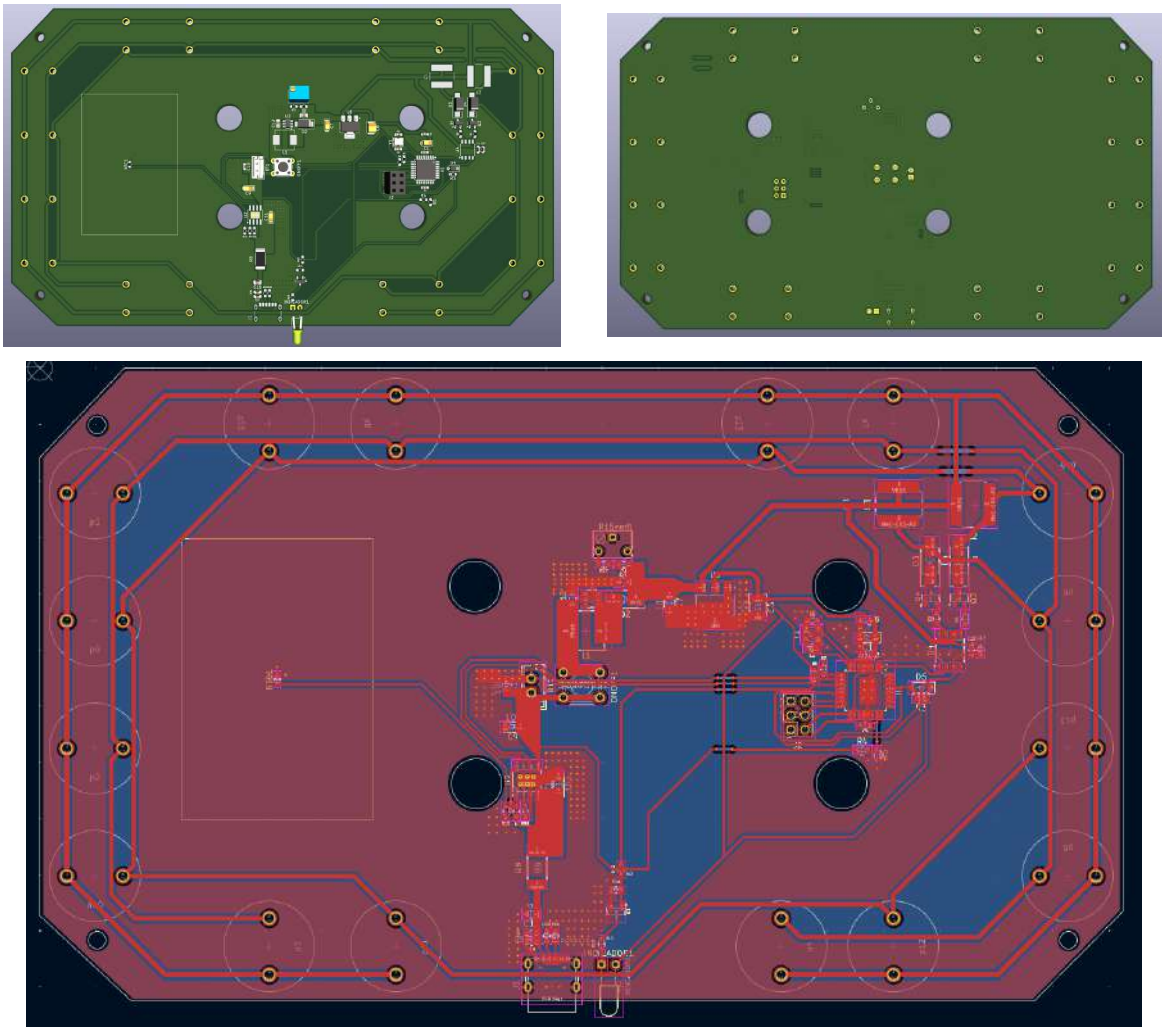


Figura C.23: Representaciones visuales del diseño final de la PCB: vistas 3D superior e inferior, y vista de capas (superior).

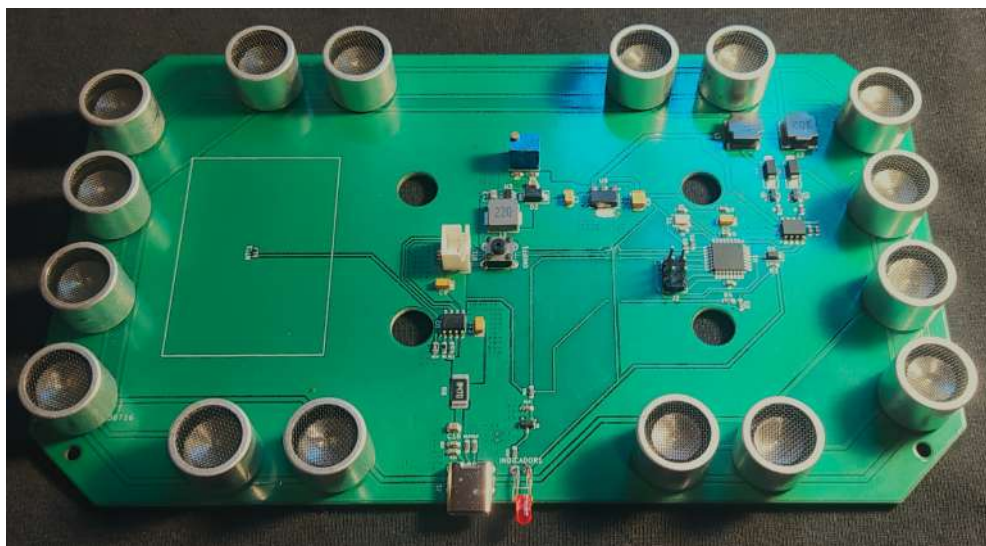


Figura C.24: PCB impresa y montada.

Apéndice D

Plan de Pruebas

D.1. Introducción

El presente plan de pruebas tiene como objetivo verificar el correcto funcionamiento del dispositivo inhibidor de micrófonos desarrollado.

Para su elaboración se contemplan pruebas unitarias sobre componentes individuales, pruebas funcionales de subsistemas, y pruebas integrales sobre el dispositivo completo. Cada prueba se describe con un identificador, el tipo de prueba, el procedimiento, el instrumental utilizado, el resultado esperado, el resultado obtenido y observaciones relevantes.

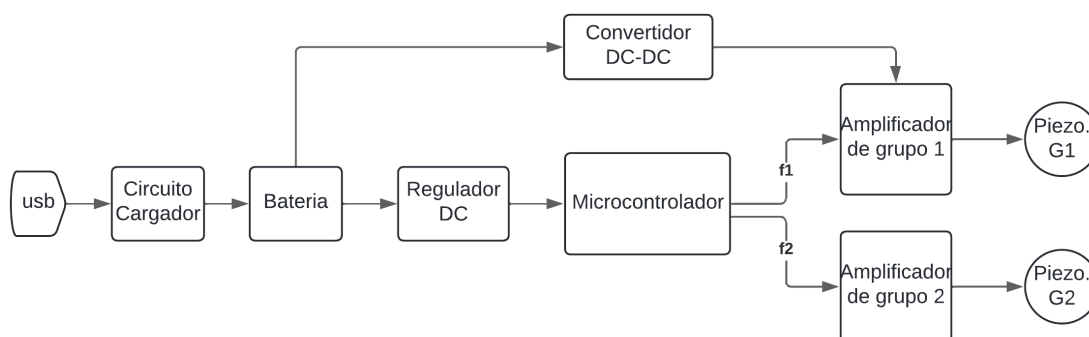


Figura D.1: Diagrama en bloques del Producto.

Módulo	ID	Prueba	Tipo	Procedimiento	Instrumental	Resultado Esperado	Resultado Obtenido	Observaciones
Amplificador	P1	Medición de curva de impedancia del actuador	Unitaria	Medir $Z(f)$ barrido 20–30 kHz con circuito de prueba	Generador senoidal, osciloscopio, resistencia para el divisor	Curva semejante al modelo Butterworth-van Dyke	Resultado esperado	Ver Ap. F.1
	P2	Respuesta en frecuencia del actuador	Unitaria	Excitar actuador y medir señal en otro piezoeléctrico receptor	Generador, osciloscopio, segundo piezo.	Máxima respuesta en f_s , caída fuera de banda	Resultado esperado	Ver Ap. F.2
	P3	Consumo y emisión vs ciclo de trabajo	Unitaria	Variar PWM (DC) y medir I_{DC} , V_{RMS} , emisión	Fuente, multímetro, Micrófono JTS PDM-57, interfaz de sonido, software de audio, osciloscopio	Emisión máxima para DC similar al 50 %	Realizada	Ver Ap. F.3
	P4	Medición del batido	Unitaria	Emitir señales $f_1 \approx 24,6\text{kHz}$ y $f_2 \approx 25,4\text{kHz}$, grabar audio	Micrófono JTS PDM-57, interfaz de sonido, software de audio, osciloscopio, MATLAB, piezoeléctrico	Presencia de ambas frecuencias en FFT	Realizada	Ver Ap.F.4
	P5	Medición de intermodulación en micrófonos MEMS	Funcional	Colocar smartphone, grabar con inhibidor activo	Smartphones, software de audio, MATLAB	Presencia de serie armónica en banda audible debido a intermodulación e inhibición	Resultado esperado	Ver Ap. F.5
	P6	Medición diagrama polar	Unitaria	Medir amplitud en ángulos 0–90°	Micrófono JTS, soporte, piezoelectrico, arreglo de 8 piezoeléctricos, generador senoidal	Patrón direccional con lóbulo principal esperado	Para el piezoelectrico unitario, no posee un lóbulo principal direccionado	Ver Ap. F.6
Alimentación	P7	Tiempo de autonomía con batería	Funcional	Encender prototipo, cronometrar hasta apagado	Cronómetro, batería cargada	Autonomía > 4h	Resultado esperado	Se realiza con PCB final, 8 horas de autonomía
	P8	Variación de tensión VREG	Unitaria	Ajustar potenciómetro y medir VREG	Multímetro y destornillador	Variación de VREG entre 5V y 12V aproximadamente	Resultado esperado	Se realiza con PCB final
	P9	Estado de batería con LED	Funcional	Descargar batería en pasos y verificar parpadeo LED	Inhibidor construido	Parpadeo según estado batería	Resultado esperado	Validar firmware
	P10	Seguridad y temperatura	Unitaria	Cargar batería y monitorear temperatura TP4056	Cámara termográfica, Inhibidor, pistola de calor, medidor de corriente	$0 < T < 40^\circ\text{C}$, corte por NTC si excede	Resultado esperado	Confirmar límite térmico
Sistema	P11	Inhibición real con prototipo final	Integral	Grabar audio con <i>smartphones</i> con inhibidor	iPhone, Samsung, Redmi, software audio	Grabación ininteligible con inhibidor activo	Resultado esperado	Se realiza con PCB ensamblada

Validación final

Las pruebas P1 a P6 se condicen con las mediciones realizadas en el apéndice F. Para complementar las pruebas unitarias, funcionales e integrales restantes, se realizan verificaciones adicionales sobre el sistema completo:

1. **Correspondencia entre medición de tensión y LED indicador:** Se comprueba que la indicación del LED para distintos niveles de carga coincide con los valores reales de tensión y porcentaje de batería medidos externamente.
2. **Comportamiento del LED con y sin cargador:** El sistema muestra el patrón de parpadeo o encendido fijo según la tabla de estados, salvo por una limitación de diseño: cuando el inhibidor está apagado mediante el interruptor principal, el microcontrolador no recibe alimentación y, en consecuencia, no controla el LED. Esto obliga a mantener presionado el pulsador para visualizar el estado de la batería. Este comportamiento se considera un error de diseño a corregir en futuras versiones.
3. **Consumo y autonomía:** En reposo, la batería queda desconectada y el consumo es prácticamente nulo. Durante funcionamiento continuo, la autonomía medida es de aproximadamente 8 horas.
4. **Temperatura de carga:** La verificación del límite térmico mediante el sensor NTC resulta acorde a lo esperado, consiguiendo el corte de carga antes de llegar a los 40°C.
5. **Estabilidad de señales PWM:** Las frecuencias y ciclos de trabajo generados por Timer1 y Timer2 se mantienen estables a lo largo de todo el ciclo de descarga de la batería.

Apéndice E

Código de Firmware

A continuación se presenta el código fuente del firmware desarrollado para el microcontrolador ATmega328P en el Arduino IDE. El programa configura y gestiona los temporizadores internos para la generación de señales PWM a frecuencias específicas, así como la lectura del estado de carga de la batería y el control de un LED indicador mediante diferentes frecuencias de parpadeo.

```
1
2
3
4 //TIMER 1 CONFIG FREQ
5
6 float f1out = 25200;
7 float fclock = 16000000;
8 int N1 = 1;
9 int MAX1 = 65535;
10 float DC1 = 0.6;
11 float tdelay1 = 0.0000064; // 1us
12 float TOP = round (fclock/f1out) - N1;
13
14
15 //TIMER 2 CONFIG FREQ
16 float f2out = 25900; // 25.3kHz
17 float DC2 = 0.6;
18 int MAX2 = 255;
19
20 int N2 = 8; // prescaler
21 float tdelay2 = 0.0000064; // 1us
22 float A = MAX2 - round ((1/f2out - tdelay2)*fclock/N2); // valor m nimo a definir en
    TCNT2 con cada reinicio
23
24 const int pinLED = 7;
25 const int pinCHRG = 5;
26 const int pinSTDBY = 6;
27 const int pinVBAT = A0;
28
29 unsigned long tiempoAnterior = 0;
30 bool estadoLED = LOW;
31
32 // Umbrales de bater a (para 3.3V referencia y divisor resistivo)
33
34 const float vRef = 3.3;
35 const int adcMax = 1023;
36 const float vBatMin = 3.0; // 0%
37 const float vBatMax = 4.2; // 100%
38 const float divisor = 0.787;
39 // Frecuencias de parpadeo
40 const unsigned long intervalo1Hz = 500; // 1Hz toggle cada 500ms
41 const unsigned long intervalo3Hz = 167; // 3Hz toggle cada 167ms
42 const unsigned long intervalo6Hz = 83; // 6Hz toggle cada 83ms
43
44
45 void setup() {
46
```

```

47 // LED control pin
48 pinMode(7, OUTPUT);
49
50 // Pin lectura CHRG y STDBY
51 pinMode(5, INPUT_PULLUP);
52 pinMode(6, INPUT_PULLUP);
53
54 cli(); // Desactivar interrupciones
55
56
57 //TIMER 1 - 16 BITS
58 // Set OC1B (PB2 / pin 2) como salida
59 DDRB |= (1 << DDB2); // Puerto B, bit 2
60
61 // Configuraci n de Timer1 para Fast PWM, no invertido, prescaler = 1
62 // Modo Fast PWM con TOP = ICR1
63 // Fast PWM con OC1B en modo no invertido
64 TCCR1A |= (1 << COM1B1) | (1 << WGM11);
65 TCCR1A &= ~(1 << COM1B0); // COM2B1:0 = 10 PWM no invertido
66 TCCR1A &= ~(1 << WGM10); // WGM22 = 0 Fast PWM con TOP = 255
67
68 // Prescaler = 8 CS22:0 = 001
69 TCCR1B |= (1 << CS10) | (1 << WGM13) | (1 << WGM12);
70 TCCR1B &= ~((1 << CS11) | (1 << CS12));
71
72
73 OCR1B = round(TOP * DC1);
74 ICR1 = TOP;
75
76
77 //TIMER 2 - 8 BITS
78 // Set OC2B (PD3 / pin 3) como salida
79 DDRD |= (1 << DDD3); // Puerto D, bit 3
80 // Configuraci n de Timer2 para Fast PWM, no invertido, prescaler = 1
81 // Modo Fast PWM con TOP = 0xFF
82 // Fast PWM con OC2B en modo no invertido
83 TCCR2A |= (1 << COM2B1) | (1 << WGM21) | (1 << WGM20);
84 TCCR2A &= ~(1 << COM2B0); // COM2B1:0 = 10 PWM no invertido
85 TCCR2B &= ~(1 << WGM22); // WGM22 = 0 Fast PWM con TOP = 255
86 // Prescaler = 8 CS22:0 = 001
87 TCCR2B |= (1 << CS21);
88 TCCR2B &= ~((1 << CS20) | (1 << CS22));
89 TCNT2 = A; //el 1 es por 16 ciclos de clock
90 OCR2B = round(MAX2 - (1 - DC2) * fclock / (N2 * f2out));
91 TIMSK2 |= (1 << TOIE2); // Habilitar interrupci n de overflow de Timer2
92
93
94
95
96 sei(); // Activar interrupciones
97 }
98
99
100 void loop() {
101 // --- Lecturas ---
102 bool chrgLow = (digitalRead(pinCHRG) == LOW); // activo bajo
103 bool stdbyLow = (digitalRead(pinSTDBY) == LOW); // activo bajo
104
105 // Calculo porcentaje bater a
106 int raw = analogRead(pinVBAT);
107 Serial.println (raw);
108 float vBat = ((raw * vRef) / adcMax)/divisor;
109 float porcentaje = (vBat - vBatMin) / (vBatMax - vBatMin) * 100.0;
110 if (porcentaje < 0) porcentaje = 0;
111 if (porcentaje > 100) porcentaje = 100;
112 bool batBaja = (porcentaje < 20.0);
113
114 // --- Determinar estado seg n tabla ---
115 unsigned long intervalo = 0;
116 bool ledFijo = false;
117 String estadoDesc;

```

```

118
119 if (!chrgLow && !stdbyLow) {
120     if (batBaja) { intervalo = intervalo3Hz;}
121     else { ledFijo = true;}
122 }
123 else if (!chrgLow && stdbyLow) {
124     if (batBaja) { intervalo = intervalo6Hz; }
125     else { ledFijo = true; }
126 }
127 else if (chrgLow && !stdbyLow) {
128     intervalo = intervalo1Hz;
129 }
130 else if (chrgLow && stdbyLow) {
131     intervalo = intervalo6Hz;
132 }
133
134
135 // --- Control LED ---
136 if (ledFijo) {
137     digitalWrite(pinLED, HIGH);
138 } else {
139     unsigned long tiempoActual = millis();
140     if (tiempoActual - tiempoAnterior >= intervalo) {
141         estadoLED = !estadoLED;
142         digitalWrite(pinLED, estadoLED);
143         tiempoAnterior = tiempoActual;
144     }
145 }
146
147 if (chrgLow || stdbyLow) {
148     controlPWM(false);
149 } else {
150     controlPWM(true);
151 }
152 }
153
154
155 ISR(TIMER2_OVF_vect) {
156     TCNT2 = A; // cada vez que se reinicia, arranca desde A
157 }
158
159 void controlPWM(bool habilitar) {
160     if (habilitar) {
161         // Reactivar PWM
162         TCCR1A |= (1 << COM1B1);
163         TCCR1A &= ~(1 << COM1B0);
164
165         TCCR2A |= (1 << COM2B1);
166         TCCR2A &= ~(1 << COM2B0);
167     } else {
168         // Desactivar PWM y forzar LOW
169         TCCR1A &= ~((1 << COM1B1) | (1 << COM1B0));
170         TCCR2A &= ~((1 << COM2B1) | (1 << COM2B0));
171         PORTB &= ~(1 << PB2);
172         PORTD &= ~(1 << PD3);
173     }
174 }

```

Código E.1: Código del firmware

Apéndice F

Mediciones realizadas

F.1. Curva de impedancia del actuador

La medición de impedancia del actuador piezoeléctrico se realiza con el diagrama de la figura F.1. Midiendo la tensión V_{out} , se obtiene la impedancia en función de la frecuencia del actuador observada en la figura F.2 como:

$$Z(f) = \frac{V_{out}(f) \cdot R_1}{V_{in} - V_{out}(f)} \quad (F.1)$$

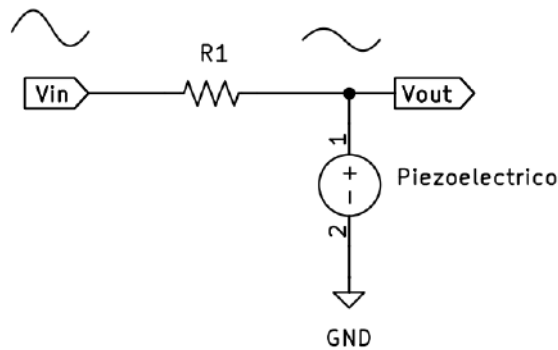


Figura F.1: Circuito para la medición de la impedancia del actuador. $R = 14,8k\Omega$

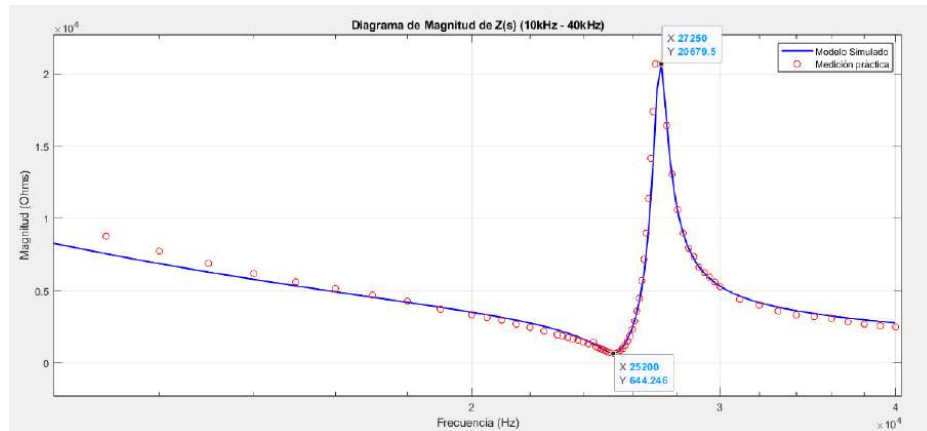


Figura F.2: Curva de impedancia del actuador vs. frecuencia. Medición práctica vs. modelo simulado obtenido a partir de la caracterización del actuador.

F.2. Respuesta en frecuencia del actuador

Para medir la respuesta en frecuencia del actuador, se utiliza un actuador de las mismas características como receptor. Midiendo los valores de tensión de la salida y la entrada se obtiene la curva de transferencia de la figura F.3.

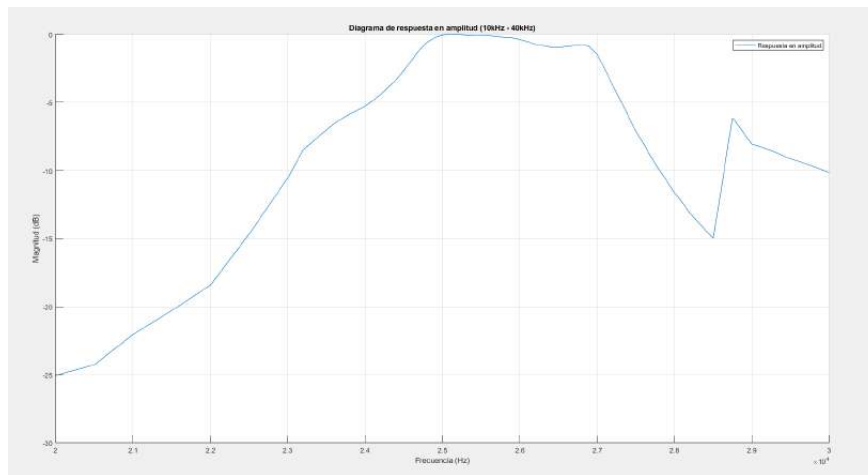


Figura F.3: Respuesta en frecuencia del actuador piezoeléctrico utilizado.

F.3. Comparación de inductores

La sección a continuación detalla la comparación de inductores realizada en el circuito amplificador. Sobre la topología del circuito de la figura F.5 se miden los valores de emisión acústica, tensión pico a pico entre los extremos del actuador, tensión RMS entre los extremos del actuador y corriente continua consumida por la fuente de alimentación. El objetivo de la medición es obtener una batería de curvas que permita comparar el funcionamiento y la eficiencia de 4 valores de inductores comerciales: 470uHy, 1mHy, 2mHy y 3mHy.

Para la medición de la emisión acústica se utiliza un micrófono dinámico JTS PDM-57. Como el objetivo es comparar el funcionamiento de cada inductor para frecuencias específicas, no afecta para este ensayo la curva de respuesta en frecuencia del micrófono medidor.



Figura F.4: Micrófono utilizado para la medición de emisión.

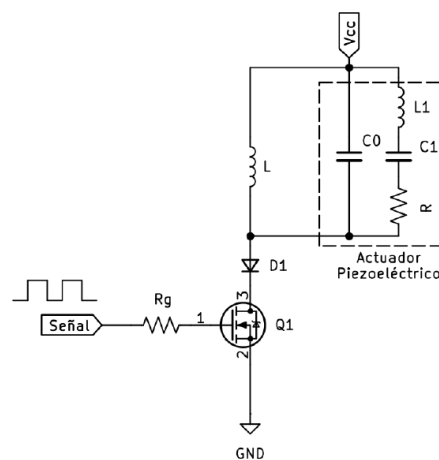


Figura F.5: Circuito amplificador utilizado.

Para cada ensayo, se varia el ciclo de trabajo (DC) entre el 5 % y el 95 % para medir los valores necesarios. Se realizan las mediciones a tres frecuencias específicas: f_s (frecuencia serie), f_p (frecuencia

paralelo) y f_m (media geométrica entre f_s y f_p). A continuación se observan las curvas realizadas para el conjunto de datos obtenido.

F.3.1. Consumo (I_{dc}) y emisión acústica vs. ciclo de trabajo (DC)

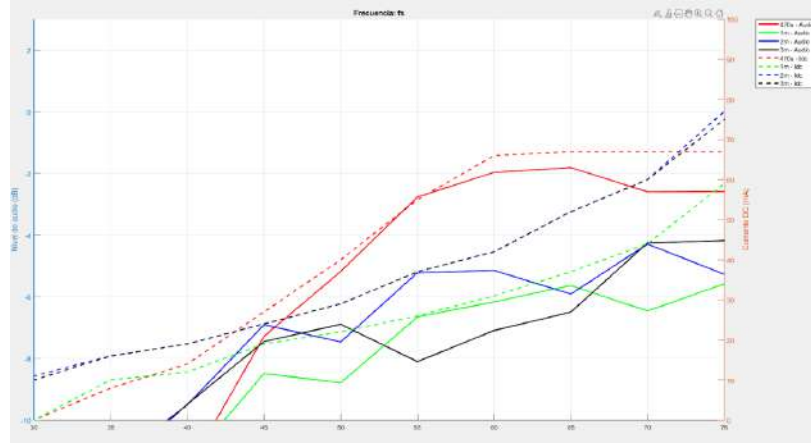


Figura F.6: Frecuencia serie.

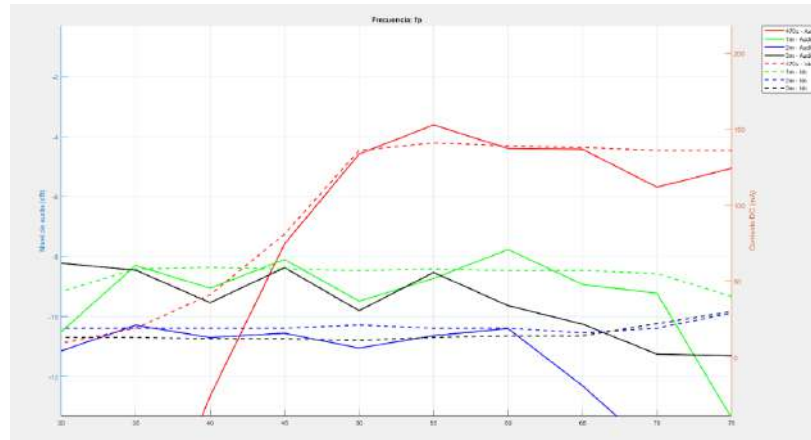


Figura F.7: Frecuencia paralelo.

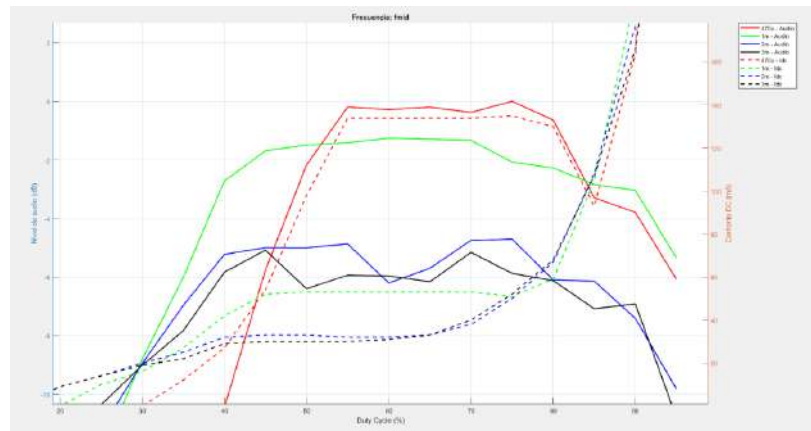


Figura F.8: Frecuencia intermedia.

F.3.2. Tensión RMS del actuador y emisión acústica vs. ciclo de trabajo (DC)

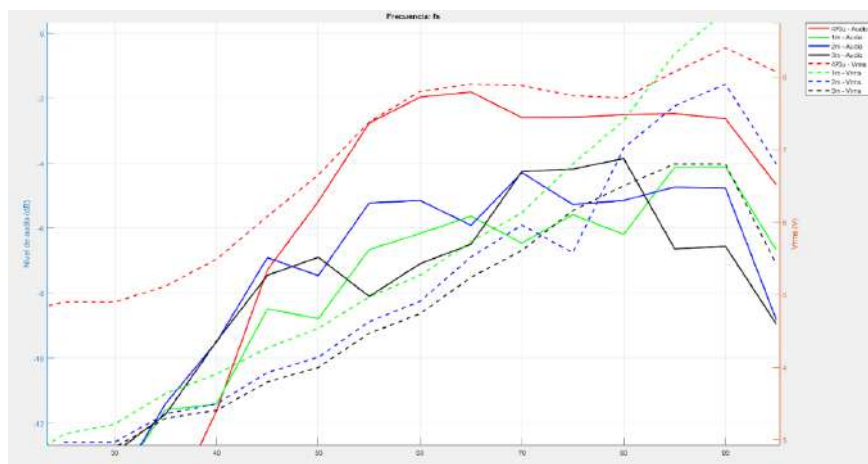


Figura F.9: Frecuencia serie.

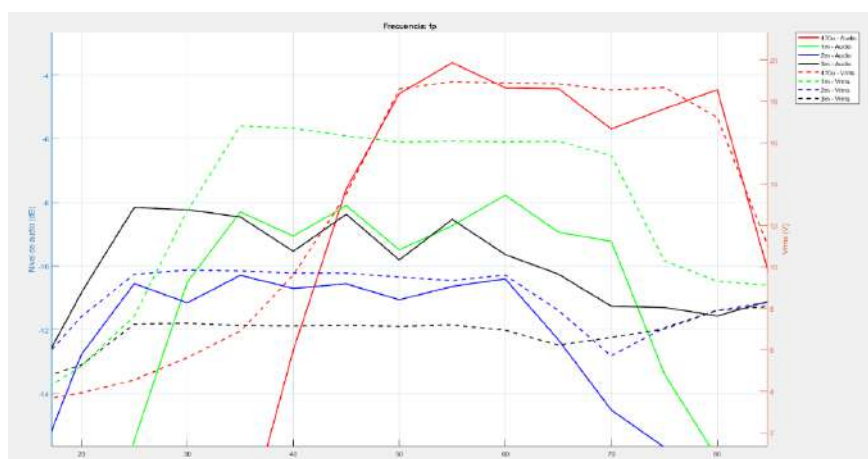


Figura F.10: Frecuencia paralelo.

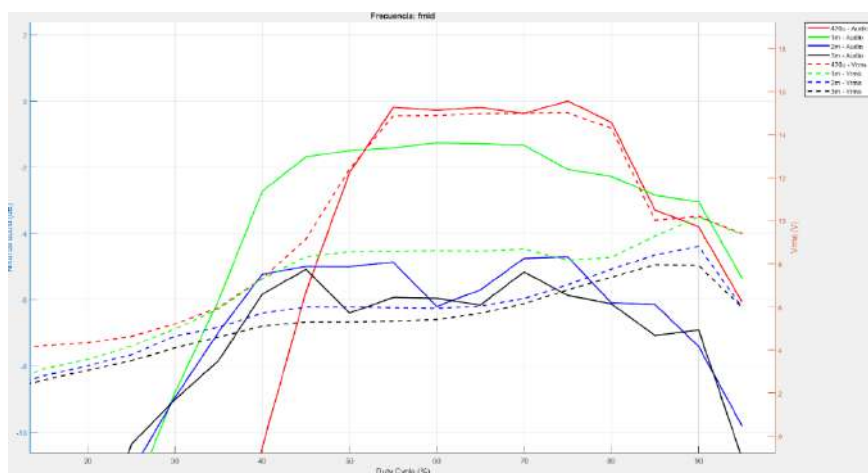


Figura F.11: Frecuencia intermedia.

F.3.3. Eficiencia vs. ciclo de trabajo (DC)

Para obtener un valor relacionado con la eficiencia de emisión se toma la relación entre emisión acústica y consumo de corriente en dB:

$$Eficiencia = 20\log\left(\frac{Emisión}{I_{dc}}\right) \quad (F.2)$$

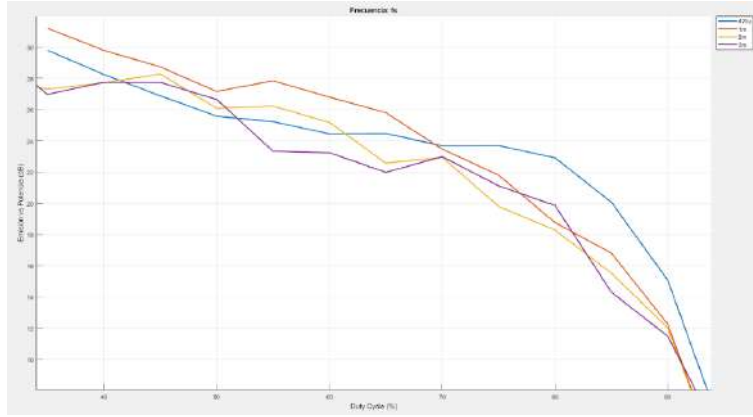


Figura F.12: Frecuencia serie.

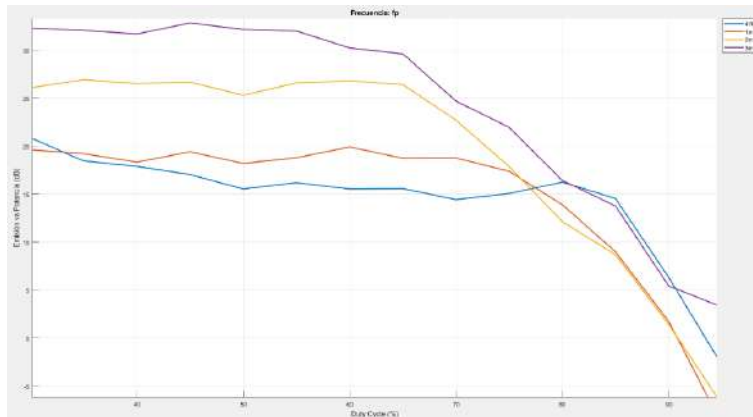


Figura F.13: Frecuencia paralelo.

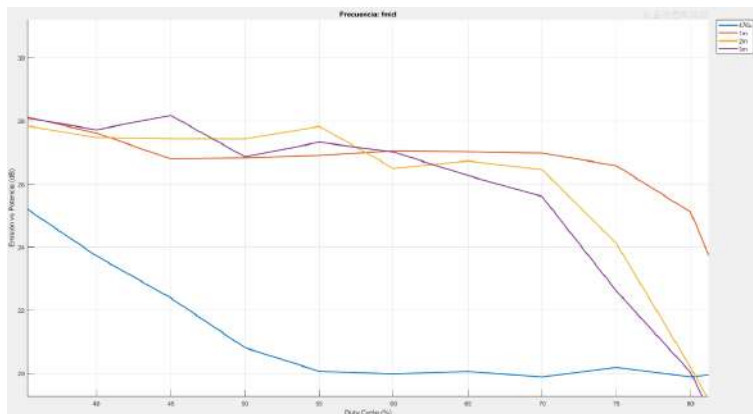


Figura F.14: Frecuencia intermedia.

F.4. Medición del batido emitiendo señales con frecuencias distintas

Se realiza una medición de la forma de onda del batido realizado por la emisión del arreglo de los dos grupos piezoeléctricos utilizando dos receptores. El primero es el micrófono utilizado anteriormente (JTS PDM-57), conectado a una placa de audio y realizando la grabación con una frecuencia de muestreo de 192kHz. El segundo es un actuador piezoeléctrico similar utilizado como receptor al que se le mide la forma de onda en sus extremos.

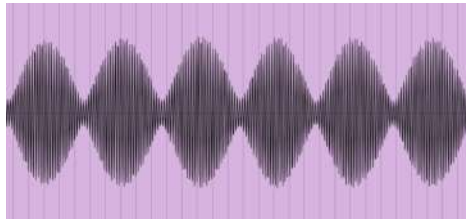


Figura F.15: Medición con micrófono dinámico en programa de audio.



Figura F.16: Medición con actuador piezoeléctrico en osciloscopio.

Se realiza una comparación de ambas formas de onda en MATLAB. Para ello, se obtienen los datos de las muestras para cada señal de audio, se grafican en el tiempo y también se obtiene su FFT:

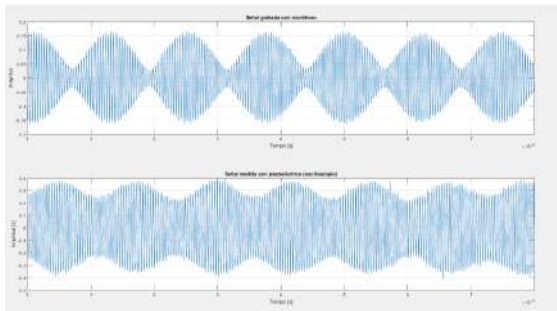


Figura F.17: Ondas de audio en el tiempo.

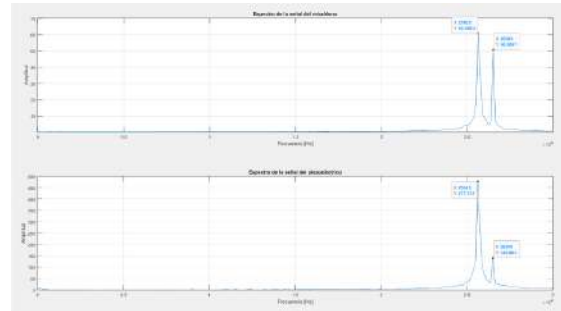


Figura F.18: FFT de las señales medidas.

Las diferencias obtenidas se adjudican principalmente a la diferencia de posicionamiento entre ambos receptores y a la respuesta en frecuencia para cada receptor. De todas formas, se observa que en ambas señales no existe producto por intermodulación ni señales de gran potencia presentes en la banda de audio.

F.5. Medición de intermodulación en distintos modelos de micrófonos

Para realizar esta medición se coloca el *smartphone* objetivo en la carcasa plástica sostenedora y se realiza una grabación de audio con el inhibidor activado, generando una señal en 24.6kHz y otra en 25.4kHz. Se realiza la medición con 3 dispositivos distintos:

- Iphone 16 Pro
- Samsung A13
- Redmi Note 8

En la figura F.19 se observan los resultados de la medición.

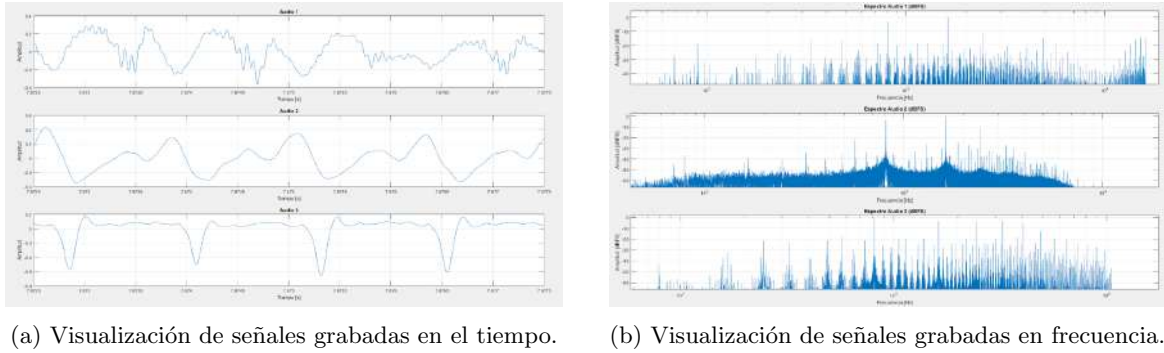


Figura F.19: Resultados de la medición de intermodulación.

Se puede observar que existe una serie armónica con su fundamental ubicada en aproximadamente 800Hz en todas las señales, lo que indica la presencia de intermodulación entre las señales emitidas por el piezoeléctrico.

Las diferencias observadas en cuanto a la potencia de los armónicos presentes en cada grabación y el ruido presente se pueden dar a causa de diferencias en la alinealidad de cada micrófono receptor, así también como el nivel de Máximo SPL para cada dispositivo y la presencia de sub-armónicos por saturación.

F.6. Medición del diagrama polar del actuador para señales de 25kHz

El objetivo de esta medición es visualizar el diagrama polar de emisión para el transductor utilizado. Para ello, se utiliza un micrófono dinámico JTS PDM-57 para capturar la señal emitida por el actuador. Entre los extremos del piezoeléctrico se coloca un generador senoidal con frecuencia de 25kHz .

Para obtener los valores de amplitud en cada punto, se realizan grabaciones para los ángulos de 0° a 90° en pasos de 5° , y se mide la amplitud del pico observado en 25kHz . Se normaliza respecto al máximo valor obtenido y se grafican los resultados.

Este procedimiento se lleva a cabo evaluando un transductor único y, posteriormente, un arreglo de 8 transductores emitiendo una señal de 25kHz . En la figura F.20 se visualizan los diagramas obtenidos para cada caso.

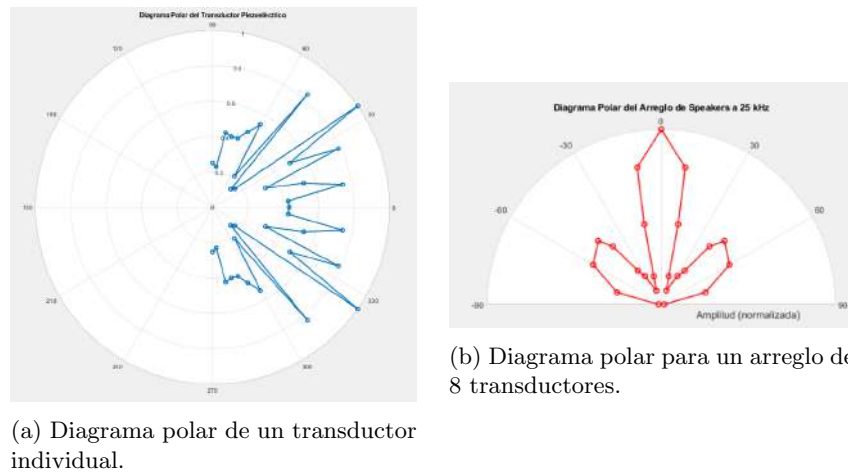


Figura F.20: Diagramas polares de emisión a 25kHz obtenidos experimentalmente para un transductor único y para un arreglo de 8 transductores.

F.7. Mediciones de inhibición en el producto final

Para evaluar el dispositivo se realiza un ensayo de inhibición sobre distintos *smartphones* y un micrófono dinámico JTS PDM-57, colocando el objetivo dentro de la carcasa, activando la inhibición y registrando el audio con su micrófono incorporado (o el JTS, según el caso). Los registros son analizados en MATLAB mediante FFT para identificar la serie armónica generada por la diferencia de frecuencias emitidas ($f_1 = 25,2$ kHz y $f_2 = 25,9$ kHz), esperándose un contenido espectral centrado en 700 Hz y sus armónicos, así como evaluar su potencia relativa y la ininteligibilidad del audio. En todos los casos —excepto con el micrófono JTS— se reproduce simultáneamente un mismo discurso grabado de voz masculina. Las figuras F.21 y F.22 muestran las formas de onda en tiempo y frecuencia obtenidas para cada dispositivo.

- Redmi Note 8
- iPhone 11 Pro Max
- iPhone 16 Pro
- Realme C61
- Samsung A13
- JTS PDM-57 (micrófono dinámico de estudio)

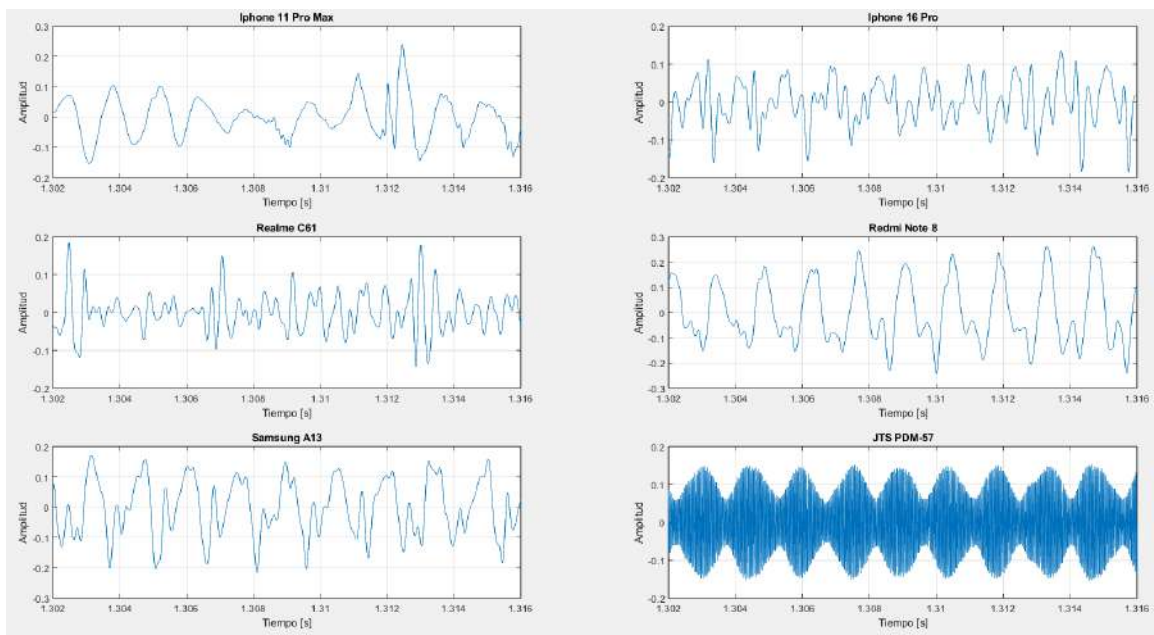


Figura F.21: Formas de onda en tiempo registradas con inhibidor activo por distintos dispositivos.

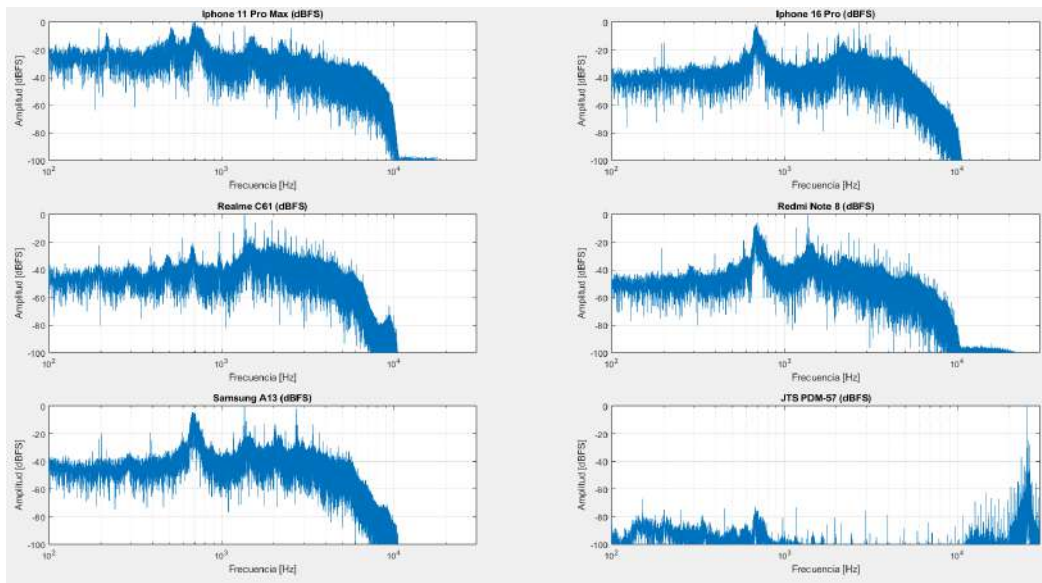
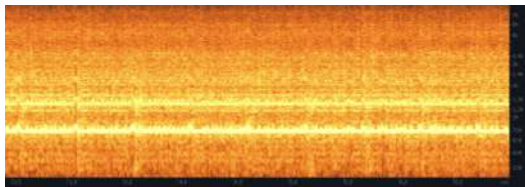
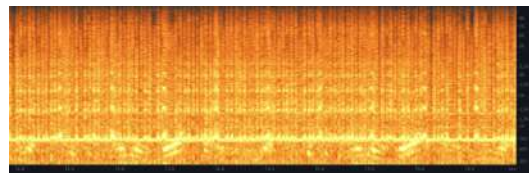


Figura F.22: Formas de onda en frecuencia registradas con inhibidor activo por distintos dispositivos.

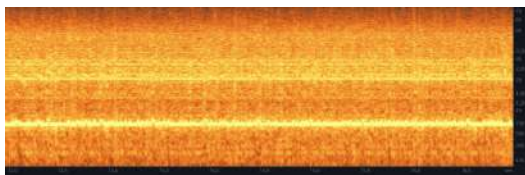
Se realiza un análisis de espectrograma para cada audio que se visualiza la figura F.23. En cada gráfico se representa la intensidad de señal con un mapa de calor en función del tiempo y de la frecuencia. Se puede observar que se destaca la serie armónica con fundamental en 700 Hz para la mayoría de los casos en *smartphones*. Para el micrófono dinámico JTS se observa una serie armónica que comienza en 25kHz (señal emitida por el inhibidor) y además la frecuencia diferencia en 700 Hz, de mucha menor amplitud que en los dispositivos móviles debido a su alta linealidad. Además, se observan componentes entre 10 kHz y 20 kHz aproximadamente que se pueden asociar al ruido no deseado generado por el dispositivo.



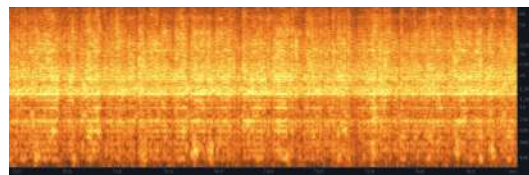
(a) Redmi Note 8



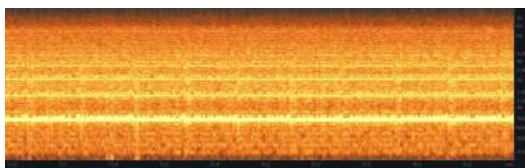
(b) iPhone 11 Pro Max



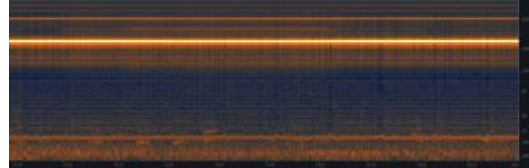
(c) iPhone 16 Pro



(d) Realme C61



(e) Samsung A13



(f) Micrófono JTS PDM-57

Figura F.23: Espectrogramas obtenidos durante los ensayos de inhibición para los distintos dispositivos analizados.

Apéndice G

Archivos para mediciones y construcción

- STLs para carcasa
- Gerbers para PCB
- Archivos MATLAB para mediciones
- Código de firmware para ATMEGA328P