

**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



Trabajo de Fin de Grado

**AMPLIFICADOR DE AURICULARES CON
CONTROL POR MICROPROCESADOR**

**Autor: Fernando Hernández Ruiz
Tutor: Luis Hernández Corporales**

Titulación: Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Febrero 2018

RESUMEN

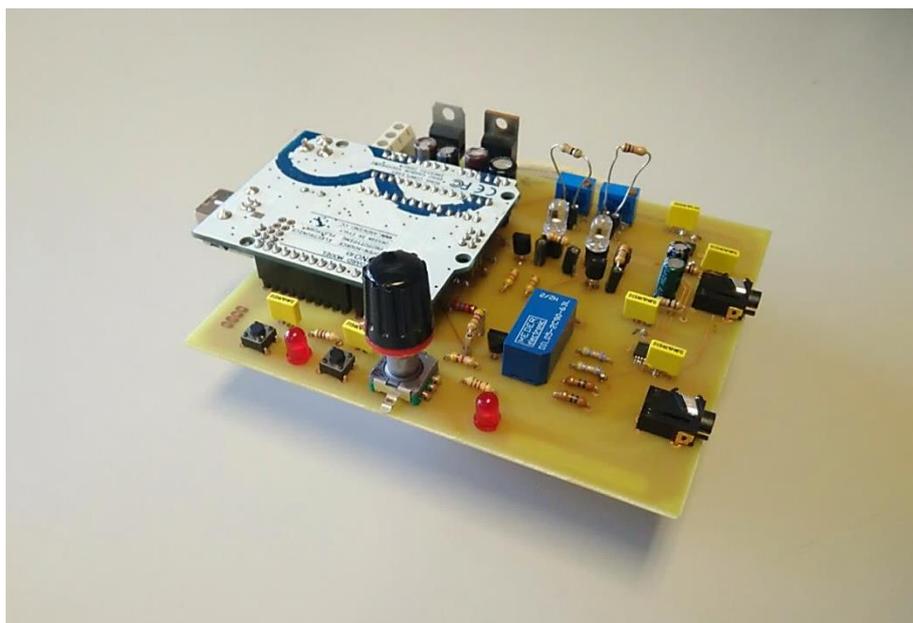
Este proyecto abarca el diseño, implementación y fabricación de un amplificador estéreo, de clase AB, para auriculares de alta impedancia. Dicho amplificador está controlado por microprocesador y montado sobre una placa de circuito impreso.

El amplificador dispone de control de volumen y de balance mediante un encoder y dos pulsadores, respectivamente. Además, dichos parámetros también son accesibles mediante los botones de control remoto de los auriculares.

El sistema incorpora también un circuito de protección ante transitorios de arranque, impidiendo así posibles daños a los auriculares.

Por último, se ha realizado una validación experimental del amplificador, analizando su respuesta en frecuencia, su distorsión armónica total y su comportamiento ante distintas señales de entrada.

Palabras clave: Impedancia; sistemas de audio; auriculares; distorsión



ABSTRACT

This project includes the design, implementation and manufacturing of a stereo, AB class, high-impedance headphones amplifier. It is controlled by a microprocessor and mounted on a printed circuit board.

The amplifier has volume and balance control through a rotary encoder and two switches, respectively. Furthermore, those parameters are also accessible through the remote control of the headphones.

The system includes a protection circuit against transient effects on the start, what avoids possible damages on the headphones.

Finally, an experimental validation of the amplifier has been performed, by analyzing the frequency response, total harmonic distortion and the behavior to different input signals.

Keywords: Impedance; audio systems; headphones; distortion

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está dedicado a todos aquellos/as que me han acompañado en este duro camino.

A mi madre, mi padre y mi hermana, por haberme aguantado y apoyado estos años. Sin ellos nada de esto habría sido posible. Gracias.

A mis compañeros del grupo 22 que, tras sufrir, trabajar y reír durante todos estos años, se han convertido en verdaderos amigos.

También quiero agradecer el apoyo a mis amigos de siempre y, por supuesto, a mi arquitecta favorita.

Agradecer a todos aquellos profesores que han sabido transmitirme el interés y la pasión por la ingeniería.

Por último, gracias a Luis, mi tutor, por guiarme y aconsejarme en este último tramo de la carrera.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CAPÍTULO 1: ESTADO DEL ARTE.....	1
1.1. AURICULARES: PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS	2
1.1.1. Impedancia	2
1.1.2. Respuesta en frecuencia	4
1.1.3. Distorsión	5
1.1.4. Sensibilidad	6
1.2. AURICULARES COMERCIALES	8
1.3. MOTIVACIÓN PARA EL USO DE AMPLIFICADOR DE AURICULARES.....	9
1.4. AMPLIFICADORES DE AURICULARES COMERCIALES	9
CAPÍTULO 2: DEFINICIÓN DE LAS ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA	13
2.1. ELECCIÓN DEL AMPLIFICADOR	14
2.2. ELECCIÓN DEL MÉTODO DE CONTROL.....	18
2.2.1. Arduino Uno (especificaciones).....	19
2.3. ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA	20
2.4. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA	20
CAPÍTULO 3: BLOQUE HARDWARE	23
3.1. CIRCUITO AMPLIFICADOR	24
3.1.1. Análisis de la ganancia del circuito.....	24
3.2. CIRCUITO DE DISPARO DE LOS LED	26
3.3. CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN.....	27
3.4. CIRCUITO DE PROTECCIÓN.....	28
3.5. CIRCUITO DE DETECCIÓN DE RMS.....	29
3.6. CIRCUITO DE CONEXIÓN DEL ENCODER.....	31
3.7. CIRCUITO DE CONEXIÓN DE PULSADORES.....	32
3.8. CIRCUITO DE CONTROL REMOTO.....	33
3.8.1. Estándares de conectores (marco regulador técnico)	33
3.8.2. Circuito propuesto.....	34
3.9. CIRCUITOS AUXILIARES.....	35
3.10. CONEXIONES AL MICROCONTROLADOR	36
CAPÍTULO 4: DISEÑO DE SOFTWARE.....	37
4.1. FLUJOGRAMA	38
4.2. DETECCIÓN DE ENCODER	39
4.2.1. Diagrama de flujo	40

4.3.	DETECCIÓN DE PULSADORES	40
4.3.1.	Diagramas de flujo.....	41
4.4.	VOLUMEN Y BALANCE (MODULACIÓN DE LOS LED).....	42
4.5.	DETECCIÓN DE RMS	43
4.5.1.	Diagrama de flujo	45
CAPÍTULO 5: CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS		47
5.1.	INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS	48
5.1.1.	Software para el diseño de circuitos impresos	48
5.1.2.	Creación de huellas	49
5.1.3.	Recomendaciones en el diseño de circuitos impresos.....	50
5.2.	LAYOUT DEL SISTEMA.....	50
5.3.	MONTAJE DEL PROTOTIPO.....	52
5.4.	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	53
5.4.1.	Banco de pruebas.....	53
5.4.2.	Ancho de banda.....	53
5.4.3.	Ganancia frente a ancho de pulso (PWM)	55
5.4.4.	Respuesta ante distintas formas de onda	55
5.4.5.	Potencia máxima de salida.....	57
5.4.6.	Distorsión armónica total.....	57
5.4.7.	Signal-to-Noise Ratio	58
5.4.8.	Validación del detector de RMS	58
CAPÍTULO 6: PRESUPUESTO Y PLAN DE TRABAJO		61
6.1.	PRESUPUESTO DEL PROYECTO	62
6.1.1.	Coste de desarrollo	62
6.1.2.	Coste del prototipo	62
6.1.3.	Presupuesto total	62
6.2.	DIAGRAMA DE GANTT.....	63
CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y MEJORAS FUTURAS		65
7.1.	CONCLUSIONES Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	66
7.2.	MEJORAS FUTURAS	66
BIBLIOGRAFÍA.....		67
ANEXOS		69

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Circuito equivalente fuente-auriculares	2
Figura 2 - Variación de la impedancia con la frecuencia (Sennheiser HD25-1)	3
Figura 3 - Respuesta en frecuencia (Sennheiser HD25-1).....	4
Figura 4 - Armónicos fundamentales de una señal.....	5
Figura 5 - Componentes armónicas y de intermodulación de dos tonos puros	6
Figura 6 - Gráfica: Nivel de presión sonora frente a la potencia, para distintas sensibilidades ...	7
Figura 7 - Sennheiser HD 439	8
Figura 8 - Sennheiser HD 599	8
Figura 9 - Sennheiser HD 660 S	8
Figura 10 - Audio Technica ATT-HA21.....	10
Figura 11 - Grado RA-1	10
Figura 12 - Circuito del amplificador Grado RA1.....	11
Figura 13 - Denon's DA-300USB	11
Figura 14 - Válvulas de vacío	14
Figura 15 - Topología de amplificador clase A	15
Figura 16 - Topología de amplificador clase B.....	15
Figura 17 - Distorsión de cruce por cero	15
Figura 18 - Topología de amplificador clase AB	16
Figura 19 - Topología de amplificador clase C.....	16
Figura 20 - Topología de amplificador clase D	17
Figura 21 - Ruido equivalente de entrada en NJM4556AV (izquierda) y TL-082 (derecha).....	18
Figura 22 - Diagrama de bloques simplificado del sistema.....	20
Figura 23 - Diagrama de bloques detallado del sistema	21
Figura 24 - Circuito amplificador propuesto	24
Figura 25 - Resistencia frente a luminosidad en una LDR	25
Figura 26 - Gráfica de la Resistencia (LDR) frente al ancho de pulso (PWM)	25
Figura 27 - Circuito amplificador con encapsulado de NJM4556AV	26
Figura 28 - Circuito de disparo de LEDs.....	27
Figura 29 - Circuito de alimentación	28
Figura 30 - Circuito de protección.....	28
Figura 31 - Circuitos equivalentes en modo de conducción y de corte	29
Figura 32 - Circuito de detección de RMS	30
Figura 33 - Pulsos de las señales A y B del encoder	31
Figura 34 - Circuito de conexión del encoder	31
Figura 35 - Secuencia de giro del encoder	32
Figura 36 - Conexiones del encoder en el circuito final	32
Figura 37 - Circuito de conexión del pulsador.....	32
Figura 38 - Conexión de Jack TRRS.....	33
Figura 39 - Diferencias entre los estándares CTIA y OMTP.....	34
Figura 40 - Circuito equivalente: Cascos con control remoto	34
Figura 41 - Conexión del terminal AUX del Jack de salida.....	35
Figura 42 - Circuito auxiliar: LEDs informativos	35
Figura 43 - Diagrama de flujo del programa principal	38

Figura 44 - Eventos en la señal A del encoder	39
Figura 45 - Diagrama de flujo del programa de detección del encoder.....	40
Figura 46 - Diagrama de flujo: Detección del pulsador izquierdo.....	41
Figura 47 - Diagrama de flujo: Detección del pulsador derecho.....	41
Figura 48 - Diagrama de flujo: Detección del pulsador del encoder.....	42
Figura 49 - Distribución del balance	42
Figura 50 - Señal de audio leída en el pin analógico (R_Read y L_Read)	44
Figura 51 - Señal de audio sin offset (R_Signal y L_Signal)	44
Figura 52 - Valor absoluto de la señal de audio (R_Signal_ABS y L_Signal_ABS).....	44
Figura 53 - Diagrama de flujo: Estimación del nivel de señal (RMS).....	45
Figura 54 - Entono de trabajo de EAGLE	48
Figura 55 - Símbolo del encoder (izquierda) y huella (derecha)	49
Figura 56 - Símbolo del conector Jack (izquierda) y huella (derecha).....	49
Figura 57 - Símbolo del relé (izquierda) y huella (derecha)	49
Figura 58 - Layout del sistema.....	50
Figura 59 - Fitolito de la cara top (escala real).....	51
Figura 60 - Fitolito de la cara bottom (escala real)	51
Figura 61 - Modelo 3D del prototipo	52
Figura 62 - Prototipo fabricado	52
Figura 63 - Configuración de los equipos de prueba.....	53
Figura 64 - Diagrama de Bode de ganancia del amplificador.....	54
Figura 65 - Diagrama de Bode de fase del amplificador	54
Figura 66 - Ganancia frente al volumen digital	55
Figura 67 - Respuesta ante señal de entrada sinusoidal.....	55
Figura 68 - Respuesta ante señal de entrada cuadrada.....	56
Figura 69 - Respuesta ante señal de entrada triangular	56
Figura 70 - Respuesta ante señal de entrada diente de sierra.....	56
Figura 71 - FFT para señal de entrada de 1kHz	57
Figura 72 - Relación Vsoftware-Vteórica.....	59

ÍNDICE DE ABREVIACIONES

ADC:	Analog-to-Digital Converter
BJT:	Bipolar Junction Transistor
CCW:	Counter-Clockwise
CW:	Clockwise
DAC:	Digital-to-Analog Converter
dBu:	Decibel Unit
DPDT:	Double Pole Double Throw
EINV:	Equivalent Input Noise Voltage
EAGLE:	Easily Applicable Graphical Layout Editor
FPGA:	Field Programmable Gate Array
GPIO:	General-Purpose Input/output
IMD:	Intermodular Distortion
IRQ:	Interruption Request
LDR:	Light Dependent Resistor
PCB:	Printed Circuit Board
PWM:	Pulse Width Modulation
RF:	Radio Frequency
RMS:	Root Mean Square
SMD:	Surface Mounted Device
SNR:	Signal-to-Noise Ratio
SPL:	Sound Pressure Level
THD:	Total Harmonic Distortion
THD+N:	Total Harmonic distortion + Noise

ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

Capítulo 1: Estado del arte

Se describen las principales características y parámetros de los auriculares, además de algunos conceptos de vital importancia en el audio. Se plantea el problema del uso de auriculares de alta impedancia en dispositivos de audio portátiles. También se presentan algunos ejemplos de auriculares y amplificadores comerciales, a modo de referencia para el sistema implementado en este proyecto.

Capítulo 2: Definición de las especificaciones del sistema

Se propone la solución al problema previamente introducido, planteando posibles alternativas de diseño y argumentándose la elección de los principales elementos del sistema: clase de amplificación llevada a cabo y microprocesador empleado. También se muestran las funcionalidades y especificaciones principales del sistema propuesto. Por último, se presenta un diagrama de bloques general.

Capítulo 3: Diseño del bloque hardware

En esta sección se desglosan los sub-circuitos que forman el sistema, analizando el comportamiento de cada uno de ellos.

Capítulo 4: Diseño de software

En este capítulo se desarrollan y exponen los algoritmos y funciones implementadas en el microprocesador para satisfacer los requerimientos del sistema.

Capítulo 5: Construcción y pruebas

En este apartado se presenta el proceso de diseño de la placa de circuito impreso, así como el resultado final del prototipo. Además, se muestran resultados experimentales obtenidos en laboratorio.

Capítulo 6: Presupuesto y plan de trabajo

Se muestra la lista de componentes (BOM) del proyecto y su presupuesto. Además, se expone el diagrama de Gantt donde se especifican todas las etapas del proyecto y su duración.

Capítulo 7: Conclusiones y mejoras futuras

En este último capítulo se recopilan las conclusiones del proyecto, aspectos a mejorar y posibles futuras implementaciones.

CAPÍTULO 1

ESTADO DEL ARTE

1.1. AURICULARES: PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS

En la actualidad, existe una inmensa oferta de auriculares que se adecúan a todo tipo de demandas. Se pueden clasificar por su posición relativa al oído:

- **Circumaurales:** Cubren la totalidad del pabellón auditivo (*around-ear*). Suelen ser auriculares de alta gama. Al tener un gran tamaño, por lo general presentan una impedancia media-alta.
- **Supraaurales:** Cubren gran parte del pabellón auditivo pero no completamente (*on-ear*). Debido a su menor tamaño, son más adecuados que los circumaurales para su uso en actividades cotidianas.
- **Intraurales:** Se introducen dentro del oído (*in-ear*). Suelen tener impedancia baja debido a su pequeño tamaño y a su extendido uso en dispositivos móviles.
- **De conducción ósea:** Este tipo de auriculares transmite las vibraciones a través del cráneo al oído interno, dejando totalmente libre el pabellón auditivo.

También pueden clasificarse por su tipo de soporte (de diadema, internos, de botón, de clip y de nuca), por el principio de funcionamiento (electrodinámico, electrostático y piezoeléctrico), etc. [1]

Comparar dos auriculares observando sus características y extraer conclusiones acerca de cuál suena “mejor” es una tarea prácticamente imposible. No obstante, entre los múltiples parámetros que determinan las cualidades técnicas de unos auriculares, la impedancia, la respuesta en frecuencia, la distorsión armónica total y la sensibilidad son los más determinantes.

1.1.1. Impedancia

La impedancia de unos auriculares, al igual que una impedancia genérica, es la oposición que presentan frente al paso de corriente a través de su circuito transductor.

El rango de valores de la impedancia en unos auriculares puede ser realmente amplio, desde 8Ω en el caso de auriculares de uso doméstico, hasta 600Ω en auriculares de altas prestaciones. A partir de los 32-64 ohmios, la impedancia comienza a ser demasiado alta para que un dispositivo de audio portátil pueda alimentarlos adecuadamente.

La impedancia de salida de la fuente sonora también es un parámetro a tener muy en cuenta debido a que, si es suficientemente alta, la tensión que le llega a la carga (auriculares) es menor de lo que debería. Idealmente, la impedancia de salida de una fuente de tensión es despreciable en comparación con la carga conectada a ella (ver figura 1).

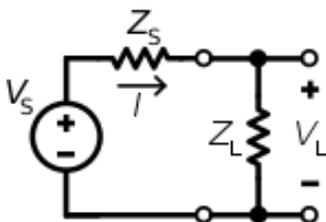


Figura 1 - Circuito equivalente fuente-auriculares

Fuente: Wikipedia [2]

Observando el divisor de tensión resultante, se deduce que la tensión que cae en los auriculares es:

$$V_{LOAD} = V_{SOURCE} \cdot \frac{Z_{LOAD}}{Z_{LOAD} + Z_{SOURCE}} \quad (1)$$

Por esta razón, los auriculares de alta impedancia son menos vulnerables al efecto del divisor de tensión. En presencia de una misma fuente sonora, los auriculares de baja impedancia pueden presentar mayor distorsión que los de alta impedancia. Sin embargo, los auriculares de alta impedancia, como se ha indicado inicialmente, se oponen más al paso de corriente, lo que se traduce en una menor potencia recibida y, por ende, menor nivel de presión sonora (menor volumen percibido).

Es recomendable que la impedancia de salida sea, al menos, 8 veces más pequeña que la carga. El cociente entre la resistencia de la carga y la resistencia de salida de la fuente se conoce como factor de amortiguamiento (*Damping Factor, DF*).

$$DF = \frac{Z_{LOAD}}{Z_{SOURCE}} > 8 \quad (2)$$

Un factor de damping bajo supone que la tensión entregada a la carga dependa excesivamente de la impedancia de salida de la fuente, la cual puede variar con la frecuencia, propiciado así la aparición de distorsiones y otros efectos indeseados.

Debido a la naturaleza de los auriculares (un cable bobinado en torno a un imán), la impedancia no es simplemente una resistencia, sino que tiene comportamientos capacitivos e inductivos. Por esta razón, su impedancia también depende de la frecuencia. No obstante, los fabricantes suelen proporcionar un valor nominal que se corresponde con su impedancia a frecuencias medias (1kHz) que, además, suele aproximarse a su valor resistivo. La siguiente gráfica muestra la impedancia de los auriculares Sennheiser HD25-1 (impedancia: 70Ω).

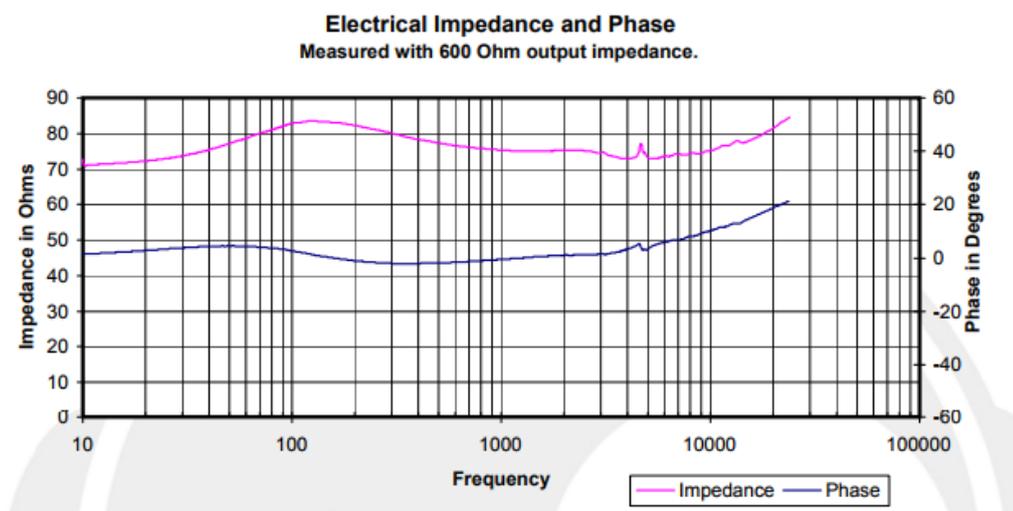


Figura 2 - Variación de la impedancia con la frecuencia (Sennheiser HD25-1)

Fuente: Inner Fidelity [3]

A modo de aclaración: desde aquí en adelante, todas las referencias a impedancias de los auriculares se refieren a los valores resistivos proporcionados por los fabricantes, pues son los utilizados en cálculos de potencias.

1.1.2. Respuesta en frecuencia

Al igual que la impedancia varía con la frecuencia, también lo hace la amplitud de la señal emitida (la ganancia, en definitiva). Es decir, debido a la naturaleza de los auriculares, un tono reproducido de 50 Hz puede resultar más atenuado que uno de 2 kHz. Idealmente, los auriculares deben emitir de forma idéntica la señal original. Cuanto más plana sea la respuesta en frecuencia, más fiel será el sonido resultante y menos coloreado estará. Se dice en ese caso que su sonido es cristalino.

La respuesta en frecuencia de los transductores de sonido (ya sean auriculares o altavoces) es un dato muy importante que el fabricante suele proporcionar. Aunque el oído humano solo percibe hasta 20kHz (y con la edad esta frecuencia de corte disminuye), algunos modelos hi-fi presentan un ancho de banda decenas de kHz por encima de ese límite. Gracias a ese margen se pueden evitar posibles comportamientos anómalos y aparición de distorsiones en el límite de la banda.

A continuación se muestra la respuesta en frecuencia de los auriculares Sennheiser HD25-1.

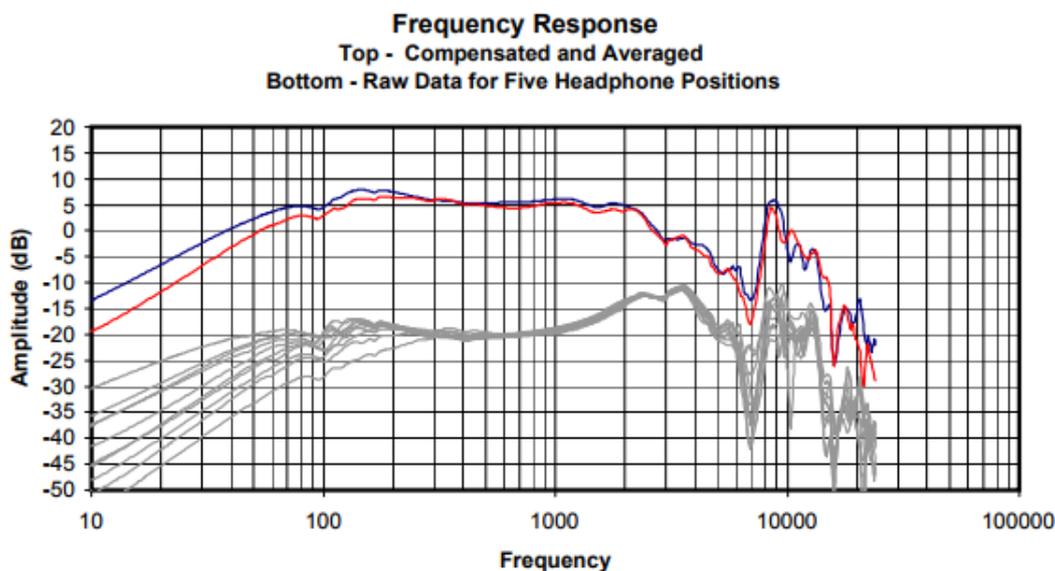


Figura 3 - Respuesta en frecuencia (Sennheiser HD25-1)

Fuente: Inner Fidelity [3]

Se puede observar una cierta atenuación a frecuencias bajas y un comportamiento algo inestable a frecuencias altas. De forma global, el comportamiento de estos auriculares se asemeja a un filtro paso banda. La gran mayoría de modelos de auriculares responden de forma muy similar. Algunos modelos presentan menor atenuación en las bajas frecuencias, lo que produce un sonido más grave. Otros presentan una respuesta más plana a todas las frecuencias, lo que proporciona un sonido más brillante y cristalino. Como se ha comentado inicialmente, no existe una respuesta en frecuencia ideal ni tampoco un modelo de auriculares perfecto.

1.1.3. Distorsión

La distorsión es un fenómeno referido a la alteración de una señal respecto a una señal inicial de referencia. Generalmente esta alteración produce un resultado indeseado en la señal resultante, debido a un comportamiento no lineal del sistema en cuestión. Como consecuencia, aparecen armónicos no deseados y ruido. Existen distintos tipos de distorsión según su naturaleza y origen.

La distorsión armónica total, conocida como **THD** (*Total Harmonic Distortion*), es un parámetro que relaciona la suma de potencias de todos los armónicos no fundamentales con la potencia del armónico fundamental.

$$THD = \frac{\sum P_{ARMONICOS}}{P_{FUNDAMENTAL}} = \frac{\sum (P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N)}{P_0} \quad (3)$$

Es un parámetro utilizado muy frecuentemente en el campo de la electrónica de potencia. En el caso de los auriculares, la distorsión armónica suele referenciarse a uno o varios tonos. Es decir, se cuantifica la potencia consumida a ciertas frecuencias. Debido a que es un proceso tedioso, se suelen medir sólo los primeros tonos (por ejemplo hasta el quinto).

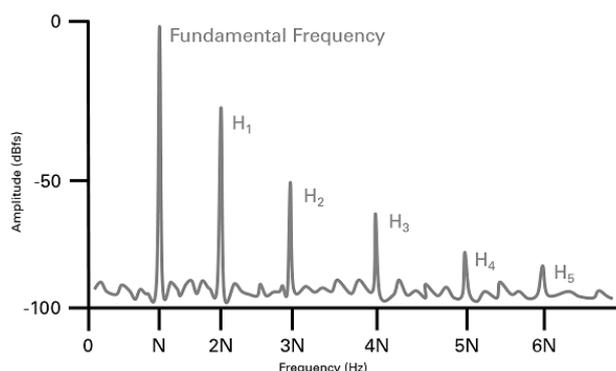


Figura 4 - Armónicos fundamentales de una señal

Fuente: PSAudio [4]

La distorsión armónica total de unos auriculares siempre debe estar por debajo del 1%. Sin embargo, en el ámbito del audio no es una medida normalizada y por tanto difícilmente comparable (en ocasiones el fabricante ni siquiera especifica el tono con el que se corresponde la THD). Un ejemplo de THD correctamente especificada es:

THD (5º orden) menos del 0.01%, 1 kHz, ganancia unidad. [5]

En ocasiones no sólo se quieren medir los primeros armónicos sino todos los presentes en el espectro de frecuencias audibles. Esto es lo que se denomina **THD+N** (*Total Harmonic Distortion + Noise*). Esta medida es bastante más precisa y útil, puesto que los armónicos más lejanos son los que se aprecian en forma de ruido. [6]

Un fenómeno relacionado con la THD y que se produce también por efectos no-lineales es la distorsión de intermodulación o **IMD** (*Inter-Modulation Distortion*). A diferencia de la THD,

este tipo de distorsión no aparece a frecuencias armónicas (2f, 3f, 4f...) sino que se trata de frecuencias de tipo $2f_1-f_2$, f_1+f_2 , $2f_1+f_2$, etc.

La medición de la IMD es útil cuando se quieren medir componentes de más de 10 kHz. Esto se debe a que los armónicos de una componente fundamental de más de 10 kHz quedan fuera de la banda de frecuencias audibles, y por tanto el resultado de la THD (o THD+N) en ese caso es nulo. Para ello, se realiza la medición de la IMD, que consiste en introducir una señal de dos tonos puros. Idealmente a la salida del dispositivo testeado aparecerá una señal de dos tonos puros. No obstante, debido a la THD aparecerán tonos múltiplos de los fundamentales, y debido a la IMD aparecerán tonos como resultado de las combinaciones anteriormente citadas. [7] La siguiente figura ilustra este comportamiento:

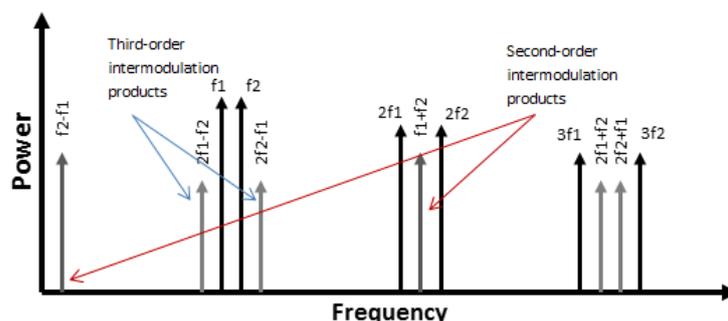


Figura 5 - Componentes armónicas y de intermodulación de dos tonos puros

Fuente: Texas Instruments [8]

A nivel musical, la presencia de IMD resulta mucho más desagradable para el oído. Mientras la THD es una distorsión musicalmente tolerable, la IMD es una distorsión discordante y ruda, ya que no aparece a frecuencias armónicas.

1.1.4. Sensibilidad

La sensibilidad de unos auriculares se define como su capacidad para transformar la potencia recibida en sonido audible (nivel de presión sonora o SPL). Consecuentemente, para una misma potencia entregada, unos auriculares con mayor sensibilidad sonarán “más alto”.

Una sensibilidad excesivamente alta puede dar como resultado distorsión y otros fenómenos indeseados. No obstante, debido a los avances en los materiales empleados, una alta sensibilidad no está necesariamente reñida con una baja distorsión.

Para medir la sensibilidad de unos auriculares, se aplica 1 mW de potencia y se mide el nivel de presión sonora en un modelo craneal de prueba con micrófonos incorporados. Así, la medida resultante se expresa en $\text{dB}_{\text{SPL}}/\text{mW}$, lo cual puede resultar confuso, ya que si unos auriculares tienen $100 \text{ dB}_{\text{SPL}}/\text{mW}$ no implica que aplicándoles 2mW el nivel de presión sonora resultante sea de $200 \text{ dB}_{\text{SPL}}$. La razón es que el nivel de presión sonora es una medida logarítmica:

$$\Delta \text{dB}_{\text{SPL}} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) = 10 \cdot \log(2) = 3.0102 \quad (4)$$

Es decir, cada vez que se duplica la potencia, aumentan $3 \text{ dB}_{\text{SPL}}$.

Los valores típicos de sensibilidad se encuentran entre $90 \text{ dB}_{\text{SPL}}/\text{mW}$ y $110 \text{ dB}_{\text{SPL}}/\text{mW}$. [9]

La siguiente gráfica muestra el nivel de presión sonora en función de la potencia suministrada a los auriculares, para distintas sensibilidades. Para una mejor visualización, el eje de abscisas (potencia) es logarítmico (con base 2).

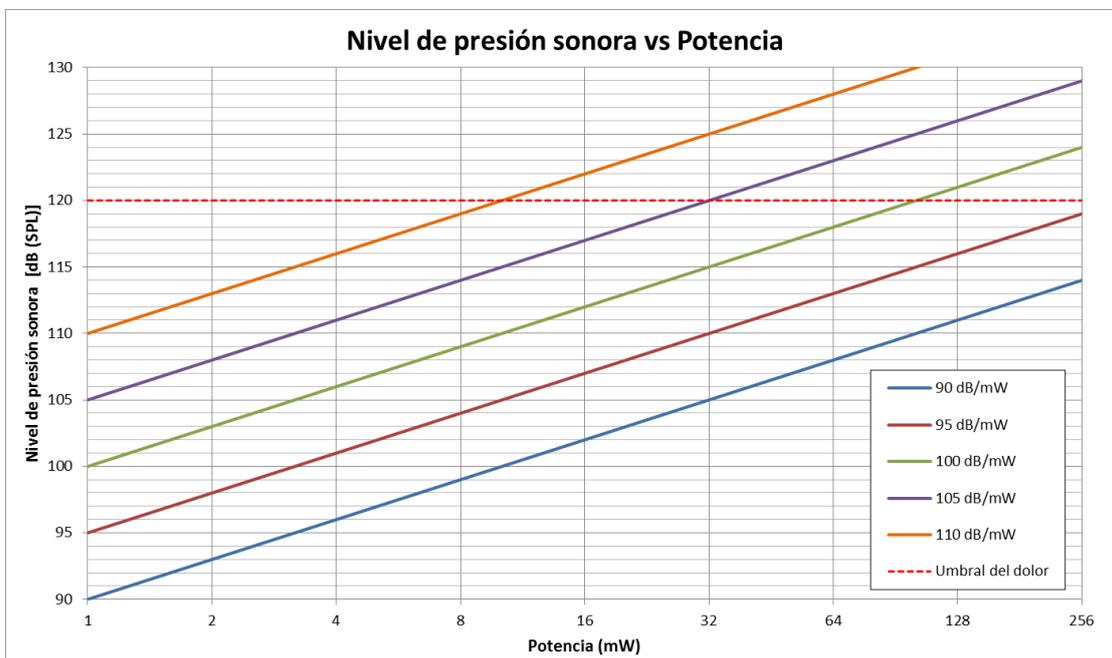


Figura 6 - Gráfica: Nivel de presión sonora frente a la potencia, para distintas sensibilidades

A modo de referencia, se adjunta la siguiente tabla con algunos ejemplos cotidianos y el nivel de presión sonora que el oído humano percibe en dichas situaciones.

SPL-dB	Ejemplo	SPL-dB	Ejemplo
140	Daños irreparables	70	Niños jugando
130	Avión despegando	60	Conversación corriente
120	Umbral de dolor	50	Música de ascensor
110	Umbral de confort	40	Ambiente en casa
100	Motocicleta	30	Ambiente de estudio
90	Umbral de nivel saludable	20	Caída de una hoja
80	Ambiente de una fábrica	10	Aleteo de mariposa
		0	Umbral de audición

Tabla 1 - Equivalentes de presión sonora

Fuente: RaneNote100 [9]

1.2. AURICULARES COMERCIALES

A continuación se presentan algunos modelos de auriculares y sus principales características, entre las que se encuentran los parámetros anteriormente citados. Se han escogido varios modelos de la marca Sennheiser debido a su alto prestigio en los dispositivos de audio hi-fi.

- **Sennheiser HD 439**

Fabricación: Circumaural cerrado

Impedancia: 24 Ω

Respuesta en frecuencia: 17 -22500 Hz

THD: <0.1% (1kHz, 1Vrms)

Sensibilidad: 112 dB (1kHz, 1Vrms)

Fuente: Studio 22 [10]



Figura 7 - Sennheiser HD 439

- **Sennheiser HD 599**

Fabricación: Supraaural cerrado

Impedancia: 150 Ω

Respuesta en frecuencia: 10 - 41000 Hz

THD+N: <0.04% (1kHz, 100dB)

Sensibilidad: 104 dB (1kHz, 1Vrms)

Fuente: Sennheiser [11]



Figura 8 - Sennheiser HD 599

- **Sennheiser HD 660 S**

Fabricación: Circumaural abierto

Impedancia: 150 Ω

Respuesta en frecuencia: 10 - 41000 Hz

THD+N: <0.04% (1kHz, 100dB)

Sensibilidad: 104 dB (1kHz, 1Vrms)

Fuente: Sennheiser [12]



Figura 9 - Sennheiser HD 660 S

1.3. MOTIVACIÓN PARA EL USO DE AMPLIFICADOR DE AURICULARES

Cuando la fuente sonora es un dispositivo portátil (tablet, smartphone o similar) y los auriculares empleados son de alta impedancia, el nivel de presión sonora que percibe el usuario puede estar muy por debajo de lo recomendable, de modo que “suenen muy bajo”.

Como ejemplo: se dispone de unos auriculares con una sensibilidad de 105 dB_{SPL}/mW. Para obtener un nivel de presión sonora máximo de 120 dB_{SPL} (umbral del dolor), la potencia que se debe aplicar es:

$$P = 2^{\left(\frac{120-105}{3}\right)} mW = 2^5 mW = 32 mW \quad (5)$$

(Dicho valor se puede extraer también mediante la gráfica anterior).

Si los auriculares son de 300 Ω, la tensión necesaria para poder obtener esa potencia es:

$$V = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{32 mW \cdot 300 \Omega} = 3.09 V_{RMS} \quad (6)$$

Para un dispositivo de audio portátil, cuya alimentación ronda los 3-5 V, aportar una tensión a la salida de 3 V es técnicamente imposible (los valores de tensión que suelen entregar a la salida rondan los 0.5V-1V). En casos como este, es necesario el uso de un amplificador de auriculares, capaz de aportar una tensión a la salida suficiente para que el nivel de presión sonora sea adecuado.

1.4. AMPLIFICADORES DE AURICULARES COMERCIALES

En la actualidad, una gran cantidad de fabricantes cuentan con amplificadores de auriculares, con todo tipo de prestaciones para abastecer la demanda. Entre los fabricantes más destacados se encuentran Sennheiser y SPL, con amplificadores de muy altas prestaciones, Lake People, de gama media-alta, y ART, con productos de gama media-baja. Otros fabricantes de renombre como Behringer, Audio Technica, M-Audio y Presonus también fabrican este tipo de amplificadores.

A continuación se muestran algunos modelos comerciales de amplificadores:

- **Audio Technica ATT-HA21**

Este modelo dispone de entrada stereo vía RCA y 2 salidas para auriculares. También tiene una salida RCA, lo que permite conectarlo a la entrada de otro equipo de sonido. Cuenta con un encoder rotatorio para el control de volumen. Su alimentación es de 15 V.



Figura 10 - Audio Technica ATT-HA21

Fuente: Audio Technica Web [13]

En sus especificaciones técnicas se pueden encontrar algunos de los parámetros ya comentados anteriormente:

- **Maximum output: 300mW +300 mW**
- **Frequency response: 10 ~ 100 kHz (-3dB)**
Los decibelios marcan la máxima diferencia de ganancia que existe en ese rango.
- **Total Harmonic Distortion (THD): 0.0008% or less (32Ω)**
- **SIGNAL-TO-NOISE RATIO: 108dB or more (JIS-A)**
Este parámetro indica la relación que hay entre el ruido y la señal amplificada (normalmente por encima de los 100dB).
- Power Requirements: DC 15V 1.2A
- Dimensions: H44 × W105 × D142mm
- Weight: 465g [13]

- **Grado RA1**

Este amplificador presenta una apariencia más DIY (*Do It Yourself*). Sin embargo, tiene un buen acabado y su sonido es muy apreciado en la comunidad audiófila.



Figura 11 - Grado RA-1

Fuente: GradoLabs [14]

Su circuito es realmente sencillo y comparte semejanzas con el implementado en el presente proyecto. A continuación se muestra el esquemático de uno de sus canales:

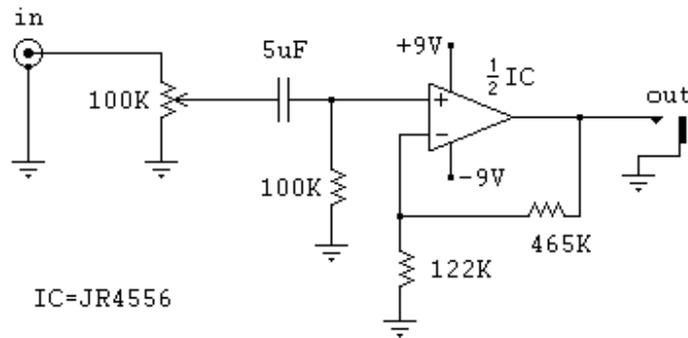


Figura 12 - Circuito del amplificador Grado RA1

Fuente: Head-Fi [15]

- **Denon's DA-300USB**

Este modelo fabricado por Denon, de alta gama, además de ser un amplificador incluye también un DAC, que permite conectarlo a un ordenador mediante USB. Este tipo de dispositivos se usan frecuentemente en pequeños estudios de grabación, reemplazando así las tarjetas de sonido de los ordenadores, cuyas prestaciones son realmente pobres.



Figura 13 - Denon's DA-300USB

Fuente: Denon Web [16]

Como se puede observar en la imagen, además de una salida para auriculares y otra auxiliar RCA, dispone de dos salidas ópticas (utilizadas generalmente en equipos decodificadores y televisores) y una coaxial (reproductores de CD), lo que resulta en un precio elevado. [16]

CAPÍTULO 2

DEFINICIÓN DE LAS ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA

2.1. ELECCIÓN DEL AMPLIFICADOR

La elección del tipo de amplificador que se va a utilizar es el primer paso para el diseño del sistema. Un amplificador es un dispositivo capaz de recibir una señal de entrada y aumentar la amplitud de uno o varios de sus parámetros. Existen diversas tecnologías con las que crear un amplificador. Históricamente, los primeros amplificadores estaban formados por válvulas de vacío. Las válvulas fueron los dispositivos que permitieron el desarrollo de la electrónica durante la primera mitad del siglo XX. La linealidad de estos dispositivos es realmente alta, razón por la cual tuvieron un gran peso en los amplificadores de audio durante gran parte del siglo pasado.



Figura 14 - Válvulas de vacío

Fuente: Wikipedia [17]

El sonido de los amplificadores de válvulas se caracteriza por su calidez y su suave distorsión. No obstante, su bajo rendimiento, la gran envergadura de dichos dispositivos y el desarrollo del transistor fueron motivos suficientes para que pasasen a un segundo plano.

En la actualidad, las válvulas se utilizan en casos muy particulares en los que su uso resulta favorable (por ejemplo en sistemas de radiofrecuencia y en los microondas). En el ámbito del audio, los amplificadores de válvulas son utilizados por músicos y técnicos que requieren de su sonido característico.

Exceptuando los casos anteriores, hoy en día la inmensa mayoría de amplificadores que se integran en los dispositivos están apoyados en circuitos integrados (que a su vez están formados principalmente por transistores). Existen distintas clases de amplificadores dependiendo de su configuración:

- **Clase A:**

Son los más lineales pero los menos eficientes. Presentan una distorsión bajísima y por ello sólo se emplean en equipos de alta gama. La topología de estos amplificadores es realmente sencilla: se trata de una configuración en emisor común. Esta configuración permite conseguir ganancias realmente altas con una buena linealidad. Este tipo de amplificador se conoce también como amplificador de pequeña señal.

Sin embargo, esta configuración presenta una gran desventaja: ante una señal de entrada nula, los amplificadores clase A siguen consumiendo energía, lo cual eleva la temperatura del dispositivo. Consecuentemente, los amplificadores de clase A suelen ser muy pesados y voluminosos (requieren una buena refrigeración). [18]

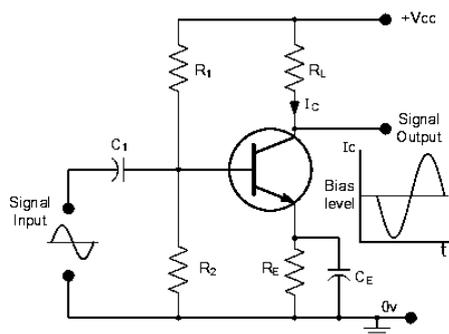


Figura 15 - Topología de amplificador clase A

Fuente: Electronic Tutorials [18]

- **Clase B:**

Presentan un mejor rendimiento que los de clase A, a costa de una pérdida de calidad de la señal. Esta configuración presenta dos transistores complementarios: uno de tipo NPN y otro PNP. El primero es el encargado de amplificar los ciclos positivos de la señal de entrada, mientras que el segundo se encarga de hacerlo para los ciclos negativos.

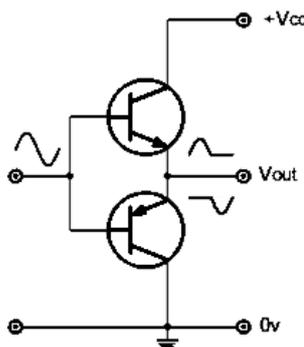


Figura 16 - Topología de amplificador clase B

Fuente: Electronic Tutorials [19]

Ante entradas de pequeña amplitud, aparece distorsión de cruce por cero (ver Figura 17) debido a que los transistores no pueden entrar en zona activa. Por esta razón no suelen emplearse en aplicaciones de audio. [19]

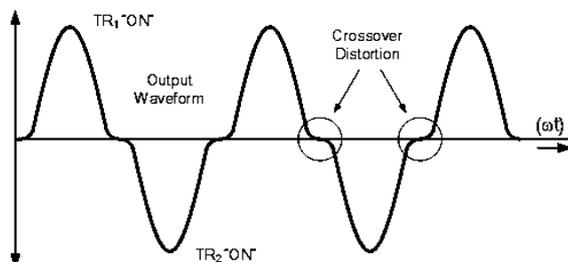


Figura 17 - Distorsión de cruce por cero

Fuente: Electronic Tutorials [20]

- **Clase AB:**

Combina el comportamiento de los de clase A y los de clase B. Ante señales de entrada grandes se comporta como los de clase B, y ante entradas de bajo nivel se comporta como los de clase A.

Un amplificador de clase AB se puede conseguir a partir de la configuración de un clase B. En este caso se aplica cierta tensión de polarización mínima para que, ante una señal de entrada nula, los transistores se encuentren en zona activa y no se produzca distorsión. Debido a la buena linealidad que presentan y a su buen rendimiento en comparación con los de clase A, son los más empleados en el mercado. [21]

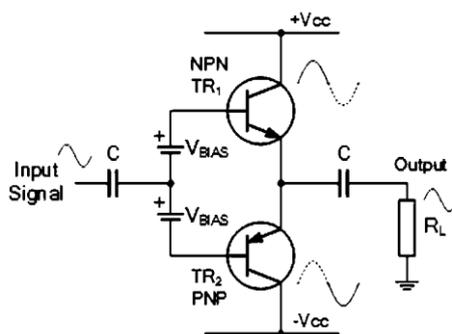


Figura 18 - Topología de amplificador clase AB

Fuente: Electronic Tutorials [21]

- **Clase C:**

Esta clase de amplificador se utiliza exclusivamente en el ámbito RF (radio-frecuencia). A pesar de su alta eficiencia, no se utilizan en aplicaciones de audio debido a su no-linealidad. [22]

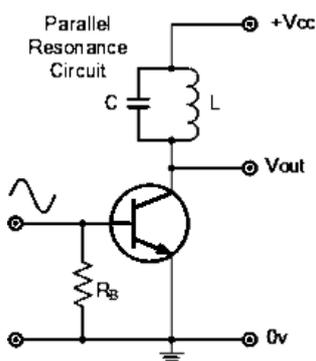


Figura 19 - Topología de amplificador clase C

Fuente: Electronic Tutorials [22]

La mayor amplificación se produce a la frecuencia de resonancia, cuya expresión es la siguiente:

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (7)$$

- **Clase D:**

Presentan un alto rendimiento energético. Generalmente se apoyan en la modulación por ancho de pulso para amplificar la señal de entrada. La señal de entrada se modula con una señal triangular de alta frecuencia, consiguiendo así la PWM. Dicha PWM es la encargada de activar y desactivar los transistores (MOSFETS, generalmente). Por último se filtra la señal, recuperando así la señal inicial de audio. Dado que los transistores de salida nunca conducen al mismo tiempo, la eficiencia es muy elevada (hasta el 90% en algunos casos).

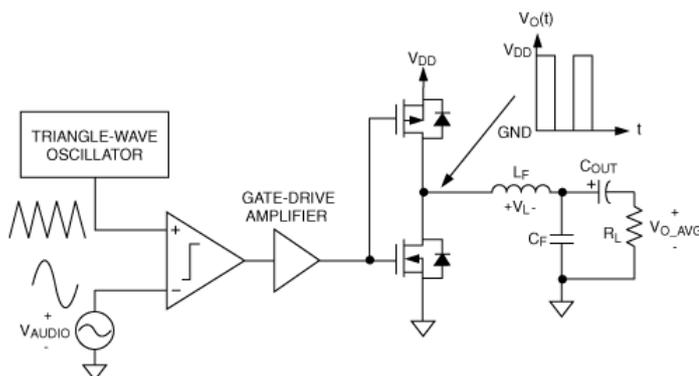


Figura 20 - Topología de amplificador clase D

Fuente: Wikipedia [23]

Aunque originalmente este tipo de amplificadores no se empleaban en aplicaciones de audio, en los últimos años se ha conseguido una linealidad muy próxima a los de clase A y AB. [24]

Analizando todas las posibles configuraciones y teniendo como objetivo una alta calidad (linealidad) de la señal de salida y un rendimiento óptimo, el amplificador de clase AB es el más indicado para este proyecto.

El amplificador de clase AB implementado en este proyecto se obtiene mediante el uso de amplificadores operacionales. En la actualidad existen amplificadores operacionales de propósito general cuyas prestaciones pueden satisfacer en mayor o menor medida aplicaciones de audio. Sin embargo, dado que la motivación de este proyecto es la implementación de un amplificador de alta calidad, es necesario el uso de un amplificador operacional de propósito especial. Así pues, el componente escogido ha de cumplir ciertas exigencias en cuanto a ruido, distorsión y tensión de alimentación.

El amplificador operacional elegido para este proyecto es el NJM4556-AV. Comparando algunas de sus principales características con otros conocidos amplificadores operacionales de propósito general como el TL082 y el UA741, se puede observar que el de propósito especial es notablemente superior en prestaciones.

Modelo	NJM4556AV	TL082	UA741
Ruido (typ.) (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	10	18	23
THD [1kHz] (%)	<0.001	0.003	0.06

Tabla 2 - Comparativa de amplificadores operacionales

Observando algunas gráficas en las hojas de características se puede advertir por ejemplo que, respecto al ruido de entrada, el NJM presenta una curva mucho más favorable que en el caso del TL-082.

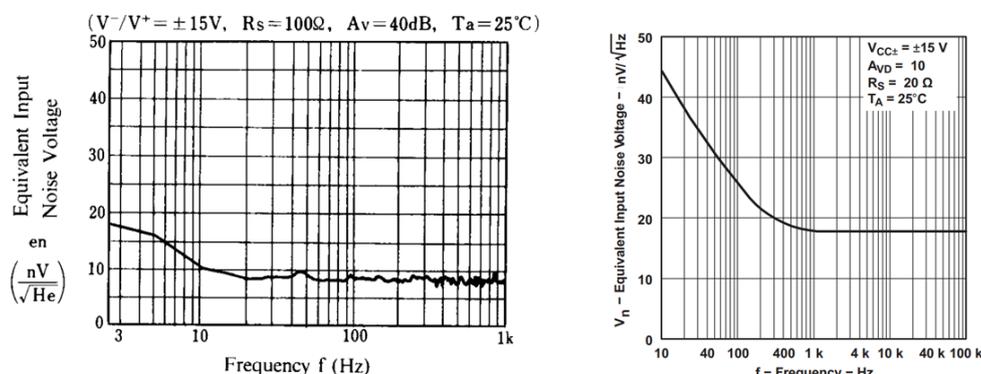


Figura 21 - Ruido equivalente de entrada en NJM4556AV (izquierda) y TL-082 (derecha)

Fuente: NJM4556AV y TL-082 (Datasheets) [25] [26]

Se han adjuntado en los anexos las hojas de características del NJM4556.

2.2. ELECCIÓN DEL MÉTODO DE CONTROL

Una vez se ha definido el tipo de amplificación a implementar en el sistema, el siguiente paso es elegir el modo de controlar los parámetros del bloque amplificador. Existen distintos métodos de control, basados en tecnologías muy distintas, entre los cuales se ha de elegir el más óptimo y que más satisface las necesidades del sistema.

- **Control mediante circuito analógico:**

El control del amplificador mediante un circuito analógico es una opción robusta y perfectamente válida. Sin embargo, es una alternativa poco flexible respecto a sus funcionalidades. Es decir, tiene un margen ínfimo de “re-programabilidad”.

- **Control por microprocesador:**

El uso de microprocesadores en labores de control está ampliamente extendido debido a su versatilidad y potencia de cálculo. Existe una enorme cantidad de fabricantes de microprocesadores con numerosos modelos destinados a diferentes tareas.

En el ámbito de los proyectos de electrónica, los **microcontroladores PIC** son muy utilizados. Sus siglas se corresponden con *Peripheral Interface Controller* (controlador de interfaz periférico). Son una familia de microcontroladores tipo RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) fabricados por Microchip Technology Inc. y derivados del PIC1650, originalmente desarrollado por la división de microelectrónica de General Instruments. Se trata de sistemas formados por un microprocesador, memorias Flash y ROM, conversores ADC y DAC, temporizadores, puertos de entrada y salida, y otros periféricos. Sus características hacen que sea un sistema muy utilizado en proyectos de electrónica. [27]

Otra familia de controladores muy extendida en el terreno de la electrónica es **Arduino**. Arduino es una plataforma de hardware libre, apoyada mayoritariamente en una tarjeta microcontroladora y un entorno de desarrollo propio (IDE) de código abierto. Su principal ca-

racterística es su bajo precio y versatilidad, resultando muy útil para proyectos sencillos pero también en proyectos de cierta complejidad.

El núcleo de las tarjetas Arduino es, por lo general, un microprocesador de la familia Atmel AVR. No obstante, en los últimos años se han desarrollado placas Arduino con microprocesadores ARM de 32 bits, cuya potencia es notablemente superior.

Existen múltiples placas de desarrollo Arduino según el microcontrolador empleado, lo que determina la cantidad de puertos GPIO disponibles, número de convertidores DAC y ADC, tamaño de memoria, etc. Dependiendo de los requisitos y funcionalidades que precise un sistema, será más óptimo usar un modelo u otro de placa de desarrollo.

El uso de Arduino de forma tan extendida en el ámbito de los proyectos de electrónica se debe en gran parte a su intuitiva programación, a su bajo coste y también a la enorme cantidad de recursos que se encuentran en internet. Por esta razón se ha elegido la plataforma Arduino en lugar de un microcontrolador de la familia PIC.

Es importante recalcar que, aunque se hace uso de un microprocesador, el amplificador es puramente analógico, ya que la señal de audio en ningún momento es digitalizada. El uso del DSP (*Digital Signal Processor*) se circunscribe únicamente al control de las variables del amplificador (volumen y balance, principalmente).

- **FPGAs:**

Una FPGA o matriz de puertas programables (*Field Programmable Gate Array*) es un dispositivo con una arquitectura muy diferente a la de los microprocesadores. Las FPGAs son dispositivos totalmente programables que, mediante lenguajes de descripción hardware (HDL), permiten diseñar desde circuitos lógicos sencillos hasta complejos chips (pueden incluso sintetizar microprocesadores en su interior).

La gran diferencia entre una FPGA y un microprocesador es que la primera puede realizar múltiples operaciones simultáneas en tiempo real (se comporta como un circuito hardware), mientras que un microprocesador realiza tareas de forma secuencial. Por esta razón, el uso de FPGAs para el tratamiento de señales está cada vez más extendido.

La programación de FPGAs, sin embargo, puede ser una ardua tarea, ya que primero es necesario tener bien definido un circuito lógico del sistema completo y que sea sintetizable.

2.2.1. Arduino Uno (especificaciones)

Para el presente proyecto, se utiliza la placa Arduino Uno, una de las más empleadas en la comunidad Arduino. A continuación se muestran sus principales especificaciones:

- Microcontrolador: ATmega328.
- Voltaje de entrada: 7-12V.
- 14 pines digitales de I/O (6 salidas PWM).
- 6 entradas analógicas.
- Memoria Flash: 32 Kb.
- Reloj: 16MHz. [28]

2.3. ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA

Funcionalidades del sistema:

- Control de volumen
- Control de balance
- 1 entrada y 1 salida (Jack 3.5mm)
- Compatibilidad con control remoto

Especificaciones técnicas (deseadas):

Las especificaciones que se esperan obtener son:

ALIMENTACIÓN:	$\pm 9V$
SIGNAL-TO-NOISE-RATIO:	$>100dB$
RESPUESTA EN FRECUENCIA:	40Hz-200kHz
THD:	$< 1\%$
POTENCIA:	$>100 \text{ mW (} 150 \Omega \text{)}$

2.4. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA

Este proyecto presenta dos partes fundamentales bien diferenciadas:

- 1- El bloque de hardware, donde se ubica el circuito amplificador, el encoder de volumen, los pulsadores para el control balance y todos los componentes discretos necesarios. El circuito resultante ha sido diseñado e implementado en una PCB.
- 2- El bloque de software, compuesto por el microcontrolador, en este caso Arduino, y el código correspondiente que se encarga de controlar todas las funciones/parámetros del amplificador, anteriormente descritas.

A continuación se muestra el diagrama de bloques simplificado del sistema:

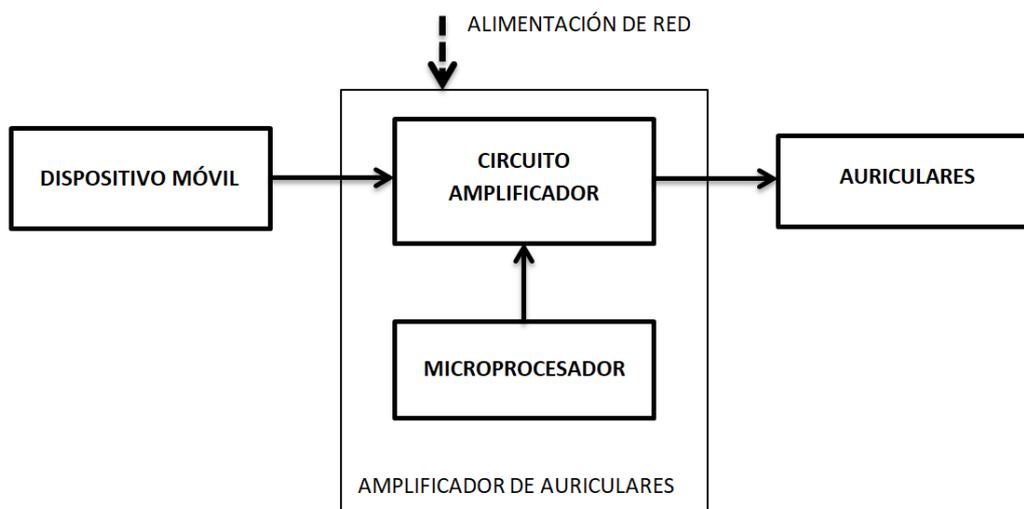


Figura 22 - Diagrama de bloques simplificado del sistema

El circuito analógico amplificador consta de 2 canales, por lo que puede reproducir música en estéreo. Ambos canales están controlados de forma indirecta por la tarjeta Arduino. Los amplificadores operacionales se realimentan con resistencias dependientes de luz, la cual será emitida por LEDs encendidos a una frecuencia determinada por software. Los pulsadores y el encoder rotatorio son los encargados de modificar las variables de balance y volumen, las cuales a su vez son las responsables de la modulación de los LED.

La tarjeta Arduino también tiene el control sobre el circuito de protección, constituido por un relé DPDT (*Double Pole Double Throw*) que se encarga de proteger los auriculares ante sobretensiones transitorias en el arranque.

El sistema también dispone de la información sobre la energía de la onda sonora (RMS), pudiendo avisar en caso de distorsión de la onda al llegar al límite de amplificación, fenómeno conocido como *clipping*.

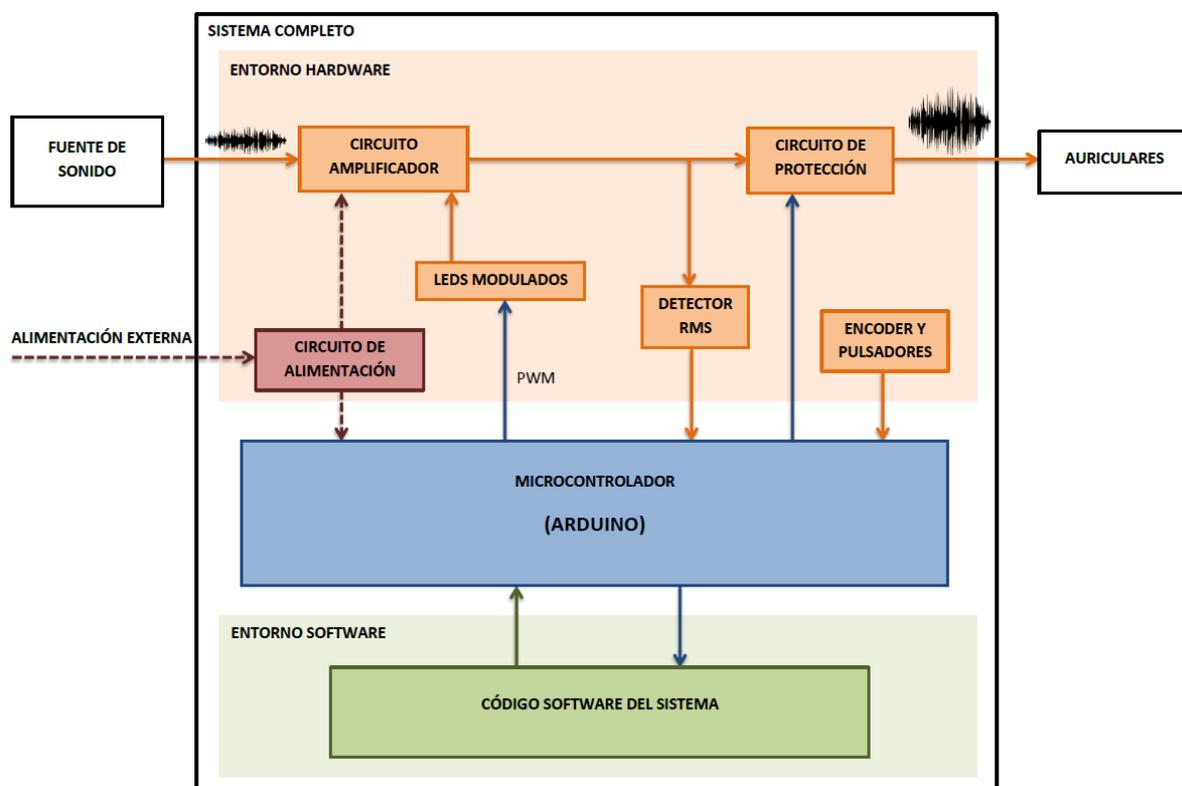


Figura 23 - Diagrama de bloques detallado del sistema

CAPÍTULO 3

BLOQUE HARDWARE

3.1. CIRCUITO AMPLIFICADOR

El bloque hardware tiene como núcleo el circuito amplificador. Este consta de 2 operacionales (ambos se encuentran en el encapsulado del NJM4556AV-TE1) conectados en serie. El primero de ellos se encuentra en **configuración no-inversora**, y es el que realiza la función de amplificación. El segundo es un buffer de tensión, cuya finalidad es impedir que el circuito aguas abajo cargue al amplificador inversor y viceversa. A continuación se muestra el esquemático:

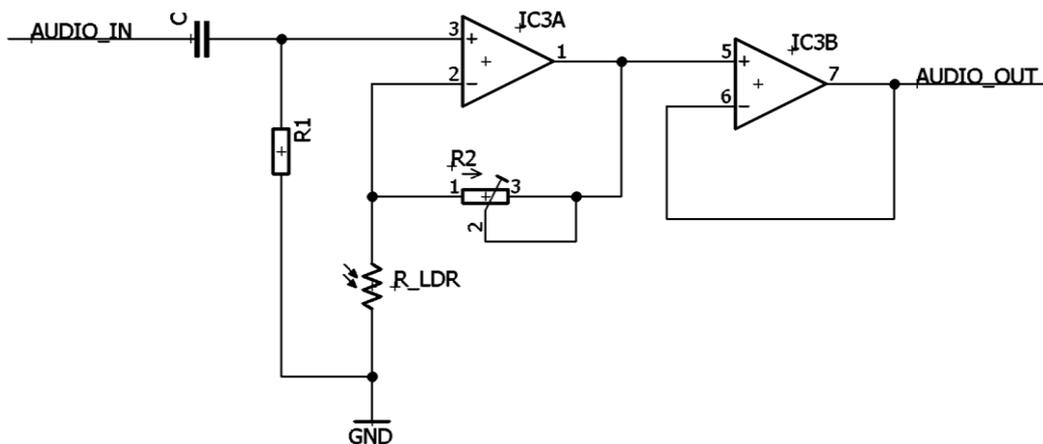


Figura 24 - Circuito amplificador propuesto

El condensador C se encarga de desacoplar la señal de audio (no interesa la presencia de cualquier tipo de offset). El valor de este condensador es $4.7 \mu\text{F}$. La resistencia dependiente de luz (LDR) es la responsable de recibir la información enviada por el microprocesador (a través de los LED) y alterar la ganancia del circuito amplificador. El potenciómetro multi-vuelta es el encargado de ajustar el rango de ganancia que se desea para el amplificador. Su valor máximo es $50 \text{ K}\Omega$.

3.1.1. Análisis de la ganancia del circuito

La función de transferencia del amplificador en configuración inversora es la siguiente:

$$G = \frac{V_O}{V_i} = \frac{R_{LDR} + R_2}{R_{LDR}} = 1 + \frac{R_2}{R_{LDR}} \left(\frac{V}{V} \right) \quad (8)$$

Donde $R_2 = 0 - 50 \text{ k}\Omega$.

$R_{LDR} = 10 - 1 \text{ M}\Omega$ (rango máximo indicado por el fabricante).

Fijando el potenciómetro a un valor, la resistencia dependiente de luz (LDR) es la que determina la ganancia del sistema. Considerando que una LDR disminuye su resistencia a medida que recibe más luz:

$$\uparrow \text{Luz} \rightarrow \downarrow R_{LDR} \rightarrow \uparrow G$$

Sin embargo, la sensibilidad de la LDR no es lineal, es decir, un incremento en la luminosidad no se ve reflejado de forma proporcional en su resistencia. La figura 25 muestra el comportamiento típico de su resistencia frente a la luminosidad.

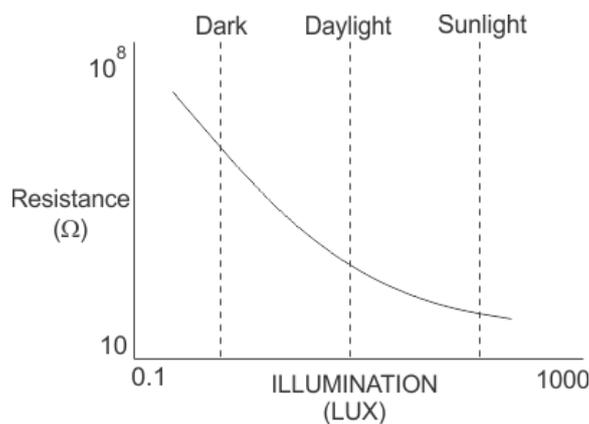


Figura 25 - Resistencia frente a luminosidad en una LDR

Dado que el fabricante de la LDR no proporciona una fórmula o una gráfica que caracterice su comportamiento, se han realizado medidas experimentales previas para poder estimar los valores de ganancia del sistema. Para ello, se ha empleado la modulación de un LED (mismo método que el utilizado en el sistema propuesto). De esta manera, se han tomado datos de la resistencia variando el ancho de pulso, desde el 0% (máxima oscuridad) y 100% (máxima luminosidad), con un LED rojo. Los resultados se muestran en la figura 26.

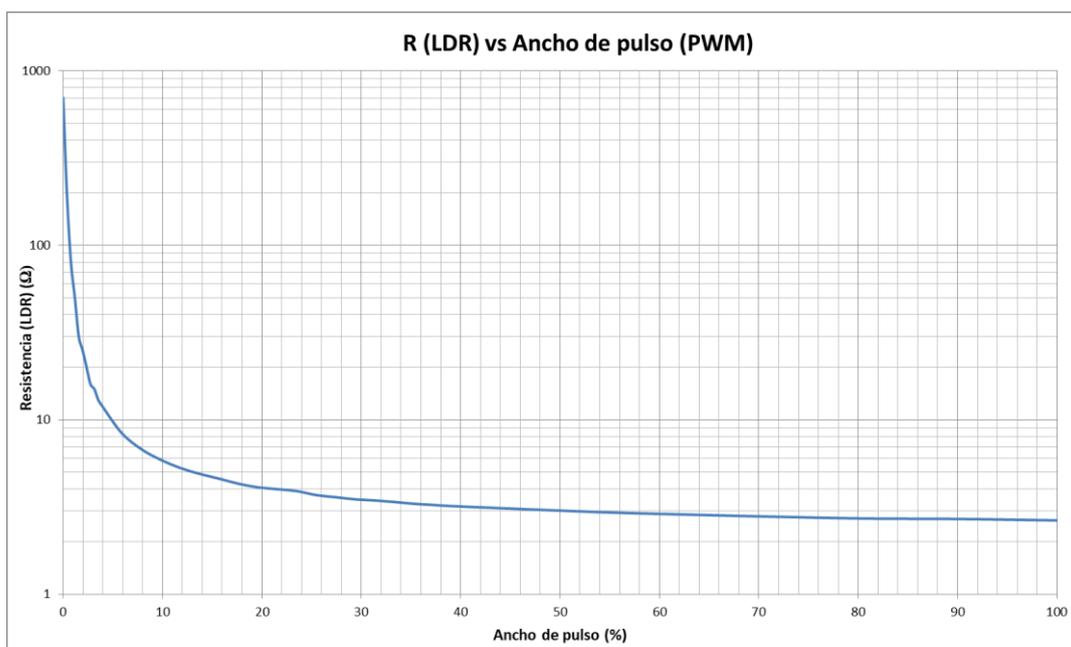


Figura 26 - Gráfica de la Resistencia (LDR) frente al ancho de pulso (PWM)

A continuación se muestra el esquemático final del circuito amplificador, haciendo uso de la huella del NJM4556AV-TE.

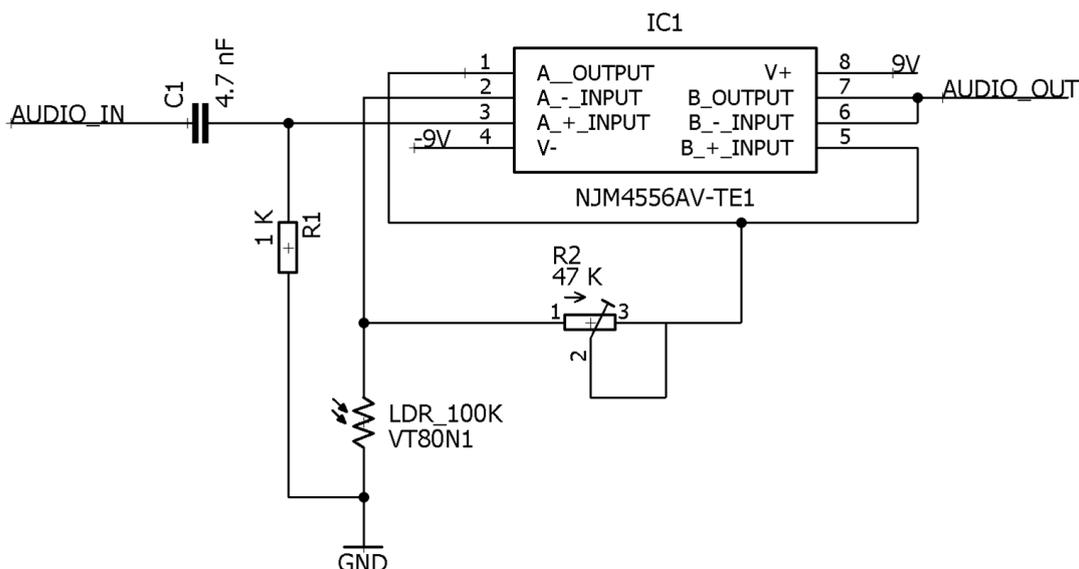


Figura 27 - Circuito amplificador con encapsulado de NJM4556AV

3.2. CIRCUITO DE DISPARO DE LOS LED

Como se ha indicado anteriormente, la ganancia del amplificador depende de la LDR. El valor de esta resistencia viene determinado por la luz emitida por los LED (uno para cada canal) que se encuentran físicamente unidos a las LDR. La cantidad de luz que cada LED emite depende, a su vez, de la tensión entre sus bornes. Para controlar (modular) esta tensión, el microcontrolador emite una PWM, cuyo ancho de pulso está determinado por la variable volumen.

El color del LED influye críticamente en la resistencia variable. Atendiendo a la hoja de características de la LDR, la máxima sensibilidad se obtiene en torno a los 550nm de longitud de onda, la cual corresponde a la luz verde. No obstante, una alta sensibilidad implica que, incluso con muy poca iluminación, la LDR percibe mucha irradiación y consecuentemente la resistencia presenta valores muy bajos. Esto es perjudicial para la ganancia del amplificador, que tiende a valores excesivamente altos a baja iluminación. Por esta razón, cuanto menor sea la sensibilidad de la LDR, mayor es su rango de valores resistivos. Así pues, es conveniente que la longitud de onda del LED se encuentre relativamente alejada del pico espectral de 550nm (sin que la LDR llegue a perder demasiada sensibilidad). La siguiente tabla muestra los mínimos y máximos valores de resistencia y ganancia para distintos colores del LED:

Color del LED	Resistencia Mínima (PWM = 100%)	Resistencia Máxima (PWM = 0%)	Ganancia Mínima ($R_{POT}=50K$)	Ganancia Máxima ($R_{POT}=50K$)
Verde	0.1 K Ω	5 K Ω	20 dB	54 dB
Rojos	2.5 K Ω	190 K Ω	2 dB	26 dB
Azul	0.2 K Ω	10 K Ω	15 dB	48 dB

Tabla 3 - Valores de resistencia y ganancia para distintos colores del LED

Considerando los resultados, los LEDs más apropiados para el sistema son los de color rojo. De esta manera, cuando el LED esté casi apagado, la resistencia de la LDR será muy alta y

cuando esté iluminando al máximo la resistencia será muy baja, proporcionando así un buen rango de ganancia.

Para asegurar que operan con la corriente adecuada, en lugar de alimentar directamente el LED con el microcontrolador, se alimenta el LED a 5V (protegiéndolo con la resistencia correspondiente) y se modula mediante un transistor BJT. El microcontrolador se encarga de poner el transistor en modo de conducción o de corte, modulando así la PWM.

El circuito propuesto es el siguiente:

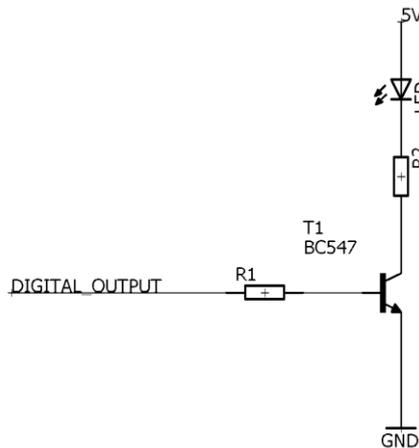


Figura 28 - Circuito de disparo de LEDs

El valor típico de corriente máxima que soporta un LED es 20 mA. Siendo 0.2V la caída entre el colector y el emisor, el valor de la resistencia de protección del diodo viene dado por la siguiente expresión:

$$R = \frac{V_R}{I_D} = \frac{(V_{IN} - V_D - V_T)}{I_D} = \frac{(5V - 2.5V - 0.2V)}{20 \text{ mA}} = 115 \Omega \quad (9)$$

El valor comercial elegido es 100Ω.

3.3. CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN

El circuito empleado para alimentar todo el sistema consta de 2 reguladores de la familia L7YXX. Debido a que la alimentación de los amplificadores operacionales se ha fijado en ±9V, los reguladores empleados son el L7809 (para regular la tensión positiva) y el L7909 (para regular la tensión negativa). Estos componentes se encargan de evitar posibles rizados en la señal y también limitan la tensión a 9V, de modo que si se alimenta a mayor tensión, la energía sobrante se disipa en forma de calor.

Para filtrar el posible rizado a la entrada y salida de los reguladores, se instalan en paralelo condensadores electrolíticos de 100μF y 47μF respectivamente.

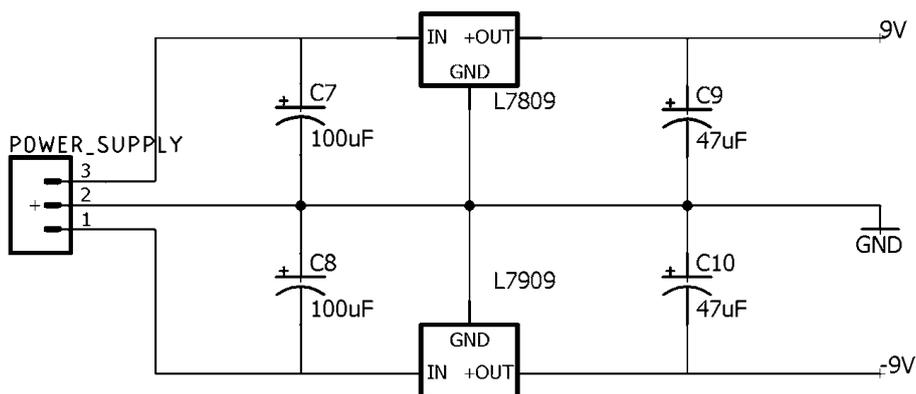


Figura 29 - Circuito de alimentación

Como se observa en el esquemático, la alimentación de entrada requerida debe ser de +9V, GND, -9V. La alimentación bipolar permite la amplificación de los ciclos positivos y negativos de la señal de audio. Durante las pruebas experimentales, esta alimentación procede de una fuente de alimentación.

3.4. CIRCUITO DE PROTECCIÓN

La función del circuito de protección es evitar que los transitorios al encender el sistema puedan provocar 'clicks' o 'pops' peligrosos para los auriculares. Por esta razón, al encender el sistema, el micro-controlador no activa el relé DPDT hasta que los posibles transitorios de alimentación han cesado.

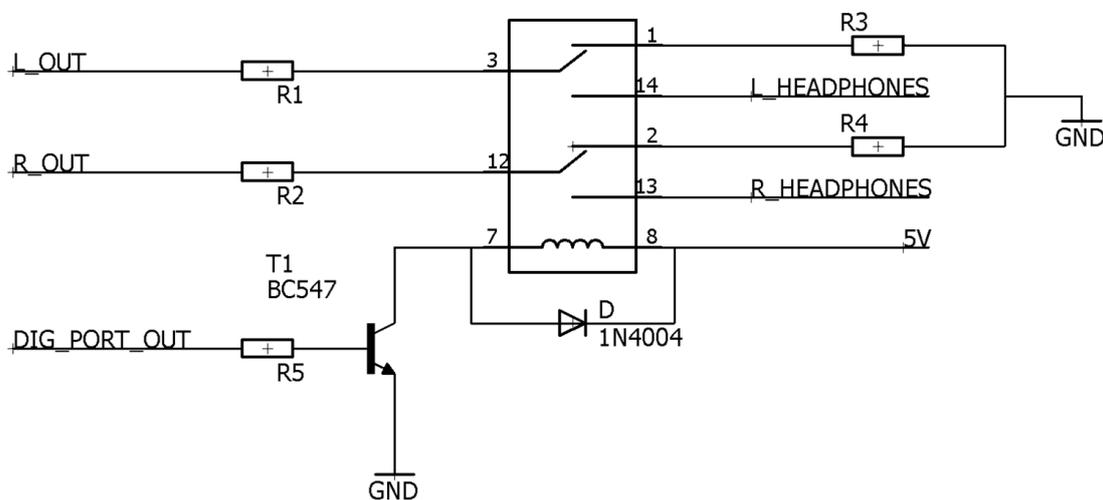


Figura 30 - Circuito de protección

Las resistencias R1 y R2 son resistencias de baja impedancia (4.7Ω) cuya función es proteger los auriculares de posibles cortocircuitos. Al introducir el conector Jack pueden producirse contactos no deseados. Estas resistencias evitan esos posibles cortocircuitos.

Por otra parte, en paralelo con el relé, se conecta un diodo de protección, generalmente llamado diodo de descarga o rodada libre. La función de este componente es proteger al transistor T1 de sobretensiones.

Cuando el pin digital pasa de estado 1 a 0, el transistor BJT deja de permitir el paso de corriente desde el colector al emisor, de modo que la corriente por el relé pasa a ser 0 repentinamente. Como es sabido, las inductancias no admiten cambios bruscos de corriente. Dada su ecuación característica:

$$u_L = -L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (10)$$

Al producirse un descenso repentino de la corriente, el inductor genera una elevada tensión (fuerza electromotriz). Es esta sobretensión la que pone en riesgo el funcionamiento del transistor, muy probablemente quemándolo.

Al introducir el diodo de protección, el riesgo de quemar el transistor desaparece. Cuando el transistor está conduciendo, la presencia del diodo no afecta al funcionamiento normal de la bobina, que activa el relé. En cambio, cuando el transistor deja de conducir y la corriente se corta entre el colector y el emisor, el diodo entra en funcionamiento, cerrando el circuito con la bobina, de modo que la corriente se disipa progresivamente en la resistencia del diodo.

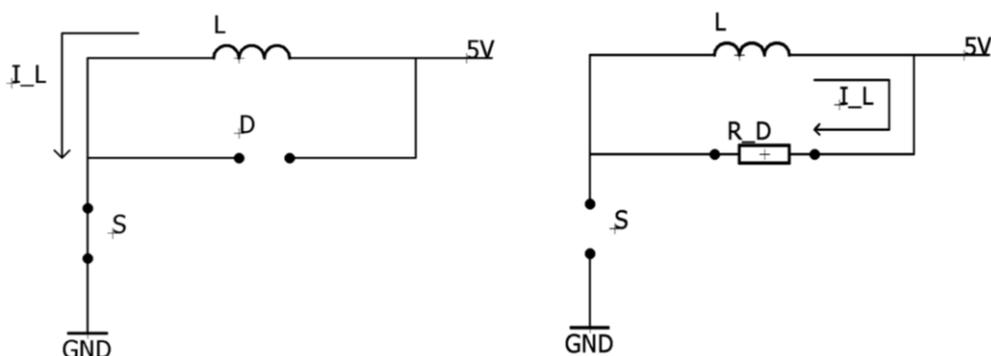


Figura 31 - Circuitos equivalentes en modo de conducción y de corte

3.5. CIRCUITO DE DETECCIÓN DE RMS

Con el objetivo de conocer el nivel de la señal de audio en tiempo real, se implementa un sencillo circuito de instrumentación para que el microcontrolador pueda leer adecuadamente el nivel de señal de audio a la salida del circuito de amplificación.

Puesto que las entradas analógicas de Arduino solo leen de 0 a 5 V, se debe tratar la señal de audio para que se encuentre en ese rango en el momento de la lectura.

Una vez la señal se encuentra entre 0 y 5 V, mediante software se estima el valor RMS de la señal. Este proceso se desarrolla en el capítulo de diseño de software.

La entrada del circuito corresponde con la salida del circuito amplificador, y la salida corresponde con el pin de entrada analógica de la Arduino. El circuito propuesto para introducir el offset en la señal se presenta a continuación.

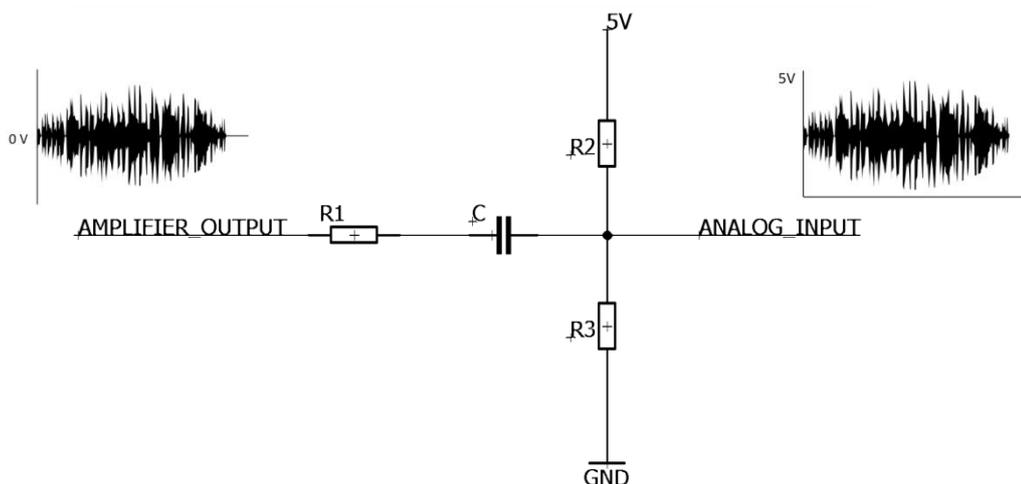


Figura 32 - Circuito de detección de RMS

Como se puede observar, se trata de un filtro paso alto. Cuya expresión de la tensión a la salida (entrada analógica de la Arduino) es la siguiente:

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{Z_{R2+R3}}{Z_{R2+R3} + Z_C} \quad (11)$$

Al tratarse de un filtro paso alto, a frecuencias suficientemente altas se obtiene una tensión en la salida prácticamente igual a la de entrada.

Para determinar los valores del condensador y las resistencias se debe fijar una frecuencia de corte. La frecuencia de corte es aquella en la que existe una atenuación de 3dB. Teniendo en cuenta que por debajo de 20 Hz el oído humano apenas percibe, la frecuencia de corte debe rondar esa cifra.

La expresión para calcularla es la siguiente:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (12)$$

Donde R es el valor de la resistencia equivalente del circuito. Fijando el valor de las resistencias R_1 y R_2 en $10 \text{ K}\Omega$, se obtiene una resistencia equivalente de:

$$R_{EQ} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 5 \text{ k}\Omega \quad (13)$$

A continuación se calcula el valor del condensador:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 5000 \cdot 20} = 1.59 \mu\text{F} \quad (14)$$

El valor comercial elegido es $1 \mu\text{F}$, lo que significa que la frecuencia de corte se sitúa ligeramente por encima de los 20Hz (31.8 Hz concretamente).

3.6. CIRCUITO DE CONEXIÓN DEL ENCODER

El encoder rotatorio que se va a utilizar para este proyecto tiene un funcionamiento sencillo. Se comporta como dos interruptores que se activan y desactivan a medida que el eje rota. Aplicando una tensión entre los terminales del encoder (A y B) y el terminal de masa, se generan pulsos que están desfasados 90° entre sí, lo que permite conocer el sentido de giro.

A continuación se muestra una gráfica, extraída del datasheet, de las señales A y B.

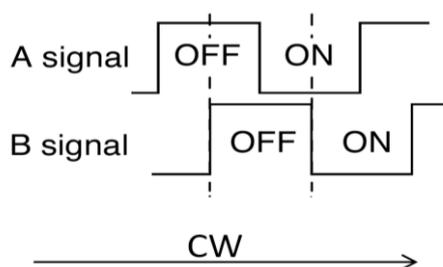


Figura 33 - Pulsos de las señales A y B del encoder

Para poder obtener dichos pulsos, es necesario alimentar el encoder y que la tensión en los terminales A y B varíe entre Vcc y 0. El circuito propuesto es el siguiente:

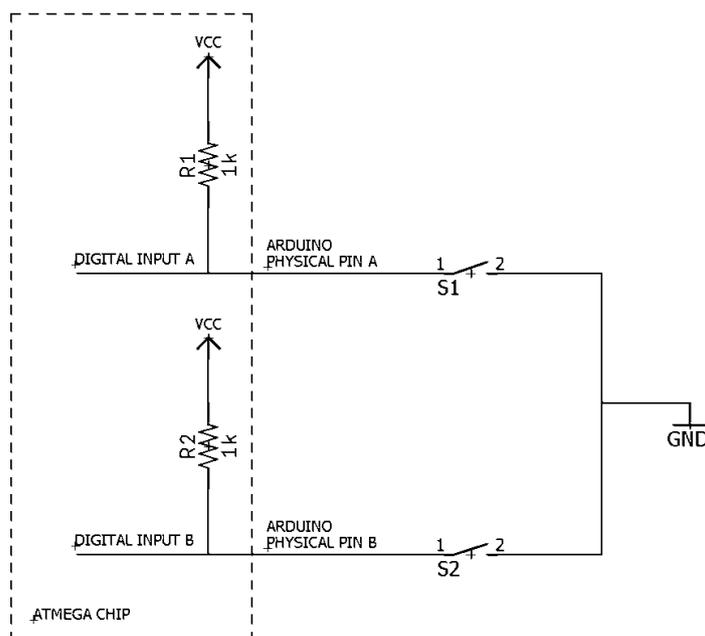


Figura 34 - Circuito de conexión del encoder

Como se puede observar en el circuito, cuando el interruptor S1 está abierto, la tensión leída en el pin digital A es de nivel alto. Sin embargo, cuando el interruptor se cierra, toda la tensión cae en la resistencia de pull-up 1, lo que provoca que el pin digital A lea un 0. Ocurre de forma análoga en el interruptor S2.

El microcontrolador Arduino permite activar en las entradas digitales una resistencia de pull-up, de modo que no es necesario utilizar resistencias externas.

La secuencia de los pulsos es la siguiente, dependiendo del sentido de giro:

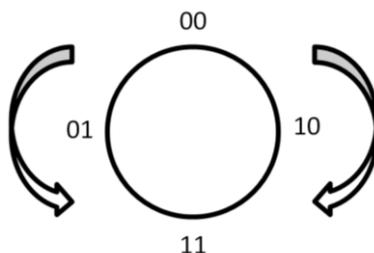


Figura 35 - Secuencia de giro del encoder

Además, este encoder dispone también de un pulsador (pin D) que en este proyecto se emplea para silenciar la señal de audio (cortando la alimentación a los relés).

El circuito implementado en Eagle se muestra a continuación.

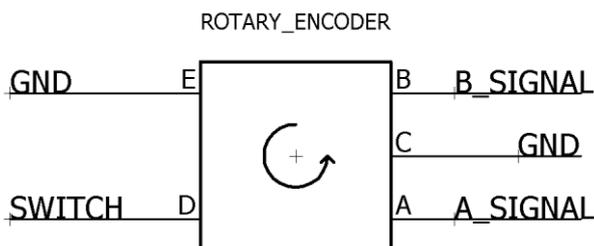


Figura 36 - Conexiones del encoder en el circuito final

Se puede observar que gracias al uso de las resistencias de *pull-up* activadas por software, el circuito resultante es más sencillo y simplifica el diseño de la PCB.

3.7. CIRCUITO DE CONEXIÓN DE PULSADORES

Al igual que para el circuito de conexión del encoder, se han activado mediante software las resistencias *pull-up*. A continuación se muestra el circuito para uno de los pulsadores y también la resistencia interna de la Arduino.

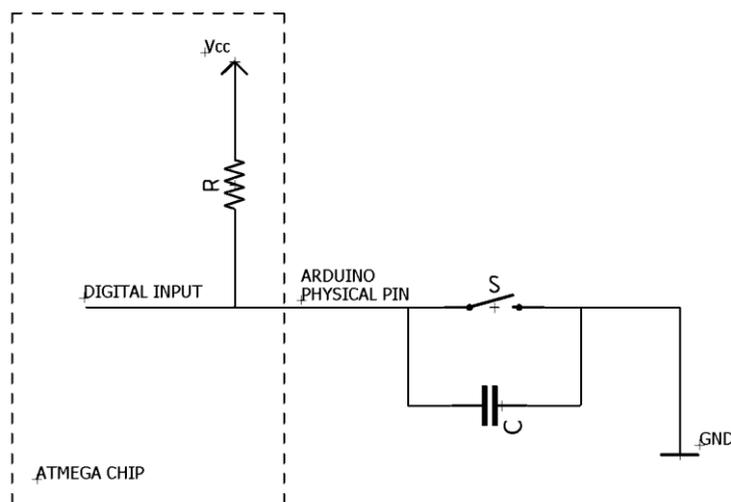


Figura 37 - Circuito de conexión del pulsador

Como se puede observar, atendiendo a la configuración del circuito, la entrada digital se encuentra a nivel alto cuando el pulsador no se pulsa. En el momento en que se cierra el circuito, la tensión se deriva a tierra, de modo que la entrada digital lee un 0.

Debido al rebote del pulsador pueden producirse oscilaciones en la lectura de la tensión. Con el objetivo de mitigar este fenómeno, se ha colocado un condensador en paralelo al pulsador. Esto se comporta como un filtro, suavizando los picos de tensión.

No obstante, además del hardware anti-rebote, es conveniente implementar una protección contra los rebotes mediante software (*anti-debounce*).

3.8. CIRCUITO DE CONTROL REMOTO

Además del control de volumen que ofrece el encoder, el sistema ha de ser compatible con auriculares que cuenten con control remoto.

3.8.1. Estándares de conectores (marco regulador técnico)

Aunque en los últimos años hay una tendencia a utilizar el puerto USB de los dispositivos móviles para transmitir el audio, el conector Jack de 3.5mm sigue siendo el más recurrente. Según el número de conexiones que tenga el Jack, se denomina:

TS (*Tip-Sleeve*): Este tipo de conector es mono, pues solo presenta una línea activa y masa.

TRS (*Tip-Ring-Sleeve*): Se trata de un conector para estéreo, donde la punta (*tip*) siempre es el canal izquierdo, mientras que el anillo (*ring*) es el canal derecho.

TRRS (*Tip-Ring-Ring-Sleeve*): Además de ser estéreo, estos conectores se emplean cuando los auriculares disponen de control remoto (*Headset*), como es el caso del sistema propuesto.

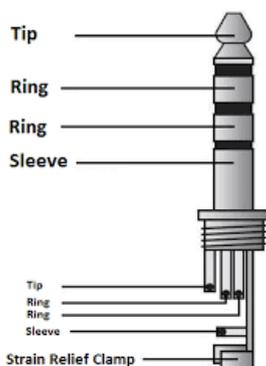


Figura 38 - Conexión de Jack TRRS

En este tipo de conector surgen algunas discrepancias en el protocolo de conexión. Dependiendo del fabricante, el control remoto puede situarse en uno de los anillos o en la manga (*sleeve*). Existen dos estándares en el mercado: el estándar OMTP y el CTIA/AHJ.

OMTP: Lo inició Nokia, seguido de Samsung y Sony Ericsson. Actualmente se encuentra casi en desuso.

CTIA/AHJ: Lo utilizan marcas como Apple, HTC, LG y Blackberry. En los últimos años también Nokia, Samsung y Sony son compatibles.

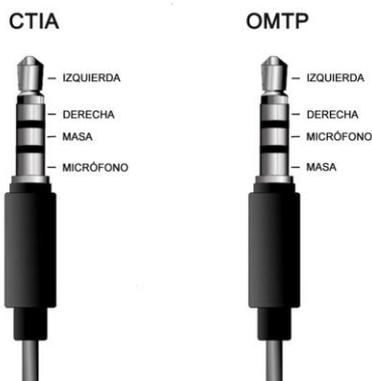


Figura 39 - Diferencias entre los estándares CTIA y OMTP

Fuente: Tecnovortex [29]

A causa de los problemas de compatibilidad que esto supone, muchos modelos actuales se han diseñado de tal forma que ambos conectores sean compatibles. También existen adaptadores que permiten el uso de auriculares con protocolo CTIA en dispositivos OMTP y viceversa.

Debido al tipo de auriculares con los que se ha testeado el sistema propuesto, el estándar utilizado es el OMTP.

3.8.2. Circuito propuesto

El circuito del control remoto consta de varias resistencias internas. Dependiendo de qué botón (interruptor) se pulse, la resistencia entre el terminal AUX y GND será una u otra. La siguiente imagen muestra el circuito equivalente de unos auriculares con control remoto:

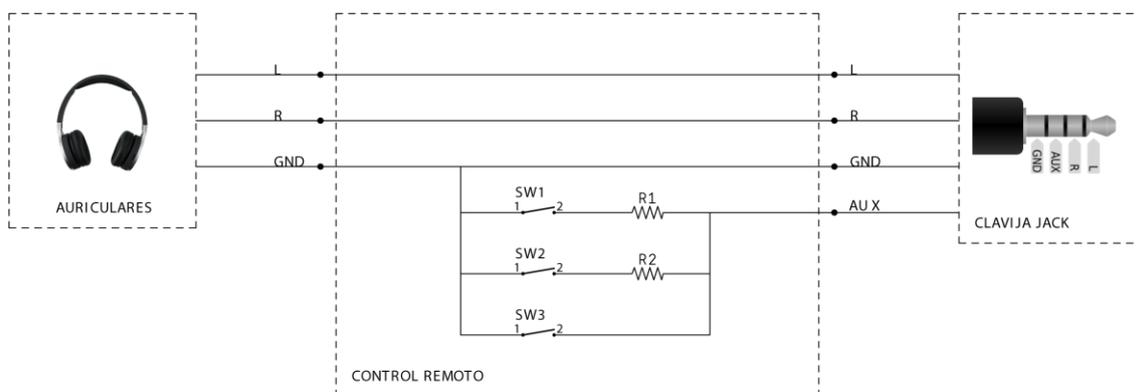


Figura 40 - Circuito equivalente: Cascos con control remoto

Para poder detectar qué botón del control remoto se está pulsando, es decir, qué resistencia está actuando, es necesario establecer un divisor de tensión como el que se muestra a continuación:

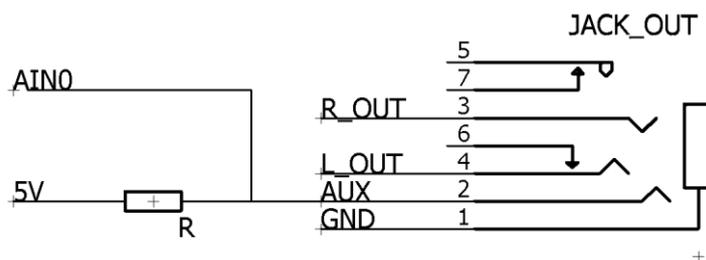


Figura 41 - Conexión del terminal AUX del Jack de salida

El valor de tensión leído en la entrada analógica variará en función de qué resistencia se está conectando en el control remoto. Es decir:

$$V_{AIN} = 5V \cdot \frac{R_{CTRL}}{R + R_{CTRL}} \quad (15)$$

Donde R_{CTRL} es la resistencia del control remoto y R una resistencia de $1k\Omega$. La resistencia de control remoto medida en un modelo de auriculares OMTP es la siguiente:

No se pulsa nada: impedancia infinita	→	$V_{AIN} = 0 \text{ V} \rightarrow 0$
Se pulsa botón de subir volumen: 800Ω	→	$V_{AIN} = 2.78 \text{ V} \quad 570$
Se pulsa botón de bajar volumen: 500Ω	→	$V_{AIN} = 3.33 \text{ V} \quad 681$
Se pulsa botón de silenciar: 0Ω	→	$V_{AIN} = 5 \text{ V} \quad 1023$

3.9. CIRCUITOS AUXILIARES

Además de los circuitos ya mencionados, se han incluido 2 LEDs de carácter informativo. Uno de ellos se encarga de alertar cuando la señal amplificada ha llegado al límite de amplificación y se produce el fenómeno conocido como *clipping*. Esta información es extraída del circuito de detección de RMS. El otro LED se encarga de advertir si el balance se encuentra centrado, en cuyo caso se encenderá.

Como la luminosidad de estos LEDs no es crítica (como sí lo era en el caso de los LEDs modulados), no es necesario utilizar transistores, sino que directamente se pueden encender a través de los pines digitales de la Arduino.

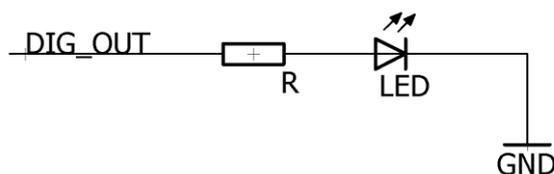


Figura 42 - Circuito auxiliar: LEDs informativos

Consecuentemente, en este caso no es necesario un cálculo de corriente mínima, por lo que el valor de la resistencia no es un valor crítico. Un valor típicamente usado para dicha resistencia es 470Ω .

3.10. CONEXIONES AL MICROCONTROLADOR

A continuación se muestran dos tablas referentes a los pines utilizados para el presente proyecto:

Pin	Modo	Función
DIG 0	OUT	Disparo del relé
DIG 1	OUT	LED <i>clipping</i>
DIG 2	IN	Lectura encoder B
DIG 3	IN	Lectura encoder A
DIG 4	IN	Lectura botón encoder
DIG 5	IN	Lectura botón balance L
DIG 6	IN	Lectura botón balance R
DIG 7	OUT	LED Balance centrado
DIG 8	OUT	Sin usar
DIG 9	OUT	Disparo LED L
DIG 10	OUT	Disparo LED R
DIG 11	OUT	Sin usar
DIG 12	OUT	Sin usar
DIG 13	OUT	Sin usar

Tabla 4 - Funciones de los pines digitales

Pin analógico	Función
AIN 0	Lectura control remoto
AIN 1	Lectura de RMS canal L
AIN 2	Lectura de RMS canal R
AIN 3	Sin usar
AIN 4	Sin usar

Tabla 5 - Funciones de los pines analógicos

CAPÍTULO 4

DISEÑO DE SOFTWARE

4.1. FLUJOGRAMA

La secuencia de funcionamiento del software es la siguiente:

1. El programa comienza a ejecutarse al alimentar la tarjeta.
2. El programa entra en estado de espera durante un tiempo determinado.
3. El relé se activa, dejando pasar el sonido a los auriculares.
4. Comienza el bucle principal, donde el programa permanece mientras no cese la alimentación. En caso de movimiento del encoder, se atiende a la interrupción y después el programa se reanuda donde se había detenido en el bucle principal.
5. Lectura de los pulsadores.
6. Lectura de los botones de control remoto.
7. Cálculo del volumen correspondiente a cada canal.
8. Lectura de los pines analógicos para el cálculo de los RMS.
9. Envío de las señales PWM a los LED.
10. Fin del bucle (vuelta al paso 4)

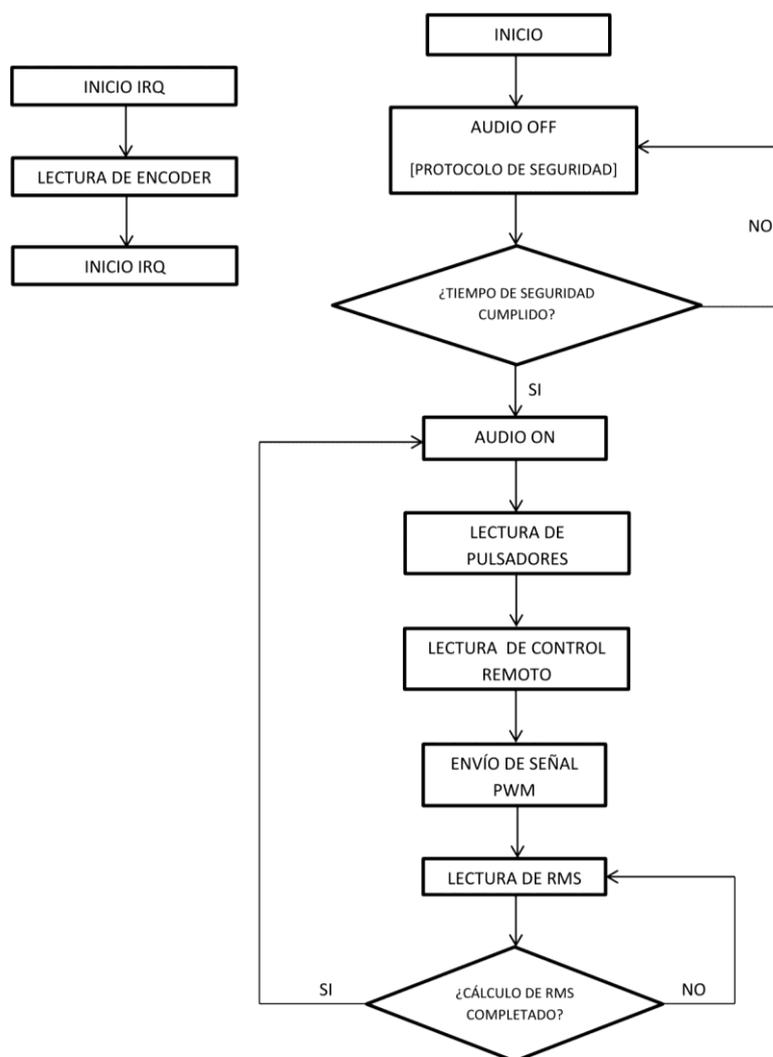


Figura 43 - Diagrama de flujo del programa principal

4.2. DETECCIÓN DE ENCODER

Para obtener un comportamiento más estable del encoder y evitar lecturas falsas, es recomendable el uso de interrupciones. De esta manera, mientras no se detecten eventos en la lectura de los pulsos, el programa principal se ejecuta en bucle. En caso de que exista un evento, se ejecuta la rutina de atención a la interrupción (IQR) que consiste en aumentar o disminuir el volumen en función del sentido de giro del encoder. Acto seguido el programa principal se reanuda en el lugar donde se encontraba cuando se produjo la interrupción.

Arduino Uno puede gestionar hasta 2 interrupciones (suficiente para detectar los eventos de la señal A y de la señal B). Sin embargo, para este sistema se utilizará solo una de ellas. La precisión requerida para un control de volumen no es realmente elevada, de modo que, en aras de la optimización de recursos del microprocesador, es suficiente con atender a los eventos de la señal A.

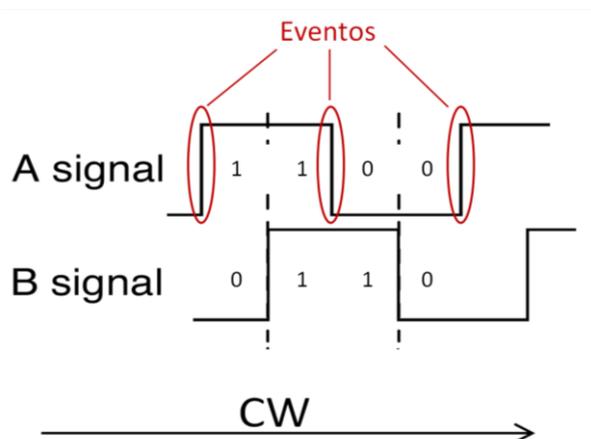


Figura 44 - Eventos en la señal A del encoder

Observando la figura 44 se deduce que:

Cuando se detecta un evento, si las señales A y B no son iguales, significa que el encoder está girando en sentido horario (CW). Por el contrario, si A y B coinciden, el encoder está girando en sentido anti-horario (CCW).

Dado que en el circuito del encoder no se han incluido condensadores anti-rebote como en los pulsadores, es necesario el uso de un filtro por software que evite lecturas incorrectas. Al estar usando interrupciones, el filtro consiste en fijar un tiempo mínimo que ha de transcurrir entre interrupciones. Es decir, si ocurren dos interrupciones en un tiempo inferior al establecido, la segunda interrupción se ignora.

Teniendo en cuenta que el encoder elegido genera 15 pulsos por vuelta y suponiendo que el encoder se gire a 2 vueltas por segundo, la frecuencia umbral entre interrupciones se estima de la siguiente manera:

$$f_{UMBRAL} = 15 \frac{\text{pulsos}}{\text{vuelta}} \cdot 2 \frac{\text{vueltas}}{\text{segundo}} \cdot 2 \frac{\text{interrupciones}}{\text{pulso}} = 60 \frac{\text{interrupciones}}{\text{segundo}} \quad (16)$$

Lo que equivale a un **tiempo umbral** de **16.67 ms**.

4.2.1. Diagrama de flujo

El siguiente diagrama de flujo describe el funcionamiento del algoritmo de detección del encoder.

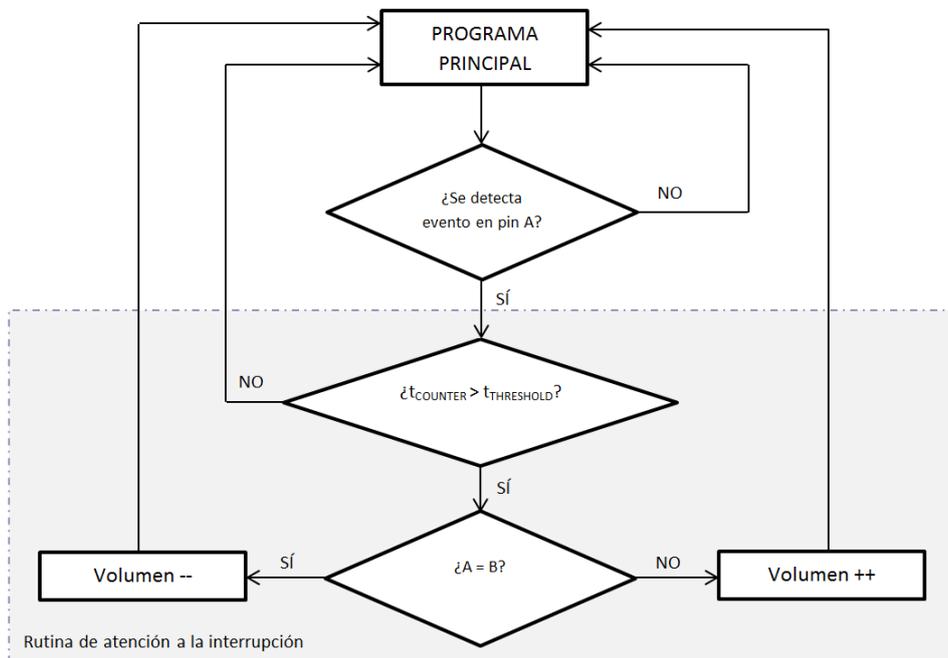


Figura 45 - Diagrama de flujo del programa de detección del encoder

4.3. DETECCIÓN DE PULSADORES

Como se indicó en el apartado del circuito de conexión de los pulsadores, estos se encuentran, por defecto, a nivel alto. Debido a que las lecturas se producen en un intervalo de tiempo muy pequeño (en relación con la velocidad de pulsación de un humano), es necesario evitar que mientras se mantenga pulsado, la variable balance siga contando. Es decir, se debe implementar un mecanismo (software) mediante el cual, solo se cuente una vez cada vez que se presiona el pulsador.

Para conseguir dicho objetivo, una variable histórica almacena el valor del pulsador en el último ciclo. Si el pulsador se encuentra a nivel bajo y la variable histórica se encuentra a nivel alto, significa que se ha pulsado el botón, por lo que se contará dicho pulso, actuando consecuentemente sobre la variable balance. Si el pulsador se encuentra a nivel alto y la variable histórica se encuentra a nivel alto, significa que no se ha dejado de pulsar, por lo que se ignora dicha acción.

4.3.1. Diagramas de flujo

A continuación se muestran los flujogramas del proceso de detección del pulsador L (izquierdo).

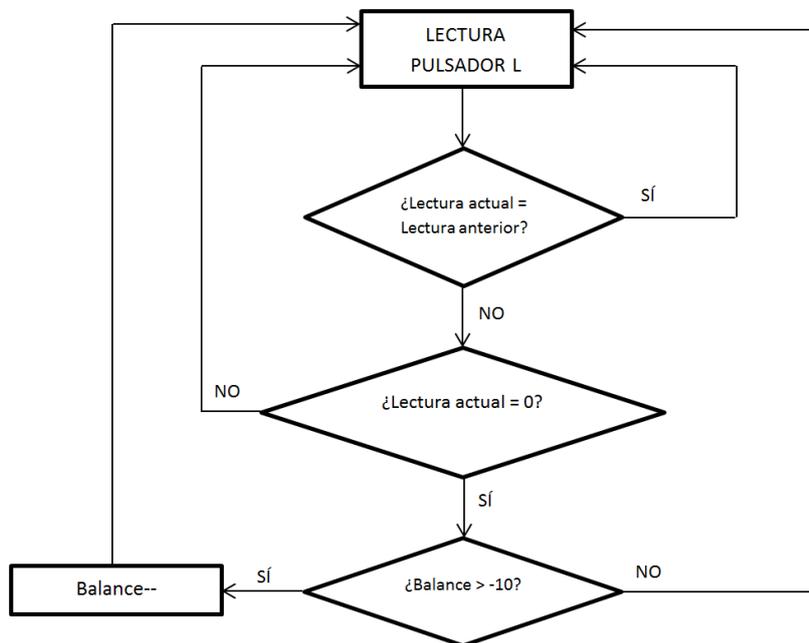


Figura 46 - Diagrama de flujo: Detección del pulsador izquierdo

De forma análoga ocurre la detección del pulsador R (derecho).

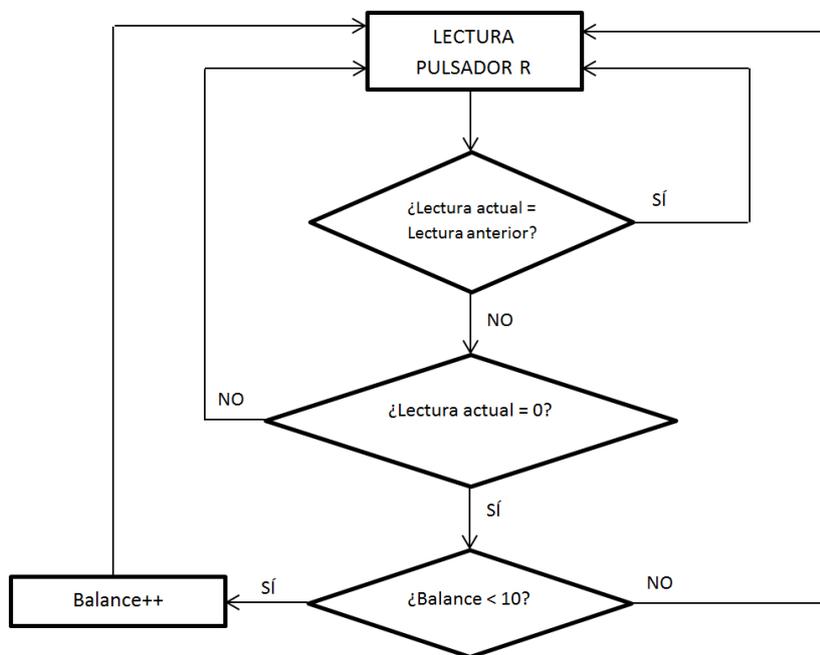


Figura 47 - Diagrama de flujo: Detección del pulsador derecho

Por último, se muestra el flujograma del proceso de detección del pulsador del encoder.

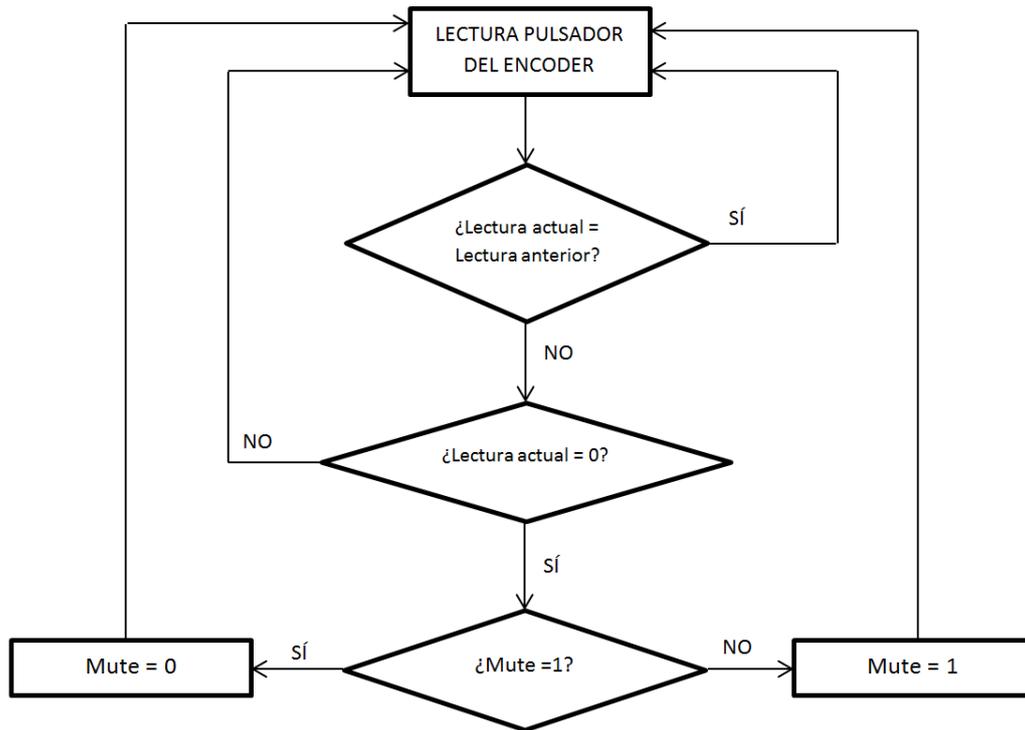


Figura 48 - Diagrama de flujo: Detección del pulsador del encoder

4.4. VOLUMEN Y BALANCE (MODULACIÓN DE LOS LED)

Una vez se han detectado los pulsadores y el encoder, se deben tratar dichas lecturas y extraer la información acerca del volumen que debe tener cada canal, para así poder modular la señal que enciende los LED. Para ello se utilizan 5 variables:

- **Volumen total:**

Este valor procede directamente de la lectura del encoder. Su valor se encuentra entre 0 y 50.

- **Balance:**

Es una variable que fluctúa entre -10 y 10, dependiendo de si el sonido se sitúa a la izquierda o a la derecha en el campo estéreo. Así, en -10 todo el sonido recaería sobre el canal izquierdo, mientras que en 10 recaería sobre el derecho. Cuando la variable balance se encuentra en 0, se enciende el LED indicador de balance centrado.



Figura 49 - Distribución del balance

- **Mute:**

Esta variable es de tipo binario y procede de la lectura del pulsador del encoder. Cuando se encuentra a nivel alto, el relé se apaga, silenciándose completamente el sistema.

• Volumen izquierdo y volumen derecho:

Se obtienen como resultado de aplicarle un coeficiente al volumen total. Dicho coeficiente está relacionado con el balance, de tal forma que: Si el balance está situado entre -10 y -1, el volumen derecho será el resultado de multiplicar el volumen total por un coeficiente menor que 1, mientras que el volumen izquierdo será igual al volumen total (coeficiente 1). Ocurre de forma análoga para un balance situado entre 1 y 10.

Estas variables son las que gobiernan las PWM enviadas a los LED. Por esta razón, pueden valer entre 0 y 255, que se corresponde con los 8 bits del DAC de la Arduino Uno (que es el encargado de generar las señales).

Así pues, el pseudo-código para obtener el volumen final de cada canal es el siguiente:

Si balance = 0:

$$\text{Volumen } R = \left[\frac{\text{Volumen total}}{50} \right] \cdot 255$$

$$\text{Volumen } L = \left[\frac{\text{Volumen total}}{50} \right] \cdot 255$$

Se enciende LED de balance centrado

Si balance < 0:

$$\text{Volumen } R = \left[\frac{\text{Volumen total}}{50} \right] \cdot [255 - 25.5 \cdot (-\text{Balance})]$$

$$\text{Volumen } L = \left[\frac{\text{Volumen total}}{50} \right]$$

Si balance > 0:

$$\text{Volumen } R = \left[\frac{\text{Volumen total}}{50} \right] \cdot 255$$

$$\text{Volumen } L = \left[\frac{\text{Volumen total}}{50} \right] [255 - 25.5 \cdot \text{Balance}]$$

4.5. DETECCIÓN DE RMS

El proceso de detección de los RMS de la señal (ya amplificada) presenta varias fases (idénticas para cada el canal izquierdo y derecho):

1. Se lee la señal que recibe el puerto de entrada analógico (Analog Input). Almacena su valor, que se encuentra entre 0 y 1023.

Variables: *R_Read*

L_Read



Figura 50 - Señal de audio leída en el pin analógico (R_Read y L_Read)

2. Se resta 512 a la variable leída anteriormente, quitándole así el offset que se introdujo mediante hardware.

VARIABLES: R_Signal
 L_Signal



Figura 51 - Señal de audio sin offset (R_Signal y L_Signal)

3. Se le aplica el valor absoluto a la variable anterior.

VARIABLES: R_Signal_ABS
 L_Signal_ABS



Figura 52 - Valor absoluto de la señal de audio (R_Signal_ABS y L_Signal_ABS)

4. Se almacena en la variable *suma*. Cuando se han sumado N muestras, se divide el valor total de la suma entre N , obteniendo un valor aproximado RMS de ese conjunto de muestras.
5. Se repite el proceso

La máxima frecuencia de muestreo de los puertos analógicos es 10 kHz. Esta no sería suficiente en caso de querer tratar la señal digitalmente para después reproducirla. No obstante, al tratarse de una mera estimación de la tensión RMS, no es necesario que se cumpla el teorema de Nyquist (frecuencia de muestreo ha de ser más del doble de la frecuencia máxima de la señal).

4.5.1. Diagrama de flujo

A continuación se muestra el diagrama de flujo del proceso:

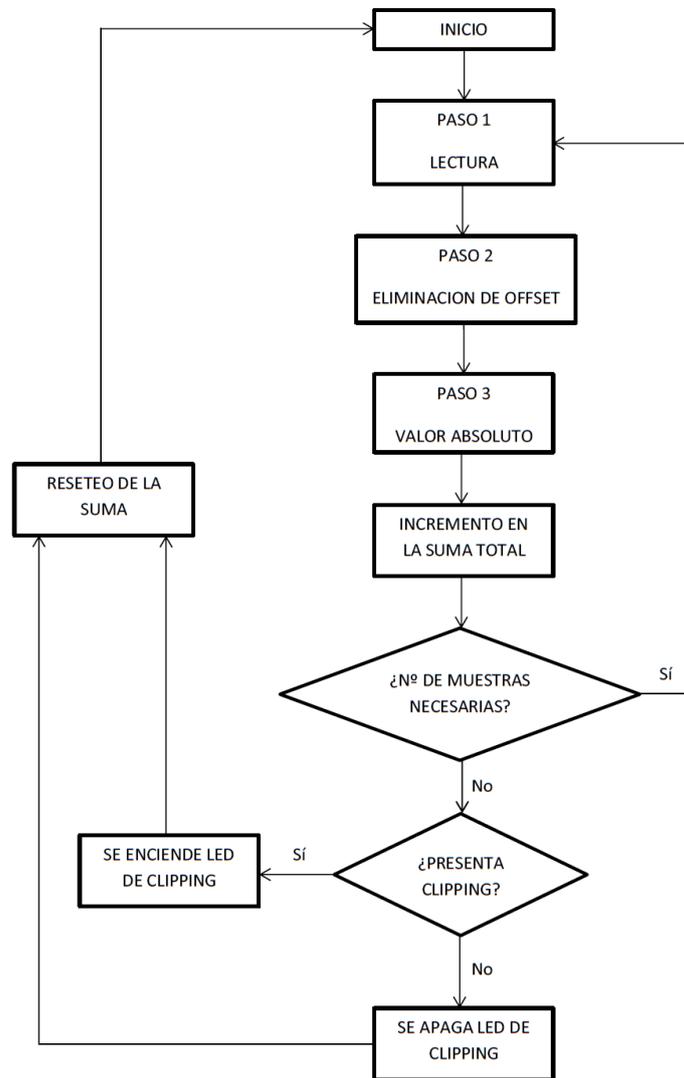


Figura 53 - Diagrama de flujo: Estimación del nivel de señal (RMS)

CAPÍTULO 5

CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

5.1. INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS

Se conoce como placa de circuito impreso o PCB (*Printed Circuit Board*) a un soporte de material no conductor (generalmente fibra de vidrio o polímeros) con una serie de pistas de cobre en una o más capas, de forma que los componentes puedan estar eléctricamente conectados de forma optimizada.

Durante las últimas décadas, con el desarrollo de las herramientas de fabricación y el uso de componentes de montaje superficial (SMD), la compacidad y optimización de las placas de circuito impreso han llegado a niveles descomunales.

Además del buen aprovechamiento superficial, las placas de circuito impreso presentan otra inmensa ventaja: la posibilidad de fabricar en masa de forma muy económica mediante procesos automatizados. Sin embargo, el uso de PCBs no solo está ligado a la producción industrial, sino que se emplea también en prototipos, debido a su método de fabricación, que no es muy complejo, y también a su fiabilidad.

La placa de circuito impreso utilizada en el presente proyecto es una de doble capa: TOP y BOTTOM.

5.1.1. Software para el diseño de circuitos impresos

En la actualidad existen múltiples programas para realizar PCBs. Cada uno tiene sus particularidades y por tanto no existe el software perfecto, sino aquel que mejor se amolda a las exigencias del usuario y especificaciones del proyecto.

Para la realización de este proyecto se ha empleado el software EAGLE que, aunque ofrece una versión gratuita con ciertas limitaciones, en el caso de estudiantes se puede emplear la versión Premium. EAGLE (*Easily Applicable Graphical Layout Editor*) es un software muy conocido en la comunidad electrónica, debido a su intuitiva interfaz y a la inmediata sincronización entre el esquemático y su PCB asociada. EAGLE permite, además, exportar la PCB para crear su modelo en 3D. La figura 54 muestra la interfaz de EAGLE.

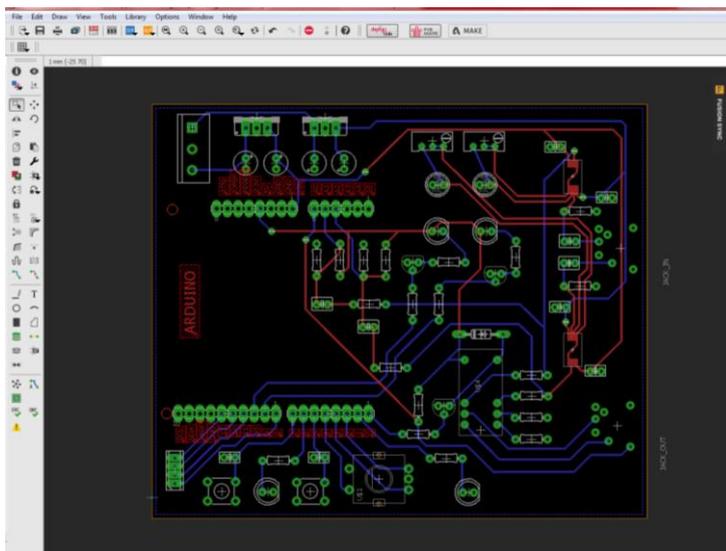


Figura 54 - Entorno de trabajo de EAGLE

5.1.2. Creación de huellas

Debido a que algunos componentes del sistema no se encuentran en las librerías de Eagle, es necesario crear su huella para posteriormente incluirla en la PCB. Eagle dispone de su propio editor/creador de componentes, lo cual facilita el proceso. Un componente está compuesto por su símbolo y su huella. El símbolo es aquel que aparece en el esquemático, y la huella representa el encapsulado del componente.

Para la creación de la huella, en primer lugar se extraen las medidas necesarias de la hoja de características del componente cuya huella se desea crear. A continuación se muestran los componentes creados para el presente proyecto, con su símbolo y huella asociados:

- **Encoder:**

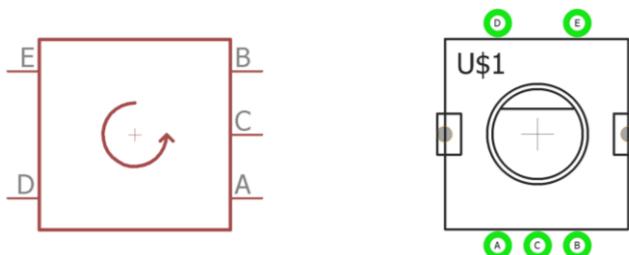


Figura 55 - Símbolo del encoder (izquierda) y huella (derecha)

- **Conector Jack 3.5mm**



Figura 56 - Símbolo del conector Jack (izquierda) y huella (derecha)

- **Relé DPDT**



Figura 57 - Símbolo del relé (izquierda) y huella (derecha)

Una vez están creadas todas las huellas, el siguiente paso es el diseño del circuito impreso.

5.1.3. Recomendaciones en el diseño de circuitos impresos

Aunque el diseño de una PCB es una tarea con múltiples soluciones válidas, existen ciertas recomendaciones que, ya sea por causas técnicas o estéticas, deben tenerse en cuenta.

- Evitar, en la medida de lo posible, ángulos rectos.
- Cuando dos pistas discurren en paralelo, la distancia entre ellas debería mantenerse.
- Los condensadores de desacoplo de amplificadores operacionales deben estar lo más cerca posible de estos, para que puedan desempeñar su función de la mejor forma posible.
- Los componentes que formen un bloque funcional deben estar lo más agrupados posible, con el fin de evitar pistas excesivamente largas.
- Colocar, tanto como se pueda, los componentes del mismo tipo en una misma orientación.

5.2. LAYOUT DEL SISTEMA

Teniendo en cuenta las anteriores consideraciones, se ha diseñado una placa de circuito impreso de doble capa. La mayoría de las pistas se han situado en la capa *bottom*, además de un plano de masa. En la cara *top* se han colocado los amplificadores operacionales, que son de montaje superficial, y algunos componentes que se encuentran en el área ocupada por la Arduino Uno.

Las **dimensiones finales** de la tarjeta de circuito impreso son: **100 x 118 mm**.

A continuación se muestra el *layout* (visto desde la cara *top*):

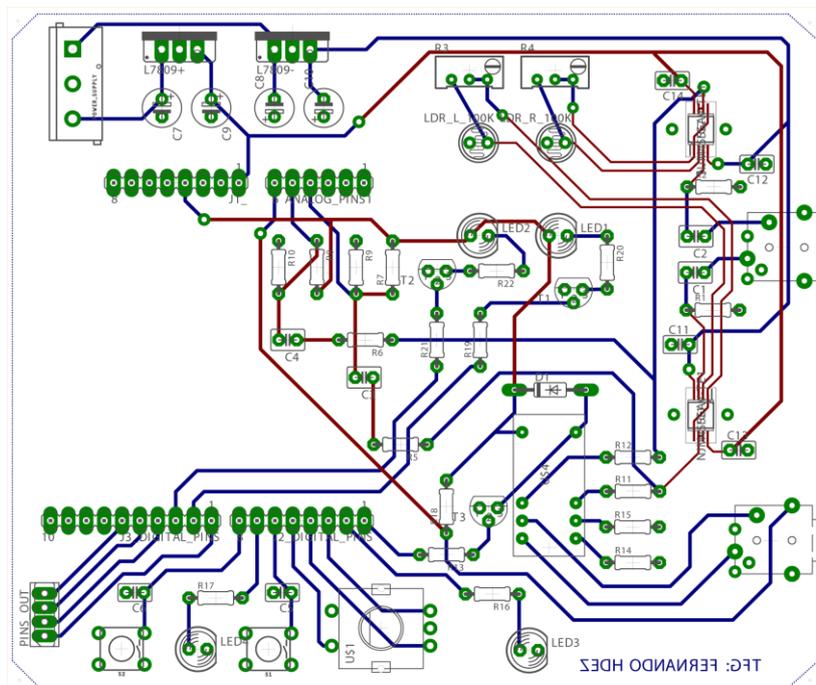


Figura 58 - Layout del sistema

Los fotolitos generados para la fabricación de la tarjeta de circuito impreso se muestran a continuación (escala 1:1).

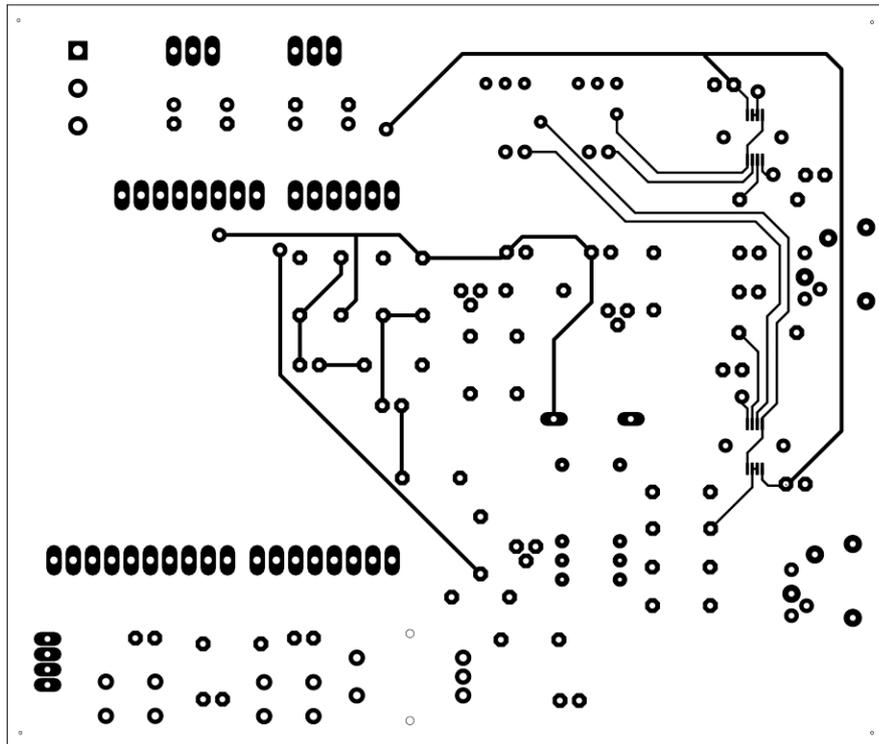


Figura 59 - Fotolito de la cara top (escala real)

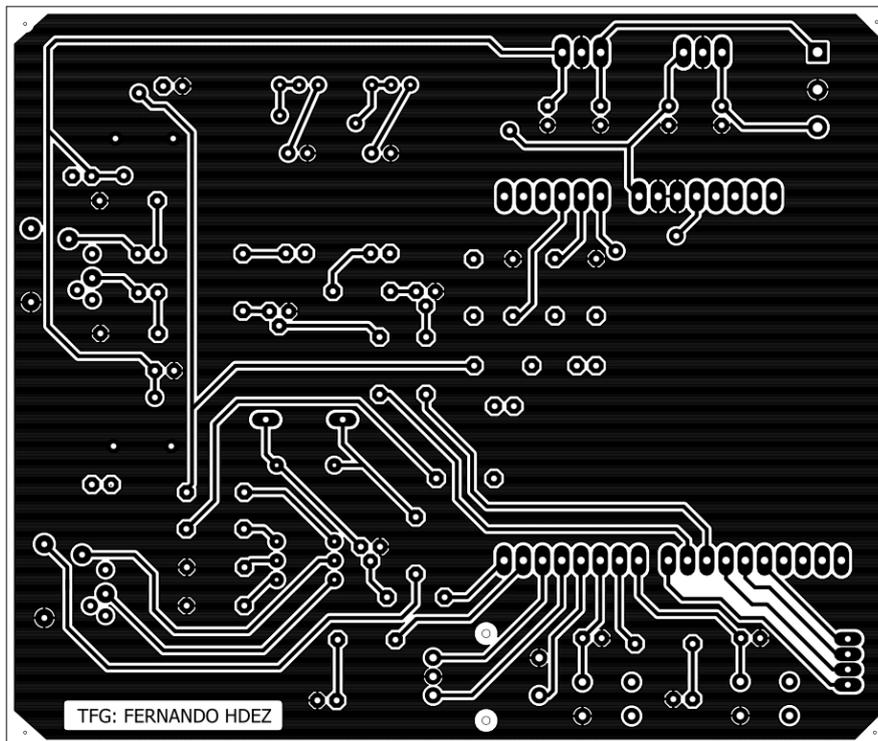


Figura 60 - Fotolito de la cara bottom (escala real)

5.3. MONTAJE DEL PROTOTIPO

El software EAGLE permite exportar el diseño de la PCB a formato CAD, de tal forma que se puede crear el modelo 3D del prototipo, pudiendo así concebirse su forma final. La siguiente imagen muestra el modelo 3D creado.

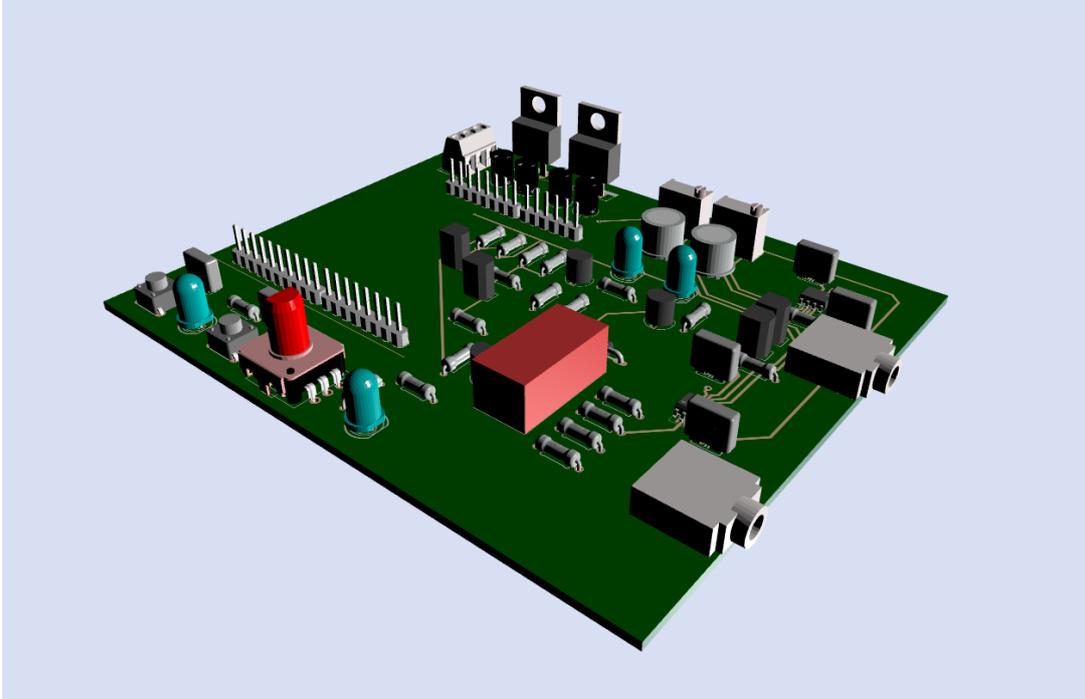


Figura 61 - Modelo 3D del prototipo

A continuación se muestra el prototipo real terminado.

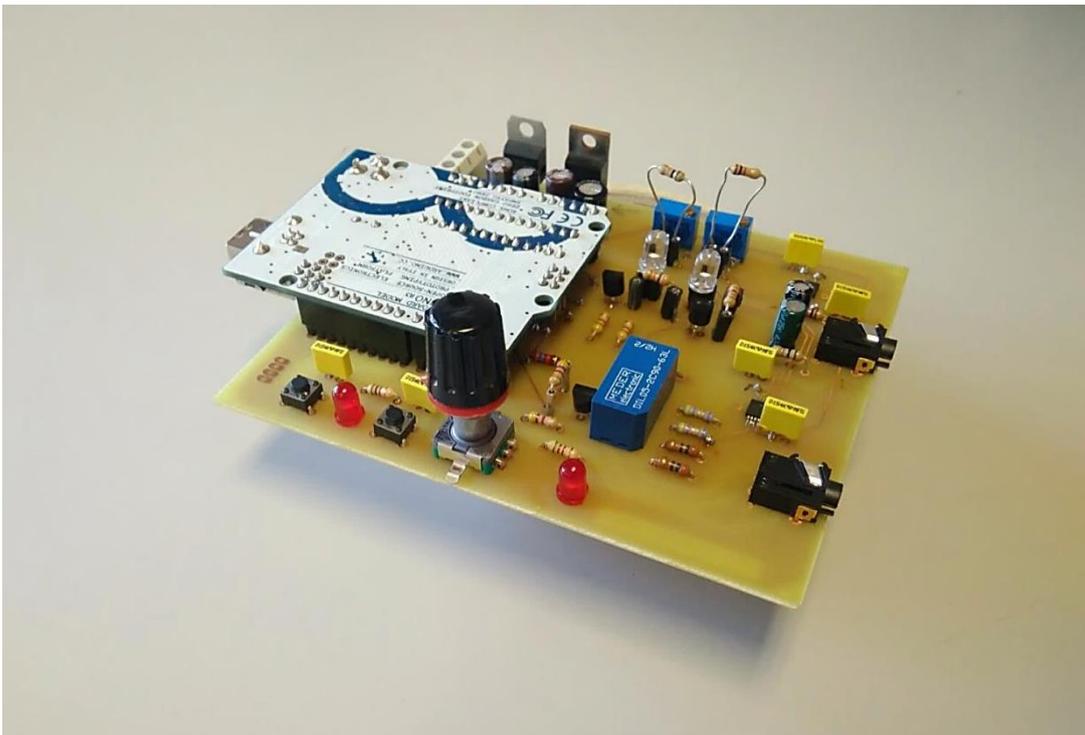


Figura 62 - Prototipo fabricado

5.4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para la validación experimental del prototipo de amplificador, se han realizado las siguientes pruebas:

- Obtención del ancho de banda del amplificador.
- Análisis del comportamiento del amplificador para distintas formas de onda.
- Medida de la distorsión armónica total (THD).
- Cálculo de la máxima potencia entregable a la carga (auriculares).
- Validación del detector software de RMS.

5.4.1. Banco de pruebas

Para las pruebas experimentales se ha empleado:

- Osciloscopio digital
- Fuente de alimentación continua
- Polímetro
- Generador de funciones

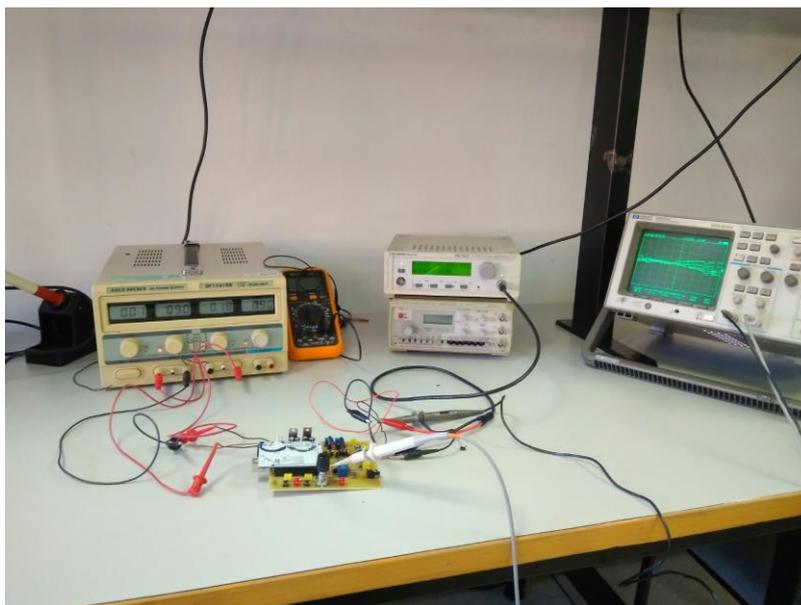


Figura 63 - Configuración de los equipos de prueba

5.4.2. Ancho de banda

Para hallar ancho de banda del amplificador, se emplea una señal de entrada de tipo senoidal, de amplitud conocida (100 mV de pico en este caso), con el amplificador en modo ganancia máxima, conociendo así la respuesta en frecuencia en el peor de los casos. Para hallar la frecuencia de corte superior se aumenta progresivamente la frecuencia hasta que la señal a la salida ha caído 3dB respecto de la entrada, lo que se corresponde con una caída del 30% aproximadamente. Análogamente se realiza el mismo proceso para la frecuencia de corte inferior.

La ganancia máxima a frecuencias medias es 25.3 dB. Siendo el producto ganancia por ancho de banda (GxBW) que nos proporciona el fabricante 8 MHz, el ancho de banda teórico es 315 kHz. A continuación se muestra un diagrama de Bode graficado a partir de los datos experimentales.

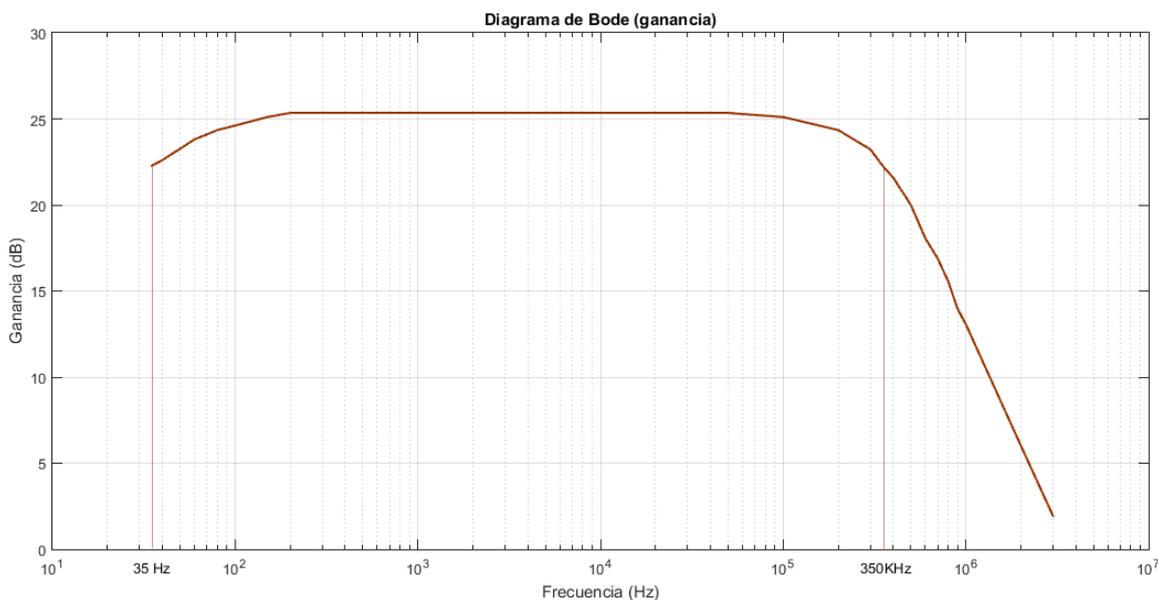


Figura 64 - Diagrama de Bode de ganancia del amplificador

La frecuencia de corte superior se encuentra en torno a 350 kHz, por lo que el ancho de banda teórico y experimental se corresponden.

Además de la respuesta en frecuencia de la ganancia, también es importante conocer el desfase de la señal de salida con respecto a la entrada, ya que dicho desfase es un efecto indeseable para el audio. Para ello, se han realizado mediciones del desfase aumentando progresivamente la frecuencia del tono puro (señal sinusoidal) de entrada.

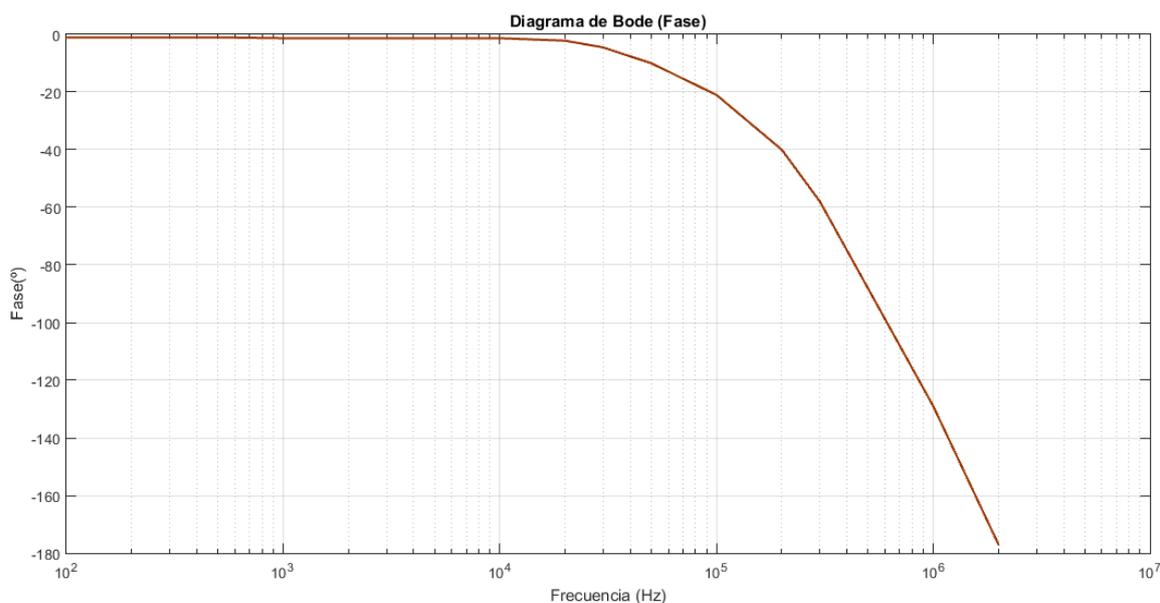


Figura 65 - Diagrama de Bode de fase del amplificador

Se puede observar que la caída de fase comienza a ser significativa a 20kHz – 30kHz, lo que se corresponde con el límite de frecuencias audibles (en realidad el oído de un humano de mediana edad deja de percibir a los 16-18 kHz). Por tanto, los resultados obtenidos son satisfactorios en cuanto a ganancia y fase.

5.4.3. Ganancia frente a ancho de pulso (PWM)

Para conocer con exactitud la relación entre el volumen digital y la ganancia real del sistema, se han tomado datos experimentales y graficado los resultados. En la siguiente figura se muestra la gráfica de la ganancia del sistema en función del ancho de pulso enviado a los LED, que es equivalente al volumen digital (magnitud adimensional), siendo 255 el máximo; y la ganancia teórica estimada (extraída a partir de los datos experimentales de la LDR).

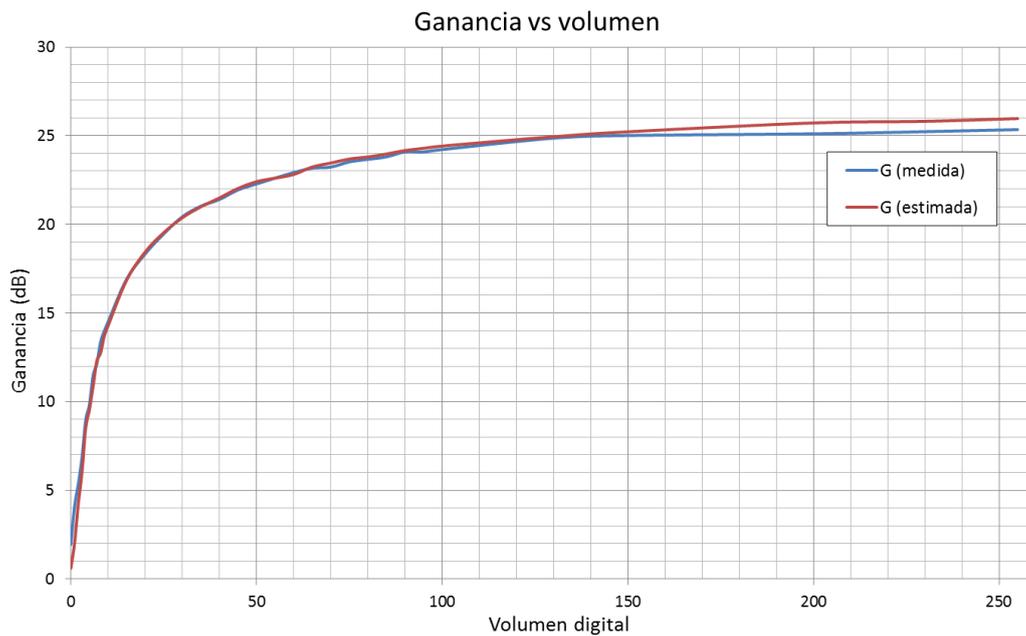


Figura 66 - Ganancia frente al volumen digital

5.4.4. Respuesta ante distintas formas de onda

A continuación se muestra la respuesta del amplificador ante señales de entrada a 1kHz. Se han empleado señales típicas en el audio: Senoidal, cuadrada, triangular y diente de sierra.

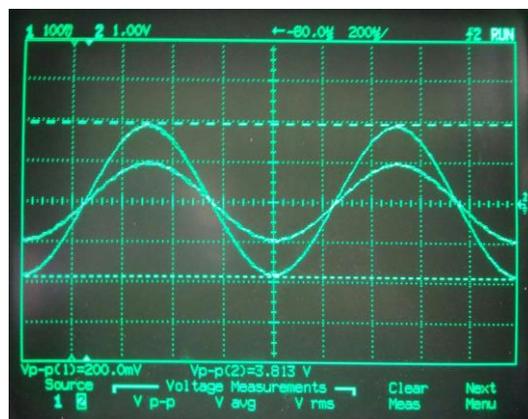


Figura 67 - Respuesta ante señal de entrada sinusoidal

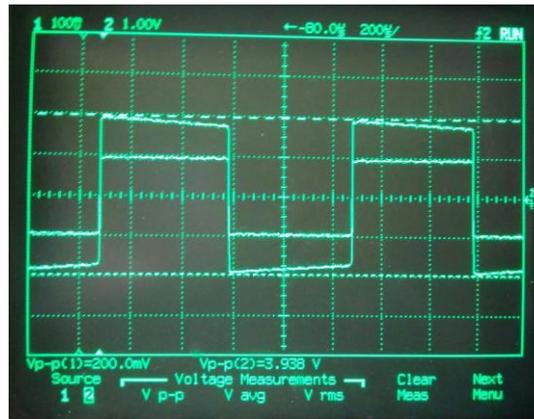


Figura 68 - Respuesta ante señal de entrada cuadrada

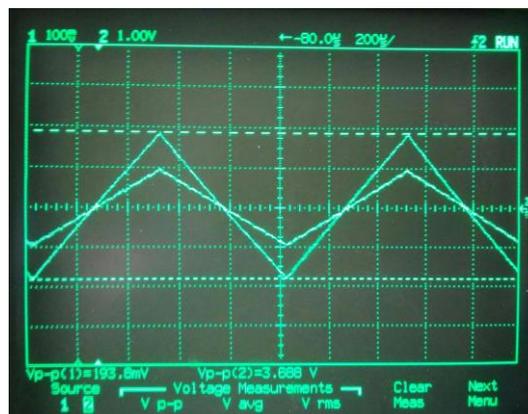


Figura 69 - Respuesta ante señal de entrada triangular

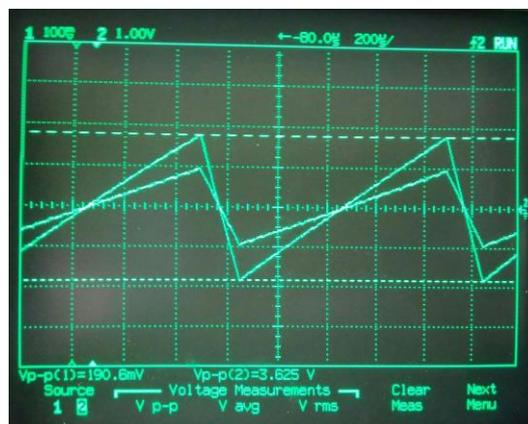


Figura 70 - Respuesta ante señal de entrada diente de sierra

Como era esperable, la respuesta ante señal cuadrada es la que presenta más problemas. Debido a los cortos tiempos de subida y bajada, es la señal más exigente.

5.4.5. Potencia máxima de salida

Para obtener la potencia de salida máxima se han realizado medidas sobre una resistencia de 32Ω (que es la impedancia de los auriculares con los que se ha probado el prototipo) y sobre una de 150Ω (que es la máxima carga que soporta el amplificador operacional). Para ello, se ha obtenido en cada caso la tensión máxima de salida sin que presente distorsión (recorte de la señal). Los resultados obtenidos son los siguientes:

$R = 32 \Omega \rightarrow$ Máxima tensión entregada a la carga: $2.3 V_{RMS} \rightarrow$ Potencia $\approx 160 \text{ mW}$

$R = 150 \Omega \rightarrow$ Máxima tensión entregada a la carga: $4.95 V_{RMS} \rightarrow$ Potencia $\approx 190 \text{ mW}$

Al conectar una carga de baja impedancia (32Ω) la tensión de salida presenta distorsión (se recorta la señal de salida) a niveles de tensión más bajos que en el caso de impedancias altas (150Ω) o en circuito abierto (resistencia infinita). Esto se debe a que el amplificador tiene una corriente límite de salida que no puede superar. Cuando la carga es suficientemente baja y se llega a dicho límite, la tensión de salida deja de depender de la entrada y proporciona esa corriente máxima, lo que origina formas de onda recortadas. Por esta razón, para un buen funcionamiento del circuito amplificador no es recomendable el uso de auriculares de baja impedancia (además del hecho de que no es necesario el uso de amplificador para dichos auriculares).

5.4.6. Distorsión armónica total

Se ha realizado la medida de la distorsión armónica total (THD) para un tono puro de 1 kHz sobre una carga de 150Ω , a ganancia unidad sobre una señal de entrada de 100 mV_{PK} . Para ello se ha empleado una tarjeta de sonido externa y el software *Sigview*, que permite realizar FFTs (*Fast Fourier Transform*) en tiempo real. A continuación se muestran los resultados:

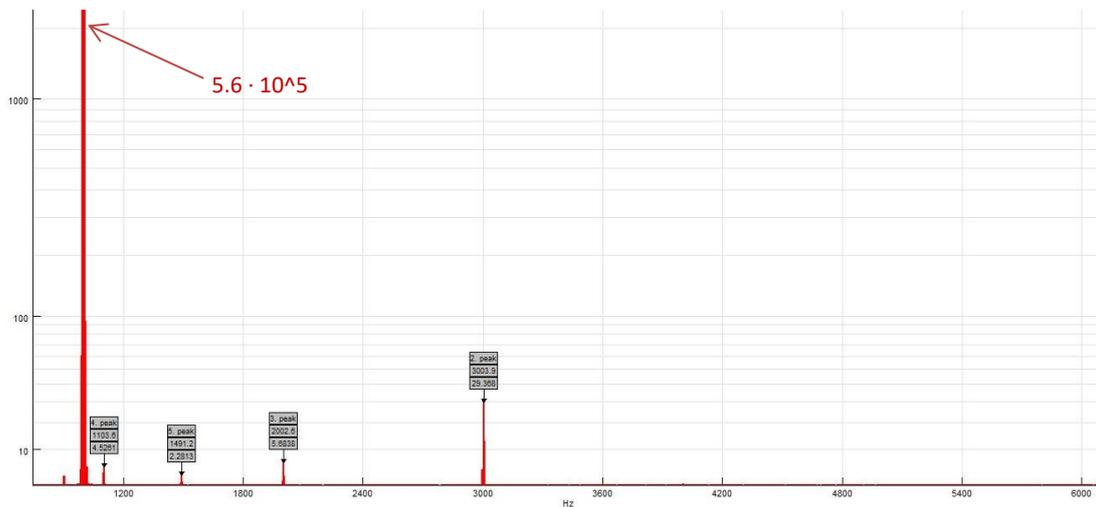


Figura 71 - FFT para señal de entrada de 1kHz

Se puede observar la aparición del primer armónico al doble de frecuencia (2 kHz) y al triple (3 kHz). También se aprecian algunas componentes de intermodulación. Más allá del segundo armónico los niveles son despreciables. La distorsión para 1 kHz es:

$$THD@1KHz \text{ (hasta 3}^{er} \text{ armónico)} = \frac{2000 + 3000}{5.6 \cdot 10^5} = 0.00892 < 1\% \quad (17)$$

5.4.7. Signal-to-Noise Ratio

La medida experimental de la relación señal-ruido requiere de una instrumentación avanzada para que las medidas sean fiables, por lo que se ha hecho una estimación teórica a partir de algunos datos conocidos experimentalmente.

La relación señal-ruido se define como:

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{SIGNAL}}{P_{NOISE}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{A_{SIGNAL}^2}{A_{NOISE}^2}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{A_{SIGNAL}}{A_{NOISE}}\right) \quad (18)$$

Donde A_{SIGNAL} es la máxima tensión (RMS) que el amplificador es capaz de dar a la salida y A_{NOISE} es la tensión (RMS) del ruido a la salida:

$$A_{SIGNAL} = \frac{V_{OUT_PK}}{\sqrt{2}} = \frac{7.5}{\sqrt{2}} = 5.3 \text{ V} \quad (19)$$

$$A_{NOISE} = EINV \cdot G \cdot BW = 10 \left(\frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right) \cdot 20 \left(\frac{V}{V}\right) \cdot \sqrt{22000} (\sqrt{Hz}) = 2.97 \cdot 10^{-5} \text{ V} \quad (20)$$

$EINV \rightarrow$ Equivalent Input Noise Voltage (Dato del NJM4556AV extraído del Datasheet).

La relación señal-ruido teórica resultante es:

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{5.3}{2.97 \cdot 10^{-5}}\right) = 105.04 \text{ dB} \quad (21)$$

Analizando los resultados, se ha obtenido una muy buena relación señal-ruido, comparable a modelos de amplificadores de auriculares comerciales de alta calidad.

5.4.8. Validación del detector de RMS

Se ha llevado a cabo una validación experimental del detector software de RMS. Para ello, se introduce una señal senoidal de frecuencia 1 kHz y se varía su amplitud entre 0V y 5V (el fondo de escala de la entrada analógica Arduino). Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

Ventrada (V _{pk-pk})	Vteórica (V _{RMS})	Vsoftware (V _{RMS})
0,50	0,18	0,17
1,00	0,35	0,32
1,50	0,53	0,47
2,00	0,70	0,62
2,50	0,88	0,78
3,00	1,06	0,94
3,50	1,23	1,10
4,00	1,41	1,25
4,50	1,59	1,41
5,00	1,76	1,55

Tabla 6 - Resultados de la validación del detector de RMS

Se puede observar que, a medida que aumenta la señal de entrada, el error de la señal detectada por software aumenta también. Si se grafica la tensión RMS teórica ($V_{\text{ENTRADA}}/\sqrt{2}$) respecto de la obtenida por software, se obtiene:

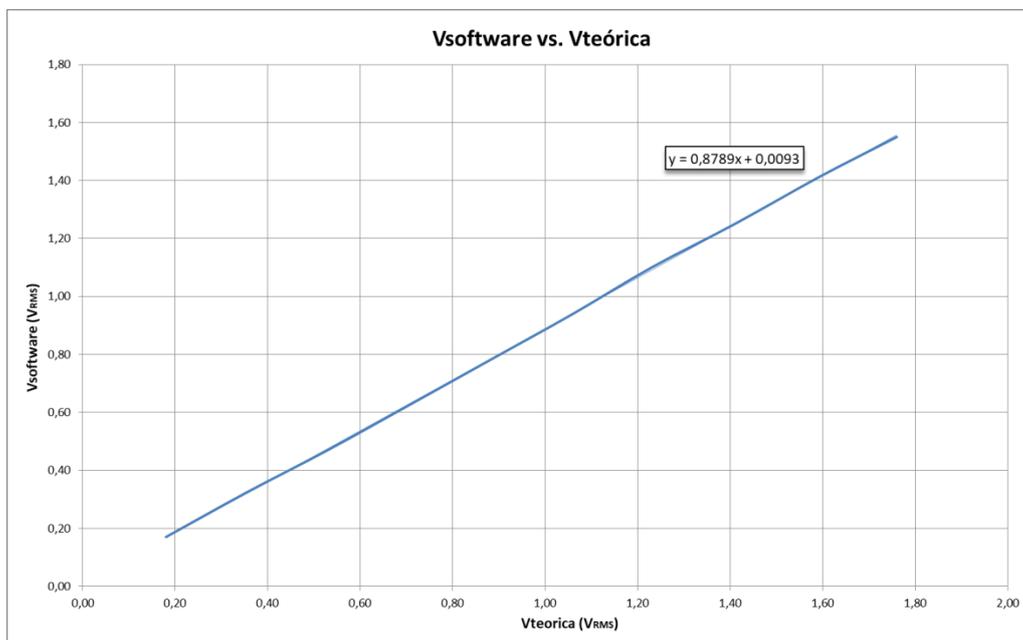


Figura 72 - Relación Vsoftware-Vteórica

Con la ecuación de la recta resultante, se puede realizar un ajuste en el software de tal modo que desaparezca el error. Siendo la expresión de la tensión RMS estimada por software:

$$V_{\text{SOFTWARE}} = 0,8789 \cdot V_{\text{TEÓRICA}} + 0,0093 \quad (22)$$

La tensión RMS corregida ha de ser igual a la teórica, por lo que, despejando se obtiene:

$$V_{\text{CORREGIDA}} = V_{\text{TEÓRICA}} = \frac{V_{\text{SOFTWARE}} - 0,0093}{0,8789} \quad (23)$$

Mediante la expresión de la tensión RMS corregida ya se puede obtener por software un valor fiable de la tensión RMS que le llega realmente a la tarjeta Arduino.

Así pues, se ha validado satisfactoriamente el funcionamiento del detector software.

CAPÍTULO 6

PRESUPUESTO Y PLAN DE TRABAJO

6.1. PRESUPUESTO DEL PROYECTO

Se ha dividido el presupuesto de este proyecto en 2 capítulos: El primero referido a los costes de personal y el número de horas estimadas para la realización del prototipo, y el segundo referido a los costes de fabricación del mismo.

6.1.1. Coste de desarrollo

Código	Unidad	Descripción	Medición	Precio unitario	Precio total
1		CAPÍTULO I: COSTE DE DESARROLLO			
1.2	h	Ingeniero proyectista Análisis, diseño y fabricación del prototipo	180	20,00 €	3.600,00 €
1.3	h	Ingeniero proyectista Generación de la documentación	70	15,00 €	1.050,00 €
1.4	h	Técnico de laboratorio Fabricación de la placa de circuito impreso y asistencia técnica	3	15,00 €	45,00 €
SUBTOTAL					4.695,00 €

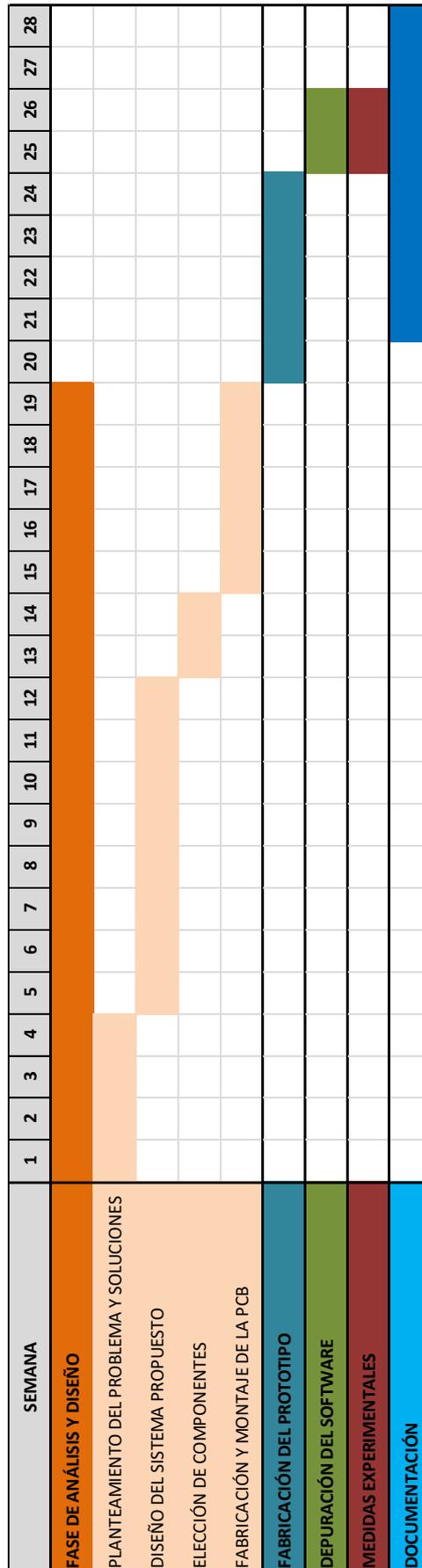
6.1.2. Coste del prototipo

Código	Unidad	Descripción	Medición	Precio unitario	Precio total
2		CAPÍTULO II: COSTE DEL PROTOTIPO			
2.1	ud	Resistencias fijas Resistencias genéricas de valor fijo. Potencia: 0.25 W. Tolerancia: 5%.	21	0,02 €	0,48 €
2.2	ud	LDR NSL-19M51 Resistencias dependientes de luz. Fabricante: Luna Optoelectronics	2	1,03 €	2,06 €
2.3	ud	Resistencias variables (Trimmer) Potenciómetros multivuelta genéricos. Resistencia: 47 kΩ. Tolerancia: 5%.	2	1,67 €	3,34 €
2.4	ud	Condensadores electrolíticos Condensadores electrolíticos genéricos.	8	0,20 €	1,60 €
2.5	ud	Condensadores cerámicos Condensadores cerámicos genéricos.	6	0,10 €	0,60 €
2.6	ud	Diodo 1N4007 Diodo de protección del relé. Fabricante: Vishay.	1	0,15 €	0,15 €
2.7	ud	Relé DPDT DIL05-2C90-63L Relé Reed de doble canal. Fabricante: Meder Electronic.	1	17,15 €	17,15 €
2.8	ud	Transistores BC547 Transistores de unión bipolar NPN. Fabricante: On Semiconductor.	3	0,16 €	0,48 €
2.9	ud	Amplificadores NJM4556-AV Amplificadores operacionales de montaje superficial. Fabricante: New Japan Radio.	2	1,10 €	2,20 €
2.10	ud	LEDs (R) LEDs de alta luminosidad de color rojo. Tensión directa: 2.5V.	4	0,15 €	0,60 €
2.11	ud	Regulador L7809 Regulador de tensión positiva de 9V. Fabricante: STMicroelectronics.	1	0,30 €	0,30 €
2.12	ud	Regulador GL7909 Regulador de tensión negativa de -9V. Fabricante: Hynix Semiconductor.	1	0,60 €	0,60 €
2.13	ud	Conectores Cabezales de pines macho. Paso: 2.54mm.	5	0,20 €	1,00 €
2.14	ud	Pulsadores Pulsadores normalmente abiertos. Montaje en orificio pasante.	2	0,15 €	0,30 €
2.15	ud	Encoder EC11E Encoder rotatorio. 15 pulsos/vuelta- Fabricante: ALPS	1	2,50 €	2,50 €
2.16	ud	Microcontrolador Arduino Uno Tarjeta microcontroladora. 3ª generación.	1	21,25 €	21,25 €
SUBTOTAL					54,61 €

6.1.3. Presupuesto total

Código	Ud	Concepto	Medición	Precio unitario	Precio total
1	Capítulo	COSTE DE DESARROLLO (Recursos humanos)	1	4.695,00 €	4.695,00 €
2	Capítulo	COSTE DEL PROTOTIPO (Recursos materiales)	1	54,61 €	54,61 €
TOTAL PROYECTO					4.749,61 €

6.2. DIAGRAMA DE GANTT



CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES Y MEJORAS FUTURAS

7.1. CONCLUSIONES Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Una vez analizados los resultados experimentales del prototipo y presentada su evaluación económica, se pueden extraer las conclusiones del presente proyecto:

- Se ha planteado el estado del arte en relación a los auriculares y amplificadores de auriculares presentes en el mercado actual.
- Se han analizado los problemas en auriculares de alta impedancia derivados del uso de dispositivos de audio móviles y su solución mediante el uso de un amplificador de auriculares de clase AB.
- Se ha desarrollado un modelo de amplificador controlado por microprocesador mediante una innovadora estrategia LED-LDR, cuya flexibilidad y re-programabilidad es su principal ventaja.
- Se ha construido un prototipo del sistema propuesto, fabricado sobre una tarjeta de circuito impreso de dos caras.
- Se ha validado experimentalmente el prototipo, midiendo su ancho de banda, su respuesta ante distintas señales de entrada y su distorsión, obteniendo unos resultados favorables en cuanto a distorsión, respuesta en frecuencia y relación señal-ruido. También se ha validado el detector de RMS.

En definitiva, se ha conseguido un prototipo de amplificador con unas buenas prestaciones, perfectamente comparables a modelos de media-alta gama presentes en el mercado actual.

Las especificaciones finales obtenidas son:

- **Ancho de banda:** 35 Hz -350 kHz
- **Potencia de salida máxima:** 190 mW @ 32 Ω
160 mW @ 150 Ω
- **THD:** <1%, 1 kHz (hasta 3º orden), ganancia unidad
- **Relación señal-ruido:** 105 dB

7.2. MEJORAS FUTURAS

A continuación se exponen algunas mejoras futuras en el prototipo que podrían llevarse a cabo:

- Mejorar el rango de ganancia del circuito amplificador.
- Optimizar el tamaño del prototipo mediante componentes SMD.
- Incluir transformador en el prototipo para poder alimentar directamente desde la red.
- Incluir el microcontrolador en la placa de circuito impreso.
- Incluir un vúmetro.
- Construcción de una carcasa para el prototipo.

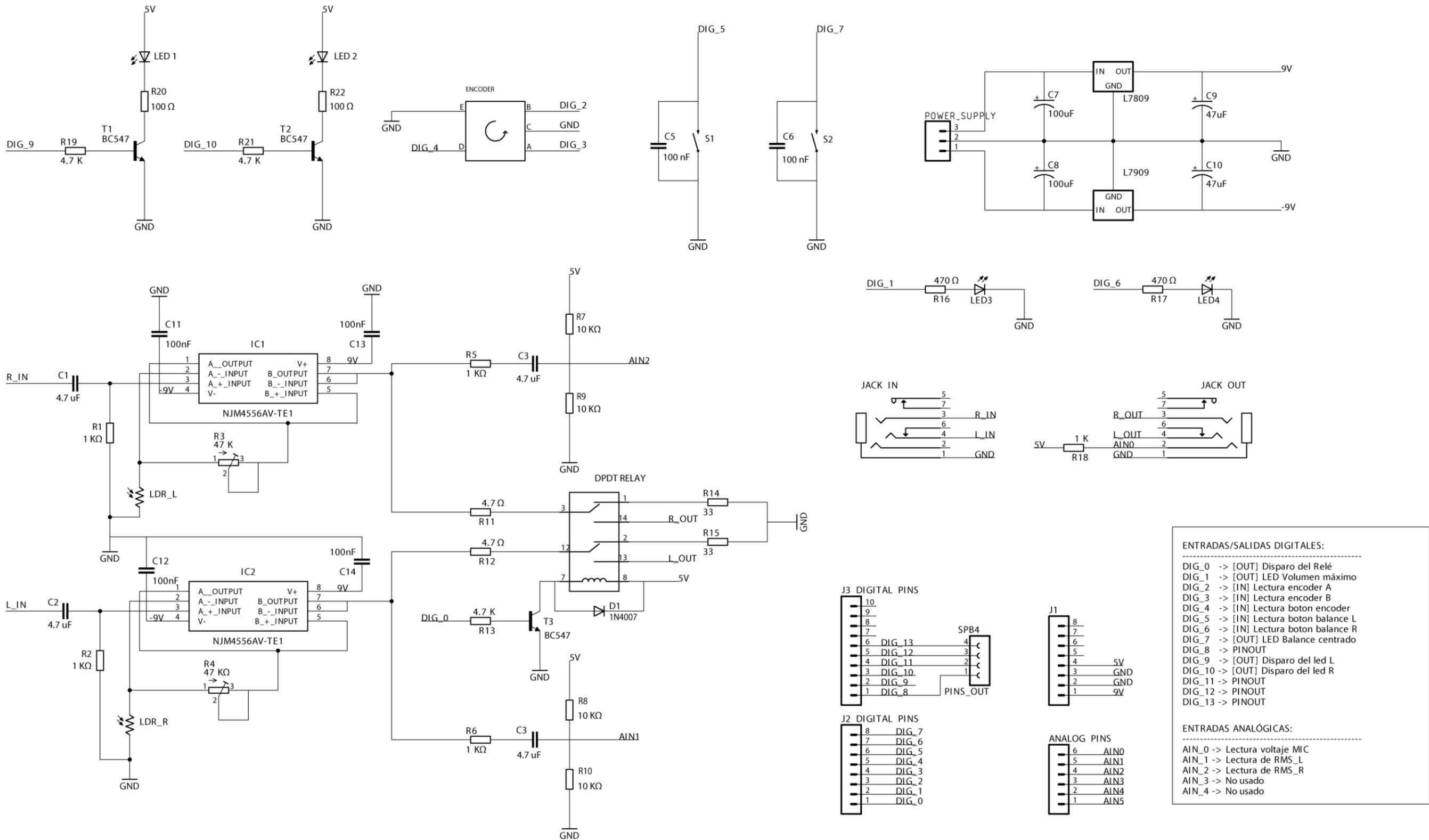
BIBLIOGRAFÍA

- [1] «Auricular,» [En línea]. Available: <https://es.wikipedia.org/wiki/Auricular>. [Último acceso: 17 Enero 2018].
- [2] «Wikipedia: Damping factor,» 5 2 2018. [En línea]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Damping_factor.
- [3] «Inner Fidelity: Headphone Measurements: Sennheiser HD 25-1 II,» [En línea]. Available: <https://www.innerfidelity.com/images/SennheiserHD251II.pdf>.
- [4] P. McGowan, «PSAudio: Do measurements matter?,» [En línea]. Available: <http://www.psaudio.com/pauls-posts/do-measurements-matter/>.
- [5] D. Bohn, «RaneNote 145: Audio Specifications,» 2000.
- [6] Tyll Hertsens , «Inner fidelity | Headphone Measurements Explained - Total Harmonic Distortion Plus Noise,» [En línea]. Available: <https://www.innerfidelity.com/content/headphone-measurements-explained-total-harmonic-distortion-plus-noise-part-1>.
- [7] «IMD vs. THD+N,» [En línea]. Available: <https://www.ap.com/technical-library/imd-vs-thdn/>.
- [8] «Disentangle RF amplifier specs: intermodulation distortion and intercept points,» [En línea]. Available: https://e2e.ti.com/blogs_/b/analogwire/archive/2016/04/19/disentangling-rf-amplifier-specs-intermodulation-vs-intercept-point.
- [9] D. Bohn, «RaneNote 100: Understanding Headphone Power Requirements,» 1983.
- [10] «Studio 22: Sennheiser HD 439,» [En línea]. Available: <http://www.studio-22.com/sennheiser/hd-439.htm>.
- [11] «Sennheiser: HD559,» [En línea]. Available: <https://es-mx.sennheiser.com/audifonos-de-gama-alta-estereo-hd-599>.
- [12] «Sennheiser: HD 660 S,» [En línea]. Available: <https://es-mx.sennheiser.com/audifonos-audiophile-high-end-hd-660-s>.
- [13] «AT-HA21 | Audio Technica Official Page,» [En línea]. Available: <http://sea.audio-technica.com/products/amplifiers/at-ha21>.
- [14] «Grado Labs: RA1 Amplifier,» [En línea]. Available: <http://www.gradolabs.com/headphones/headphone-amps>.
- [15] «Head-Fi: Reviews,» [En línea]. Available: <https://www.head-fi.org/showcase/review/5803/replys>.

- [16] «DA-300USB | Denon Official Page,» [En línea]. Available: <https://usa.denon.com/us/product/hifi/dac/da300usb>.
- [17] «Wikipedia: válvula termoiónica,» 5 2 2018. [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/V%C3%A1lvula_termoi%C3%B3nica.
- [18] «Class A Amplifier,» [En línea]. Available: https://www.electronicstutorials.ws/amplifier/amp_5.html.
- [19] «Class B Amplifier,» [En línea]. Available: https://www.electronicstutorials.ws/amplifier/amp_6.html.
- [20] «Crossover Distortion in Amplifiers,» [En línea]. Available: https://www.electronicstutorials.ws/amplifier/amp_7.html.
- [21] «Class AB Amplifier,» [En línea]. Available: www.electronicstutorials.ws/amplifier/class-ab-amplifier.html.
- [22] «Amplifier Classes,» [En línea]. Available: <https://www.electronicstutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>.
- [23] «Amplificador Clase D,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_Clase_D. [Último acceso: 2018 02 01].
- [24] «Amplificador electrónico,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_electr%C3%B3nico. [Último acceso: 17 1 2018].
- [25] «NJM4556 - DUAL HIGH CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER (datasheet),» 08 06 2011. [En línea]. Available: https://www.njr.com/semicon/PDF/NJM4556A_E.pdf. [Último acceso: 13 02 2018].
- [26] «TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier,» 04 1998. [En línea]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082-n.pdf>. [Último acceso: 13 02 2018].
- [27] «Microcontrolador PIC,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Microcontrolador_PIC. [Último acceso: 24 01 2018].
- [28] «Arduino Home Page,» [En línea]. Available: <https://www.arduino.cc/>.
- [29] «Tecnovortex: CTIA y OMTP,» [En línea]. Available: <https://tecnovortex.com/ctia-y-omtp/>.
- [30] «Inner fidelity: Headphone Measurements: Sennheiser HD 25-1 II,» [En línea]. Available: <https://www.innerfidelity.com/images/SennheiserHD251II.pdf>.
- [31] «Arduino Store: Arduino Uno,» [En línea]. Available: <https://store.arduino.cc/usa/arduino-uno-rev3>.

ANEXOS

I- Circuito completo



II- Código completo

```
/* PROGRAMA GENERAL */
* - TIEMPO DE PROTECCIÓN RELÉ
* - DETECCIÓN DE ENCODER
* - DETECCIÓN DE PULSADORES L Y R
* - FILTRO ANTIREBOTE EN EL ENCODER
* - DETECCIÓN DE RMS
* - DETECCIÓN DE CONTROL REMOTO*/

/* DECLARACION DE PINES DIGITALES*/
#define RelayPin 0
#define ClipLEDPin 1
#define encPinA 2
#define encPinB 3
#define encSwitchPin 4
#define switch_R_Pin 5
#define BalanceLEDPin 6
#define switch_L_Pin 7
#define LED_R_Pin 9
#define LED_L_Pin 10
#define out1pin 8
#define out2pin 11
#define out3pin 12
#define out4pin 13

/* DECLARACION DE PINES ANALÓGICOS*/
#define MIC_Pin 0
#define RMS_L_pin 1
#define RMS_R_pin 2

/*VARIABLES DE VOLUMEN Y BALANCE*/
float vol_total = 150; //Valor del volumen leído en el encoder (sin balance)
float vol_R; //Responsable de la modulación PWM del LED derecho
float vol_L; //Responsable de la modulación PWM del LED izquierdo
int balance = 0; //Variable que almacena el balance (-10 a 10)
int mute = 0;

/*VARIABLES DE PULSADORES Y ENCODER*/
int encSwitchRead = 1;
int encSwitchLast = 1;
int switch_R_Read = 1;
int switch_L_Read = 1;
int switch_R_Last = 1;
int switch_L_Last = 1;
long timeCounter = 0;
const int timeThreshold = 50; //permite 1 interrupción cada 50 ms como máximo
int remoteControl = 0;

/*VARIABLES DEL RELÉ*/
int rele_temp = 0; //temporizador para arranque del relé
bool LEDstate = LOW;

/*VARIABLES DETECTOR RMS*/
int counter = 0;
int N = 100; //Numero de muestras por ciclo
int L_read = 0; //Varía entre 0 y 1023
int R_read = 0;
int L_signal = 0; //Varía entre -511 y 511
int R_signal = 0;
int L_signal_ABS = 0; //Varía entre 0 y 511
int R_signal_ABS = 0;
long L_sum = 0; //su valor maximo es 511*N -> por eso es Long
long R_sum = 0;
int L_RMS = 0; //RMS digital
int R_RMS = 0;
int L_RMS_Volts = 0; //RMS analógico
int R_RMS_Volts = 0;
```

```
void setup()
{
  /*RESISTENCIAS DE PULL-UP*/
  pinMode(encSwitchPin, INPUT_PULLUP); //Pulsador Encoder
  pinMode(switch_R_Pin, INPUT_PULLUP); //Pulsador R
  pinMode(switch_L_Pin, INPUT_PULLUP); //Pulsador L
  pinMode(encPinA, INPUT_PULLUP); //Encoder A
  pinMode(encPinB, INPUT_PULLUP); //Encoder B

  /*CONFIGURACION DE LOS PINES DE SALIDA*/
  pinMode(RelayPin, OUTPUT); //Salida de activación del relé
  pinMode(ClipLEDPin, OUTPUT); //LED DE MAX. VOLUMEN
  pinMode(BalanceLEDPin, OUTPUT); //LED DE BALANCE
  pinMode(LED_R_Pin, OUTPUT); //LED R
  pinMode(LED_L_Pin, OUTPUT); //LED L

  /*CONFIGURACION DE LOS PINES AUXILIARES*/
  pinMode(out1pin, OUTPUT);
  pinMode(out2pin, OUTPUT);
  pinMode(out3pin, OUTPUT);
  pinMode(out4pin, OUTPUT);

  attachInterrupt(0, doEncoder, CHANGE); //Habilitación de las interrupciones
  digitalWrite (RelayPin, LOW); //Relé apagado inicialmente
}

/*****
/***** INICIO DEL PROGRAMA *****/
/*****/

void loop()
{
  while (rele_temp<10) //Parpadeo inicial que dura 2 segundos
  {
    digitalWrite (BalanceLEDPin, (LEDstate) ? HIGH:LOW); //Toggle en el led
    LEDstate =!LEDstate;
    delay (200);
    rele_temp++;
  }

  digitalWrite (RelayPin, HIGH); //El relé deja pasar la señal de audio

  switch_R_Read = digitalRead(switch_R_Pin); //LOW -> pulsado, HIGH -> no pulsado
  switch_L_Read = digitalRead(switch_L_Pin);

  if (switch_R_Last != switch_R_Read) //hay un evento en el pulsador R
  {
    if ((switch_R_Read == LOW) && (balance<10))
    {
      balance++;
    }
    switch_R_Last = switch_R_Read;
  }

  else if (switch_L_Last != switch_L_Read) //hay un evento en el pulsador L
  {
    if ((switch_L_Read == LOW) &&(balance>-10))
    {
      balance--;
    }
    switch_L_Last = switch_L_Read;
  }

  encSwitchRead = digitalRead(encSwitchPin); //lectura del pulsador encoder

  //Solo nos interesa cambiar de estado cuando no coincide la lectura y el valor anterior
}
```

```
if (encSwitchRead != encSwitchLast)
{
    if ((encSwitchRead==0) && (mute == 1))
    {
        mute = 0;
        digitalWrite (RelayPin, LOW);
    }
    else if ((encSwitchRead==0) && (mute == 0))
    {
        mute = 1;
        digitalWrite (RelayPin, HIGH);
    }
    encSwitchLast = encSwitchRead;
}

/***** DETECCIÓN DEL CONTROL REMOTO *****/

remoteControl = analogRead(MIC_Pin);
//La tensión leida es mayor que 3.4 -> se ha pulsado botón de bajar volumen
(Ver apartado 3.8 de la memoria)
if ((remoteControl>560)|| (remoteControl<580))
{
    vol_R--;
    vol_L--;
}
//La tensión leida se encuentra en torno a 3.33 V --Z botón de subir volumen
else if((remoteControl>670)|| (remoteControl<690))
{
    vol_R++;
    vol_L++;
}
//La tensión leida es aproximadamente 5V -> se ha pulsado botón de mute
else if (remoteControl>1020)
{
    if (mute == 0)
    {
        mute = 1;
        digitalWrite (RelayPin, HIGH);
    }
    else if (mute == 1)
    {
        mute = 0;
        digitalWrite (RelayPin, LOW);
    }
}

/***** *****/

if (balance < 0)
{
    vol_R = ((vol_total) / 255) * (255 - 25.5 * (-balance));
    vol_L = (vol_total / 255) * 255;
    digitalWrite (BalanceLEDPin, LOW);
}
else if (balance > 0)
{
    vol_L = (vol_total / 50) * (255 - 25.5 *balance));
    vol_R = (vol_total / 50) * 255;
    digitalWrite (BalanceLEDPin, LOW);
}
else
{
    vol_L = (vol_total / 255) * 255 ;
    vol_R = (vol_total / 255) * 255;
    digitalWrite (BalanceLEDPin, HIGH);
}
```

```

/***** Deteccion de RMS *****/
while (counter < N) // N = numero de muestras
{
    counter++;
    L_read = analogRead(RMS_L_pin); //Paso 1: Lee la señal.
    R_read = analogRead(RMS_R_pin);

    L_signal = L_read - 512; //Paso 2: Le resta 512
    R_signal = R_read - 512;

    L_signal_ABS = abs(L_signal); //Paso 3: Aplica valor absoluto
    R_signal_ABS = abs(R_signal);

    L_sum = L_sum + L_signal_ABS; //Paso 4: Suma el valor a una variable
    R_sum = R_sum + R_signal_ABS;
}
L_RMS = L_sum / N; //Valores RMS en escala digital
R_RMS = R_sum / N;
L_RMS_Volts = (L_RMS * 5)/1024; //Valores RMS en escala analógica
R_RMS_Volts = (R_RMS * 5)/1024;
L_sum = 0; //Termina el ciclo y se resetean las sumas
y el contador
R_sum = 0;
counter = 0;

if ((L_RMS_Volts>3.5) || (R_RMS_Volts>3.5)) //Umbral de clipping
{
    digitalWrite (ClipLEDPin, HIGH);
}
else
{
    digitalWrite (ClipLEDPin, LOW);
}
/* DISPARO DE LOS LED*/
analogWrite(LED_R_Pin,vol_R);
analogWrite(LED_L_Pin,vol_L);
}

/***** FIN DEL PROGRAMA PRINCIPAL *****/
void doEncoder()
{
    /* Si sucede un evento y los dos pines estan a nivel alto o a nivel bajo, el
    encoder está rotando en sentido antihorario (CCW).Si los pines no se encuen-
    tran al mismo nivel, entonces el encoder está rotando en sentido horario (CW).
Filtro implementado: Si las interrupciones ocurren consecutivamente en un pe-
    riodo de tiempo inferior a timeThreshold, se ignora la interrupción
Funcionamiento: El contador millis() se inicia desde el arranque. En el momen-
    to en que sucede una interrupción, si el tiempo contado en milis es mayor al
    tiempo almacenado en la variable contador + el tiempo umbral, entonces ha pa-
    sado suficiente tiempo desde la anterior interrupción y por tanto se sigue
    atendiendo a la interrupción. En caso de que se atienda a la interrupción,
    antes de salir, el valor de contador se iguala al contador mills() para asi
    saber cuándo se ha atendido por última vez la interrupción.

    if (millis() > timeCounter + timeThreshold)
    {
        timeCounter = millis();
        if (digitalRead(encPinA) == digitalRead(encPinB))
        {
            if (vol_total < 255) //LIMITE -> 255
                vol_total++;
        }
        else
        {
            if (vol_total > 1) //LIMITE -> 1
                vol_total--;
        }
    }
}

```

}

III- Hojas de características



NJM4556A

DUAL HIGH CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER

■ GENERAL DESCRIPTION

The NJM4556A integrated circuit is a high-gain, high output current dual operational amplifier capable of driving $\pm 70\text{mA}$ into 150Ω loads ($\pm 10.5\text{V}$ output voltage), and operating low supply voltage ($V^+V^- = \pm 2\text{V} \sim$).

The NJM4556A combines many of the features of the popular NJM4558 as well as having the capability of driving 150Ω loads. In addition, the wide band-width, low noise, high slew rate and low distortion of the NJM4556A make it ideal for many audio, telecommunications and instrumentation applications.

■ PACKAGE OUTLINE



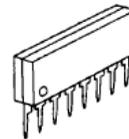
NJM4556AD



NJM4556AM



NJM4556AV

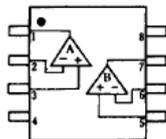


NJM4556AL

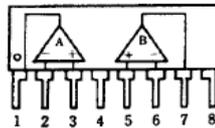
■ FEATURES

- Operating Voltage ($\pm 2\text{V} \sim \pm 18\text{V}$)
- High Output Current ($I_o = 70\text{mA}$)
- Slew Rate ($3\text{V}/\mu\text{s}$ typ.)
- Gain Band Width Product (8MHz typ.)
- Equivalent Input Noise Voltage ($10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ typ.)
- Package Outline DIP8, DMP8, SIP8, SSOP8
- Bipolar Technology

■ PIN CONFIGURATION



NJM4556AD
NJM4556AM
NJM4556AV

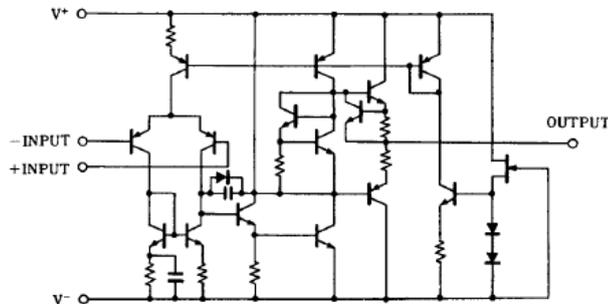


NJM4556AL

PIN FUNCTION

1. A OUTPUT
2. A -INPUT
3. A +INPUT
4. V^-
5. B +INPUT
6. B -INPUT
7. B OUTPUT
8. V^+

■ EQUIVALENT CIRCUIT (1/2 Shown)



NJM4556A

■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Ta=25°C)

PARAMETER	SYMBOL	RATINGS	UNIT
Supply Voltage	V ⁺ /V ⁻	± 18	V
Differential Input Voltage	V _{ID}	± 30	V
Input Voltage	V _{IC}	± 15 (note)	V
Power Dissipation	P _D	(DIP8) 700 (DMP8) 300 (SSOP8) 250 (SIP8) 800	mW
Operating Temperature Range	T _{opr}	-40~+85	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-40~+125	°C

(note) For supply voltage less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS (NJM4556AD / NJM4556AL)

(V⁺/V⁻=±15V, Ta=25°C)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Input Offset Voltage	V _{IO}	R _S ≤10kΩ	-	0.5	6.0	mV
Input Offset Current	I _{IO}		-	5	60	nA
Input Bias Current	I _B		-	50	500	nA
Input Resistance	R _{IN}		0.3	5	-	MΩ
Large Signal Voltage Gain	A _V	R _L ≥2kΩ, V _O =±10V	86	100	-	dB
Maximum Output Voltage Swing 1	V _{OM1}	R _L ≥2kΩ	± 12	± 13.5	-	V
Maximum Output Voltage Swing 2	V _{OM2}	R _L ≥150Ω	± 10.5	± 11	-	V
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICM}		± 13.5	± 14	-	V
Common Mode Rejection Ratio	CMR	R _S ≤10kΩ	70	90	-	dB
Supply Voltage Rejection Ratio	SVR	R _S ≤10kΩ	76.5	90	-	dB
Operating Current	I _{CC}		-	9	12	mA
Slew Rate	SR		-	3	-	V/μs
Gain Bandwidth Product	GB		-	8	-	MHz

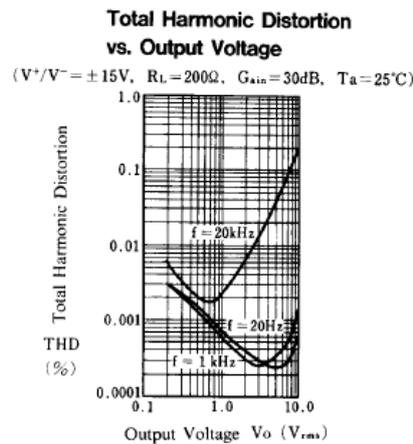
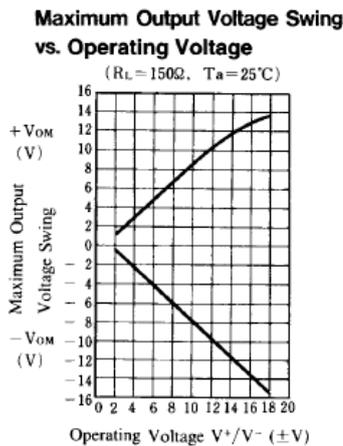
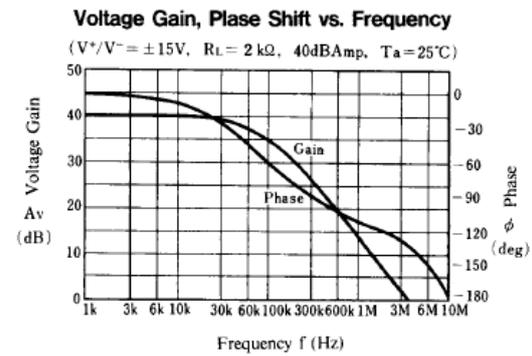
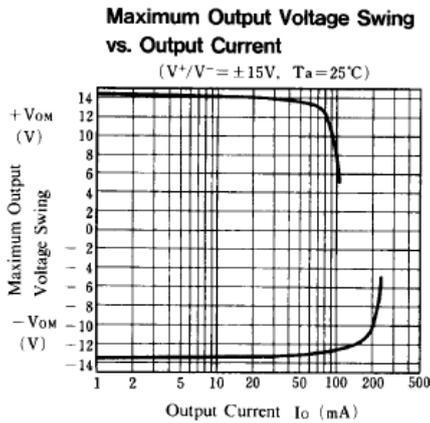
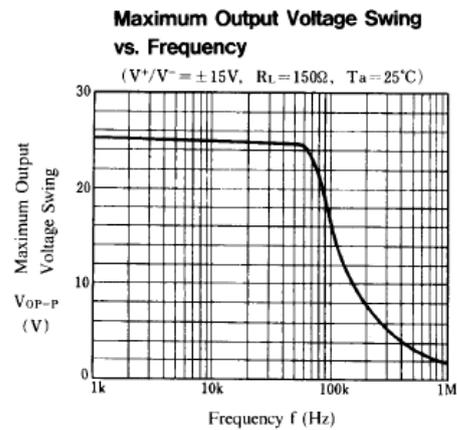
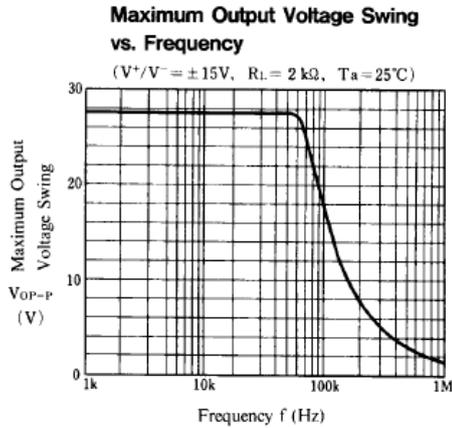
■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS (NJM4556AM / NJM4556AV)

(V⁺/V⁻=±15V, Ta=25°C)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Input Offset Voltage	V _{IO}	R _S ≤10kΩ	-	0.5	6.0	mV
Input Offset Current	I _{IO}		-	5	60	nA
Input Bias Current	I _B		-	50	500	nA
Large Signal Voltage Gain	A _V	R _L ≥2kΩ, V _O =±10V	86	100	-	dB
Maximum Output Voltage Swing 1	V _{OM1}	V _{IN} ⁺ =4V, V _{IN} ⁻ =3V, V ⁺ =9V, V ⁻ =0V I _{SOURCE} =40mA	7.5	-	-	V
Maximum Output Voltage Swing 2	V _{OM2}	V _{IN} ⁺ =3V, V _{IN} ⁻ =4V, V ⁺ =9V, V ⁻ =0V I _{SNK} =40mA	-	-	2.1	V
Input Common Mode Voltage Range 1	V _{ICM1}	V ⁺ =9V, V ⁻ =0V, V _{IL}	-	-	1.5	V
Input Common Mode Voltage Range 2	V _{ICM2}	V ⁺ =9V, V ⁻ =0V, V _{IH}	8	-	-	V
Common Mode Rejection Ratio	CMR	R _S ≤10kΩ	70	90	-	dB
Supply Voltage Rejection Ratio	SVR	R _S ≤10kΩ	76.5	90	-	dB
Supply Current	I _{CC}	V ⁺ =9V, V ⁻ =0V	-	8	12	mA
Slew Rate	SR		-	3	-	V/μs
Gain Bandwidth Product	GB		-	8	-	MHz

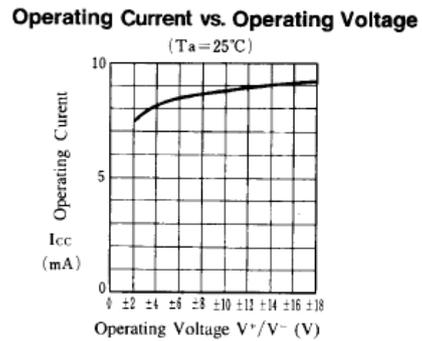
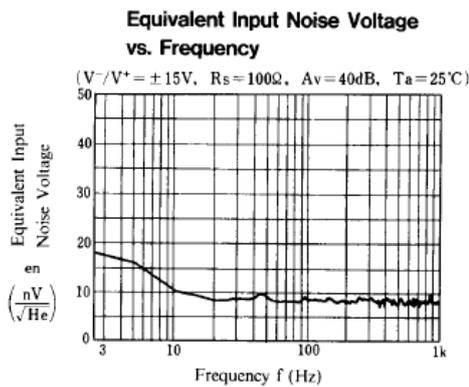
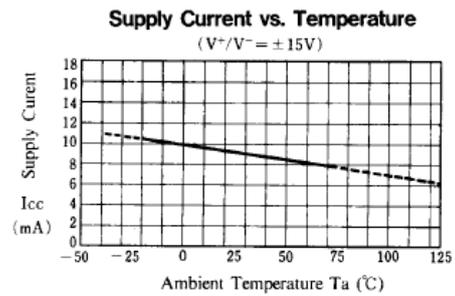
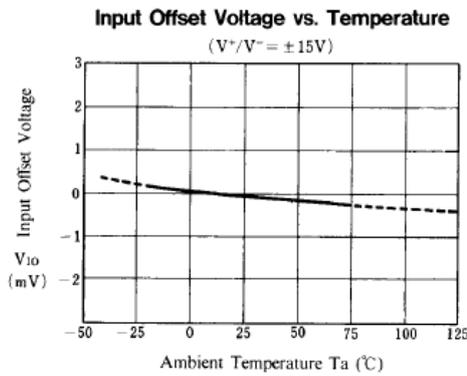
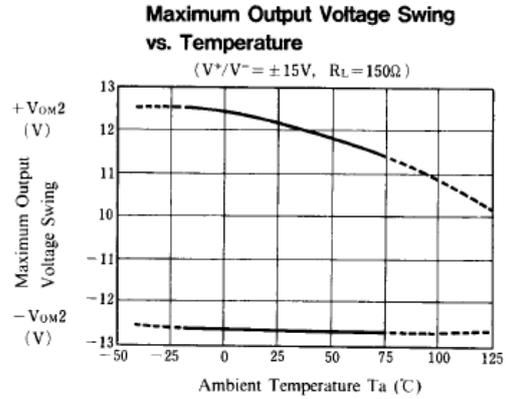
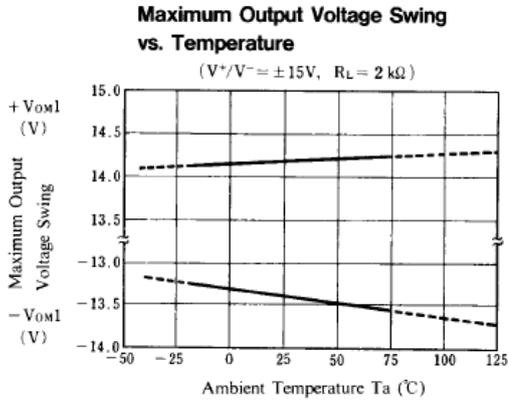
NJM4556A

■ TYPICAL CHARACTERISTICS



NJM4556A

TYPICAL CHARACTERISTICS



[CAUTION]
The specifications on this databook are only given for information, without any guarantee as regards either mistakes or omissions. The application circuits in this databook are described only to show representative usages of the product and not intended for the guarantee or permission of any right including the industrial rights.

FIN DEL DOCUMENTO