



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA
INSTITUTO DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y MECATRÓNICA

“SISTEMA DE AMPLIFICACIÓN DE AUDIO CLASE AB”

TESIS
PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN ELECTRÓNICA

PRESENTA:
HUGO TOLEDO AMBROSIO

DIRECTOR:
M.E.D.I. HERIBERTO ILDEFONSO HERNÁNDEZ MARTÍNEZ

H. CIUDAD DE HUAJUAPAN DE LEÓN, OAXACA; OCTUBRE DE 2025

Dedicatoria

Dedico este trabajo de tesis a mis padres, Nydia Ambrosio Zárate y Ricardo Ovidio Toledo Olmedo, por su esfuerzo, amor y apoyo incondicional a lo largo de mi formación personal y académica; su guía y confianza fueron pilares fundamentales para llegar a esta nueva etapa de mi vida.

Con especial cariño, a la memoria de mi abuela paterna, Aida Yolanda Olmedo López (QEPD), quien fue una fuente de inspiración constante y un motivo importante para seguir adelante en los momentos más difíciles de mi vida universitaria. Ella siempre soñó con verme graduado.

También agradezco profundamente a mis abuelos maternos, Ana Silvia Zárate Antonio y Heriberto Ambrosio Canseco, por haber sido una base sólida en mi formación desde la infancia, por sus valiosos consejos y apoyo a lo largo del camino.

Hugo

Agradecimientos

Con profundo aprecio agradezco al profesor Heriberto Ildefonso Hernández Martínez, por ser un gran apoyo a lo largo de este proceso. Su conocimiento, experiencia y guía fueron clave para materializar lo que en su momento fue solo una idea, especialmente en los momentos en que la investigación se volvió compleja. También valoro sinceramente su amistad y los consejos que siempre estuvo dispuesto a compartir.

Agradezco a Brian Gabriel Solano García e Isaí Toledo Celaya, compañeros de equipo y grandes amigos durante toda la trayectoria universitaria, por su apoyo constante y sus valiosas contribuciones a lo largo del camino.

A mi primo Rigoberto Toledo López, compañero de estudios desde la secundaria, por su constante compañía, apoyo y dedicación en este recorrido académico.

A Luis Ángel Villalba Othón, mejor conocido como “chino”, por su amistad desde el inicio de esta etapa y por todos los buenos momentos compartidos, dentro y fuera de la cafetería universitaria.

Agradezco a National Instruments, Altium y REW por el uso de las versiones de Multisim, Altium Designer y REW, respectivamente.

Hugo

Resumen

En el contexto académico universitario, el diseño de sistemas electrónicos suele enfocarse en aplicaciones de carácter general, sin prestar especial atención al desarrollo de amplificadores que cumplan con los estándares comerciales de audio, y mucho menos con los requerimientos propios de los sistemas de alta fidelidad (*Hi-Fi*). Hasta el momento, en la Universidad Tecnológica de la Mixteca no se han realizado estudios previos relacionados con el diseño y construcción de amplificadores *Hi-Fi*.

En el presente trabajo se diseñó, desarrolló e implementó un sistema de amplificación de audio Clase AB orientado a cumplir los estándares de la alta fidelidad (*Hi-Fi, High Fidelity*) siguiendo una metodología de cinco fases.

Se realizó la implementación de la PCB y una fuente de alimentación dentro de un chasis, lo que permitió validar los resultados obtenidos en el desarrollo teórico, las mediciones se realizaron con instrumentos de laboratorio y una interfaz de audio, dando como resultado una respuesta en frecuencia plana en todo el espectro del rango audible, bajos valores de distorsión armónica total (THD), relación señal/ruido más distorsión (SINAD), distorsión armónica más ruido (THD+N), relación señal/ruido (SNR), además, una potencia de salida máxima de 36 W y una tasa de respuesta superior a la mínima requerida.

Los resultados demostraron concordancia con los cálculos y simulaciones, verificando el cumplimiento de los límites teóricos establecidos.

Este proyecto contribuye a la comprensión del funcionamiento de amplificadores lineales, y sienta las bases para desarrollos más complejos en el ámbito del audio de alta fidelidad.

Índice General

Dedicatoria	iii
Agradecimientos	v
Índice General	ix
Índice de Figuras.....	xiii
Índice de Tablas.....	xvii
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Sistema de Audio	2
1.2. Amplificadores de Audio.....	3
1.2.1. Etapa de entrada	3
1.2.2. Etapa de amplificación de voltaje	4
1.2.3. Driver	5
1.2.4. Etapa de salida	5
1.2.5. Red de protección y compensación	6
1.3. Sistema de Audio de Alta Fidelidad (Hi-Fi).....	7
1.4. Sistema de Audio Hi-End	9
1.5. Tecnologías y Productos	10
1.6. Estado del Arte	11
1.7. Planteamiento del Problema	13
1.8. Justificación.....	14
1.9. Hipótesis	15
1.10. Objetivos	15
1.10.1. Objetivo general.....	15
1.10.2. Objetivos específicos	15
1.11. Metodología de Desarrollo	15
Capítulo 2. Tipos de Amplificadores de Audio	19

2.1.1. Clase A	19
2.1.2. Clase B	20
2.1.3. Clase AB.....	21
2.1.3.1. Distorsión por cruce	22
2.1.3.2. Beta matching.....	23
2.1.4. Clase C	23
2.1.5. Clase D	24
2.1.6. Clase E	25
2.1.7. Clase F.....	26
2.1.8. Clase G	26
2.1.9. Clase H.....	27
2.1.10. Clase S.....	28
2.1.11. Clase XD.....	29
Capítulo 3. Consideraciones de Diseño	31
3.1. Selección de Componentes Pasivos y Activos.....	34
3.1.1. Transistores para la Etapa <i>Pre-Driver</i>	34
3.1.2. Transistores para la Etapa <i>Driver</i>	38
3.1.3. Transistores para la etapa de salida	40
3.1.4. Selección de resistencias.....	42
3.1.5. Selección de capacitores.....	43
3.1.5.1. Capacitores de alimentación.....	44
3.2. Cálculos de las Etapas del Amplificador Clase AB	44
3.2.1. Filtros paso bajas y paso altas de la etapa de entrada	45
3.3. Alimentación del Op-Amp AD797	47
3.4. Ganancia de la Etapa de Salida	48
3.5. Polarización de la Etapa <i>Pre-Driver</i>	51

3.6. Ganancia en Baja Frecuencia de la Etapa de Entrada.....	53
3.7. Polos de Frecuencia y Ceros	55
3.8. Multiplicador de Voltaje Base Emisor de la Etapa de Salida	58
3.9. Red Zobel y Protección contra Oscilaciones de la Etapa de Salida	60
3.10. Cálculo del Disipador	62
Capítulo 4. Simulación del Amplificador de Audio.....	67
4.1. Medición de la Potencia Máxima de Salida	67
4.2. Medición de la Respuesta en Frecuencia y Fase.....	70
4.3. Medición de THD	73
4.4. Medición de SINAD y Cálculo de THD+N	76
4.5. Medición de la Tasa de Respuesta	77
4.6. Medición de SNR	78
Capítulo 5. Resultados	81
5.1. Implementación del Prototipo del Amplificador de Audio.....	81
5.2. Implementación del Circuito Impreso.....	82
5.3. Implementación de la Fuente de Alimentación	82
5.4. Implementación del Amplificador en el Chasis	83
5.5. Medición de la Potencia de Salida Máxima	85
5.6. Medición de la Respuesta en Frecuencia y Fase.....	87
5.7. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR.....	90
5.8. Medición de la Tasa de Respuesta	94
Conclusiones	97
Referencias	101
Glosario de Términos	107
Anexo A. Diseño de la PCB del Amplificador de Audio	A-1
Anexo B. PCB de la Fuente de Alimentación	B-1

Anexo C. Ensamblado del Chasis del Amplificador de Audio..... C-1

Anexo D. Ensamblado del Soporte para el Disipador D-1

Índice de Figuras

Figura 1.1. Esquema general de un sistema de audio.....	2
Figura 1.2. Diagrama general de un amplificador de audio.....	3
Figura 1.3. Diagrama del par diferencial.	3
Figura 1.4. Diagrama de la etapa de amplificación de voltaje.	5
Figura 1.5. Diagrama de la red Zobel.	6
Figura 1.6. Fases del desarrollo del amplificador Clase AB.....	17
Figura 2.1. Esquemático del amplificador Clase A.....	20
Figura 2.2. Esquemático del amplificador Clase B.....	21
Figura 2.3. Esquemático del amplificador Clase AB.	21
Figura 2.4. Fenómeno de distorsión por cruce.....	22
Figura 2.5. Esquemático del amplificador Clase C.....	23
Figura 2.6. Esquemático del amplificador Clase D.	24
Figura 2.7. Esquemático del amplificador Clase E.....	25
Figura 2.8. Esquemático del amplificador Clase F.....	26
Figura 2.9. Esquemático del amplificador Clase G.	27
Figura 2.10. Esquemático del amplificador Clase H.	28
Figura 2.11. Esquemático del amplificador Clase S.	29
Figura 3.1. Diagrama y componentes electrónicos del amplificador CES741. ..	31
Figura 3.2. Gráfica I_c vs V_{CE} del par complementario A949 y C2229.....	35
Figura 3.3. Gráfica de operación del par complementario A949 y C2229.....	38
Figura 3.4. Gráfica I_c vs V_{CE} del par complementario A968 y C2238.....	39
Figura 3.5. Gráfica de operación del par complementario A968 y C2238.....	40
Figura 3.6. Gráfica de ganancia en corriente en DC.	41
Figura 3.7. Gráfica de operación del par MJ15022 y MJ15023.	42
Figura 3.8. Porcentaje de armónicos (3er, 5to, 7mo y 9no).....	43

Figura 3.9. Filtro paso bajas y paso altas de la etapa de entrada.....	45
Figura 3.10. Circuito de alimentación del Op-Amp AD797.....	47
Figura 3.11. Circuito de la etapa de salida.....	49
Figura 3.12. Circuito de la etapa Pre-Driver.....	51
Figura 3.13. Diagrama de retroalimentación negativa.....	54
Figura 3.14. Circuito multiplicador de V _{BE}	59
Figura 3.15. Circuito de la red Zobel.....	61
Figura 4.1. Circuito del amplificador de audio Clase AB.....	68
Figura 4.2. Medición de potencia máxima del amplificador de audio.....	69
Figura 4.3. Salida de la medición de potencia máxima.....	70
Figura 4.4. Medición de potencia a 1 W de la respuesta en frecuencia y fase. .	71
Figura 4.5. Medición de la respuesta en frecuencia del amplificador de audio.	72
Figura 4.6. Medición de la frecuencia de corte del amplificador de audio.	72
Figura 4.7. Medición de fase a 20 kHz en el amplificador de audio.....	72
Figura 4.8. Medición de fase a 1.63 MHz en el amplificador de audio.....	73
Figura 4.9. Medición de SINAD a 1 kHz y 1 W en el amplificador de audio. ...	77
Figura 4.10. Medición de SINAD a 20 kHz y 1 W en el amplificador de audio.	77
Figura 4.11. Medición de la tasa de respuesta a 20 kHz y 52.4 W.....	78
Figura 4.12. Medición de SNR de 20 Hz a 20 kHz y 1 W.....	79
Figura 4.13. Medición de SNR de 20 Hz a 20 kHz y 52.4 W.....	79
Figura 5.1. Vistas superior e inferior del prototipo del amplificador de audio.	81
Figura 5.2. Vistas superior e inferior del PCB del amplificador de audio.....	82
Figura 5.3. Esquemático del circuito de una fuente simétrica.....	83
Figura 5.4. Vistas superior e inferior de la fuente de alimentación.....	83
Figura 5.5. Vista superior del chasis del amplificador de audio.....	84
Figura 5.6. Vista trasera del chasis del amplificador de audio.	84

Figura 5.7. Vista frontal del chasis del amplificador de audio.....	84
Figura 5.8. Entorno para realizar las mediciones al amplificador de audio	85
Figura 5.9. Señal de entrada con frecuencia de 1 kHz y amplitud de 2 V _{RMS}	85
Figura 5.10. Medición del voltaje de salida del amplificador.	86
Figura 5.11. Medición de la corriente de salida del amplificador.	86
Figura 5.12. Conectores tipo plug de ¼.	87
Figura 5.13. Resistencia de carga.	88
Figura 5.14. Interfaz gráfica del software REW.....	88
Figura 5.15. Interfaz para compensar la entrada al nivel de salida.....	89
Figura 5.16. Medición de la respuesta en frecuencia y fase.	89
Figura 5.17. Medición del desfase a 20 kHz del amplificador de audio.	90
Figura 5.18. Medición de la frecuencia de corte del amplificador de audio.	90
Figura 5.19. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 1 kHz y 1 W.....	91
Figura 5.20. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 1 kHz y 1 W.....	92
Figura 5.21. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 1 kHz y 36 W.....	93
Figura 5.22. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 20 kHz y 36 W.....	94
Figura 5.23. Medición de diferencia de voltaje y de tiempo a 20 kHz y 36 W. ..	95
Figura 6.1. Sistema de amplificación de audio Clase AB.....	97
Figura A.1. Esquemático del circuito del amplificador de audio Clase AB.....	A-1
Figura A.2. PCB sin pistas.....	A-2
Figura A.3. Enrutamiento de las capas Top y Bottom.	A-3
Figura A.4. Enrutamiento de ambas capas (Top y Bottom).	A-3
Figura A.5. Colocación de plano GND en la capa Bottom.	A-4
Figura A.6. Vista 3D de la PCB en las capas Top y Bottom.....	A-4
Figura B.1. Esquemático del circuito de la fuente de alimentación.....	B-1
Figura B.2. PCB sin pistas.....	B-1

Figura B.3. Enrutamiento de la capa Bottom y polígono de tierra.	B-2
Figura B.4. Vista 3D de la PCB en las capas Top y Bottom.	B-2
Figura C.1. Manual de ensamble de la tapa del chasis.	C-1
Figura C.2. Manual de ensamble del chasis.	C-2
Figura D.1. Ensamblado del soporte para el disipador.	D-1

Índice de Tablas

Tabla 1.1. Comparativa entre un sistema de audio estándar y uno Hi-Fi.....	8
Tabla 2.1. Comparación entre los diferentes amplificadores de audio.	30
Tabla 4.1. Medición de THD a 1 kHz y 1 W en el amplificador de audio.....	74
Tabla 4.2. Medición de THD a 20 kHz y 1 W en el amplificador de audio.....	74
Tabla 4.3. Medición de THD a 1 kHz y 52.4 W en el amplificador de audio.....	75
Tabla 4.4. Medición de THD a 20 kHz y 52.4 W en el amplificador de audio....	76

Capítulo 1. Introducción

*“La música es una parte fundamental de la vida humana,
impulsada por la fascinación del arte sonoro”*

(Harley, 2021).

Las señales eléctricas son representaciones físicas de información que pueden variar en amplitud, en frecuencia y en forma, además, sirven como medio para transmitir datos, incluyendo audio. La transformación de señales eléctricas en señales de audio es un proceso fundamental en sistemas de comunicación, reproducción de sonido y tecnología electrónica, entre otros.

En su forma natural, el sonido es una onda mecánica que se propaga en un medio como el aire; para procesarlo electrónicamente, dicha onda se convierte en una señal eléctrica mediante dispositivos como micrófonos o interfaces de audio. Una vez en forma eléctrica, estas señales pueden ser manipuladas, amplificadas, transmitidas o almacenadas (Haykin & Van Veen, 2001).

Las señales de audio tienen un ancho de banda que generalmente se encuentra entre 20 Hz y 20 kHz, correspondiente al rango audible para el oído humano. Existen diferentes tipos de audio, como por ejemplo la voz humana, la música o el ruido, los cuales generan características particulares en la señal eléctrica, como variaciones en la frecuencia o en la amplitud. La calidad del audio está directamente influenciada por factores como el ancho de banda disponible, la fidelidad de los equipos de procesamiento y de amplificación (Harley, 2021).

Para que dichas señales eléctricas se conviertan nuevamente en sonido, existen dispositivos como altavoces o auriculares, que realizan el proceso inverso, es decir, transforman las señales eléctricas en ondas mecánicas perceptibles por el oído humano.

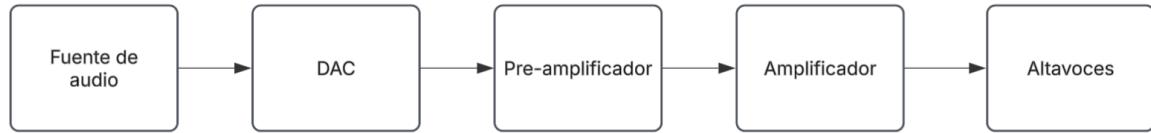


Figura 1.1. Esquema general de un sistema de audio.

1.1. Sistema de Audio

La Figura 1.1 muestra el diagrama general de un sistema de audio, cuyos elementos se describen a continuación:

- Fuente de audio: Hace referencia al dispositivo que proporciona la señal de audio y puede ser: a) Reproductor digital como smartphone, computadora, reproductor MP3, *streaming* (Spotify, Apple Music, Tidal, Qobuz, etc.); o b) Dispositivo analógico como reproductor de CD, de vinilos (tocadiscos preamplificados), de casetes o de otras cintas magnéticas.
- Convertidor Digital a Analógico (DAC): Es el encargado de convertir la señal digital proveniente de una fuente digital en una señal analógica que pueda ser procesada por el resto del sistema de audio. Puede estar integrado en la fuente (como en una computadora o en un reproductor digital) o ser un componente dedicado externo con la finalidad de mejorar la calidad e influir directamente en la fidelidad del sonido resultante.
- Preamplificador: Ajusta el nivel de la señal de audio (control de volumen, balance y tono).
- Amplificador¹: se encarga de aumentar la potencia de la señal de audio para accionar los altavoces y puede ser integrado (con preamplificador) o separado (amplificador de potencia dedicado).
- Altavoces: Convierten la señal eléctrica en sonido audible (presión sonora) y pueden ser pasivos (requieren un amplificador externo) o activos (incorporan un amplificador).

¹ También llamado amplificador de potencia.

1.2. Amplificadores de Audio

Un amplificador de audio es un circuito electrónico diseñado para aumentar la amplitud de una señal de audio sin alterar sus características esenciales, permitiendo que pueda excitar una carga o altavoz. Su función principal es recibir una señal de baja amplitud, generalmente proveniente de una fuente como un micrófono, instrumento musical o reproductor de audio, y entregarla a la salida con un mayor nivel de voltaje y corriente para su correcta reproducción (Self, 2013) (Sedra & Smith, 2015).

La Figura 1.2 muestra el diagrama general de un amplificador de audio, cuyos elementos se describen a continuación.



Figura 1.2. Diagrama general de un amplificador de audio.

1.2.1. Etapa de entrada

Los componentes de esta etapa forman un conjunto de transistores bipolares de unión (BJT) que comparten sus terminales de emisor, configurándose como un par diferencial (véase Figura 1.3) (Cordell, 2011, pág. 29).

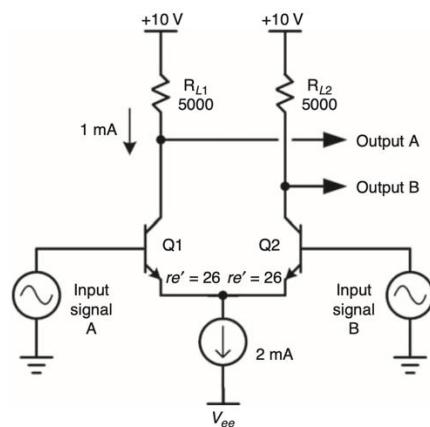


Figura 1.3. Diagrama del par diferencial.

Su principal función es comparar dos señales de entrada, la señal de línea (audio) y una señal de retroalimentación negativa tomada desde la salida del amplificador. Esta comparación permite generar una salida proporcional a la diferencia entre ambas señales. El circuito convierte esta diferencia de voltaje en una diferencia de corriente, la cual se utiliza para controlar la ganancia del amplificador en las etapas siguientes. Además, el par diferencial presenta una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, lo que facilita un adecuado acoplamiento entre etapas.

Entre sus principales ventajas destacan la estabilidad térmica, la linealidad en la respuesta del sistema y una alta capacidad de rechazo al ruido en modo común (CMRR, *Common Mode Rejection Ratio*)², características esenciales para aplicaciones de alta fidelidad (Cordell, 2011) (Self, 2013).

1.2.2. Etapa de amplificación de voltaje

La etapa de amplificación de voltaje (VAS, *Voltage Amplification Stage*) se encarga de proporcionar ganancia en voltaje dentro del amplificador. Se encuentra acoplada directamente a la salida del par diferencial, el cual entrega una señal modulada en corriente que, posteriormente, se convierte en una señal de voltaje.

Usualmente, esta etapa se implementa mediante un transistor en configuración de emisor común, aunque en ciertos análisis puede verse como colector común. Para asegurar la estabilidad del sistema, se incorpora un condensador entre la base y el colector del transistor, conocido como capacitor de compensación de Miller (véase Figura 1.4). Este elemento reduce el efecto de las capacitancias parásitas internas del transistor, mejora la respuesta en frecuencia y evita oscilaciones en el circuito de retroalimentación, lo cual garantiza la estabilidad del lazo cerrado (Cordell, 2011) (Horowitz & Hill, 2020) (Self, 2013).

² Cuando dos señales de la misma amplitud, frecuencia y fase se aplican a las entradas (inversora y no inversora) de un Op-Amp, deben cancelarse y no debe producirse ninguna salida.

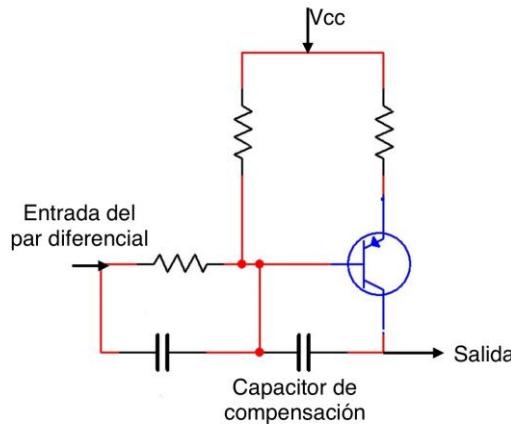


Figura 1.4. Diagrama de la etapa de amplificación de voltaje.

1.2.3. Driver

Esta etapa se encarga de inyectar corriente a los transistores de salida, los cuales requieren una corriente relativamente alta para su adecuada polarización y correcto funcionamiento. Además, cumple la función de amplificador intermedio entre la etapa VAS y la etapa de salida, asegurando un acoplamiento adecuado tanto en corriente como en impedancia entre estas dos secciones del amplificador (Cordell, 2011) (Horowitz & Hill, 2020).

1.2.4. Etapa de salida

La etapa de salida está compuesta generalmente por transistores de potencia, cuya función principal es proporcionar ganancia en corriente. Esta etapa no busca amplificar el voltaje de la señal, sino aumentar su capacidad de entregar corriente a la carga, como un altavoz o cualquier otro dispositivo conectado a la salida del amplificador.

Opera como puente entre el circuito amplificador y la carga, asegurando que la señal procesada por las etapas anteriores pueda manejarse con suficiente potencia y sin distorsión, incluso cuando la carga exige una corriente elevada. Además, esta etapa debe mantener una impedancia de salida baja, lo que permite una transferencia eficiente de potencia y un mejor control sobre la carga (Self, 2013) (Cordell, 2011) (Horowitz & Hill, 2020).

1.2.5. Red de protección y compensación

La función de la red de protección y compensación es mantener la estabilidad del sistema de amplificación y proteger tanto al circuito como a la carga ante posibles condiciones anómalas de operación. Una de sus principales funciones es la detección de niveles de corriente continua (DC) en la salida, ya que éstos pueden dañar de forma permanente a los altavoces.

Además, esta etapa incluye componentes de compensación de alta frecuencia, principalmente capacidores que ayudan a suprimir posibles oscilaciones y asegurar una respuesta estable en lazo cerrado. Esta compensación también contribuye a mantener la linealidad del amplificador frente a variaciones de frecuencia y de carga.

Otro elemento importante es la red Zobel, compuesta por una resistencia y un capacitor en serie conectados a la salida del amplificador (véase Figura 1.5). Su función principal es compensar los efectos inductivos de ciertas cargas, como los altavoces, y estabilizar la respuesta en altas frecuencias, evitando posibles picos o resonancias.

En algunos diseños, se añade un inductor en paralelo con la resistencia de salida para proteger al amplificador de cargas altamente capacitivas que podrían generar oscilaciones o poner en riesgo la estabilidad del sistema.

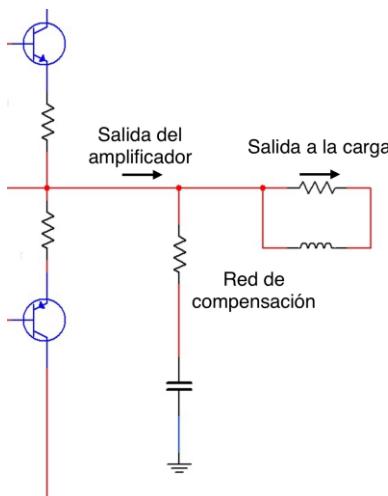


Figura 1.5. Diagrama de la red Zobel.

En conjunto, esta etapa no participa en la amplificación de la señal, pero es esencial para garantizar la seguridad, la confiabilidad y el desempeño estable del sistema en condiciones reales de operación (Self, 2013) (Horowitz & Hill, 2020) (Cordell, 2011).

1.3. Sistema de Audio de Alta Fidelidad (Hi-Fi)

El término alta fidelidad (Hi-Fi, *High Fidelity*) hace referencia a la capacidad de un sistema de audio de amplificar una señal con precisión, haciendo que la salida sea lo más fiel posible a la señal original, sin agregar ni quitar información significativa.

Uno de los criterios técnicos comúnmente aceptados para considerar a un equipo como Hi-Fi es la distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*), que idealmente debe mantenerse por debajo del 0.1%, especialmente bajo condiciones de prueba estándar³ (International Electrotechnical Commission, 2018). Estas condiciones buscan establecer una base objetiva y comparable entre distintos diseños de amplificadores y equipos de audio.

No obstante, el concepto de alta fidelidad va más allá de un sólo parámetro técnico. También se consideran importantes las siguientes características:

- Respuesta en frecuencia plana, usualmente de 20 Hz a 20 kHz, que cubre el rango audible del ser humano.
- Relación señal/ruido (SNR) mayor a 90 dB, lo cual permite escuchar detalles musicales sin ruido de fondo perceptible.
- La fidelidad dinámica es la capacidad del sistema para reproducir transitorios rápidos y diferencias de volumen sin compresión no deseada.

³ La prueba estándar consiste en aplicar una señal senoidal de 1 kHz de frecuencia a una carga puramente resistiva de 8Ω con una potencia de 1 W RMS.

- La fidelidad de un sistema también depende del diseño de los componentes (DAC, preamplificadores, amplificadores, altavoces), el tipo de fuente musical, el tratamiento acústico del entorno y la interacción entre todos estos elementos.

La Tabla 1.1 presenta una comparativa entre un sistema de audio estándar y un sistema Hi-Fi.

Tabla 1.1. Comparativa entre un sistema de audio estándar y uno Hi-Fi.

Características	Sistema estándar	Sistema Hi-Fi
Respuesta en frecuencia	60 Hz – 15 kHz	20 Hz – 20 kHz
SNR	70 – 80 dB	Mayor a 90 dB
Separación estéreo	Moderada, pobre imagen sonora	Alta, con escena estéreo precisa y definida
Etapas de amplificación	Integradas, sin separación por función	Preamplificador y amplificador separados
Calidad de componentes	Comerciales, estándar	Selección premium (condensadores, Op-Amp, etc.)
Altavoces	Materiales genéricos, pobre construcción	Gabinetes tratados acústicamente, drivers Hi-Fi
Cables y conexiones	Básicos, sin blindaje	Blindados, con bajas resistencia y capacitancia

En la actualidad, el consumo de música mediante servicios de *streaming* se ha consolidado como la principal forma de acceso a fuentes de audio; plataformas como Spotify (Spotify , 2025), Apple Music (Apple , 2025), Amazon Music (Amazon , 2025), Tidal (Tidal , 2025), YouTube Music (YouTube , 2025), Qobuz (Qobuz, 2025) y Deezer (Deezer, 2025), ofrecen catálogos que abarcan todos los géneros musicales, con la posibilidad de escuchar música en cualquier lugar y momento desde dispositivos móviles, computadoras o equipos de audio conectados.

Existen diversas opciones de calidad de audio en estas plataformas, que van desde la compresión con pérdida, como el formato Ogg Vorbis o AAC con bit-rates entre 96 kbps y 320 kbps usualmente ofrecidos por Spotify o YouTube Music, hasta opciones de audio sin pérdida, e incluso algunas con soporte para audio de alta resolución (Hi-Res Audio), que superan la calidad de un CD. Por

ejemplo, Tidal y Qobuz ofrecen formatos FLAC o MQA, que permiten escuchar grabaciones con mayor fidelidad y detalle sonoro.

La popularización del *streaming* ha estado históricamente ligada a la compresión de audio, lo cual, si bien permite reducir el consumo de datos y facilitar su distribución, también ha provocado una pérdida en la calidad sonora percibida, especialmente en términos de profundidad, dinámica y espacialidad. Esto ha generado un creciente interés, por parte de audiófilos, ingenieros de sonido y melómanos, en recuperar el audio de calidad, impulsando el desarrollo de tecnologías y productos Hi-Fi orientados a brindar una experiencia sonora más fiel a la grabación original.

La necesidad de recuperar el audio de calidad se traduce en un renovado enfoque hacia sistemas de reproducción más sofisticados, formatos sin pérdida, y una cadena de audio que respete las características tonales y dinámicas del material original. Esta tendencia ha fomentado tanto el crecimiento del audio en alta resolución, el uso de DAC de alta gama y la construcción de sistemas de amplificación y altavoces que mantengan la integridad de la señal en todo momento (Harley, 2021) (Horowitz & Hill, 2020).

1.4. Sistema de Audio Hi-End

Durante las décadas de los 70s y 80s, el audio Hi-End se consolidó como un sector especializado, con un enfoque en la máxima precisión del sonido y una búsqueda más compleja en la reducción de factores que pudiesen contribuir a un mal desempeño, llevando la electrónica a un nivel más exigente y sin límite de presupuesto, buscando una reproducción sonora lo más fiel posible a la grabación original en todo el sentido de la palabra. Este periodo fue testigo de importantes avances en el diseño de amplificadores de estado sólido y sistemas de altavoces. Los principales formatos de audio que impulsaron la demanda de equipos Hi-End fueron los discos de vinilo de alta calidad y, posteriormente, el CD, que comenzó a ganar protagonismo en la década de los 90s.

Durante el periodo del 2000 al 2010, el avance en digitalización y procesamiento de señales generó innovaciones en la reproducción de formatos en alta resolución. Los sistemas de transmisión en red y el *streaming* de alta resolución también se incorporaron a la tecnología Hi-End, junto con una creciente influencia de la psicoacústica para ajustar los sistemas de audio a la percepción humana.

Harley (2021, pág. 25) menciona que el audio High-End surge “cuando el sistema de reproducción se olvida, aparentemente reemplazado por los intérpretes en tu sala de escucha. Es cuando sientes que el compositor o el intérprete se comunica contigo a través del tiempo y el espacio. Es experimentar un impulso físico durante el clímax musical. Es el viaje emocional que el compositor logró codificar en una combinación de sonidos. Es cuando el mundo físico desaparece, dejando solo tu conciencia y la música”.

1.5. Tecnologías y Productos

Marcas como Wilson Audio, Bowers & Wilkins y Focal han establecido estándares en la industria. Por ejemplo, el modelo Sasha DAW de Wilson Audio tiene un precio de entre \$30,000 y \$40,000 USD, y es conocido por su excepcional calidad de sonido y diseño. Bowers & Wilkins, con su 800 D4, ofrece un sistema de aproximadamente \$30,000 USD, que combina tecnología de vanguardia y un diseño estético atractivo. Focal presenta su Grand Utopia EM, que puede alcanzar hasta \$230,000 USD, evidenciando la gama alta del audio Hi-End (Mundo hifi, 2024) (Mendoza Integrador, 2023).

El análisis de los productos disponibles permite evaluar su eficiencia, costo y complejidad. Por ejemplo, el MA8950 Integrated Amplifier de la firma McIntosh (McIntosh, 2025), con un costo de \$6,500 USD, se destaca por su robustez y rendimiento. En contraste, el NDX 2 de Naim Audio (Naim Audio, 2025), con un precio de \$5,999 USD, presenta características que pueden ser más accesibles para ciertos consumidores, pero que pueden sacrificar algunas especificaciones de calidad (Mendoza Integrador, 2023).

A pesar de la sofisticación de los sistemas actuales, existen limitaciones en las soluciones existentes, principalmente en lo que respecta a la THD y a la respuesta de frecuencia. Estas limitaciones resaltan la necesidad de innovar en el diseño de componentes electrónicos de ultra bajo ruido, que son cruciales en las etapas de entrada de los amplificadores. Los Op-Amp de calidad, como el AD797, son capaces de ofrecer un rendimiento excepcional al minimizar la distorsión y maximizar la fidelidad (Self, 2013) (Harley, 2021) (Jung W., 1998).

1.6. Estado del Arte

En el ámbito del audio Hi-Fi, las tecnologías y los métodos actuales se centran en la búsqueda de la máxima fidelidad sonora, combinando componentes de alta calidad con un diseño meticuloso. A continuación, se presentan las principales tendencias y soluciones en el mercado, destacando productos de marcas reconocidas.

El estudio “*Perceptions and Distinctions: Differentiating Modern and Vintage Amplifiers Among Audio Enthusiasts in Malaysia*” analiza las percepciones de los entusiastas del audio en Malasia sobre amplificadores modernos y vintage. La mayoría de los participantes prefieren amplificadores vintage, valorando su calidez tonal y diseño clásico, mientras que algunos optan por amplificadores modernos por su tecnología avanzada y conectividad. Los factores culturales, como las preferencias de sonido cálido, juegan un papel importante en estas elecciones (Malik Ahmad, Azlili Hassan, Ahmad Zaki, & Kumarasamy, 2023).

El artículo “*Highly linear wide band low noise amplifiers: A literature review (2010–2018)*” ofrece una revisión sobre amplificadores de bajo ruido y alta linealidad en bandas anchas. Resalta avances en el diseño de amplificadores que optimizan el rendimiento de señales en aplicaciones de comunicaciones y procesamiento de señales. Se enfoca en técnicas como la compensación de no linealidades, reducción de ruido y optimización de ganancia, analizando innovaciones en el campo para mejorar la fidelidad de las

señales amplificadas en sistemas electrónicos (Mohebi, Parandin, Shama, & Hazeri, 2019).

El artículo “*Op-Amp Audio Buffers*” de Walt Jung es una referencia clave para comprender el uso de amplificadores operacionales (Op-Amp) en el diseño de amplificadores de audio de alta fidelidad. Jung profundiza en el rol de los búferes (*buffers*) de Op-Amp en audio, haciendo hincapié en su capacidad para ofrecer una alta precisión y baja distorsión, elementos cruciales para preservar la calidad de las señales de audio.

En cuanto al Op-Amp AD797, éste se considera un ejemplo destacado debido a su excelente rendimiento en aplicaciones de audio, particularmente por su baja distorsión armónica total (THD) y alta capacidad de cancelación de ruido. Su uso en amplificadores de audio es adecuado para sistemas Hi-Fi, donde se requiere una fidelidad extrema en la reproducción del sonido (Jung W., 1998).

Existen libros relacionados al tema, como por ejemplo:

- Pierce, Allan D. (2019). *Acoustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications*. Este libro es una introducción integral a los principios físicos de la acústica y sus aplicaciones en diferentes campos, proporcionando una comprensión profunda de los fenómenos acústicos.
- Self, Douglas (2013). *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Se considera una guía exhaustiva sobre el diseño de amplificadores de potencia para audio debido a que cubre tanto los aspectos técnicos como prácticos necesarios para construir amplificadores de alto rendimiento.
- Toole, Floyd E. (2018). *Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms*. Este texto explora cómo las características acústicas de los altavoces y las habitaciones

influyen en la reproducción del sonido y cómo la psico acústica impacta la percepción auditiva.

- Fastl, Hugo (2009). *Psychoacoustics: Facts and Models*. Un texto esencial en el campo de la psico acústica que ofrece una visión detallada de cómo se percibe el sonido y los modelos utilizados para estudiar estas percepciones (Fastl & Zwicker, 2009).
- Self, Douglas (2020). *Small Signal Audio Design*. Este libro se centra en el diseño de circuitos de audio de pequeña señal, ideales para quienes buscan mejorar la calidad de las señales en equipos de audio de alta fidelidad.

1.7. Planteamiento del Problema

En el ámbito académico universitario el desarrollo de sistemas electrónicos suele centrarse en aplicaciones generales, sin considerar específicamente el diseño de amplificadores de audio que cumplan con estándares comerciales, y mucho menos con los exigidos en sistemas de alta fidelidad. Actualmente, no existen estudios previos en la Universidad Tecnológica de la Mixteca sobre el diseño y construcción de amplificadores Hi-Fi, lo que resalta la relevancia de este trabajo de tesis.

El amplificador de audio seleccionado para este proyecto es de Clase AB, la cual permite una disipación térmica pasiva eficiente, eliminando la necesidad de sistemas activos de enfriamiento y, por ende, minimiza posibles fuentes de ruido. Además, su topología proporciona un equilibrio adecuado entre eficiencia energética y fidelidad, siendo especialmente favorable para aplicaciones donde la preservación armónica de la señal de entrada es crítica (Self, 2013) (Cordell, 2011) (Harley, 2021).

Con base en lo anterior, a continuación se establecen las especificaciones técnicas para el amplificador de audio propuesto, considerando que todas las mediciones están contempladas para medirse a una potencia de 1 W, 1 kHz, y con una carga puramente resistiva de 8Ω :

- Potencia de salida máxima: 55 W.
- Impedancia de carga: 4 Ω a 8 Ω.
- Voltaje máximo de entrada: 2 V_{RMS}.
- Distorsión armónica total (THD): Menor a 0.1%.
- Distorsión armónica más ruido (THD+N): Menor a 0.1%.
- Relación señal/ruido más distorsión: Menor a 90 dB.
- Relación señal/ruido (SNR): Menor a 100 dB.
- Respuesta en frecuencia: 20 Hz - 20 kHz.
- Eficiencia: Mayor al 60%.
- Ganancia total: 17.4 dB.
- Voltaje de alimentación: ± 30 V.
- Clase: AB.

1.8. Justificación

El diseño de amplificadores Hi-Fi requiere un equilibrio entre eficiencia y calidad sonora. Un amplificador Clase AB ofrece una respuesta optimizada con baja distorsión y alta linealidad, lo que lo convierte en una opción adecuada para aplicaciones de audio Hi-Fi (Horowitz & Hill, 2020) (Cordell, 2011) (Self, 2013).

Este trabajo de tesis describe el proceso de implementación de un amplificador Clase AB, utilizando el Op-Amp AD797 en la etapa de entrada, configurado como búfer o excitador, para mejorar la relación señal/ruido y minimizar la distorsión gracias a sus especificaciones técnicas. La configuración de ganancia fija garantiza estabilidad en la amplificación y fidelidad en la reproducción del sonido (Analog Devices, 2019) (Jung W., 1998) (Wong, 2025).

Los sistemas de amplificación Hi-Fi requieren un diseño preciso para optimizar la calidad del audio sin introducir distorsión, por lo que, en este proyecto se propone diseñar y construir un amplificador clase AB Hi-Fi, implementando herramientas de simulación y prototipado para validar su

desempeño y establecer parámetros de referencia en la optimización de amplificadores de alta fidelidad (Horowitz & Hill, 2020) (Self, 2013).

1.9. Hipótesis

Es posible diseñar un sistema de amplificación de audio utilizando el Op-Amp AD797 en la etapa de entrada, aprovechando su ultra bajo ruido y alta linealidad, utilizando una ganancia fija para optimizar la señal, tener una distorsión armónica total menor al 0.1% y obtener una relación señal/ruido de mayor o igual a 90 dB en un amplificador Clase AB.

1.10. Objetivos

1.10.1. Objetivo general

Diseñar un amplificador de audio Clase AB con baja distorsión armónica, respuesta en frecuencia plana y una potencia de salida de 55 W por canal a 4 Ω , integrando una combinación de circuitos discretos y un amplificador operacional de alta precisión.

1.10.2. Objetivos específicos

Para cumplir con el objetivo general, se proponen los siguientes objetivos específicos:

- Analizar las especificaciones técnicas de un amplificador de alta fidelidad.
- Diseñar el circuito del amplificador de audio Clase AB.
- Simular el funcionamiento del amplificador de audio Clase AB.
- Diseñar la PCB del amplificador de audio.
- Hacer pruebas dinámicas al amplificador de audio.

1.11. Metodología de Desarrollo

El propósito de esta investigación es el diseño de un amplificador de audio Clase AB, que combina componentes discretos y circuitos integrados para

alcanzar un alto rendimiento en términos de potencia de salida, eficiencia y distorsión armónica mínima, por ello, se ha subdividido el proceso en las siguientes fases (véase Figura 1.6):

- Fase 1. Análisis Preliminar: En esta primera fase se establecen las especificaciones básicas del amplificador, como la potencia de salida (55 W por canal a 4Ω), el tipo de topología (clase AB híbrida) y los parámetros técnicos deseados, THD, eficiencia, y respuesta en frecuencia. También, se realiza una investigación bibliográfica para comprender el funcionamiento de cada etapa del amplificador, tomando como referencia libros especializados y equipos comerciales.
- Fase 2. Diseño teórico: Con base en la información recopilada, se diseñan las etapas del amplificador de forma teórica. Esto incluye cálculos eléctricos, definición de topologías y selección de componentes clave (AD797 para la etapa de entrada, A949 y C2229 para la etapa *Pre-Driver*, A968 y C2238 para la etapa *Driver* y MJ15022 y MJ15023 para la etapa de salida). También se establecen configuraciones de ganancia, polarización y ajustes del *bias*⁴ para asegurar un funcionamiento lineal y estable.
- Fase 3. Simulación: En esta fase se realiza el circuito esquemático en la plataforma Multisim 14.2 y se simulan las distintas etapas, por separado y en forma integral, con el fin de observar el comportamiento de la señal, la distorsión armónica, el punto de operación y la respuesta en frecuencia del amplificador de audio. Los resultados de la simulación validan el diseño y permiten realizar los ajustes necesarios antes de la construcción física del prototipo.
- Fase 4. Implementación: Una vez validado el diseño, se procede a la fabricación del prototipo físico del amplificador, para ello, se diseña el

⁴ Hace referencia al voltaje de polarización en reposo de los *drivers*. Este voltaje mantiene a los *drivers* al borde de la conducción o en una conducción mínima, para evitar la aparición de distorsión por cruce.

circuito impreso (PCB) y se realiza el montaje de componentes. Se presta especial atención al manejo térmico, integrando disipadores adecuados para los transistores de salida asegurando una correcta distribución del *layout* para evitar interferencias y pérdidas.

- Fase 5. Pruebas y validación: Finalmente, se realizan pruebas funcionales y técnicas al prototipo. Se inyectan señales de prueba a distintas frecuencias y se evalúan parámetros como potencia de salida, THD, respuesta en frecuencia, estabilidad térmica y eficiencia. Estas mediciones se realizan con el apoyo de: osciloscopio, generador de funciones, REW, interfaz de audio y cargas puramente resistivas. Con base en los resultados, se determina si es necesario realizar ajustes para optimizar el rendimiento del amplificador.

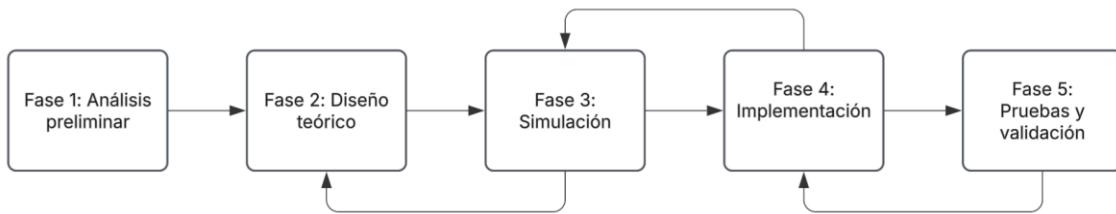


Figura 1.6. Fases del desarrollo del amplificador Clase AB.

Capítulo 2. Tipos de Amplificadores de Audio

En la actualidad, existen diversos tipos de amplificadores de audio clasificados en Clases A, B, AB, C, D, E, F, G, H, S y XD. Sin embargo, tradicionalmente sólo se reconocen cinco clases fundamentales: A, B, AB, C y D; las demás clases, como E, F, G, H, S, XD, son en realidad variantes o combinaciones basadas en estos principios básicos. En muchos casos, estas nuevas denominaciones surgen por motivos comerciales o para destacar ciertas innovaciones específicas en el diseño o en el funcionamiento.

Es importante señalar que el uso indiscriminado de nuevas letras para cada propuesta puede dificultar la comprensión técnica del funcionamiento real del amplificador. A pesar de las complejidades que puedan presentar algunos diseños modernos, estos siguen operando bajo los principios de una de las cinco clases fundamentales (Self, 2013) (Cordell, 2011).

2.1.1. Clase A

En esta configuración de amplificación el transistor opera continuamente en su punto de polarización activa, lo que permite mantenerlo siempre en conducción. Esta característica elimina las no linealidades asociadas al encendido y apagado del dispositivo, lo que se traduce en una muy baja distorsión armónica y una excelente fidelidad en la reproducción de la señal. Sin embargo, este tipo de operación implica que el transistor conduzca corriente incluso en ausencia de señal de entrada, lo que genera una alta dissipación térmica. Como resultado, la eficiencia energética del amplificador se ve considerablemente reducida, en algunos casos suele ser menor al 25%, e incluso tan baja como el 1%, por ello, los amplificadores que operan en Clase A requieren disipadores de gran tamaño y una fuente de alimentación robusta para disipar el calor generado de forma constante (véase Figura 2.1) (Cordell, 2011) (Self, 2013).

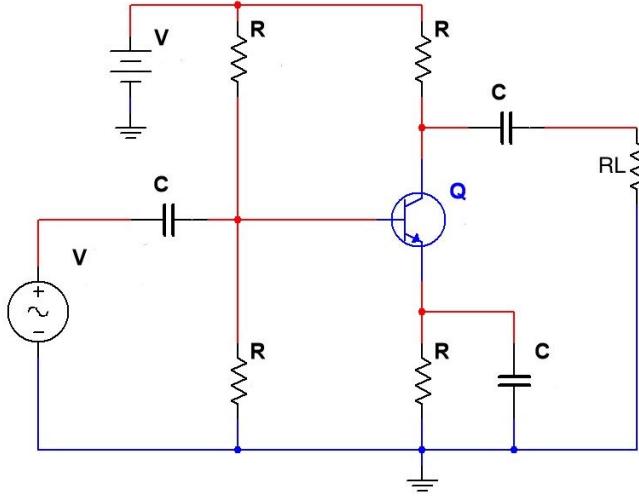


Figura 2.1. Esquemático del amplificador Clase A.

Los amplificadores Clase A se utilizan en aplicaciones Hi-Fi donde la calidad de audio es prioritaria a costa de poca eficiencia.

2.1.2. Clase B

En esta configuración de amplificación se logra una mayor eficiencia térmica, ya que emplea dos transistores complementarios (NPN y PNP) en una configuración *Push-Pull*, donde cada transistor conduce únicamente durante la mitad del ciclo de la señal (uno en el semiciclo positivo y el otro en el negativo) y dado que los transistores están apagados la mitad del tiempo, la eficiencia puede llegar al 78% en condiciones ideales. Como resultado, no hay consumo de corriente en ausencia de señal, lo que reduce significativamente la disipación de calor, y mejora la eficiencia general del amplificador, especialmente en comparación con la Clase A.

Esta topología presenta una desventaja importante, conocida como distorsión por cruce (*crossover distortion*), que se produce durante la transición entre los semiciclos positivo y negativo, generando una zona muerta donde ninguno de los transistores conduce correctamente, creando un breve intervalo de no conducción y generando distorsión armónica (véase Figura 2.2). Este tiempo muerto deforma la señal de salida y afecta la fidelidad del audio.

(Cordell, 2011) (Self, 2013). Debido a lo anterior, esta clase no es adecuada para Hi-Fi sin técnicas adicionales de compensación.

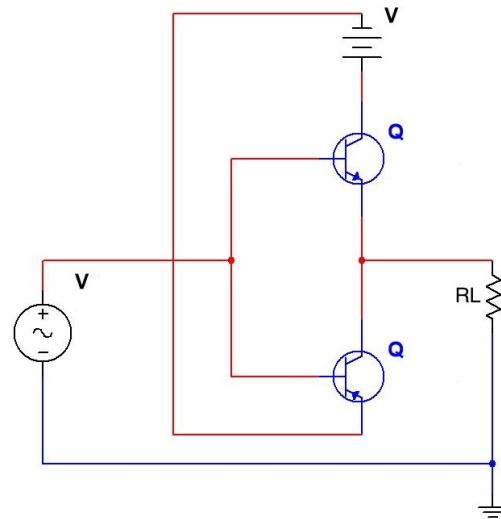


Figura 2.2. Esquemático del amplificador Clase B.

2.1.3. Clase AB

Esta configuración de amplificación aprovecha las ventajas de las Clases A y B. Aunque estructuralmente se basa en un diseño Clase B, incorpora una pequeña corriente de polarización (*bias*) que mantiene ambos transistores de salida ligeramente conduciendo, incluso en ausencia de señal (véase Figura 2.3).

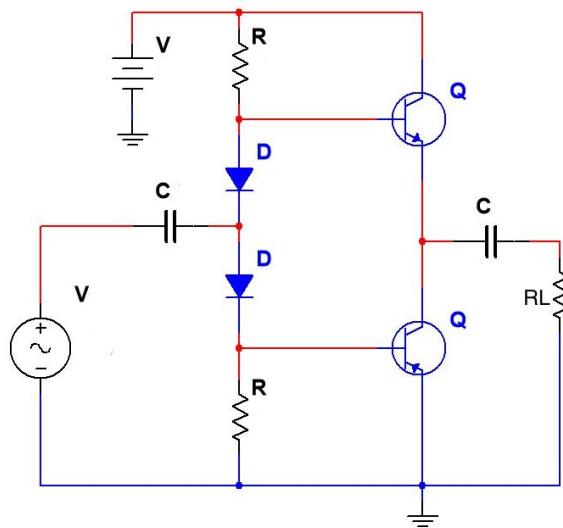


Figura 2.3. Esquemático del amplificador Clase AB.

Gracias a esta polarización se mejora notablemente la fidelidad, ya que, se mantiene la linealidad en el punto de cruce. Al mismo tiempo, la Clase AB conserva una buena eficiencia térmica, ya que los transistores no conducen durante todo el ciclo como en la Clase A, sino sólo en parte, disipando menos calor en comparación (Cordell, 2011) (Self, 2013).

2.1.3.1. Distorsión por cruce

La distorsión por cruce es un fenómeno inherente a los amplificadores Clase B y, en menor medida, también afecta a los amplificadores Clase AB ya que este tipo de distorsión se produce durante el momento de transición. Esta transición ocurre exactamente en el punto de cruce por cero de la señal, lo que genera una discontinuidad o distorsión audible (véase Figura 2.4).

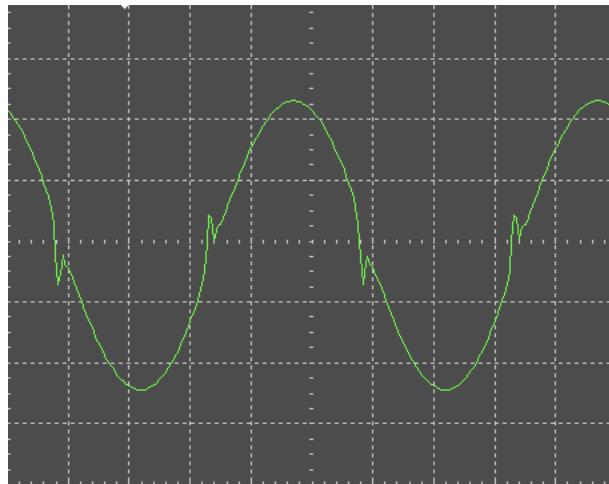


Figura 2.4. Fenómeno de distorsión por cruce.

Para minimizar la distorsión por cruce se introduce una corriente en reposo o *bias*, no obstante, esta corriente debe ajustarse cuidadosamente ya que un valor demasiado bajo no elimina completamente la distorsión por cruce, mientras que uno excesivo puede aumentar la disipación térmica y comprometer la eficiencia del sistema.

2.1.3.2. Beta matching

La etapa de salida de un amplificador Clase AB se compone de pares de transistores complementarios o quasi-complementarios, por lo que, para hacer efectiva una transición suave en el cruce por cero, es fundamental garantizar que ambos transistores cuenten con un valor de beta igual o similar, ya que, si no se toma en consideración, puede ocurrir que la corriente de salida que conduzcan no sea similar, aun estando polarizados con una misma corriente de base provocando una asimetría que finalmente se traduce en distorsión por cruce.

2.1.4. Clase C

Esta configuración de amplificador se utiliza principalmente en aplicaciones de radiofrecuencia debido a su alta eficiencia energética. Esta eficiencia se debe a que los transistores conducen durante menos del 50% del ciclo de la señal, lo que significa que permanecen apagados la mayor parte del tiempo, reduciendo significativamente el consumo de energía y la disipación de calor (véase Figura 2.5). Sin embargo, esta forma de operación genera una distorsión de cruce extremadamente alta, ya que se recortan partes significativas de la señal y por ello no es adecuada para aplicaciones de audio.

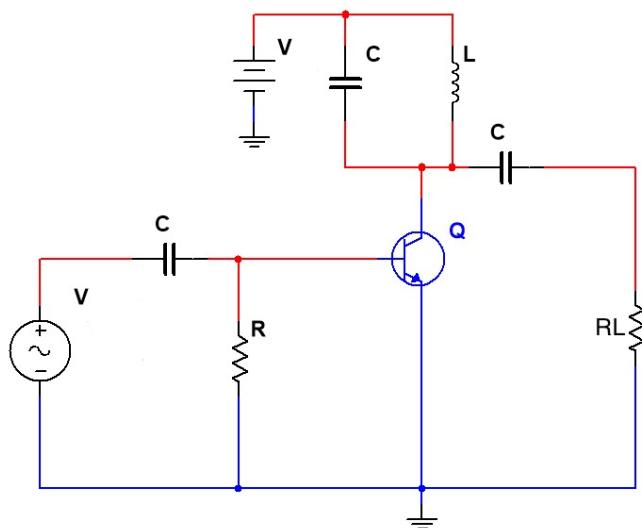


Figura 2.5. Esquemático del amplificador Clase C.

En aplicaciones de radiofrecuencia esta distorsión se puede mitigar mediante el uso de circuitos LC (inductancia-capacitancia) que actúan como filtros pasa banda. Estos circuitos permiten reconstruir la forma de onda original al eliminar los armónicos no deseados generados por la conmutación abrupta de los transistores (Cordell, 2011) (Self, 2013).

2.1.5. Clase D

Los amplificadores Clase D representan la arquitectura de diseño más común, ya que emplean un principio de funcionamiento completamente distinto al de las clases anteriores. En lugar de amplificar la señal de forma lineal, como en las Clases A, B o AB, la Clase D utiliza un proceso de modulación por ancho de pulso (PWM), en el que la señal de audio se convierte en una secuencia de pulsos a frecuencias ultrasónicas, variando su ciclo de trabajo según el nivel de la señal original (véase Figura 2.6).

Este enfoque permite que los transistores de salida operen únicamente en los estados de encendido o apagado, minimizando las pérdidas por disipación de calor; gracias a ello, se logra una alta eficiencia energética, alcanzando en algunos diseños más del 90%.

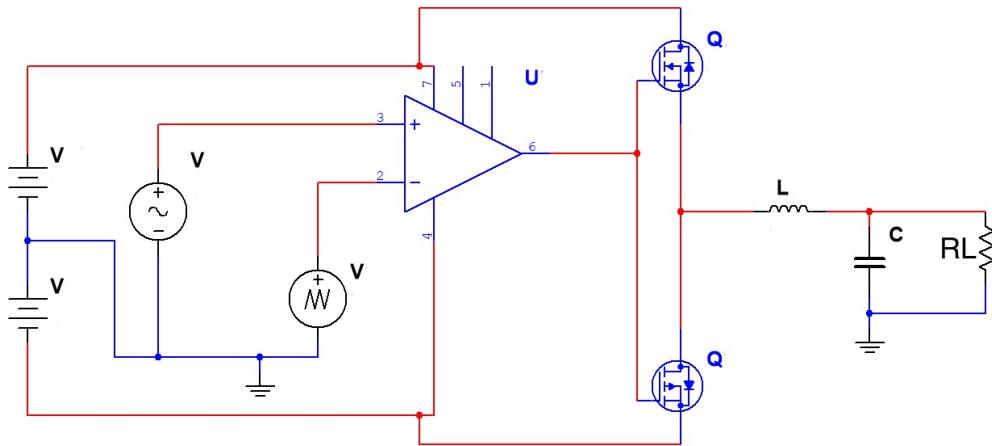


Figura 2.6. Esquemático del amplificador Clase D.

La señal de salida debe pasar por un filtro pasa bajos (LC) para eliminar los componentes de alta frecuencia generados por la conmutación. Este filtro sólo puede mantener una respuesta en frecuencia plana cuando se conecta a

una impedancia de carga específica, lo que puede comprometer el rendimiento en sistemas de alta fidelidad con variaciones en la impedancia del altavoz.

Debido a la naturaleza de la modulación y las limitaciones en la retroalimentación negativa, la distorsión armónica puede ser mayor que en otras clases de amplificación. También es importante considerar los problemas de compatibilidad electromagnética (EMI), ya que las altas frecuencias de conmutación pueden generar interferencias no deseadas, representando un reto para cumplir con normativas actuales de emisión de ruido (Cordell, 2011).

2.1.6. Clase E

Esta técnica de amplificación, similar a la clase C, está diseñada exclusivamente para aplicaciones en el campo de la radiofrecuencia. Su principal ventaja es la alta eficiencia energética, que teóricamente puede alcanzar valores cercanos al 90%, esto se logra al operar el transistor de modo que, durante casi todo el ciclo tenga ya sea un voltaje muy bajo entre sus terminales o una corriente muy reducida fluyendo a través de él, minimizando así la disipación de potencia (véase Figura 2.7). Sin embargo, debido a la alta distorsión armónica inherente a este tipo de operación y a su comportamiento no lineal, no es viable para aplicaciones de audio, donde se requiere alta fidelidad en la reproducción de la señal (Cordell, 2011) (Self, 2013).

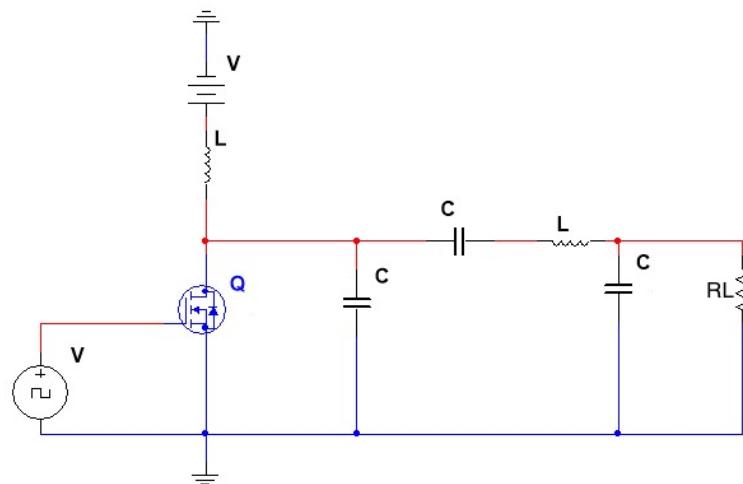


Figura 2.7. Esquemático del amplificador Clase E.

2.1.7. Clase F

La Clase F es una técnica de amplificación similar a la Clase E, su principal ventaja radica en la eficiencia teórica, que puede acercarse al 100%. Esto se logra mediante el uso de una red de carga más avanzada que en la Clase E (véase Figura 2.8), lo que permite un control más preciso de los armónicos, optimizando la eficiencia en la conversión de energía (Self, 2013).

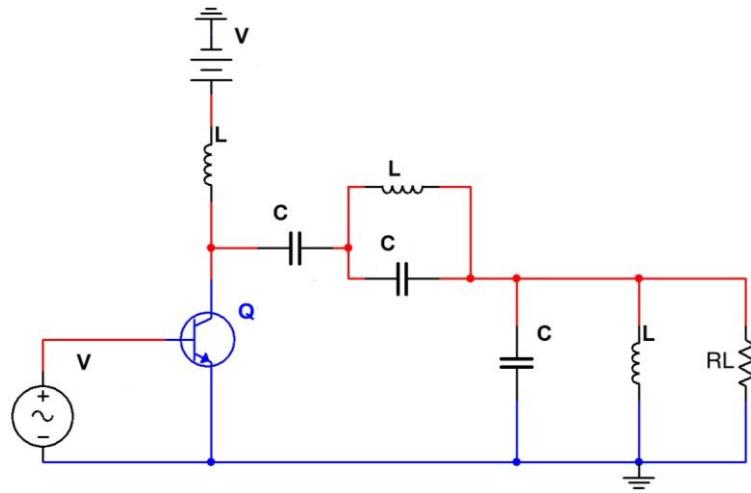


Figura 2.8. Esquemático del amplificador Clase F.

2.1.8. Clase G

En esta configuración de amplificación, la prioridad principal es maximizar la eficiencia en la disipación de potencia. Esto se logra mediante el uso de múltiples fuentes de alimentación, que se comutan dinámicamente según la amplitud de la señal de entrada. Gracias a este enfoque, el amplificador opera con bajo voltaje cuando la señal es pequeña y recurre a niveles de voltaje más altos sólo cuando es necesario, lo que permite una eficiencia significativamente superior a la de configuraciones tradicionales, acercándose a los niveles de las Clases B o AB.

El diseño del amplificador Clase G combina elementos de diversas topologías, la etapa de salida interna suele operar en Clase B o AB, mientras que los transistores de potencia externos funcionan en Clase C, conduciendo

durante menos del 50% del ciclo, lo cual reduce aún más las pérdidas por disipación (véase Figura 2.9).

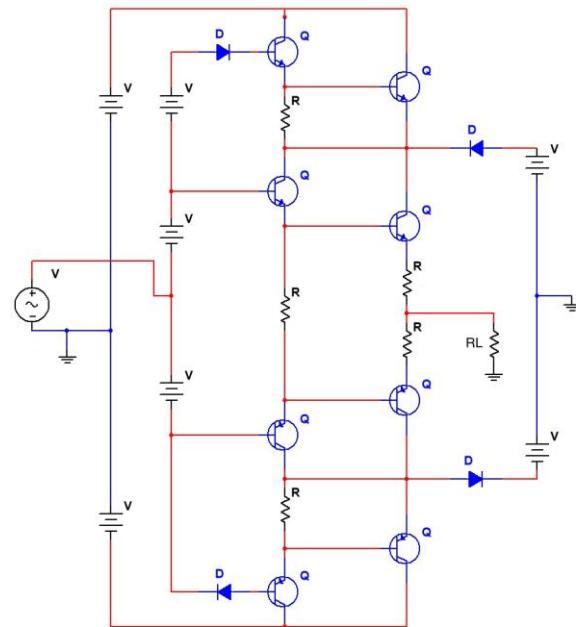


Figura 2.9. Esquemático del amplificador Clase G.

Existe una variante conocida como Clase G Shunt, en la que las etapas de bajo y alto voltaje se conectan en paralelo. A este tipo de diseño también se le conoce como amplificador conmutado, ya que las etapas de potencia adicionales se activan únicamente cuando la señal de salida supera cierto umbral, optimizando el uso de energía de forma más precisa (Cordell, 2011) (Self, 2013).

2.1.9. Clase H

El amplificador Clase H es una variante de la Clase B que busca aumentar la eficiencia al reducir la disipación de energía. A diferencia de otras topologías como la Clase G, que emplea múltiples niveles de voltaje conmutables, la Clase H utiliza una única fuente de alimentación cuyo voltaje se ajusta de manera dinámica en tiempo real, en función de las exigencias de la señal de entrada. Esto permite minimizar la pérdida de energía en los dispositivos de salida sin comprometer el rendimiento (véase Figura 2.10).

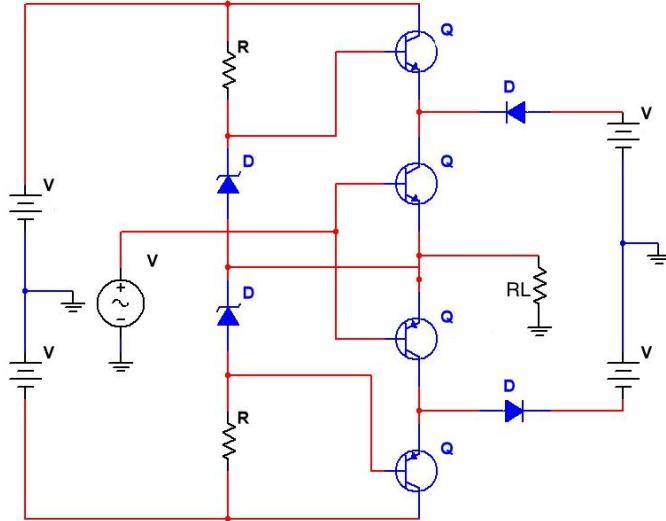


Figura 2.10. Esquemático del amplificador Clase H.

Una técnica común en este diseño es el uso de circuitos de carga rápida (*charge-pump*) o sistemas de retroalimentación que permiten elevar momentáneamente el voltaje cuando la señal lo requiere. Este enfoque ha sido utilizado, por ejemplo, en equipos de audio para automóviles que operan con voltajes reducidos. En algunos casos, la etapa encargada de esta modulación puede operar de forma similar a un convertidor conmutado, integrando características de la clase D, lo que da lugar a una configuración híbrida (Cordell, 2011) (Self, 2013).

2.1.10. Clase S

El amplificador Clase S combina una etapa de amplificación Clase A con una capacidad de corriente limitada, respaldada por una etapa Clase B. Este diseño permite que la carga se perciba como una resistencia mayor, optimizando la eficiencia y mejorando la linealidad del amplificador. El objetivo es eliminar la necesidad de un ajuste de polarización en la etapa Clase B. En caso de que la etapa Clase B funcione sin polarización, el amplificador opera en una configuración que combina las Clase A y C (véase Figura 2.11). Este enfoque, utilizado en amplificadores como el Technics SE-A100, busca mejorar tanto la calidad de la señal como la eficiencia del sistema (Cordell, 2011) (Self, 2013).

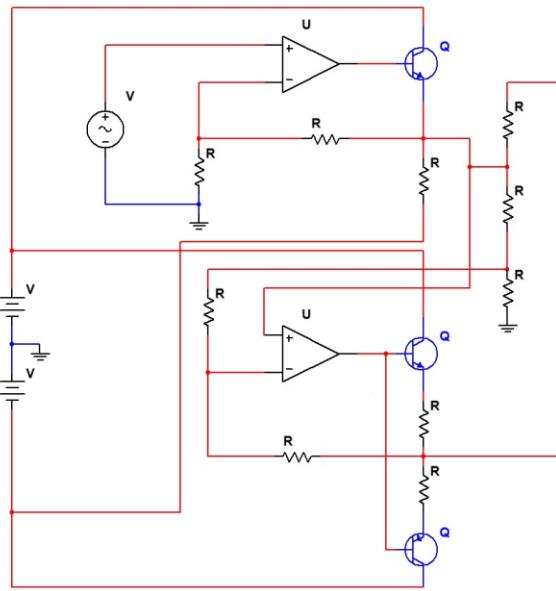


Figura 2.11. Esquemático del amplificador Clase S.

2.1.11. Clase XD

Este diseño de amplificación fue desarrollado por Cambridge Audio (Self, 2013) y combina una etapa de salida Clase B con una etapa de salida Clase A. Su principal innovación radica en que la corriente de la etapa Clase A desplaza la región de voltaje cero, que es el punto donde las señales pasan de una clase a otra, alejándola del punto de cruce. Esto permite que el amplificador funcione en Clase A pura a niveles bajos de señal y cambie a Clase B a medida que la señal aumenta, pero sin los saltos de ganancia que caracterizan a los amplificadores Clase AB.

Ambas etapas de salida operan en paralelo, por lo que este diseño se describe como Clase B+A. El principal beneficio de este enfoque es una mejor linealidad y eficiencia, al tiempo que se reduce la distorsión propia de la transición entre las clases. Este sistema permite un rendimiento óptimo a baja potencia, mientras conserva la eficiencia de la Clase B a niveles más altos.

El concepto de Clase XD⁵ fue diseñado para ofrecer lo mejor de ambos mundos, la alta fidelidad de la Clase A y la eficiencia de la Clase B, sin los inconvenientes comunes de las transiciones de clase (Cordell, 2011) (Self, 2013).

La Tabla 2.1 presenta un resumen de las principales características de los tipos de amplificadores de audio descritos anteriormente.

Tabla 2.1. Comparación entre los diferentes amplificadores de audio.

Característica	Clase A	Clase B	Clase AB	Clase D
Conducción del transistor	Todo el ciclo (360°)	Medio ciclo (180°) por transistor	Más de 180°, menos de 360°	Modulación por ancho de pulso (PWM)
Eficiencia	~20 - 30%	~70 - 78%	~50 - 60%	~90 - 95%
Distorsión	Muy baja (excelente linealidad)	Alta (distorsión de cruce)	Baja (mejor que Clase B)	Depende del filtrado y modulación
Complejidad	Baja	Media	Media	Alta
Disipación de calor	Alta (calienta mucho)	Media	Media-alta	Baja
Uso típico	Audio Hi-End, estudios de grabación	Amplificadores baratos, radios	Amplificadores de audio comerciales y Hi-Fi	Amplificadores portátiles, subwoofers
Tamaño del disipador	Grande	Medio	Medio	Pequeño
Tiempo de respuesta	Muy bueno	Bueno	Bueno	Puede ser muy rápido
Rendimiento a baja señal	Excelente	Malo (distorsión de cruce)	Bueno	Puede tener ruido de conmutación
Costo	Alto	Bajo	Medio	Variable (más costoso si es Hi-Fi)

⁵ El diagrama esquemático de este amplificador está patentado.

Capítulo 3. Consideraciones de Diseño

El diseño del amplificador de audio se basa en la topología CES741 de un amplificador Clase AB, la cual recomienda el uso de los componentes electrónicos que se muestran en la Figura 3.1. Dicha topología ha sido adaptada y optimizada con componentes de mayor calidad para cumplir con los estándares de alta fidelidad (Hi-Fi) propuestos en este proyecto.

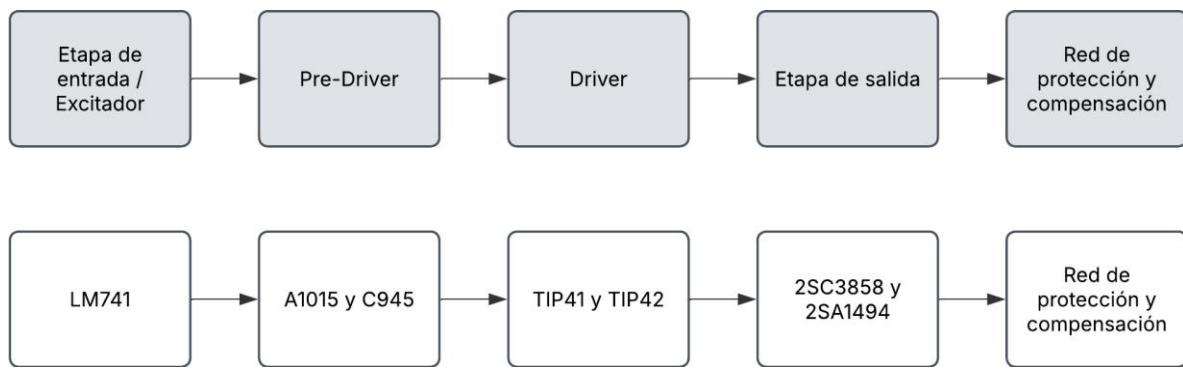


Figura 3.1. Diagrama y componentes electrónicos del amplificador CES741.

El modelo incluye una estructura de entrada basada en un amplificador operacional configurado como búfer o excitador, seguido por una etapa *Pre-Driver* o VAS, una etapa *Driver* y una etapa de salida.

Para la etapa de entrada se utiliza el Op-Amp AD797, seleccionado por su bajo ruido, alta precisión y excelente linealidad (Analog Devices, 2019). Esta etapa proporciona la ganancia de voltaje inicial, el acoplamiento de impedancias y reemplaza al par diferencial discreto clásico entregando una señal acondicionada y estable para la siguiente etapa.

Para la etapa *Pre-Driver* se considera la implementación de transistores complementarios A949 (PNP) y C2229 (NPN), los cuales proporcionan la ganancia en voltaje y mejoran la capacidad de corriente de la señal proveniente del AD797. Esta etapa también contribuye a definir la respuesta en frecuencia del amplificador mediante redes de compensación adecuadas, preparando la señal para la etapa *driver*.

La etapa *Driver* se compone de transistores complementarios A968 (PNP) y C2238 (NPN) cuya función principal es incrementar la capacidad de corriente de la señal actuando como búfer entre la etapa *Pre-Driver* y la etapa de salida. Esto asegura que los transistores de potencia reciban una señal robusta para operar correctamente, optimizando la linealidad y minimizando la distorsión.

La etapa de salida utiliza transistores de potencia complementarios MJ15022 (NPN) y MJ15023 (PNP) encargados de entregar la potencia final con alta corriente a la carga (Altavoz). Estos transistores están diseñados para manejar grandes corrientes con baja distorsión y eficiente disipación térmica, garantizando una reproducción fiel y confiable.

Además de estos semiconductores activos, el diseño incorpora resistencias de polarización precisas, redes de retroalimentación para controlar ganancia y estabilidad, capacitores de acople y desacople para optimizar la respuesta en frecuencia, y una red Zobel en la salida que asegura la estabilidad frente a cargas inductivas evitando oscilaciones no deseadas y protegiendo al amplificador.

La primera consideración para el diseño del amplificador es la limitación de la fuente de alimentación, la cual cuenta con una salida de $\pm 30 V$ a 6 A; con base en estos factores, se puede estimar la ganancia máxima que puede entregar el amplificador.

Se calcula el voltaje RMS de la fuente:

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} = \frac{30 V}{\sqrt{2}} = 21.21 V_{RMS}$$

Considerando una carga máxima de 4Ω (puramente resistiva), se calcula la corriente que circula a través de ella:

$$I = \frac{V_{RMS}}{4 \Omega} = \frac{21.21 V_{RMS}}{4 \Omega} = 5.30 A$$

La ganancia máxima que se pudo lograr considerando una entrada de 2 V_{RMS} es:

$$G_{Max} = \frac{V_{Out-Max}}{V_{In}} = \frac{21.21 V_{RMS}}{2 V_{RMS}} = 10.6$$

Con estos resultados, para proteger la fuente de alimentación se considera una ganancia en voltaje del 70% de su capacidad nominal.

$$G = 0.7 * 10.6 = 7.42$$

$$G_{dB} = 20 \log_{10}(7.42) = 17.40 \text{ dB}$$

Considerando una entrada de 2 V_{RMS}, su ganancia es:

$$V_{Out} = 7.42 * 2 V_{RMS} = 14.84 V_{RMS}$$

la corriente que circula a través de la carga máxima de 4 Ω es:

$$I = \frac{14.84 V_{RMS}}{4 \Omega} = 3.71 A$$

Por lo tanto, la potencia ideal entregada a la carga es:

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{4 \Omega} = \frac{14.84 V_{RMS}}{4 \Omega} = 55.05 W$$

Considerando estos cálculos, el *slew rate* (SR)⁶ mínimo que se requiere para la etapa de entrada es:

$$SR_{Min} = 2\pi * f_{Max} * V_P$$

$$V_P = V_{RMS} * \sqrt{2} = 14.84 V_{RMS} * \sqrt{2} = 20.98 V$$

$$\frac{1 V}{\mu s} = 10^6 \frac{V}{s}$$

$$SR_{Min} = 2\pi * 20 \text{ kHz} * 20.98 V = 2.63 \frac{V}{\mu s}$$

La topología del amplificador CES741 incorpora un Op-Amp LM741 en su etapa de entrada, el cual tiene un SR de 0.5 $\frac{V}{\mu s}$; este dato refleja la

⁶ El *slew rate* (SR) de un amplificador se define como el rango máximo de cambio del voltaje de salida para todas las señales de entrada posibles, por lo que limita la velocidad de funcionamiento, es decir la frecuencia máxima a la que puede funcionar el amplificador para un nivel dado de señal de salida.

ineficiencia del componente para aplicaciones de alta fidelidad. Por ello, en el presente trabajo se considera el Op-Amp AD797, cuyas principales características son:

- Ruido de entrada: 0.9 nV/Hz a 1 kHz.
- Distorsión armónica: menor a 0.0001% en el rango audible (20 Hz – 20 kHz).
- Alta velocidad de respuesta (SR): 20 V/μs.
- Amplio ancho de banda: 110 MHz de ancho de banda de ganancia unitaria, adecuado para una respuesta plana en todo el espectro audible.
- Alto CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*): mayor a 120 dB.

Se elige el Op-Amp AD797 en la etapa de entrada por su integración funcional, que incluye un par diferencial, una fuente de corriente, una etapa de ganancia de voltaje y compensación de frecuencia en un sólo encapsulado, esto reduce la cantidad de componentes externos, simplifica el diseño, mejora la estabilidad térmica y el balance entre transistores, lo cual minimiza la distorsión y mejora el desempeño frente a variaciones de temperatura, además su alta impedancia de entrada junto con baja impedancia de salida contribuyen a una menor distorsión (Sedra & Smith, 1997) (Analog Devices, 2019) (Analog Devices, 2020).

3.1. Selección de Componentes Pasivos y Activos

Se considera la selección de transistores tipo epitaxial debido a que cuentan con mejores características respecto a los de tipo planar, como una mejor respuesta en alta frecuencia, baja capacitancia y linealidad ante variaciones térmicas.

3.1.1. Transistores para la Etapa *Pre-Driver*

Son varias las consideraciones para seleccionar un transistor, una de ellas es el efecto Early, un fenómeno que afecta mayormente a transistores de

tipo BJT debido a una dependencia no lineal entre la corriente de colector y el voltaje colector-base, incluso cuando la corriente de base se mantiene constante. Este efecto causa la reducción del ancho efectivo de la base, además de generar inestabilidad, lo que a su vez genera distorsión.

Una resistencia de salida alta reduce el impacto de este efecto, mejorando la linealidad del sistema.

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

Se considera la implementación del par complementario de transistores A949 y C2229 en su modelo Y, por las siguientes características:

- Alto voltaje Early.
- β : 120-240.
- Frecuencia de transición: 120 MHz.
- Máximo voltaje de ruptura: 150 V
- Baja capacitancia de salida: 5 pF.

Para el cálculo del voltaje Early de este par complementario es necesario conocer su gráfica I_C vs V_{CE} (véase Figura 3.2) (Toshiba, 1997), de la cual se toman dos puntos de la gráfica.

Se tiene que I_C está dada por:

$$I_C = \beta * I_B$$

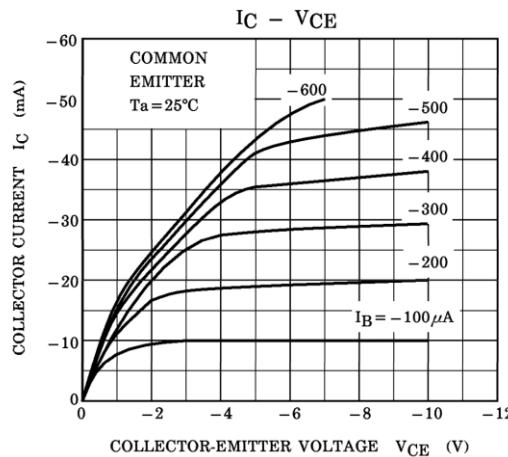


Figura 3.2. Gráfica I_C vs V_{CE} del par complementario A949 y C2229.

Debido a que se considera el modelo Y, se analiza la hoja de datos del par complementario de transistores A949 y C2229, cuyos valores beta se encuentran entre 120 y 240, se utiliza el promedio de ambas. Este cálculo es una aproximación, ya que usualmente los lotes de transistores contienen valores beta muy variados, por lo tanto, encontrar una beta fiel a los cálculos se puede volver costoso.

$$\beta_{Promedio} = \frac{120 + 240}{2} = 180$$

Analizando la gráfica, se tiene que en el punto de cruce $I_C = -10 \text{ A}$ y $V_{CE} = -10 \text{ V}$, la corriente de base es $I_B = -100 \mu\text{A}$. Se calcula I_C :

$$I_C = 180 * -100 \mu\text{A} = -18 \text{ mA}$$

se considera un aumento del 5% en la pendiente, por lo que el segundo valor de I_C aumentará.

Los puntos seleccionados son:

$$Punto\ 1: V_{CE} = -5 \text{ V} \ e \ I_C = -18 \text{ mA}$$

$$Punto\ 2: V_{CE} = -10 \text{ V} \ e \ I_C = -18.9 \text{ mA}$$

Se calcula la pendiente:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE1} - V_{CE2}} = \frac{-18.9 \text{ mA} - (-18 \text{ mA})}{-10 \text{ V} - (-5 \text{ V})} = 0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Para calcular el voltaje Early de transistores BJT, PNP y NPN, se considera su valor absoluto debido a que éste depende del campo magnético en la unión colector-base y no de la dirección de la corriente:

$$VA = \left| \frac{I_C}{Pendiente} \right| = \left| \frac{-18 \text{ mA}}{0.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}}} \right| = 100 \text{ V}$$

Se asume un punto de operación de $V_{CE} = 5 \text{ V}$ e $I_C = 1 \text{ mA}$ para calcular la resistencia de salida:

$$ro = \frac{100 \text{ V} + 5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 105 \text{ k}\Omega$$

La selección demuestra una alta eficiencia en comparación de un transistor de propósito general, como es el caso del par complementario A1015 y C945, los cuales tienen un voltaje Early de aproximadamente 50 V y una resistencia de salida de 55 kΩ.

Otro parámetro importante es la figura de mérito (FOM, *Figure of Merit*), cuyo valor permite anticipar la estabilidad de un transistor en términos de su ganancia de corriente cuando opera con diferentes voltajes (Cordell, 2011) (Self, 2013).

Se calcula la FOM para el par complementario de transistores A949 y C2229:

$$FOM = \beta * VA = 180 * 100 V = 18000 V$$

Este resultado indica el doble de efectividad de los transistores en comparación con un par de transistores de propósito general como es el caso del par complementario A1015 y C945:

$$FOM = 180 * 50 V = 9000 V$$

Otro parámetro por considerar es el área de operación segura que indica la región ideal en donde debe operar el transistor para mantener una buena linealidad en su respuesta; ésta se puede analizar desde la hoja de datos (véase Figura 3.3).

El área de operación segura se encuentra cerca del inicio de la pendiente, por lo tanto, se estima que este valor ronde los 15 V en VCE a su máxima corriente de colector de 50 mA y una temperatura de 25 °C; lo anterior se traduce en una potencia de 750 mW e implica que el componente se encuentre en sus límites. Lo ideal es un punto de operación que compense un mayor voltaje con una menor corriente, siempre operando a un máximo del 80% de la tolerancia máxima del transistor (Self, 2013) (Cordell, 2011).

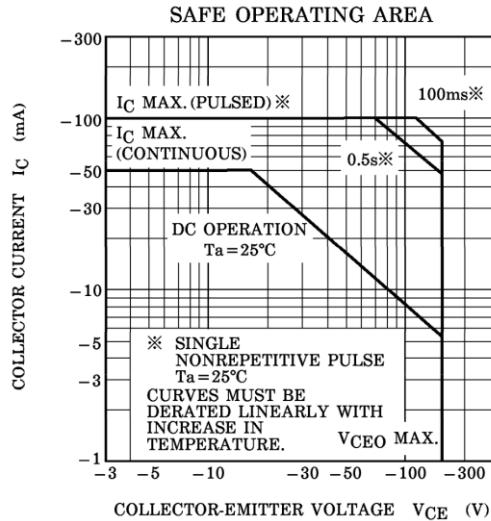


Figura 3.3. Gráfica de operación del par complementario A949 y C2229.

3.1.2. Transistores para la Etapa Driver

En esta etapa se considera la implementación del par complementario de transistores A968 y C2238 en su modelo Y, cuyas características son:

- Alto voltaje Early.
- β : 120-240.
- Frecuencia de transición: 100 MHz.
- Máximo voltaje de ruptura: 150 V.
- Corriente de colector: 1.5 A.

Para el cálculo del voltaje Early de este par complementario es necesario conocer su gráfica I_c vs V_{ce} (véase Figura 3.4), de la cual se toman dos puntos (SavantIC Electronics, 2025).

Debido a que se considera el modelo Y, se analiza la hoja de datos del par complementario de transistores A968 y C2238, cuyos valores beta se encuentran entre 120 y 240. Se utiliza el promedio de ambas:

$$\beta_{Promedio} = \frac{120 + 240}{2} = 180$$

Analizando la gráfica, se tiene que en el punto de cruce $I_c = -0.28$ A y $V_{ce} = -10$ V, la I_b es -0.2 mA.

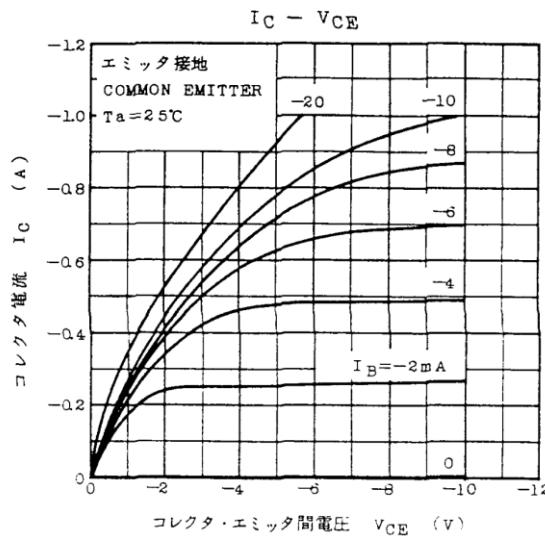


Figura 3.4. Gráfica I_C vs V_{CE} del par complementario A968 y C2238.

Se calcula I_C :

$$I_C = 180 * -0.2 \text{ mA} = -36 \text{ mA}$$

se considera un aumento del 5% en la pendiente, por lo que, el segundo valor de I_C aumentará.

Los puntos seleccionados son:

$$\text{Punto 1: } V_{CE} = -5 \text{ V e } I_C = -36 \text{ mA}$$

$$\text{Punto 2: } V_{CE} = -10 \text{ V e } I_C = -37.8 \text{ mA}$$

Se calcula la pendiente:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE1} - V_{CE2}} = \frac{-37.8 \text{ mA} - (-36 \text{ mA})}{-10 \text{ V} - (-5 \text{ V})} = 0.36 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Se calcula el voltaje Early para transistores BJT PNP y NPN considerando su valor absoluto debido a que éste depende del campo magnético en la unión colector-base y no de la dirección de la corriente:

$$VA = \left| \frac{I_C}{\text{Pendiente}} \right| = \left| \frac{-36 \text{ mA}}{0.36 \frac{\text{mA}}{\text{V}}} \right| = 100 \text{ V}$$

Se asume un punto de operación de $V_{CE} = 5 \text{ V}$ e $I_C = 1 \text{ mA}$, y se calcula la resistencia de salida:

$$r_o = \frac{100 V + 5 V}{1 mA} = 105 k\Omega$$

Se calcula la FOM para el par complementario de transistores A968 y C2238:

$$FOM = 180 * 100 V = 18000 V$$

Se analiza el área de operación segura desde la hoja de datos (véase Figura 3.5).

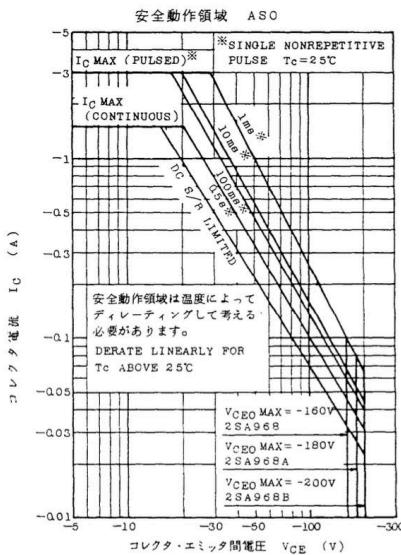


Figura 3.5. Gráfica de operación del par complementario A968 y C2238.

Se estima que el área de operación segura ronde los 20 V en V_{CE} con una máxima corriente de colector de 1.5 A y una temperatura de 25° C; lo anterior se traduce en una potencia de 30 W.

3.1.3. Transistores para la etapa de salida

En la etapa de salida se considera la implementación del par complementario de transistores MJ15022 y MJ15023 por las siguientes características:

- Frecuencia de transición: 4 MHz.
- Máxima potencia disipada: 250 W.
- Corriente de colector: 16 A.
- Máximo voltaje de ruptura: 200 V.

A esta etapa se agregan nuevos conceptos como el *Beta Drop* que tiene implicaciones más severas sobre la etapa de salida ya que puede ser una gran fuente de distorsión si no se mitiga de manera adecuada. Este fenómeno se refiere a la reducción significativa de la ganancia en corriente de un transistor BJT, la cual decrementa en función del aumento de corriente y puede generar distorsión por cruce si no hay un buen diseño en las etapas previas; si la beta disminuye, el transistor necesitará más corriente de base para mantener estable su funcionamiento (Cordell, 2011) (Self, 2013).

Se puede anticipar el comportamiento con su gráfica h_{FE} vs I_C (véase Figura 3.6).

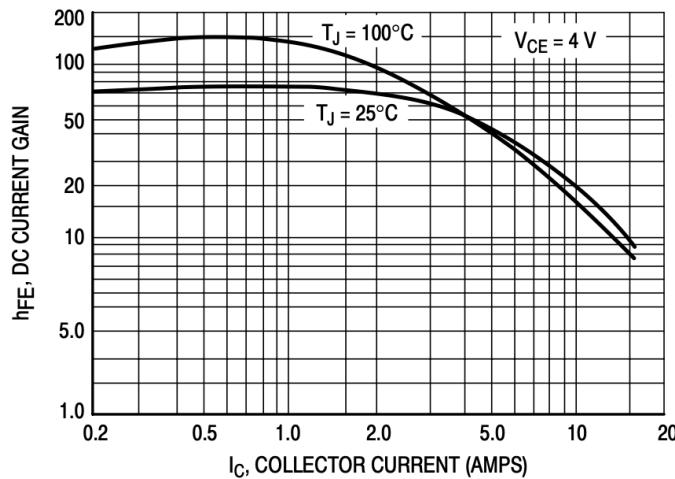


Figura 3.6. Gráfica de ganancia en corriente en DC.

Se considera un punto de operación máximo de 5 A antes de que su beta caiga drásticamente, por lo tanto, un consumo previsto de 3.71 A sobre una carga máxima puramente resistiva de 4Ω no debería surtir ningún efecto sobre los transistores.

Otro fenómeno importante es el *Thermal Runaway*, el cual puede destruir los transistores si la disipación no se aplica de manera adecuada. Con el aumento de la temperatura, el voltaje base-emisor (V_{BE}) disminuye $-2.2 \text{ mV}^\circ\text{C}$ incrementando consigo la corriente de colector, esto puede generar un círculo vicioso de aumento sin control ya que el incremento es exponencial (Cordell, 2011) (Self, 2013) (Sedra & Smith, 2015) (Horowitz & Hill, 2020).

Al igual que las etapas previas, se analiza el área de operación segura desde la hoja de datos (véase Figura 3.7).

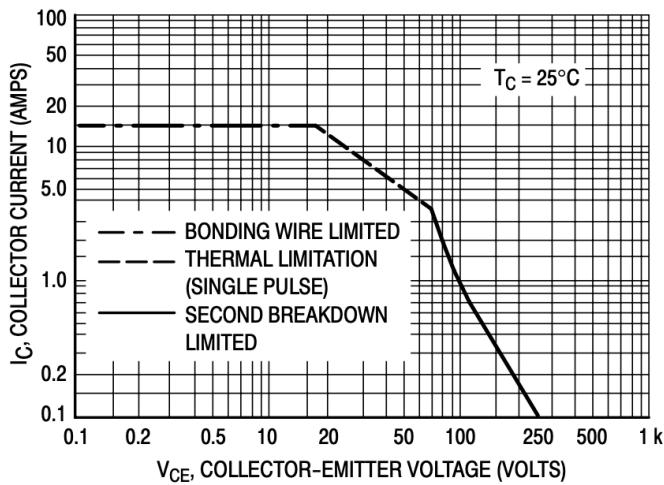


Figura 3.7. Gráfica de operación del par MJ15022 y MJ15023.

El área de operación segura se encuentra cerca del inicio de la pendiente y se estima que este valor ronde los 15 V en V_{CE} a su máxima corriente de colector de 16 A y una temperatura de 25°C, lo cual se traduce en una potencia de 240 W.

El efecto Early no tiene implicaciones directas sobre esta etapa por lo que las consideraciones se omiten.

3.1.4. Selección de resistencias

Comúnmente los fabricantes de resistencias especifican su comportamiento no lineal a modo de coeficiente de voltaje, el cual indica cómo su valor resistivo cambia en función del voltaje.

Existen distintos tipos de resistencias con un coeficiente de voltaje diferente, inherente al material, por ejemplo, las de Metal Film, Metal Foil, Metal Oxide, Wireround y Carbon Film (Self, 2013) (Harley, 2021).

En la Figura 3.8 se observan los porcentajes del 3er, 5to, 7mo y 9no armónico, generados por una resistencia con un coeficiente de voltaje del 0.0001%, los cuales contribuyen directamente a la distorsión armónica total (Self, 2013).

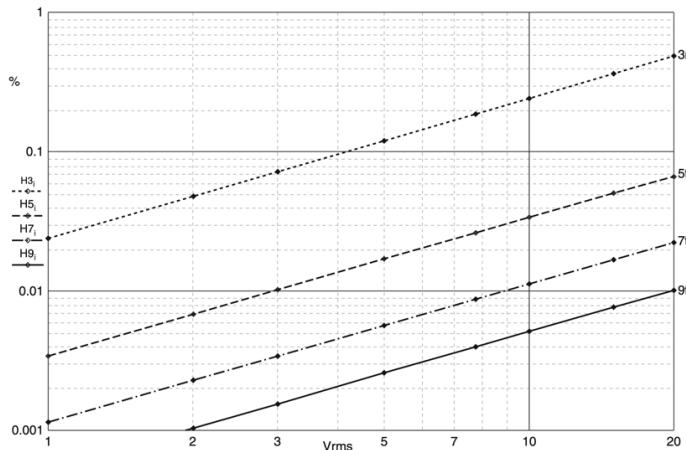


Figura 3.8. Porcentaje de armónicos (3er, 5to, 7mo y 9no).

Para este proyecto se ha optado por la selección de resistencias Metal Film por tener un coeficiente de voltaje menor a 1. La fórmula que determina el comportamiento de la resistencia es la siguiente:

$$R(V) = R_0 * (1 + \rho|V|)$$

En la aplicación, el cambio del valor resistivo depende del campo interno, más no de la dirección de la corriente, con base en ello, se asume el valor absoluto para el voltaje (Cordell, 2011).

Una técnica para la reducción de la distorsión en el tercer armónico, generada por los componentes pasivos (resistencias), es la división del valor resistivo requerido en N cantidad de resistencias en serie que sumadas den el valor deseado. Esta técnica es más efectiva en resistencias de bajo valor debido a que tienen un coeficiente de voltaje menor; colocarlas en paralelo no surte efecto alguno (Cordell, 2011) (Self, 2013) (Sedra & Smith, 2015).

3.1.5. Selección de capacitores

En este proyecto se emplean distintos tipos de capacitores, ya que cada uno de ellos cumple con una función distinta, por ello, su composición debe ser seleccionada minuciosamente.

Se implementan capacitores cerámicos para el flujo de la señal a través de las distintas etapas debido a que tienen baja microfonía, estabilidad y bajo

ruido, su implementación cumple el propósito de compensación, capacitancia de Miller y filtrado.

Se implementa un capacitor de la marca JBx, modelo JSX de película de polipropileno metalizado, en la etapa de entrada a manera de capacitor de acople ya que cumple una función de eliminar el nivel de DC que pueda traer la señal; lo que se busca es que el capacitor sea lo más transparente posible; sus principales características son (jb Capacitors Company, 2025):

- Baja resistencia interna (ESR).
- Factor de disipación: 0.001 a 1 kHz.
- Voltaje máximo: 400 V.
- Tolerancia: $\pm 5\%$.
- Baja inductancia.
- Aplicación específica de audio.

3.1.5.1. Capacitores de alimentación

Respecto a los capacitores de alimentación, se implementan capacitores bipolares de la marca ELNA modelo RA3 en la etapa de alimentación del Op-Amp AD797, ya que se busca la mejor eficiencia; sus características son:

- Baja resistencia interna (ESR).
- Baja inductancia.
- Voltaje máximo: 25 V.
- Tolerancia: $\pm 5\%$.
- Aplicación específica de audio.

En la etapa de salida se implementa un capacitor de polipropileno, el cual forma parte de la red Zobel y tiene como objetivo estabilizar el amplificador frente a cargas reactivas.

3.2. Cálculos de las Etapas del Amplificador Clase AB

En este subcapítulo se abordan las consideraciones técnicas correspondientes a cada etapa.

3.2.1. Filtros paso bajas y paso altas de la etapa de entrada

Se considera la operación del sistema en los límites del rango audible, para ello se calculan los respectivos filtros paso bajas y paso altas en la etapa de entrada para filtrar frecuencias indeseadas que puedan afectar al funcionamiento del sistema.

Previamente, se analizan las características del capacitor de acople encargado de eliminar el voltaje en DC que pudiese existir en etapas previas (como DAC o preamplificadores). El conjunto de un capacitor en serie con una resistencia cumple la función de filtro paso altas (véase Figura 3.9); se propone el uso de un capacitor de $2.2 \mu\text{F}$, el uso de este valor en concreto es debido a que valores más grandes tienen un tiempo de carga mayor y, por lo tanto, generan un fenómeno conocido como “pop”, el cual causa una sobre excusión en los altavoces que puede dañarlos permanentemente.

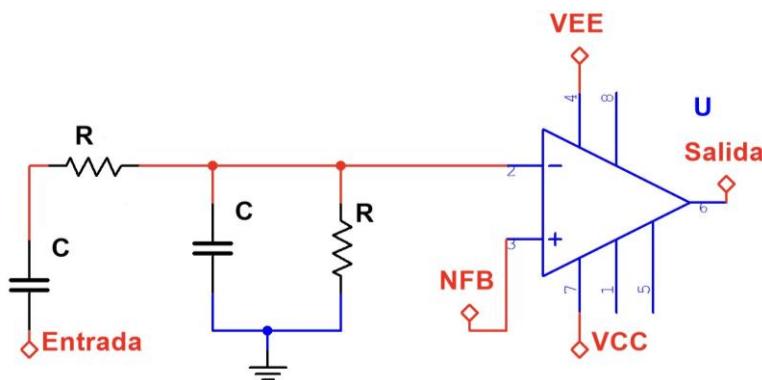


Figura 3.9. Filtro paso bajas y paso altas de la etapa de entrada.

Con base en los parámetros conocidos, se calcula la frecuencia de corte para el filtro paso altas. En primer lugar, se calcula la resistencia:

$$R = \frac{1}{2\pi * f_C * C} = \frac{1}{2\pi * 20 \text{ Hz} * 2.2 \mu\text{F}} = 3617.5 \Omega$$

En el mercado los valores más cercanos son $3.3 \text{ k}\Omega$ y $3.9 \text{ k}\Omega$, se elige la resistencia de $3.3 \text{ k}\Omega$ por generar una menor caída de voltaje y, por lo tanto, la frecuencia de corte resultante es:

$$f_C = \frac{1}{2\pi * R * C} = \frac{1}{2\pi * 3.3 \text{ k}\Omega * 2.2 \mu\text{F}} = 21.9 \text{ Hz}$$

Para el diseño del filtro paso bajas se considera que la resistencia de este filtro también fija la impedancia de entrada al sistema, esto implica un menor consumo de corriente para las etapas previas y, por lo tanto, se elige una resistencia de 100 kΩ.

Teóricamente la frecuencia de este filtro debe ser el límite del rango audible (20 kHz); en la práctica esta consideración puede ser poco factible debido a que la atenuación comienza antes de llegar a dicho límite, por lo tanto, se propone una frecuencia de 500 kHz con el fin de evitar la atenuación en el espectro del rango audible, además de filtrar interferencias y ruido de muy alta frecuencia que puedan generar no linealidades al sistema (Self, 2013) (Sedra & Smith, 2015).

Se analiza la resistencia equivalente de Thévenin:

$$R_{TH} = \frac{100 \text{ k}\Omega * 3.3 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 3.3 \text{ k}\Omega} = 3.2 \text{ k}\Omega$$

Se calcula el capacitor:

$$C = \frac{1}{2\pi * f_c * R} = \frac{1}{2\pi * 500 \text{ kHz} * 3.2 \text{ k}\Omega} = 99.47 \text{ pF} \approx 100 \text{ pF}$$

Con este capacitor la frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi * RC} = \frac{1}{2\pi * 3.2 \text{ k}\Omega * 100 \text{ pF}} = 497359.19 \text{ Hz}$$

El análisis de este circuito puede verse como una malla o divisor de voltaje ya que el consumo del Op-Amp es despreciable.

Este filtro tiene una caída de:

$$R_t = R_1 + R_2 = 3.3 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega = 103.3 \text{ k}\Omega$$

$$I = \frac{V}{R} = \frac{2 V_{RMS}}{103.3 \text{ k}\Omega} = 19.36 \mu\text{A}$$

$$V_{R1} = R * I = 3.3 \text{ k}\Omega * 19.36 \mu\text{A} = 63.9 \text{ mV}$$

Por lo tanto, a la entrada inversora se inyecta un voltaje de:

$$V_{In-} = 2 V_{RMS} - 63.9 \text{ mV} = 1.94 V_{RMS}$$

3.3. Alimentación del Op-Amp AD797

La hoja de datos del Op-Amp AD797 especifica que tiene un rango de alimentación de $\pm 5 V$ a $\pm 15 V$ y un consumo de 8.2 mA, se opta por usar una alimentación de $\pm 13 V$ considerando una fuente simétrica de $\pm 30 V$. Para regular el voltaje de las líneas de alimentación se implementa una resistencia en conjunto de un diodo Zener para obtener la salida deseada, además, se coloca un capacitor en paralelo con el diodo Zener para filtrar ruido y compensar el voltaje del Op-Amp ante variaciones en su consumo (véase Figura 3.10).

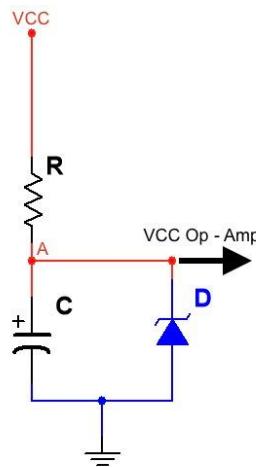


Figura 3.10. Circuito de alimentación del Op-Amp AD797.

El voltaje en el nodo A es $V_Z = 13 V$, por lo tanto, se calcula el voltaje en la resistencia:

$$V_R = V_{CC} - V_Z = 30 V - 13 V = 17 V$$

Debido a que se requiere una corriente mayor a 8.2 mA, se calcula la resistencia:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{17 V}{8.2 \text{ mA}} = 2073 \Omega$$

Una resistencia menor al valor calculado será capaz de proporcionar la corriente suficiente, por lo que, se propone una resistencia de 1.5 kΩ que entrega una corriente:

$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{17 V}{1.5 \text{ k}\Omega} = 11.3 \text{ mA}$$

La potencia disipada por la resistencia es:

$$P = V * I = 17 V * 11.3 \text{ mA} = 192.1 \text{ mW}$$

Teóricamente, una resistencia de $\frac{1}{4}$ de watt es la ideal, pero en la práctica este valor se encuentra en sus límites de operación, por lo tanto, se opta por una resistencia de 1 W para evitar estrés en el componente y prolongar su vida útil.

La corriente que circula a través del diodo Zener es:

$$I_Z = I_R - I_{Op-Amp} = 11.3 \text{ mA} - 8.2 \text{ mA} = 3.1 \text{ mA}$$

Por lo tanto, la potencia disipada por el diodo Zener es:

$$P = V * I = 13 V * 3.1 \text{ mA} = 40.3 \text{ mW}$$

Se utiliza un diodo Zener 1N4743A, capaz de soportar 1 W, en paralelo con un capacitor de $47 \mu\text{F}$ a 25 V, ya que un valor más grande supone un mayor tiempo de carga.

Se calcula el tiempo de carga del capacitor:

$$\tau = R * C = 1.5 \text{ k}\Omega * 47 \mu\text{F} = 70.5 \text{ ms}$$

El análisis de este circuito aplica para la rama de V_{EE} .

3.4. Ganancia de la Etapa de Salida

Los cálculos parten de esta etapa debido a que se conoce la ganancia máxima esperada a la salida y por ende la corriente máxima. Por la naturaleza del consumo de corriente en esta etapa, se plantea una configuración Darlington, que se compone de transistores en configuración colector común y tienen una ganancia aproximada de 1 (véase Figura 3.11).

Se implementan resistencias de 0.22Ω en los emisores de los transistores de salida, debido a que un valor bajo reduce los efectos de la distorsión por cruce, mejorando la linealidad del sistema (Self, 2013).

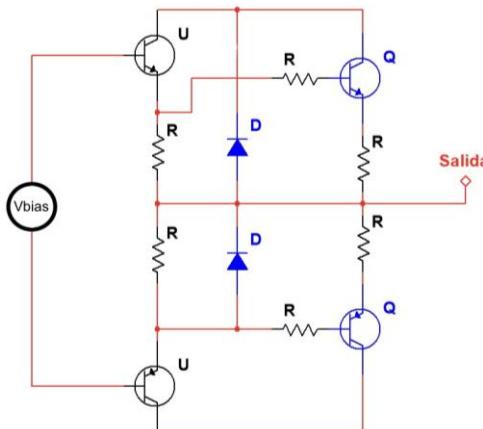


Figura 3.11. Circuito de la etapa de salida.

Para este arreglo Darlington es importante considerar que el valor beta de los transistores varía en función de su temperatura y de la corriente que manejan; se asume un valor de beta de 50 para los transistores de potencia MJE15022 y MJE15023, dadas las consideraciones de corriente que se analizan en la gráfica h_{FE} vs I_C , de igual forma se asume una beta de 100 para los transistores A968 y C2238.

Considerando la corriente máxima de 3.71 A y resistencias de 0.22 Ω , se calcula la potencia disipada a través de ellas.

$$P = I^2 * R = (3.71 \text{ A})^2 * 0.22 \Omega = 3.03 \text{ W}$$

Se implementan resistencias de película de metal a 1% de tolerancia y 5 W. Estas resistencias en los emisores previenen el efecto *Thermal Runaway*, ya que proporcionan retroalimentación negativa local en el emisor, esto compensa la corriente de manera uniforme en ambos transistores de salida y a su vez estabiliza su punto de operación.

Las resistencias en los emisores de los transistores A968 y C2238 protegen a los transistores de salida de grandes corrientes, por ello, se implementan resistencias de 100 Ω de película de metal a 1% de tolerancia y 1 W (Self, 2013).

A este circuito también se añaden resistencias bloqueadoras de base, las cuales cumplen la función de mejorar la estabilidad en la etapa de salida

deteniendo la caída de la impedancia de base ante los cambios en frecuencia; lo recomendable es utilizar valores bajos de entre $1\ \Omega$ y $100\ \Omega$ para minimizar su impacto en la corriente de polarización del transistor, permitiendo operar de manera estable sin alterar la corriente en reposo (Self, 2013) (Cordell, 2011) (Sedra & Smith, 2015).

Se calcula la beta total del arreglo Darlington:

$$\beta = \beta_1 * \beta_2 = 100 * 50 = 5000$$

Por lo tanto, se aproxima la corriente de base necesaria para polarizar al arreglo:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{3.71\ A}{5000} = 742\ \mu A$$

Se opta por resistencias de un valor de $10\ \Omega$ ya que se requiere una corriente de base de entre 5 a 10 mA, por ello, la caída de voltaje en la resistencia es:

$$V_R = R * I = 10\ \Omega * 10\ mA = 100\ mV$$

Se implementan diodos de protección en la etapa de salida, conocidos como *Catching Diodes* o *Clamp Diodes*, cuya función es proteger contra picos de voltaje inversos ya que el amplificador está diseñado para manejar cargas complejas con propiedades inductivas que se oponen a cambios bruscos de corriente, por lo que, si la corriente es suspendida abruptamente, esta carga inductiva produce un pico de voltaje inverso, positivo o negativo, que puede superar el voltaje de la fuente de alimentación y podría causar un daño permanente en los transistores de salida. Los diodos se colocan en polarización inversa entre cada riel de alimentación y la salida (Self, 2013) (Cordell, 2011) (Sedra & Smith, 2015).

3.5. Polarización de la Etapa *Pre-Driver*

En este subcapítulo se describen los cálculos respectivos para la correcta polarización de los transistores A949 y C2229 que conforman la etapa *Pre-Driver*.

En la sección anterior se calcula la corriente de base necesaria para la correcta polarización de la etapa de salida en configuración Darlington, la cual requiere una corriente de base de $742 \mu\text{A}$, por lo que, la etapa *Pre-Driver* debe proporcionar una corriente de al menos un 30% más que la corriente de base calculada.

Se opta por una configuración complementaria en emisor común con polarización fija en las bases, que consiste en dos resistencias en serie para lograr un voltaje de base de aproximadamente 29.3 V y que posteriormente se sumará con el voltaje V_{BE} (véase Figura 3.12).

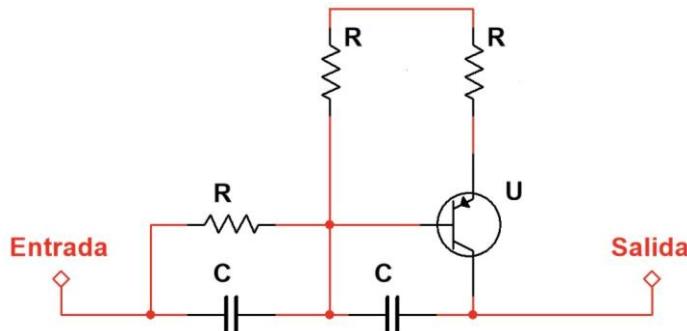


Figura 3.12. Circuito de la etapa *Pre-Driver*.

Se propone un arreglo en serie compuesto de una resistencia de 220Ω y $10 \text{ k}\Omega$, esta última resistencia también funciona como un filtro. Se calcula la corriente en DC que introduce este arreglo de resistencias asumiendo que el voltaje a la salida en reposo del Op-Amp es 0 V.

$$I_{DC} = \frac{V_{CC} - V_{out-op-Amp}}{R} = \frac{30 \text{ V} - 0 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega + 220 \Omega} = 2.94 \text{ mA}$$

El voltaje en la base del transistor es:

$$V_B = V_{CC} - V_{R2} = 30 \text{ V} - (220 \Omega * 2.94 \text{ mA}) = 29.35 \text{ V}$$

Para el cálculo de la corriente de emisor es necesario contemplar el voltaje V_{BE} , que usualmente se encuentra entre un valor de 0.5 V a 0.7 V y no siempre es ideal, se utiliza un valor promedio.

Se propone un valor de 47Ω como resistencia de degeneración de emisor; lo más conveniente es la implementación de valores pequeños debido a que valores grandes generan una mayor caída de voltaje en el emisor, además de brindar linealidad al sistema, ya que su ausencia hace que la resistencia dinámica r_e' se vuelva una gran fuente de distorsión, que también puede verse como una fuente de retroalimentación negativa local (Self, 2013) (Cordell, 2011) (Sedra & Smith, 2015).

Se calcula la corriente de emisor:

$$I_E = \frac{V_{CC} - (V_B + V_{BE})}{R_E} = \frac{30 V - (29.35 V + 0.6 V)}{47 \Omega} = 1.06 mA$$

Se calcula la resistencia dinámica:

$$r_e' = \frac{V_T}{I_E} = \frac{26 mV}{1.06 mA} = 24.53 \Omega$$

Por lo tanto, la resistencia efectiva en el emisor es:

$$R_E * r_e' = 47 \Omega + 24.53 \Omega = 71.53 \Omega$$

Se calcula la degeneración de emisor:

$$\text{Degeneración} = \frac{R_{E-Efectiva}}{r_e'} = \frac{71.53 \Omega}{24.53 \Omega} = 2.916$$

Esto es cercano a una relación 3:1 y, por lo tanto, se calcula la impedancia de entrada del transistor asumiendo una beta de 100:

$$Z_{In} = \beta * r_e' = 100 * 24.53 \Omega = 2453 \Omega$$

La ganancia a baja frecuencia en esta etapa se establece por la relación que existe entre su impedancia de carga en el colector y su resistencia efectiva de emisor.

La etapa de salida actúa como búfer entre la carga y ésta, por lo tanto, ve como impedancia al producto de ganancia de la etapa de salida y la carga, en este caso una carga mínima puramente resistiva de 8Ω .

$$Z_L = \beta * R = 5000 * 8 \Omega = 40 \text{ k}\Omega$$

este valor representa la carga ideal que ve el colector del *Pre-Driver*.

La carga efectiva que el colector ve en la práctica puede variar, por lo cual, se debe considerar la resistencia de salida de colector gracias al efecto Early.

$$r_o = \frac{VA * V_{CE}}{I_C} = \frac{100 \text{ V} + 30 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 130 \text{ k}\Omega$$

La resistencia efectiva de salida es el producto de r_o por el factor de degeneración de emisor.

$$R_{Out} = r_o * \text{Degeneración} = 130 \text{ k}\Omega * 3 = 390 \text{ k}\Omega$$

La impedancia efectiva es el paralelo de la impedancia de carga y la resistencia efectiva de salida.

$$Z_{L-Efectiva} = \frac{390 \text{ k}\Omega * 40 \text{ k}\Omega}{390 \text{ k}\Omega + 40 \text{ k}\Omega} = 36.28 \text{ k}\Omega$$

Se calcula la ganancia en voltaje del *Pre-Driver*:

$$G_{Pre-Driver} = \frac{Z_{L-Efectiva}}{R_E * r_{e'}} = \frac{36.28 \text{ k}\Omega}{71.53 \text{ }\Omega} = 507.2$$

3.6. Ganancia en Baja Frecuencia de la Etapa de Entrada

Esta etapa compara el error y amplifica la diferencia que existe entre la señal de entrada y la señal de retroalimentación negativa. Se propone una configuración de amplificador inversor con configuración no inversora efectiva ya que la señal de entrada se inyecta a la entrada inversora y, por lo tanto, la salida del Op-Amp tiene una inversión de fase de 180° que posteriormente es invertida en una etapa en emisor común (*Pre-Driver*). La señal que se toma de retroalimentación negativa está en fase con la entrada de la inversora y es

inyectada en la entrada no inversora, esto genera retroalimentación negativa global (véase Figura 3.13) (Sedra & Smith, 2015) (Tube CAD, 2014).

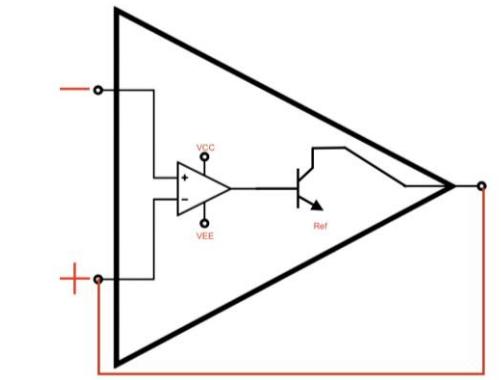


Figura 3.13. Diagrama de retroalimentación negativa.

La hoja de datos especifica una ganancia en lazo abierto de 20000 V/V a 20 kHz. Se calcula la ganancia en lazo abierto del conjunto de etapa de entrada y *Pre-Driver*:

$$G_{OL} = 20000 * 507.2 = 10.14 \times 10^6$$

en la práctica esta ganancia es de alrededor del 96%.

$$G_{OL} = 10.14 \times 10^6 * 0.96 = 9.74 \times 10^6$$

La ganancia con retroalimentación negativa es el resultado de la ganancia en lazo abierto sobre el factor de atenuación generado por el divisor de voltaje de retroalimentación.

$$\frac{G_{OL}}{\text{Factor de atenuación}} = \frac{9.74 \times 10^6}{7.47} = 1.3 \times 10^6$$

Esto corresponde a:

$$NFB = 20 \log_{10}(1.3 \times 10^6) = 122.3 \text{ dB}$$

un valor grande de ganancia en lazo abierto es un buen indicio de que el amplificador tendrá un margen de error muy pequeño.

Se espera que el amplificador produzca 14.84 V_{RMS} a la salida, ya que este voltaje se divide sobre la ganancia en lazo abierto y el resultado es el voltaje que debe existir entre las terminales del Op-Amp para obtener la salida esperada.

$$V_{DIF} = \frac{14.84 V_{RMS}}{9.74 \times 10^6} = 1.52 \mu V$$

Esta etapa de amplificación de voltaje se encuentra en configuración *Push-Pull* complementaria (*Complementary Push-Pull Pre-Driver/VAS*), la cual se compone de un par de transistores, uno NPN y otro PNP. Cada uno de estos transistores se encuentra configurado como un amplificador de emisor común, por lo que, al inyectar una señal en su terminal base, éstos conducirán su respectivo semiciclo. Como ejemplo, el semiciclo positivo polariza la base del transistor NPN y hace que éste amplifique y presente un desfase de 180° en su colector y a su vez polariza la base del arreglo Darlington *Push-Pull* de salida por lo que, el desfase de 180° a la salida del Op-Amp se corrige en esta etapa y se logra que ambas terminales del Op-Amp estén en fase. Lo anterior se traduce en una retroalimentación negativa efectiva ya que sin esta inversión de fase la retroalimentación sería positiva, generando no linealidades en el sistema.

Este análisis aplica de la misma forma para el transistor polarizado con un voltaje negativo ya que ambos tienen la misma ganancia y amplifican la señal en conjunto.

3.7. Polos de Frecuencia y Ceros

Un polo de frecuencia es un punto en el espectro de frecuencia en donde la ganancia del circuito comienza a caer y a partir del cual el desfase es significativo, por lo que, cuanto más cerca de éste, habrá mayor inestabilidad en el sistema y una notoria caída en la respuesta en frecuencia (Sedra & Smith, 2015).

Un polo dominante es aquella frecuencia más cercana a 0 Hz, al ser el más bajo tiene un efecto primerizo en el desfase y la ganancia. El ancho de banda disponible se ve afectado por la ganancia en lazo cerrado del Op-Amp AD797.

La hoja de datos del Op-Amp AD797 especifica que su ganancia de ancho de banda es de 110 MHz, por lo tanto, se calcula la frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{GBW}{|A_{cl}|} = \frac{110 \text{ MHz}}{7.47} = 14.73 \text{ MHz}$$

Debido a que el Op-Amp AD797 es más rápido, la frecuencia de polos debe ser más alta en comparación con otros Op-Amp, y ello previene oscilaciones en el sistema (Sedra & Smith, 2015).

Se implementa un filtro RC paso bajos en serie a la base de ambos transistores del *Pre-Driver* con la finalidad de generar un primer polo y cero; se espera una frecuencia cero de 160 kHz y, para ello, se propone una resistencia de 10 kΩ. Se calcula el capacitor:

$$C = \frac{1}{2\pi * R * f_c} = \frac{1}{2\pi * 10 \text{ k}\Omega * 160 \text{ kHz}} = 99.41 \text{ pF} \approx 100 \text{ pF}$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi * R * C} = \frac{1}{2\pi * 10 \text{ k}\Omega * 100 \text{ pF}} = 159 \text{ kHz}$$

Para esta tercera frecuencia de polo se utiliza como resistencia el paralelo de 10 kΩ y 220 Ω:

$$f_{Pole1} = \frac{1}{2\pi * R_p * C} = \frac{1}{2\pi * 215.26 \Omega * 100 \text{ pF}} = 7.4 \text{ MHz}$$

esto funciona como filtro, ya que previene oscilaciones y ruido de alta frecuencia.

Para el segundo polo se propone una frecuencia de corte cercana a la frecuencia del filtro anterior; para encontrar el capacitor de esta frecuencia se utiliza la resistencia efectiva en el colector.

$$C = \frac{1}{2\pi * Z_{L-Efectiva-Pre-Driver} * f_c} = \frac{1}{2\pi * 36.28 \text{ k}\Omega * 159 \text{ kHz}} = 27.59 \text{ pF}$$

El valor comercial más cercano a este valor es de 33 pF, por lo que, la frecuencia de polo es:

$$f_{pole2} = \frac{1}{2\pi * Z_{L-Efectiva-Pre-Driver} * C} = \frac{1}{2\pi * 36.28 \text{ k}\Omega * 33 \text{ pF}} = 133 \text{ kHz}$$

Se opta por implementar el polo dominante en la etapa *Driver*; se propone una frecuencia de corte de 100 kHz:

$$C = \frac{1}{2\pi * Z_{L-Efectiva-Pre-Driver} * f_C} = \frac{1}{2\pi * 36.28 \text{ k}\Omega * 100 \text{ kHz}} = 43.86 \text{ pF}$$

El valor comercial más cercano es de 47 pF y la frecuencia del polo dominante es:

$$f_D = \frac{1}{2\pi * Z_{L-Efectiva-Pre-Driver} * C} = \frac{1}{2\pi * 36.28 \text{ k}\Omega * 47 \text{ pF}} = 93.3 \text{ kHz}$$

Se implementa un capacitor de compensación en el divisor de voltaje como par de polo y cero, éste lleva la señal de salida a la entrada no inversora del Op-Amp AD797 (Cordell, 2011).

Para la tercera frecuencia de polo se utiliza como resistencia el paralelo de 33 kΩ y 5.1 kΩ.

$$f_{Pole3} = \frac{1}{2\pi * R_P * C} = \frac{1}{2\pi * 4417.32 \Omega * 10 \text{ pF}} = 3.6 \text{ MHz}$$

Se asume que la fase se retrasará conforme más se acerque al valor de la frecuencia de polo dominante obtenida.

$$\emptyset = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{Pole}}\right)$$

$$f = f_{Pole}$$

$$\emptyset = -\tan^{-1}(1) = -45^\circ$$

La frecuencia del cero es:

$$F_{Z2} = \frac{1}{2\pi * R * C} = \frac{1}{2\pi * 33 \text{ k}\Omega * 10 \text{ pF}} = 482.287 \text{ kHz}$$

Para calcular el margen de fase es necesario calcular todos los retrasos y adelantos causados por los polos y ceros.

$$\emptyset(f_{Z1}) = +\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{Z1}}\right) = +\tan^{-1}\left(\frac{14.73 \text{ MHz}}{159 \text{ kHz}}\right) = 89.38^\circ$$

$$\emptyset(f_{Z2}) = +\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{Z2}}\right) = +\tan^{-1}\left(\frac{14.73 \text{ MHz}}{482.287 \text{ kHz}}\right) = 88.1^\circ$$

$$\phi(f_{P1}) = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{P1}}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{14.73 \text{ MHz}}{7.4 \text{ MHz}}\right) = -63.01^\circ$$

$$\phi(f_{P2}) = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{P2}}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{14.73 \text{ MHz}}{3.6 \text{ MHz}}\right) = -76.08^\circ$$

$$\phi(f_{P3}) = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{P3}}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{14.73 \text{ MHz}}{133 \text{ kHz}}\right) = -89.47^\circ$$

$$\phi(f_{PD}) = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_{PD}}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{14.73 \text{ MHz}}{93.3 \text{ kHz}}\right) = -89.63^\circ$$

$$\phi_{total} = 89.38^\circ + 88.1^\circ - 63.01^\circ - 76.08^\circ - 89.47^\circ - 89.63^\circ = -140.71$$

Existe otro parámetro llamado margen de fase, que indica qué tan cerca está el sistema de volverse inestable debido al desfase total en el lazo de realimentación.

$$PM = 180^\circ - 140.71^\circ = 39.29^\circ$$

Este margen de fase es una buena aproximación ya que los amplificadores Hi-Fi y Hi-End suelen tener un margen de fase de entre 40 y 60 grados.

3.8. Multiplicador de Voltaje Base Emisor de la Etapa de Salida

La implementación de un circuito multiplicador de voltaje de base emisor es de suma importancia, ya que al introducir un voltaje mayor en la base de los transistores excitadores o *Drivers* se aminoran considerablemente los efectos que provoca la distorsión por cruce, la cual contribuye de manera directa a la generación de distorsión armónica (véase Figura 3.14).

Comúnmente un arreglo de salida tipo Darlington requiere una corriente en reposo (I_q) en el emisor, de entre 10 mA y 40 mA en la etapa *Driver* y el voltaje de *bias* usualmente ronda los 2.8 V a 3 V debido a la caída de 0.6 V en cada transistor más V_q , que es el voltaje en reposo en los emisores, este voltaje suele ir de 0.01 mV a 5 mV.

Se propone un potenciómetro de 10 kΩ para R_1 y una resistencia de 2 kΩ para R_2 . Cabe aclarar que la selección de las resistencias está en función de la

corriente en reposo, por lo que, se implementan resistencias más grandes para no comprometer la corriente de 1 mA proporcionada por el *Pre-Driver*.

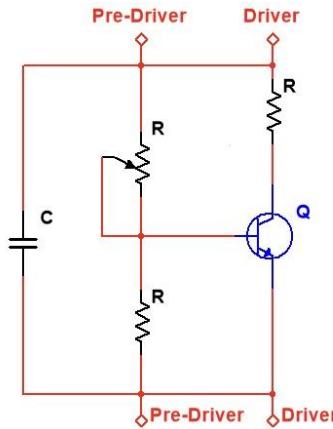


Figura 3.14. Circuito multiplicador de V_{BE} .

$$V_{BE} = V_{BEQ} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 0.6 \text{ V} * \left(1 + \frac{10 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} \right) = 3.6 \text{ V}$$

La corriente en reposo es:

$$I_q = \frac{V_{BE}}{R_1 + R_2} = \frac{3.6 \text{ V}}{12 \text{ k}\Omega} = 0.3 \text{ mA}$$

Este voltaje nos da un margen de ajuste de 0.6 V, ya que, en la práctica el voltaje de *bias* puede variar ligeramente en consecuencia a las propiedades inherentes de los transistores.

Se considera que el voltaje máximo en la base es de 1.8 V, se calcula la resistencia en los emisores de la etapa *driver* para obtener una corriente cercana a los 15 mA.

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1.8 \text{ V} - 0.6 \text{ V} = 1.2 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.2 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 80 \Omega$$

Se opta por implementar resistencias de 100 Ω , por lo tanto, la corriente de colector es:

$$I_C = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.2 \text{ V}}{100 \Omega} = 12 \text{ mA}$$

Se añade un capacitor entre colector y emisor del transistor de multiplicación de voltaje base emisor (V_{BE}) con la finalidad de que, a frecuencias altas, el transistor tenga un comportamiento similar al de un diodo, esto reduce la impedancia y brinda una mayor estabilidad en altas frecuencias, se elige un capacitor de 10 nF (Cordell, 2011) (Self, 2013).

Debido a las variaciones en la corriente proporcionada por el *Pre-Driver*, la corriente a través del multiplicador también variará, provocando cambios en su voltaje de salida, lo que hace que su impedancia dinámica cambie. Para compensar esta variación se incluye una resistencia en el colector del transistor, por lo tanto, cuando el voltaje del multiplicador aumenta, debido a su impedancia, la caída de voltaje en la resistencia de colector contrarresta dicho efecto, estabilizando el voltaje de polarización.

El *Pre-Driver* suministra una corriente de aproximadamente 1 mA, por lo tanto, la corriente que circula a través del colector es de aproximadamente 0.7 mA debido a la caída en el divisor de voltaje de 0.3 mA.

Se calcula la resistencia de colector que es equivalente a la impedancia dinámica del multiplicador de voltaje:

$$Z_s = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \frac{V_T}{I_E} = \left(1 + \frac{10 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega}\right) * \frac{26 \text{ mV}}{0.7 \text{ mA}} = 222.85 \Omega$$

En la práctica esta resistencia puede ser un poco más pequeña, se elige utilizar una resistencia de 100 Ω .

Cabe señalar, que se emplea el transistor BD139, montado en el disipador de los transistores de potencia, ya que éste disminuye -2.2 mV/ $^{\circ}\text{C}$, permitiendo la regulación automática de la polarización.

3.9. Red Zobel y Protección contra Oscilaciones de la Etapa de Salida

La red Zobel es un circuito que provee una carga puramente resistiva a la salida de un amplificador de potencia, ya que, las cargas complejas como los altavoces presentan una impedancia constante en ciertos rangos del espectro audible, éstos padecen de propiedades inductivas en altas frecuencias lo cual

genera oscilaciones que inestabilizan al sistema y puede provocar el daño permanente de los transistores de salida. Este circuito se compone de una resistencia (R_z) en serie y de un capacitor (C_z), y a su vez este arreglo se encuentra en paralelo con la carga de salida (véase Figura 3.15); a frecuencias bajas, la impedancia del capacitor es muy alta, a medida que la frecuencia aumenta, la impedancia del capacitor disminuye, de manera que, en altas frecuencias sin importar la impedancia inductiva del altavoz, el amplificador siempre ve una carga puramente resistiva gracias a la resistencia del arreglo.

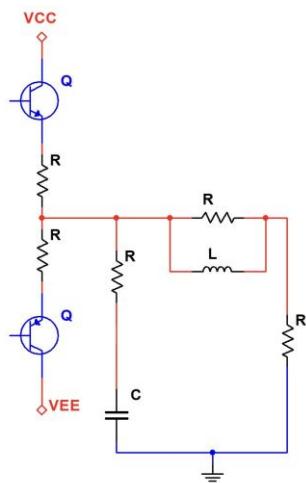


Figura 3.15. Circuito de la red Zobel.

Se elige una resistencia similar a la impedancia estándar de los altavoces que existen en el mercado. Comúnmente esta resistencia va desde los $4\ \Omega$ a los $10\ \Omega$ y, en este caso se opta por una resistencia de $10\ \Omega$ a $\frac{1}{4}\text{ W}$ y un capacitor de poliéster metalizado de $0.1\ \mu\text{F}$ a 250 V que es el valor más común en este tipo de circuitos (Self, 2013).

Este arreglo fija una frecuencia de corte de:

$$f_c = \frac{1}{2\pi * R_z * C_z} = \frac{1}{2\pi * 10\ \Omega * 0.1\ \mu\text{F}} = 159154.94\ \text{Hz}$$

Además de este circuito, se utiliza un inductor en paralelo con una resistencia de bajo valor llamada *Damping Resistor*, cuya función es aislar la etapa de salida de la capacitancia parasita inherente de los cables que conectan al altavoz con el amplificador. El conjunto del inductor con la capacitancia del

cable forma un circuito resonante el cual genera oscilaciones de muy alta frecuencia, por lo que, la implementación en paralelo de la resistencia de amortiguamiento es de suma importancia para mitigar este efecto (Self, 2013) (Cordell, 2011).

Se implementa un inductor de $1 \mu\text{H}$ en paralelo de una resistencia de 10Ω , por lo que, con una carga de 8Ω este conjunto tiene una frecuencia de corte de:

$$f_c = \frac{R_L}{2\pi * L} = \frac{8 \Omega}{2\pi * 1 \mu\text{F}} = 1.2 \text{ MHz}$$

Cabe aclarar que valores más grandes en el inductor de este circuito pueden agregar desfases considerables en señales de alta frecuencia.

3.10. Cálculo del Disipador

Se ha optado por disipación térmica pasiva en lugar de ventiladores activos para evitar la introducción de ruido generado por motores. Esta decisión contribuye a mantener la pureza espectral de la señal, alineándose con los principios del diseño Hi-Fi (Analog Devices, 2019) (Cordell, 2011) (Self, 2013).

Para el cálculo del disipador térmico se utiliza la siguiente ecuación:

$$R\theta_{SA} = \frac{T_S - T_A}{P_D} - R\theta_{JC} - R\theta_{CS}$$

en donde:

- $R\theta_{SA}$: Resistencia térmica del disipador al ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).
- T_S : Temperatura máxima permitida por el transistor ($^{\circ}\text{C}$).
- T_A : Temperatura del ambiente ($^{\circ}\text{C}$).
- P_D : Potencia disipada por el transistor (W).
- $R\theta_{JC}$: Resistencia térmica de la unión al encapsulado ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).
- $R\theta_{CS}$: Resistencia térmica del encapsulado al disipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

Se requiere un disipador capaz de poder disipar la potencia máxima del amplificador, esto evita que los transistores alcancen temperaturas que puedan afectar la linealidad del sistema.

Se han seleccionado transistores de encapsulado tipo TO-3, los cuales tienen una resistencia térmica de encapsulado ($R\theta_{JC}$) de 0.7 °C/W, su temperatura máxima de unión (T_S) es de 200 °C. Se considera una temperatura máxima de 120 °C, este margen de tolerancia reduce el estrés del componente, lo cual prolonga su vida útil, dada la clase de operación del amplificador se asume que la potencia se distribuye entre ambos transistores de salida, por lo tanto, cada uno maneja una potencia máxima de 27.5 W (P_D). El valor de la temperatura ambiente (T_A) se considera de un valor 30 °C y, además, se utilizan micas aislantes y pasta térmica para el montaje de los transistores ya que éstos comparten el mismo disipador. La resistencia térmica ($R\theta_{CS}$) de este conjunto de materiales es de aproximadamente 0.5 °C/W (Semiconductor Components Industries, 2025) (Electronics Cooling, 2020) (Self, 2013).

Se calcula la resistencia térmica que debe tener el disipador:

$$R\theta_{SA} = \frac{120 \text{ } ^\circ\text{C} - 30 \text{ } ^\circ\text{C}}{27.5 \text{ W}} - 0.7 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} - 0.5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 2.07 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

El cálculo de la resistencia térmica es de un sólo transistor, por lo tanto, este resultado se divide entre dos:

$$R\theta_{SA} = \frac{2.07 \text{ } ^\circ\text{C/W}}{2} = 1.03 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Se opta por la implementación de un disipador de aluminio con dimensiones de 15 cm de largo, 6 cm de alto, 2.5 cm de ancho y 24 aletas; el fabricante del disipador no especifica su resistencia térmica, por lo que, es necesario calcularla; este análisis abarca la disipación por convección y radiación.

Se calcula el área por convección y radiación:

$$A_{conv} = 2 * (0.150 \text{ m})(0.06 \text{ m}) + 24 * (0.025 \text{ m})(0.06 \text{ m}) = 0.54 \text{ m}^2$$

$$A_{rad} = 2 * (0.06 \text{ m})(0.025 \text{ m}) + 2 * (0.150 \text{ m})(0.06 \text{ m}) = 0.021 \text{ m}^2$$

Se calcula la resistencia térmica en función de la transferencia de calor por radiación mediante la siguiente ecuación:

$$R_{rad} = \frac{\Delta T}{5.1 * A_{rad} \left[\left(\frac{T_S}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_A}{100} \right)^4 \right]}$$

$$R_{rad} = \frac{120 \text{ }^\circ\text{C} - 30 \text{ }^\circ\text{C}}{5.1 * 0.021 \text{ m}^2 \left[\left(\frac{120 \text{ }^\circ\text{C} + 273 \text{ }^\circ\text{C}}{100} \right)^4 - \left(\frac{30 \text{ }^\circ\text{C} + 273 \text{ }^\circ\text{C}}{100} \right)^4 \right]} = 5.44 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

También se calcula la resistencia térmica en función de la transferencia de calor por convección, para este cálculo se considera el espaciado entre aletas, el cual es de 5 mm; debido a que el disipador mide 6 cm de alto se considera que la eficiencia con este espaciado ronda entre el 70% y el 80%, y se elige utilizar el promedio (Electronics Cooling, 2020):

$$R_{conv} = \frac{1}{1.34 * A_{conv} * Eficiencia} * \left(\frac{Alto}{\Delta T} \right)^{\frac{1}{4}}$$

$$R_{conv} = \frac{1}{1.34 * 0.054 \text{ m}^2 * 0.75} * \left(\frac{0.06 \text{ m}}{120 \text{ }^\circ\text{C} - 30 \text{ }^\circ\text{C}} \right)^{\frac{1}{4}} = 2.96 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Se calcula la resistencia térmica efectiva del disipador:

$$R\theta_{SA} = \frac{R_{rad} * R_{conv}}{R_{rad} + R_{conv}} = \frac{5.44 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}} * 2.96 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}}}{5.44 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}} + 2.96 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}}} = 1.91 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Este disipador se acopla a una placa de aluminio de calibre 10 con dimensiones de 10 cm de ancho y 12.46 cm de largo. Se calcula su resistencia térmica:

$$R_{placa} = \frac{L}{k * A}$$

en donde:

- L: grosor de la lámina en metros.
- k: conductividad térmica del material.

- A: área de la sección transversal.

$$R_{placa} = \frac{0.002588 \text{ m}}{205 * 0.01246 \text{ m}^2} = 0.001013 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Se calcula la resistencia de la placa en aire en reposo como medio empleando la siguiente ecuación:

$$R_{placa-aire} = \frac{1}{h * A}$$

en donde:

- h: coeficiente de transferencia de calor por convección.
- A: área de las dos caras de la placa.

Se usa un valor de 10 para el coeficiente de transferencia por convección del aire en reposo.

$$R_{placa-aire} = \frac{1}{10 * 0.02492 \text{ m}^2} = 4.01 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Al unir la placa de aluminio con el disipador, la resistencia del conjunto disminuye; se calcula la resistencia total:

$$R_{total} = \frac{R_{placa-aire} * R_{disipador}}{R_{placa-aire} + R_{disipador}} = \frac{4.01 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}} * 1.91 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}}}{4.01 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 1.91 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} = 1.29 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Se calcula la potencia que puede disipar este arreglo:

$$P = \frac{\Delta T}{R_{total}} = \frac{120 \text{ }^{\circ}\text{C} - 30 \text{ }^{\circ}\text{C}}{1.29 \text{ }^{\circ}\text{C/W}} = 69.76 \text{ W}$$

Al igual que la placa de aluminio, se debe calcular la resistencia térmica de la lámina de acero al carbón de calibre 18 que funge como chasis del amplificador, ésta tiene dimensiones de 30 cm de ancho por 54.284 cm de alto.

$$R_{placa-chasis} = \frac{L}{k * A}$$

El acero al carbón tiene una conductividad térmica de alrededor de 50 W/m*K, por lo que:

$$R_{placa-chasis} = \frac{0.001214 \text{ m}}{50 * 0.162852 \text{ m}^2} = 0.0001490 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Se calcula la resistencia de la placa en aire en reposo como medio empleando la siguiente ecuación:

$$R_{placa-aire} = \frac{1}{h * A}$$

$$R_{placa-chasis} = \frac{1}{10 * 0.325704 \text{ m}^2} = 0.30 \text{ }^{\circ}\text{C}/W$$

Se calcula la nueva resistencia térmica del conjunto:

$$R_{total} = \frac{R_{placa-aire} * R_{placa-chasis}}{R_{placa-aire} + R_{placa-chasis}} = \frac{1.29 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{W} * 0.30 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{W}}{1.29 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{W} + 0.30 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{W}} = 0.24 \text{ }^{\circ}\text{C}/W$$

Finalmente, se calcula la potencia que puede disipar este conjunto:

$$P = \frac{\Delta T}{R_{total}} = \frac{120 \text{ }^{\circ}\text{C} - 30 \text{ }^{\circ}\text{C}}{0.24 \text{ }^{\circ}\text{C}/W} = 375 W$$

Este es un valor aproximado de la potencia que puede disipar todo el conjunto de metales, y por lo tanto, para esta aplicación en concreto se logra una disipación eficiente.

Capítulo 4. Simulación del Amplificador de Audio

En este capítulo se validan los resultados calculados en el capítulo anterior, se utiliza Multisim en su versión 14.2 como herramienta de simulación para analizar las siguientes mediciones: Respuesta en frecuencia y estabilidad, Distorsión armónica total (THD), *Slew Rate*, Relación señal/ruido más distorsión (SINAD), Distorsión armónica más ruido (THD+N), Potencia de salida máxima y Relación señal/ruido (SNR).

Al combinar los bloques individuales analizados en el capítulo anterior, se conforma el circuito final que se muestra en la

Figura 4.1. Se consideran tolerancias similares a las que tienen los componentes seleccionados en el Subcapítulo 3.1.

4.1. Medición de la Potencia Máxima de Salida

La medición de la potencia máxima de salida es fundamental para analizar el comportamiento del sistema bajo condiciones de estrés. Se inyecta una señal de 1 kHz a 2 V_{RMS} a la entrada del amplificador, a este valor se le resta la pérdida que existe en el filtro de entrada, por lo que, el voltaje en la entrada no inversora del Op-Amp es de 1.94 V_{RMS} y este valor multiplicado por la ganancia de 7.47 da un valor de 14.49 V_{RMS} a la salida; con una resistencia de 4 Ω se obtiene una potencia de 52.50 W.

En el Capítulo 3 se toma la decisión de utilizar el 70% de la capacidad máxima de la fuente de voltaje; debido a que la mayoría de los preamplificadores comerciales tienen una salida máxima de 2 V_{RMS}, teóricamente el amplificador tiene un margen de 30% antes de entrar en saturación. En la Figura 4.3 se observa que la señal no está en saturación gracias al margen de tolerancia.

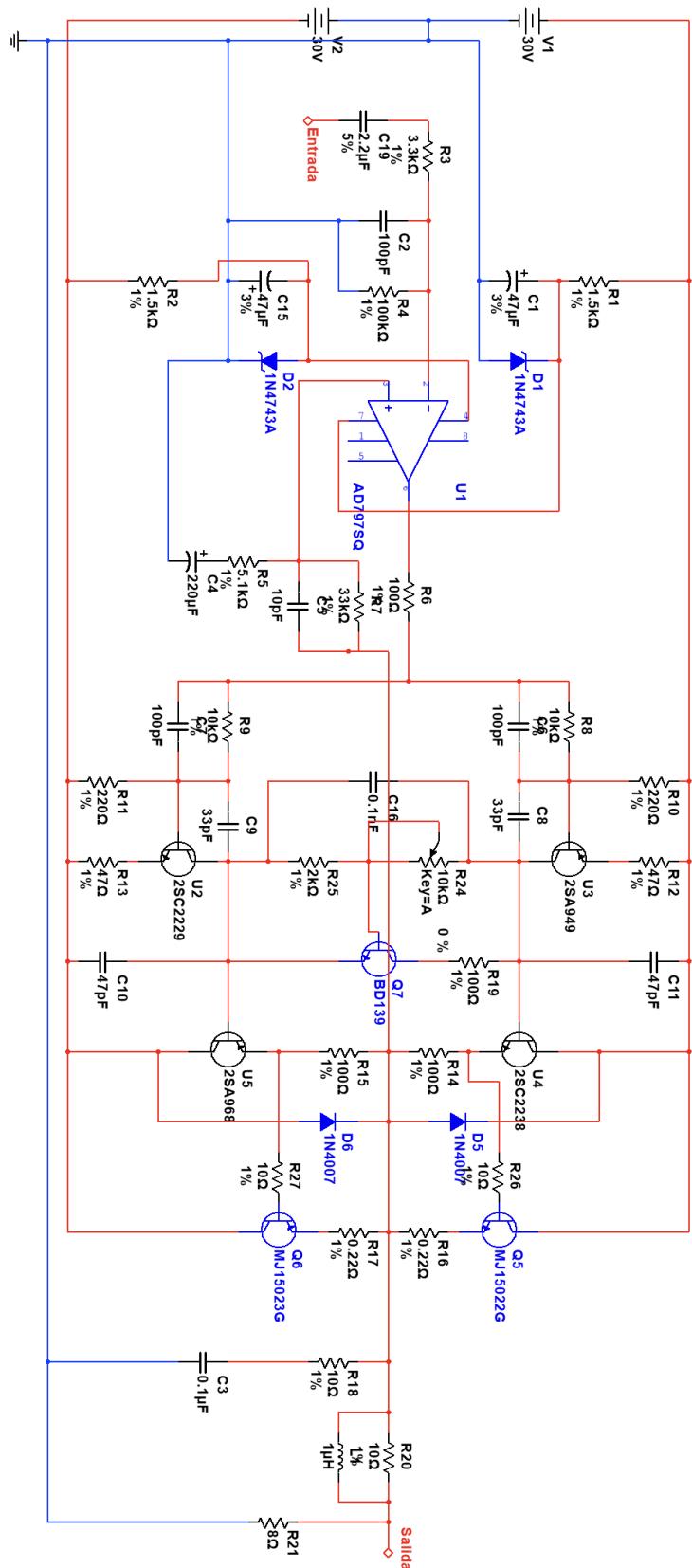


Figura 4.1. Circuito del amplificador de audio Clase AB.

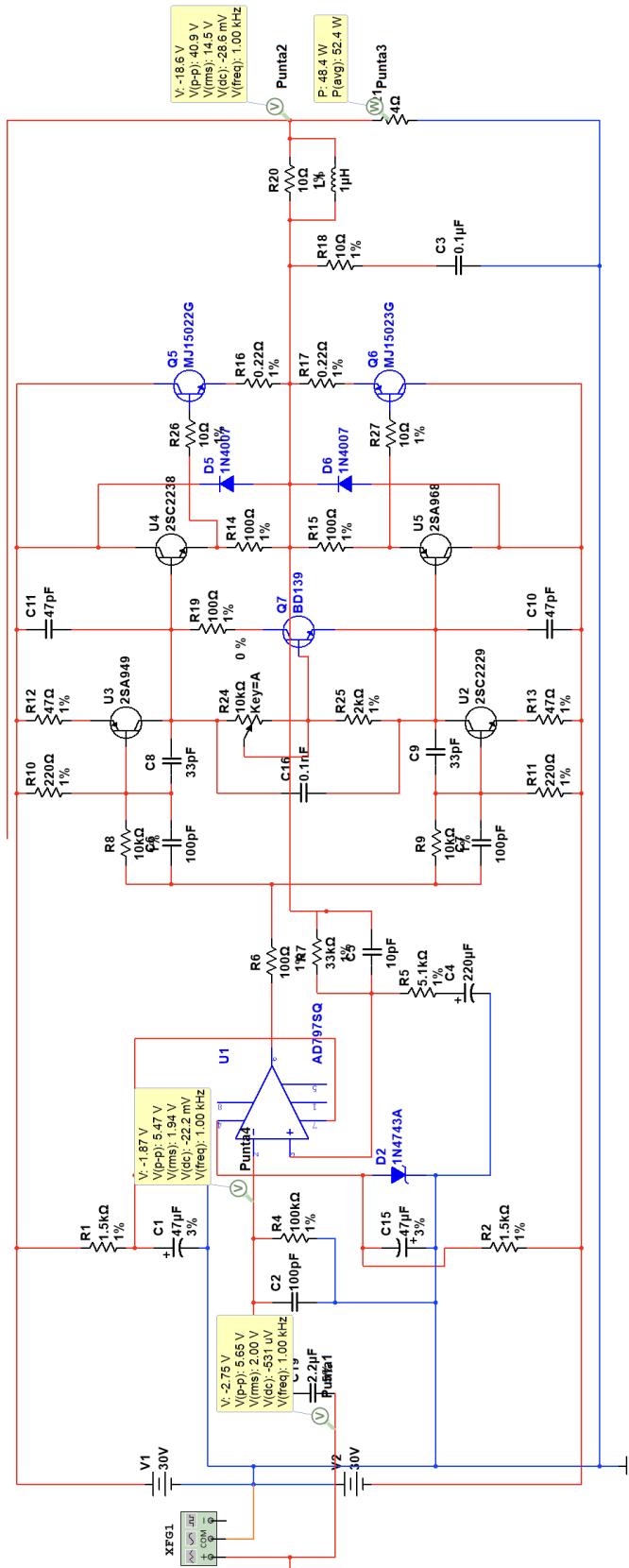


Figura 4.2. Medición de potencia máxima del amplificador de audio.

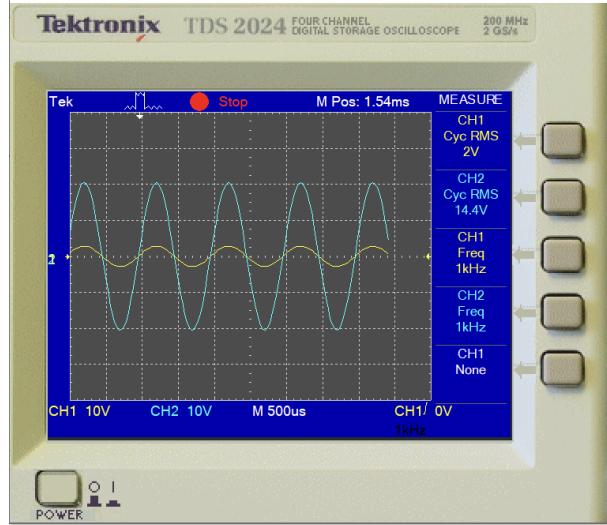


Figura 4.3. Salida de la medición de potencia máxima.

4.2. Medición de la Respuesta en Frecuencia y Fase

La caracterización de la respuesta en frecuencia es fundamental para validar el desempeño y operación del amplificador dentro de los parámetros de diseño establecidos, esta medición se enfoca en observar que el amplificador cumpla con una respuesta en frecuencia plana en el rango de 20 Hz a 20 kHz. Estos resultados no sólo buscan verificar la capacidad del amplificador de cubrir el espectro del rango audible, sino que también busca revelar los efectos de los polos y ceros inducidos por la selección de capacitores.

Siguiendo la metodología, se procede a inyectar una señal de 555 mVp, que corresponden a 392.4 mVRMS, considerando la caída del primer filtro el voltaje de entrada se reduce a 380 mVRMS; este valor multiplicado por la ganancia de lazo cerrado de 7.47 resulta en un voltaje de 2.83 VRMS a la salida del amplificador, por lo que, con una resistencia de carga de $8\ \Omega$ se obtiene una potencia de 1 W. Se configura un barrido en frecuencia de 1 Hz a 100 kHz y se configura como salida a la resistencia R_{21} , como se muestra en la Figura 4.4.

En la Figura 4.5 se observa una diferencia de 0.0056 dB entre 20.27 Hz y 20.17 kHz por lo que la respuesta en frecuencia se considera plana en el espectro de frecuencias audibles.

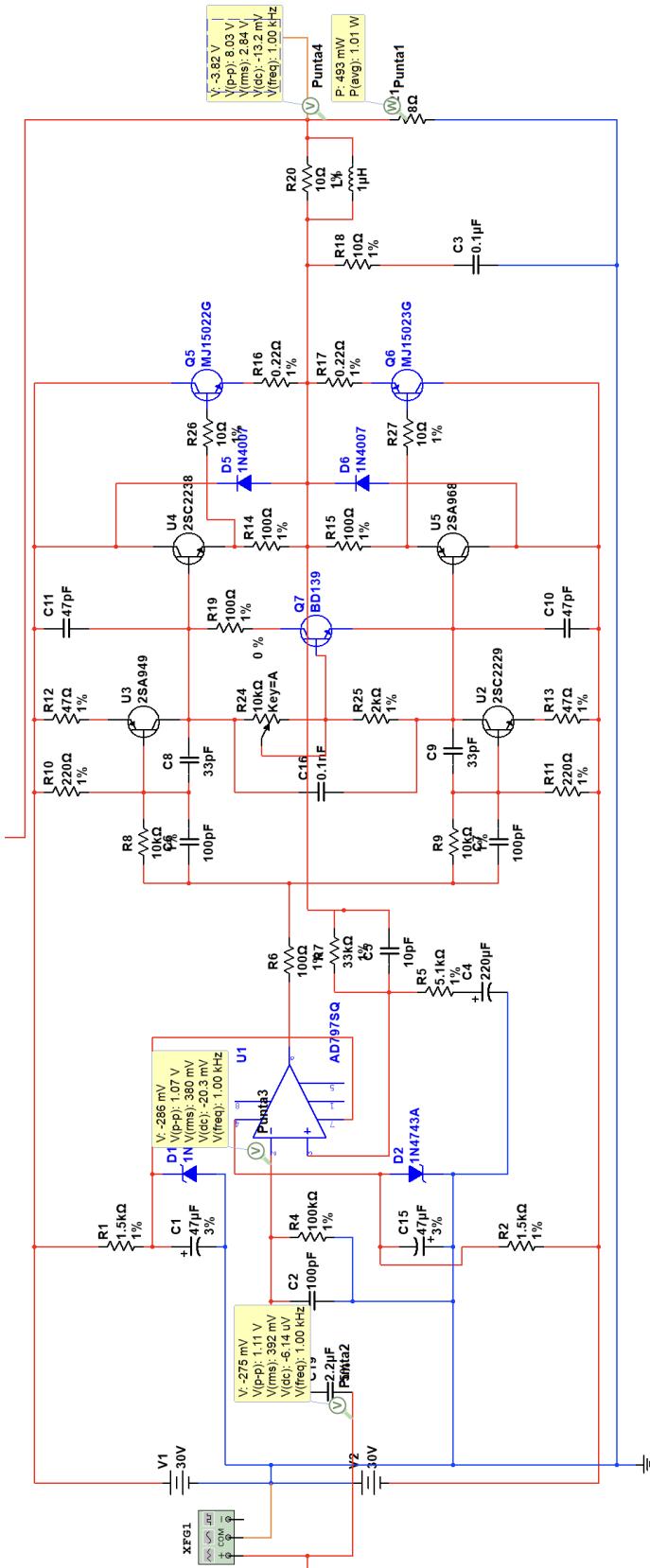


Figura 4.4. Medición de potencia a 1 W de la respuesta en frecuencia y fase.

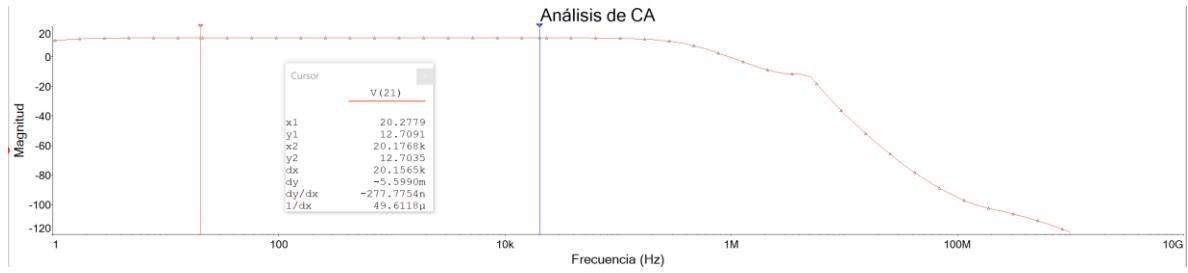


Figura 4.5. Medición de la respuesta en frecuencia del amplificador de audio.

En la Figura 4.6 se observa que la señal cae -3 dB en 355.079 kHz, siendo ésta la frecuencia de corte aproximada y se debe a la interacción de conjunto de los polos y ceros.

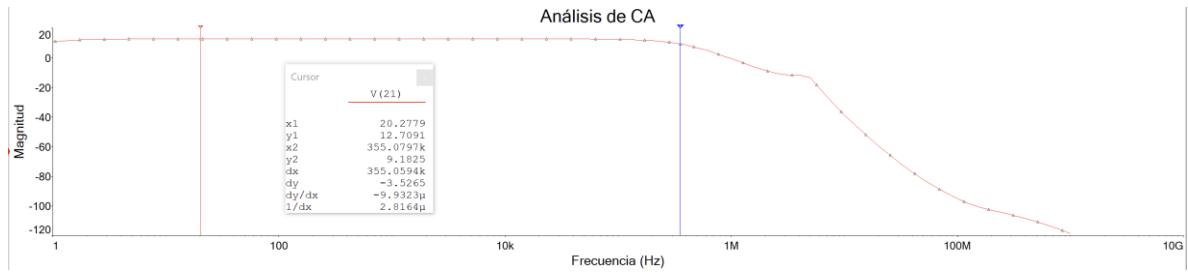


Figura 4.6. Medición de la frecuencia de corte del amplificador de audio.

En la Figura 4.7 se observa un desfase de -4.14° en 20.22 kHz, lo que es un buen indicio de estabilidad en el sistema.

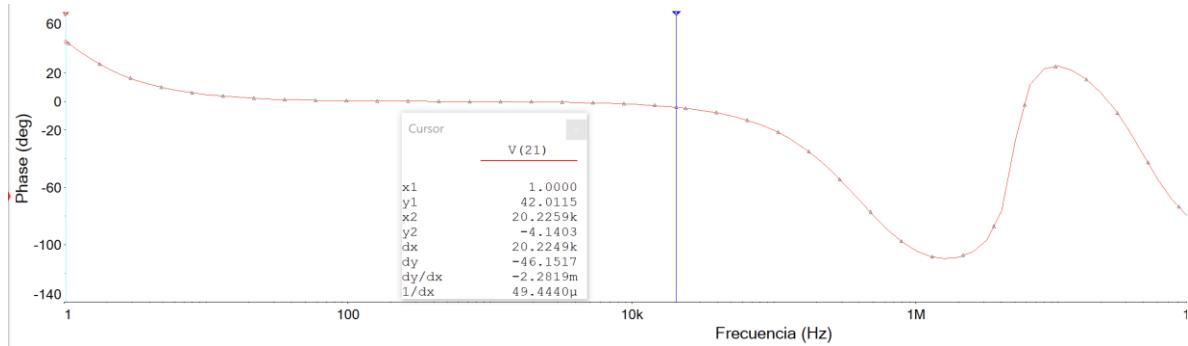


Figura 4.7. Medición de fase a 20 kHz en el amplificador de audio.

En la Figura 4.8 se observa que la fase es de -109.61° a 1.63 MHz, lo que representa estabilidad en el sistema aún a muy altas frecuencias.

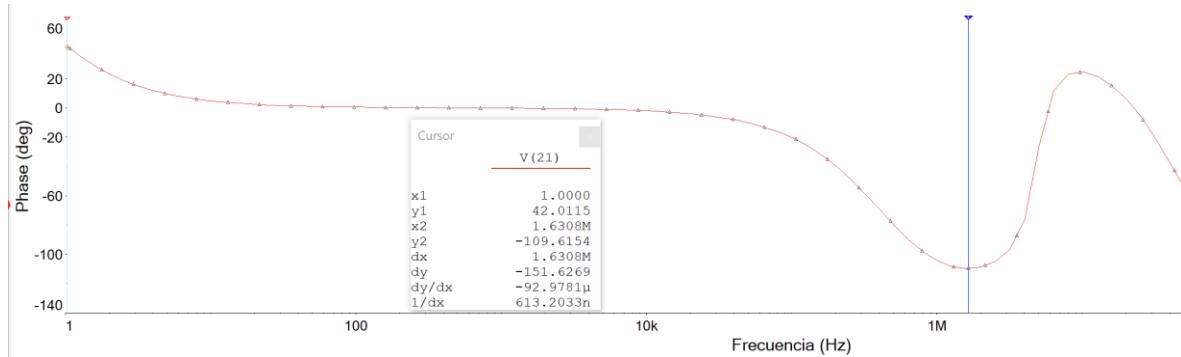


Figura 4.8. Medición de fase a 1.63 MHz en el amplificador de audio.

4.3. Medición de THD

Entre la comunidad de audiófilos existe un debate respecto a la percepción subjetiva de la distorsión, donde la magnitud de ciertos armónicos puede crear un balance tonal en el amplificador como es el caso de los amplificadores de válvulas, los cuales tienen una gran magnitud del segundo armónico y tienden a clasificarse como “cálidos”, el factor psicológico no inválida la necesidad de una cuantificación medible del desempeño del sistema.

La THD es un parámetro objetivo para evaluar la linealidad y fidelidad, y sirve para cuantificar la degradación de la señal causada por las no linealidades del sistema. En esta sección se analiza la THD con la transformada de Fourier (FFT), comparando los resultados con los límites teóricos establecidos.

A la entrada del amplificador se inyecta una onda senoidal de 1 kHz con una amplitud de 392.4 mVRMS, la cual cae a 380 mVRMS por las pérdidas en el primer filtro de entrada; a la salida se obtiene una potencia de 1 W entregada a una carga puramente resistiva de 8Ω . Se configura el análisis de Fourier a un tiempo de muestreo de 50 ms, una frecuencia fundamental de 1 kHz y sus 9 armónicos, finalmente una frecuencia de muestreo de 1 MHz.

En la Tabla 4.1 se observa una distorsión armónica total de 0.00286833% que cumple con los límites teóricos establecidos.

Tabla 4.1. Medición de THD a 1 kHz y 1 W en el amplificador de audio.

THD: 0.00286823%			
Armónico	Frecuencia (kHz)	Magnitud (ARMS)	Fase (Grados)
0	0	0.00316504	0
1	1	0.501552	-0.21366
2	2	9.51334E-06	2.63762
3	3	6.25110E-06	-3.369
4	4	4.97581E-06	3.21118
5	5	4.14008E-06	8.42676
6	6	4.03159E-06	8.2168
7	7	2.60447E-06	8.55886
8	8	2.40531E-06	-27.112
9	9	2.58077E-06	18.0553

Como segunda prueba de THD, bajo los parámetros anteriores de voltaje se inyecta una señal de 20 kHz y se configura el análisis de Fourier a un tiempo de muestreo de 5 ms, una frecuencia fundamental de 20 kHz y sus 9 armónicos, finalmente una frecuencia de muestreo de 2 MHz.

En la Tabla 4.2 se observa una ligera mejoría en la THD; en la práctica a frecuencias más altas suele haber mayor distorsión armónica, este resultado puede verse comprometido por las características de hardware de la computadora, aun así, el resultado no deja de ser una buena aproximación.

Tabla 4.2. Medición de THD a 20 kHz y 1 W en el amplificador de audio.

THD: 0.00110738%			
Armónico	Frecuencia (kHz)	Magnitud (ARMS)	Fase (Grados)
0	0	0.000211299	0
1	20	0.50058	-5.2153
2	40	2.16272E-06	-30.357
3	60	2.15469E-06	-99.33
4	80	1.41110E-06	20.7132
5	100	1.06839E-06	130.207
6	120	2.00493E-06	-35.014
7	140	2.81970E-06	90.4964
8	160	2.75507E-06	-85.038
9	180	1.82911E-06	159.067

Como tercera prueba de THD se inyecta una señal de 1 kHz a 1.94 V_{RMS} efectivos a la entrada del amplificador dando una potencia de 52.4 W a una resistencia de 4 Ω en la salida, se configura el análisis de Fourier a un tiempo de muestreo de 50 ms, una frecuencia fundamental de 1 kHz y sus 9 armónicos, finalmente una frecuencia de muestreo de 1 MHz.

En la Tabla 4.3 se observa que la THD a 52.4 W es de 0.00783507%, valor que se mantiene por debajo de los límites establecidos.

Tabla 4.3. Medición de THD a 1 kHz y 52.4 W en el amplificador de audio.

THD: 0.00783507%			
Armónico	Frecuencia (kHz)	Magnitud (ARMS)	Fase (Grados)
0	0	0.101536	0
1	1	20.4607	-0.25964
2	2	5.32028E-04	77.7411
3	3	4.64619E-04	95.0153
4	4	4.98775E-04	-136.3
5	5	9.14665E-04	-160.47
6	6	3.86638E-04	30.1739
7	7	3.19248E-04	47.3139
8	8	2.36904E-04	-145.82
9	9	8.23478E-04	0.956469

Como cuarta prueba de THD, se inyecta una señal de 20 kHz bajo las mismas condiciones de voltaje y potencia que la prueba anterior, se configura el análisis de Fourier a un tiempo de muestreo de 5 ms, una frecuencia fundamental de 20 kHz y sus 9 armónicos, finalmente una frecuencia de muestreo de 2 MHz.

En la Tabla 4.4 se observa que la THD a 52.4 W es de 0.21947%, esto sobrepasa los límites establecidos, pero aún se encuentra por debajo de la cantidad de distorsión apenas distinguible de 1%.

Tabla 4.4. Medición de THD a 20 kHz y 52.4 W en el amplificador de audio.

THD: 0.21947%			
Armónico	Frecuencia (kHz)	Magnitud (ARMS)	Fase (Grados)
0	0	0.00943292	0
1	20	20.3888	-6.1593
2	40	1.41169E-02	-126.12
3	60	3.38707E-02	154.317
4	80	7.73389E-03	-159.04
5	100	1.80484E-02	0.177672
6	120	4.65016E-03	113.585
7	140	1.34178E-02	-32.244
8	160	5.36922E-03	112.532
9	180	6.30654E-03	60.8535

4.4. Medición de SINAD y Cálculo de THD+N

La relación señal a ruido más distorsión (SINAD, *Signal to Noise and Distortion*) cuantifica la diferencia de amplitud de la señal fundamental respecto a la suma de factores no deseados como el ruido y los armónicos, la distorsión armónica total más ruido (THD+N, *Total Harmonic Distortion Plus Noise*) expresa la misma suma, pero a manera de porcentaje de la señal fundamental.

Para la medición de la relación SINAD se inyecta una onda senoidal con una frecuencia de 1 kHz a una amplitud de 380 mV_{RMS} efectivos y a la salida se obtiene una potencia de 1 W sobre una resistencia de 8 Ω; se añade un medidor de distorsión a la salida del amplificador. En la Figura 4.9 se observa que la distorsión señal a ruido es de 90.896 dB por lo que la SINAD es:

$$THD + N = 100 * 10^{\frac{-SINAD}{20}} = 100 * 10^{\frac{-90.896 \text{ dB}}{20}} = 0.00285233 \%$$



Figura 4.9. Medición de SINAD a 1 kHz y 1 W en el amplificador de audio.

Para una segunda prueba se inyecta una frecuencia de 20 kHz y se utilizan los parámetros anteriores. En la Figura 4.10 se observa que la distorsión señal a ruido es de 91.216 dB por lo que la SINAD es:

$$THD + N = 100 * 10^{\frac{-SINAD}{20}} = 100 * 10^{\frac{-91.216 \text{ dB}}{20}} = 0.00274915 \%$$

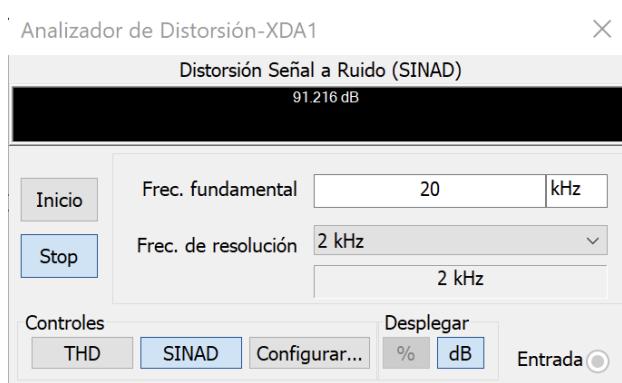


Figura 4.10. Medición de SINAD a 20 kHz y 1 W en el amplificador de audio.

Los resultados son similares a las THD medidas con el análisis de Fourier. Cabe señalar que al ser una simulación es difícil que el circuito actúe de manera realista y se puedan obtener resultados más precisos.

4.5. Medición de la Tasa de Respuesta

La tasa de respuesta (*slew rate*) es la máxima velocidad de cambio en el voltaje de salida del sistema, un valor bajo puede causar distorsión en señales con altas frecuencia y amplitud.

Esta prueba se realiza con una señal cuadrada de alta frecuencia y gran amplitud, por ello, se mide la diferencia entre el flanco de subida y el de bajada.

Posteriormente, se inyecta una onda cuadrada de 20 kHz a 1.94 V_{RMS} efectivos a la entrada del amplificador y a la salida se obtiene una potencia de 52.4 W sobre una resistencia de 4 Ω.

En la Figura 4.11 se observa que la onda cuadrada tiene una ΔV de 40.9 V y una Δt de 1.02 μs, por lo tanto, la tasa de respuesta del sistema es:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{40.9 V}{1.02 \mu s} = 40.1 V/\mu s$$

Este resultado supera la tasa de respuesta mínima requerida, por lo que, el amplificador puede reproducir transitorios de alta frecuencia aun proporcionando su máxima potencia.

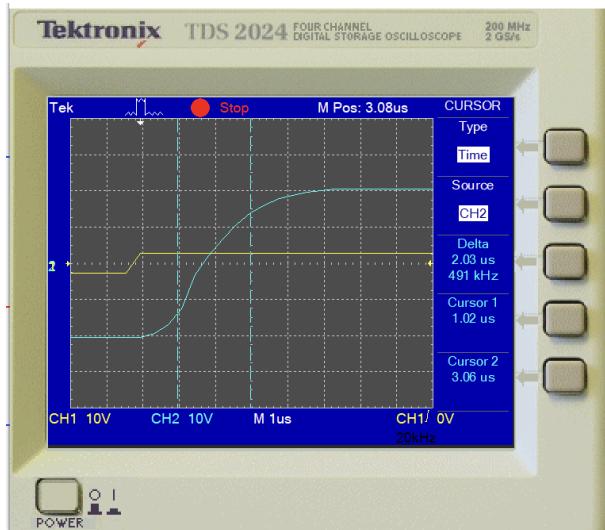


Figura 4.11. Medición de la tasa de respuesta a 20 kHz y 52.4 W.

4.6. Medición de SNR

La medición de la relación señal a ruido (SNR) permite caracterizar el nivel mínimo de voltaje que puede producirse por encima del piso de ruido del sistema.

Se hace la medición de la SNR utilizando el análisis de ruido de Multisim 14.2, para ello, se limita un rango de medición de 20 Hz a 20 kHz y se inyecta una onda senoidal con una amplitud de 380 mV_{RMS} efectivos que produce una potencia de 1 W sobre una resistencia de 8 Ω.

Variable	Integrated noise (V or A)
inoise_total	4.21401 u
inoise_total_rr21	116.81901 p

Figura 4.12. Medición de SNR de 20 Hz a 20 kHz y 1 W.

Se calcula la SNR:

$$SNR (dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{rms}}{V_{ruido}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{380 mV_{rms}}{4.21401 \mu V_{rms}} \right) = 99.1 dB$$

este resultado cumple con los límites establecidos.

Se hace una segunda medición a máxima potencia empleando el mismo rango de frecuencias, pero ahora con una onda senoidal con una amplitud de 1.94 V_{RMS} efectivos y una potencia a la salida de 52.4 W sobre una resistencia de 4 Ω.

Variable	Integrated noise (V or A)
inoise_total	826.45586 n
inoise_total_rr21	32.40140 p

Figura 4.13. Medición de SNR de 20 Hz a 20 kHz y 52.4 W.

Se calcula la SNR:

$$SNR (dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{rms}}{V_{ruido}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{1.94 V_{rms}}{826.45586 nV_{rms}} \right) = 127.41 dB$$

Este resultado es de esperarse debido a que el piso de ruido del amplificador se mantiene constante mientras que la amplitud de la señal de entrada aumenta, y a mayor potencia el ruido es prácticamente inaudible.

Capítulo 5. Resultados

En este capítulo se describe la implementación del prototipo del amplificador de audio, la versión final del circuito impreso (PCB) del amplificador y de la fuente de alimentación.

5.1. Implementación del Prototipo del Amplificador de Audio

Una vez concluida la fase de diseño y la verificación de resultados en simulación, se procede a la implementación de un primer prototipo físico que permite validar experimentalmente el funcionamiento del circuito, además, este proceso permite identificar posibles problemas prácticos no previstos en el modelado teórico, como son ruido externo, oscilaciones parásitas o disipación térmica. Para esta primera fase de implementación se opta por una placa perforada de fibra de vidrio, que facilita la realización de modificaciones e implica un bajo costo de prototipado (véase Figura 5.1), a diferencia de una placa de circuito impreso (PCB) en donde el diseño es definitivo. Si bien este método de implementación puede tener mayores problemas que una PCB, sirve como una referencia para el diseño final de *layout* de la PCB.

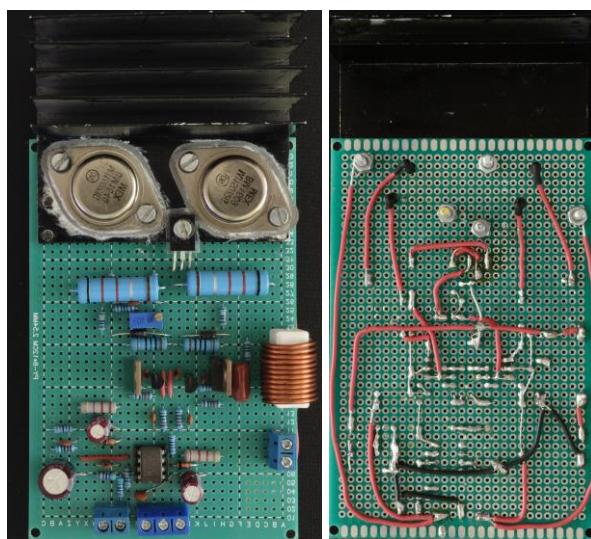


Figura 5.1. Vistas superior e inferior del prototipo del amplificador de audio.

5.2. Implementación del Circuito Impreso

Después del proceso de prototipado en donde previamente se analiza el funcionamiento del sistema, se realiza el diseño del circuito impreso (PCB) del circuito definitivo. Los detalles del diseño de la placa se abordan en el Anexo A.

Para la implementación del PCB es necesario fijar el soporte del disipador, ya que éste es la base para fijar la placa al chasis. Los detalles del diseño y ensamble del soporte del disipador se abordan en el Anexo D.

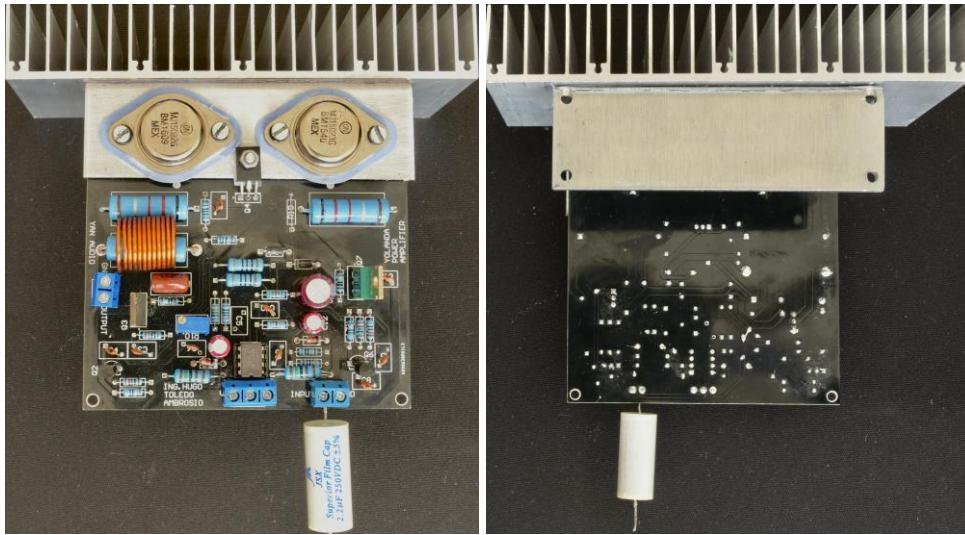


Figura 5.2. Vistas superior e inferior del PCB del amplificador de audio.

5.3. Implementación de la Fuente de Alimentación

Se implementa una fuente simétrica en adición de un transformador con características similares a las de la fuente de laboratorio (véase Figura 5.3). El diseño de este circuito está basado en una fuente no regulada propuesta en Cordell (2011, pág. 352) y que se muestra en la Figura 5.4.

Se realiza la implementación de los componentes sobre la placa; los detalles del diseño de la placa se abordan en el Anexo B.

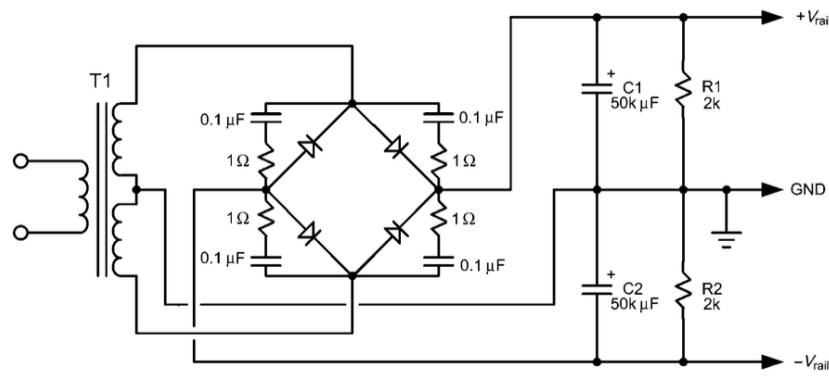


Figura 5.3. Esquemático del circuito de una fuente simétrica.

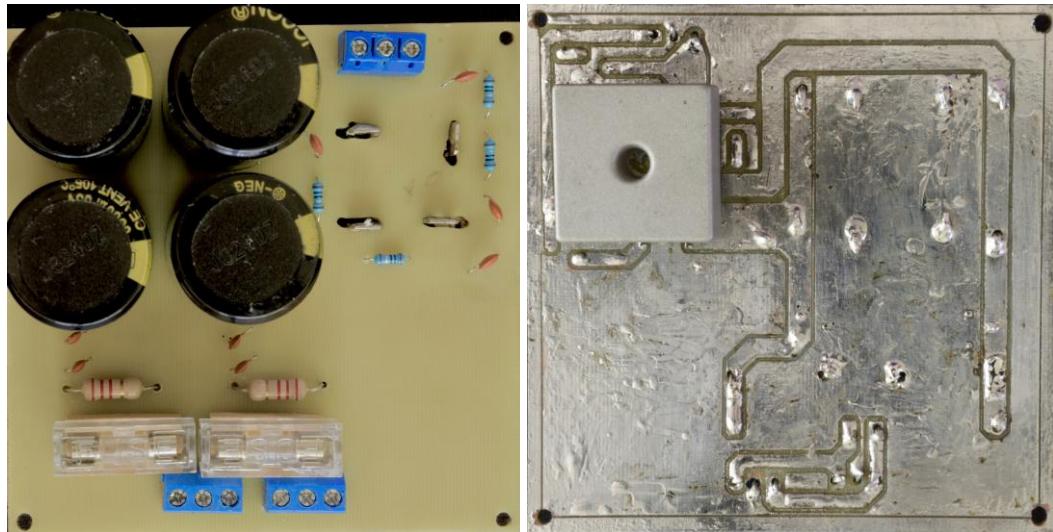


Figura 5.4. Vistas superior e inferior de la fuente de alimentación.

5.4. Implementación del Amplificador en el Chasis

Se ensamblan los componentes dentro del chasis del amplificador (véase Figura 5.5), el cual cuenta con un borne RCA para la entrada de línea, dos bornes de salida a altavoces con un porta fusible de 3 A cada uno, este valor se selecciona en función de la potencia nominal del amplificador, además, se incorpora un borne tipo filtro EMI con un fusible de 6 A para proteger a la fuente de alimentación de sobrecargas o cortos circuitos, además, se implementa un interruptor (*switch*) de encendido con una tolerancia de 8 A (véase Figura 5.6).



Figura 5.5. Vista superior del chasis del amplificador de audio.



Figura 5.6. Vista trasera del chasis del amplificador de audio.

Para las conexiones del amplificador con las entradas de línea de cada canal y para su alimentación se utiliza cable de audio de cobre OFC (*Oxygen-Free Copper*) calibre 16; la selección de este calibre se debe a que un cable más robusto, reduce las pérdidas y aminora la resistencia del material, lo que permite una mayor eficiencia en el flujo de la señal.

La Figura 5.7 muestra el panel frontal del amplificador de audio y en el Anexo C se describen los detalles del ensamblaje del chasis.

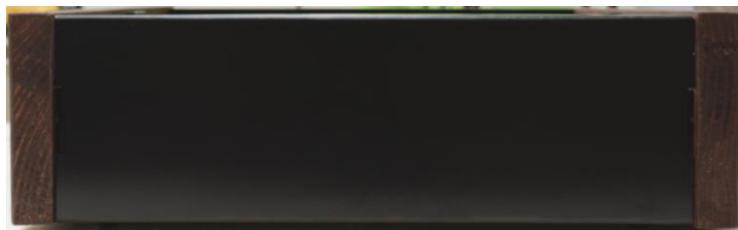


Figura 5.7. Vista frontal del chasis del amplificador de audio.

5.5. Medición de la Potencia de Salida Máxima

La Figura 5.8 muestra el entorno para las mediciones al amplificador de audio en el Laboratorio de Comunicaciones Digitales de la UTM.

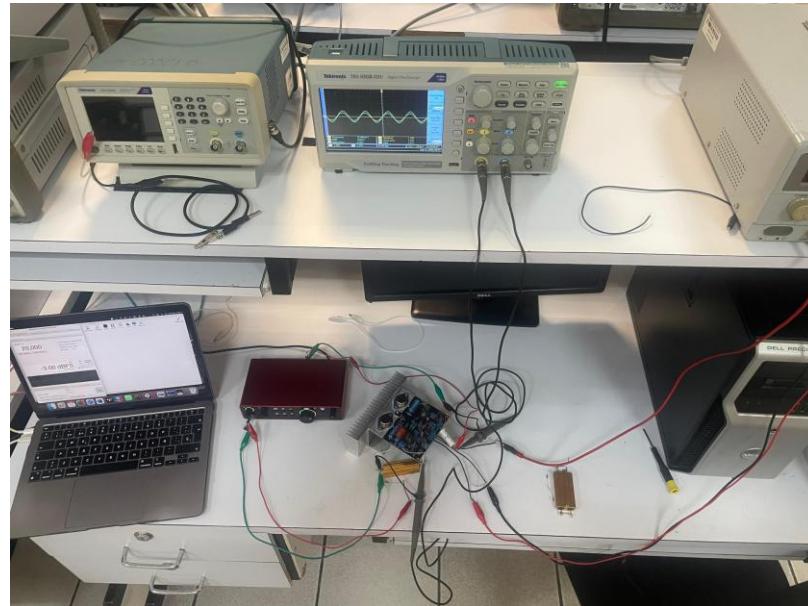


Figura 5.8. Entorno para realizar las mediciones al amplificador de audio.

Al igual que en las pruebas realizadas en simulación, se inyecta una señal de 1 kHz a 2 VRMS con el generador de funciones modelo AFG1022 de la marca Tektronix (véase Figura 5.9).



Figura 5.9. Señal de entrada con frecuencia de 1 kHz y amplitud de 2 VRMS.

Para esta medición se utiliza un osciloscopio modelo TBS 1052B-EDU de la marca Tektronix; en la Figura 5.10 se observa una salida de 14.5 V_{RMS} medida en el canal 2 del osciloscopio a una escala de 10 V y una división de tiempo de 500 μs, esto concuerda con el valor de salida logrado en simulación; por lo tanto, se procede a medir la corriente que fluye por la resistencia en una escala de 20 A con un multímetro de la marca Steren modelo MUL-286 (véase Figura 5.11); idealmente se debe lograr una potencia de 52.5 W sobre una carga puramente resistiva de 4 Ω, pero dada la clase del amplificador se logra una eficiencia de 68.5%.

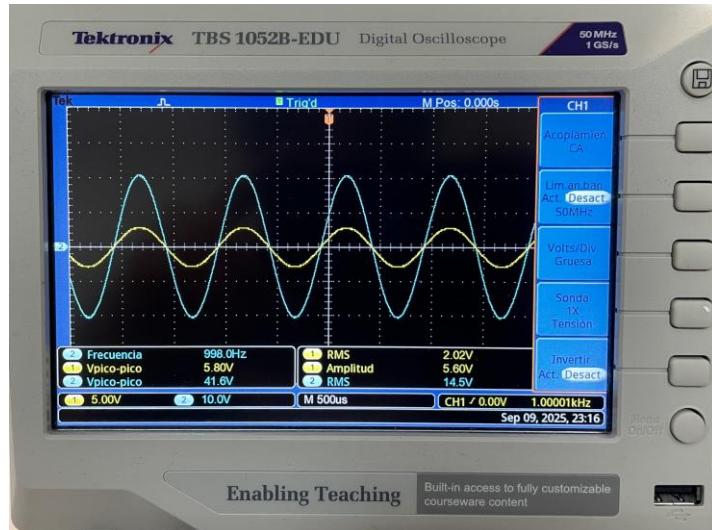


Figura 5.10. Medición del voltaje de salida del amplificador.



Figura 5.11. Medición de la corriente de salida del amplificador.

5.6. Medición de la Respuesta en Frecuencia y Fase

Para esta medición se utiliza una interfaz de audio modelo Scarlett 2i2 cuarta generación de la marca Focusrite, la cual tiene las siguientes características:

- Frecuencias de muestreo admitidas: 44.1 kHz, 48 kHz, 88.2 kHz, 96 kHz, 176.4 kHz, 192 kHz.
- Conversor analógico digital: 24/192 kHz.
- THD+N del conversor analógico digital: -115 dB.
- Salidas de línea balanceadas: 20-20 kHz \pm 0.02 dB.
- THD+N de salidas de línea balanceadas: -109 dB.
- Entradas de línea: 20-20 kHz \pm 0.05 dB.
- THD+N de entradas de línea: -100 dB @ 8 dB de ganancia.

Para las conexiones de entradas y salidas a la interfaz se utilizan conectores tipo plug de $\frac{1}{4}$ (véase Figura 5.12), además de un divisor de voltaje de $33 \text{ k}\Omega$ en R_1 y $15 \text{ k}\Omega$ en R_2 para la resistencia de carga de 8Ω y un divisor de voltaje de $72 \text{ k}\Omega$ en R_1 y $10 \text{ k}\Omega$ en R_2 para la resistencia de carga de 4Ω (véase Figura 5.13).



Figura 5.12. Conectores tipo plug de $\frac{1}{4}$.

Para graficar las mediciones se utiliza el software REW en su versión 5.31.3. Al analizar las mediciones se identificaron inconsistencias en las mediciones a mayores tasas de muestreo, por ello, el software se configura a una frecuencia de muestreo de 48 kHz, un búfer 32 k y un SL de -3 dBFS (véase Figura 5.14).

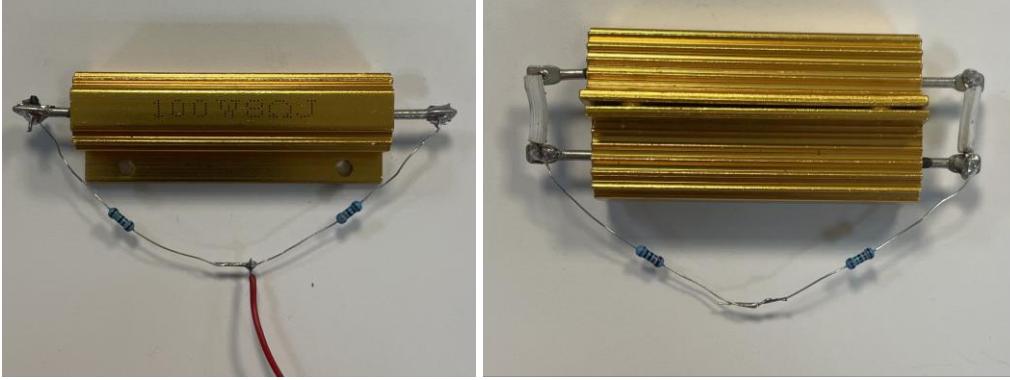


Figura 5.13. Resistencia de carga.

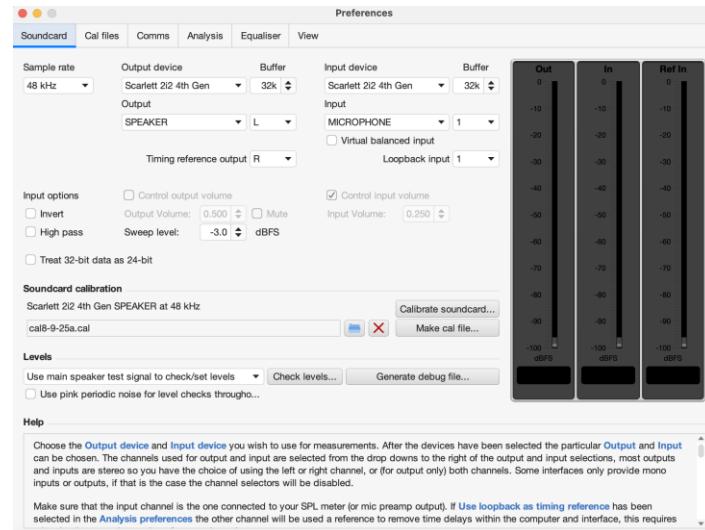


Figura 5.14. Interfaz gráfica del software REW.

Se tiene que calibrar la interfaz usando el menú soundcard, para ello, es necesario compensar la entrada al nivel de salida (véase Figura 5.15); esto genera un archivo de calibración el cual resta la interferencia de la interfaz con las mediciones.

En el generador de funciones de REW se ajusta una frecuencia de 1 kHz a 412 mVRMS; con esto se logra un voltaje de 2.92 VRMS a la salida del amplificador, que se traduce en una potencia cercana a 1 W sobre una carga puramente resistiva de $8\ \Omega$.

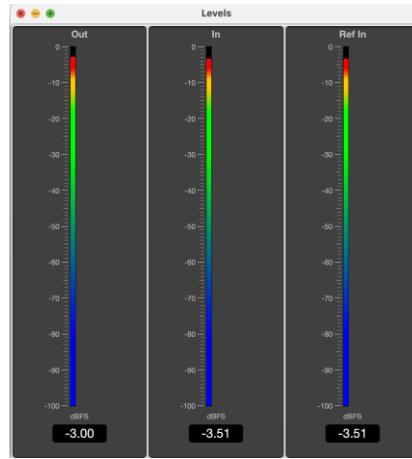


Figura 5.15. Interfaz para compensar la entrada al nivel de salida.



Figura 5.16. Medición de la respuesta en frecuencia y fase.

Se configura la herramienta measure con un barrido de frecuencia de 20 Hz a 48 kHz para graficar la respuesta y la fase del amplificador. En la Figura 5.16 se observa una respuesta en frecuencia totalmente plana de 20 Hz a 20 kHz y un desfase 29° a 20 kHz.

En la Figura 5.17 se puede apreciar el desfase medido en el canal 2 del osciloscopio configurado a una escala de voltaje de 2 V y una división de tiempo de $10 \mu\text{s}$.

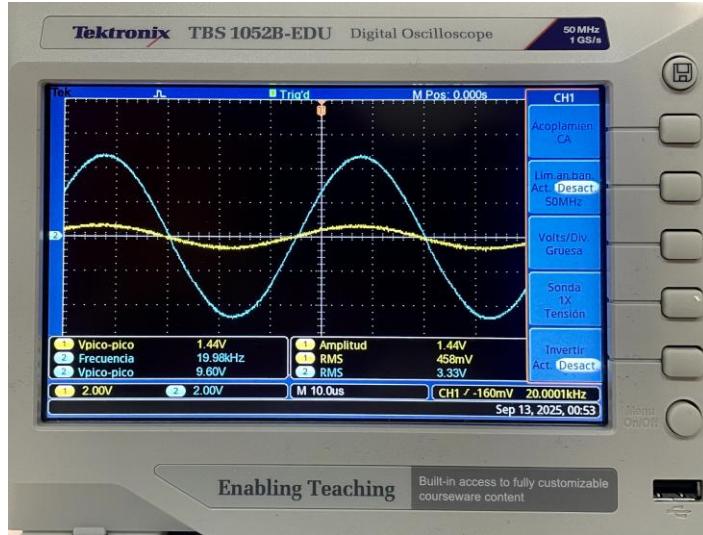


Figura 5.17. Medición del desfase a 20 kHz del amplificador de audio.

El canal 2 del osciloscopio se configura a una escala de voltaje de 2 V y una división de tiempo de 1 μ s, se observa que la señal cae -3 dB; también, puede verse como una disminución de 0.7 V_{RMS} en 256 kHz, siendo ésta la frecuencia de corte aproximada (véase Figura 5.18).

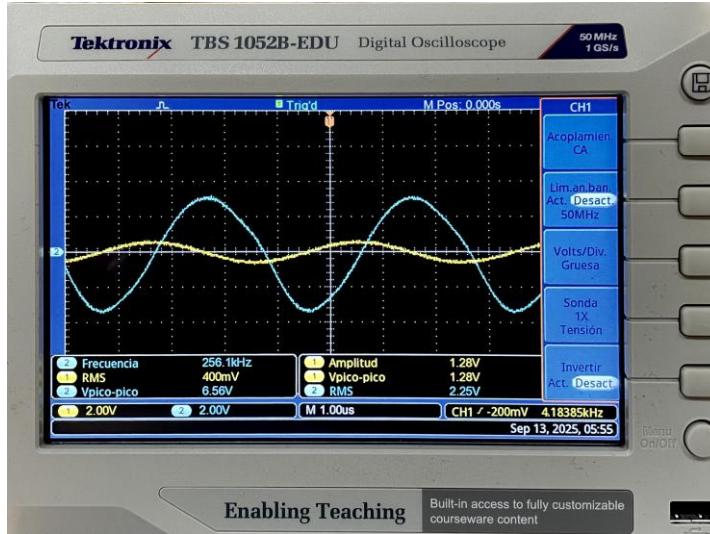


Figura 5.18. Medición de la frecuencia de corte del amplificador de audio.

5.7. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR

Como primera medición de la THD, con el generador de funciones de REW se inyecta una señal de 1 kHz con una amplitud de 413 mV_{RMS}, obteniendo a la salida una potencia cercana a 1 W sobre una carga puramente

resistiva de 8Ω . Una vez que la señal se encuentra activa, se utiliza la herramienta RTA, incluida en el software REW, para indicar el valor de la THD y observar la magnitud de los armónicos generados y su fase.

En la Figura 5.19 se observa una THD de 0.071% lo cual cumple con los límites teóricos establecidos, además, el recuadro de información indica el valor de cada armónico por separado.

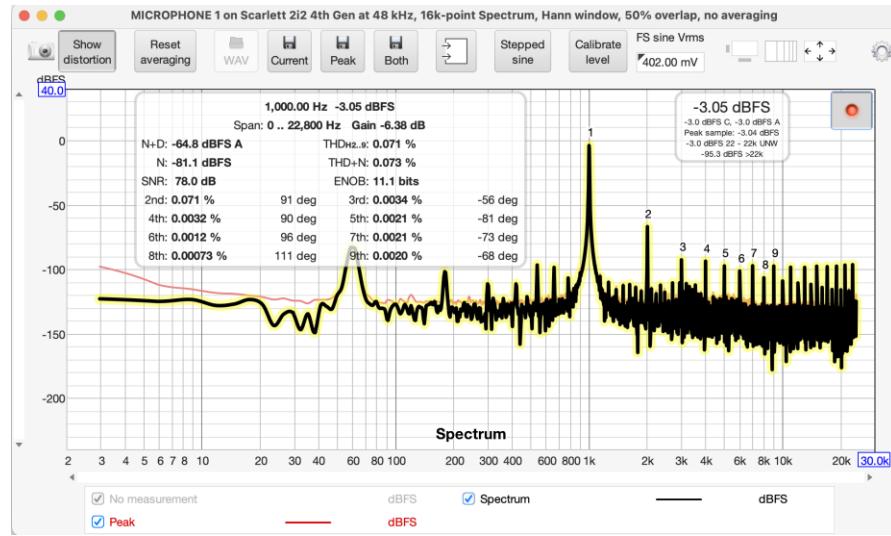


Figura 5.19. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 1 kHz y 1 W.

La THD+N resulta en un valor de 0.073% que equivale a -62.73 dB, este resultado no cumple con los límites teóricos establecidos y puede deberse a que el laboratorio en donde se realizaron las mediciones no cuenta con una calibración reciente de instrumentos, no se cuenta con fuentes de ultra bajo ruido ni una instalación eléctrica que permitan estas condiciones de prueba, por lo tanto, todas las mediciones mostradas a continuación tendrán valores de condición similar.

El recuadro de información muestra una SNR con un valor de 78.0 dB y una SINAD de:

$$\begin{aligned} SINAD_{dB} &= \text{nivel de la fundamental} - \text{nivel de } N + D \\ &= -3.05 \text{ dBFS} - (-64.8 \text{ dBFS}) = 61.75 \text{ dB} \end{aligned}$$

Siguiendo la metodología anterior, se realiza una segunda prueba con el generador de funciones, se inyecta una señal de 20 kHz con una amplitud de

413 mV_{RMS}, obteniendo a la salida una potencia cercana a 1 W sobre una carga puramente resistiva de 8 Ω.

En la Figura 5.20 se observa una THD+N de 0.013% lo cual equivale a -77.72 dB, en este caso no se muestra la THD pero se asume que su valor es menor a la THD+N obtenida, tampoco se muestran los armónicos generados debido a las limitaciones en cuanto a la frecuencia de muestreo utilizada.

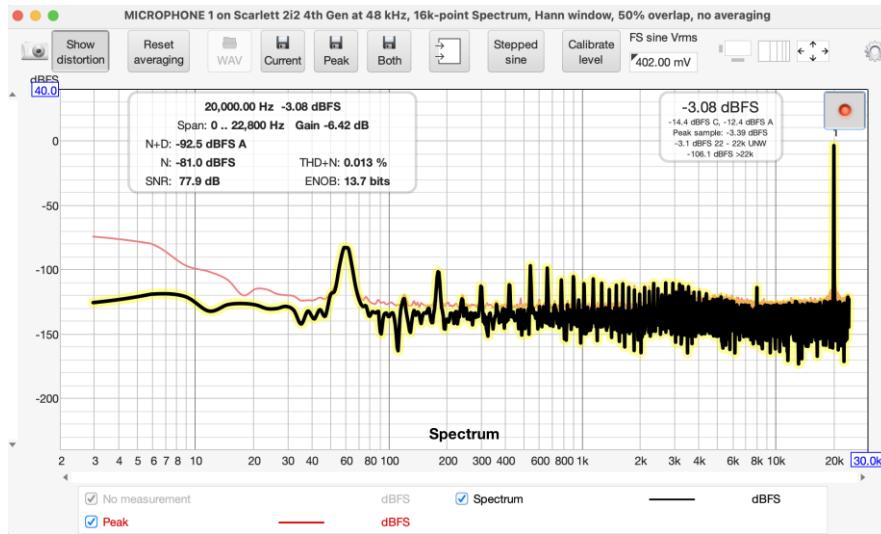


Figura 5.20. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 1 kHz y 1 W.

El recuadro de información muestra una SNR con un valor de 77.9 dB y una SINAD de:

$$\begin{aligned} SINAD_{dB} &= \text{nivel de la fundamental} - \text{nivel de } N + D \\ &= -3.08 \text{ dBFS} - (-92.5 \text{ dBFS}) = 89.42 \text{ dB} \end{aligned}$$

Como tercera prueba, con el generador de funciones de REW se inyecta una señal de 1 kHz con una amplitud de 2 V_{RMS}, obteniendo a la salida una potencia de 36 W sobre una carga puramente resistiva de 4 Ω.

En la Figura 5.21 se observa una THD de 0.11%, por lo tanto, este valor se encuentra en los límites teóricos establecidos, además, el recuadro de información indica el valor de cada armónico por separado y su fase.

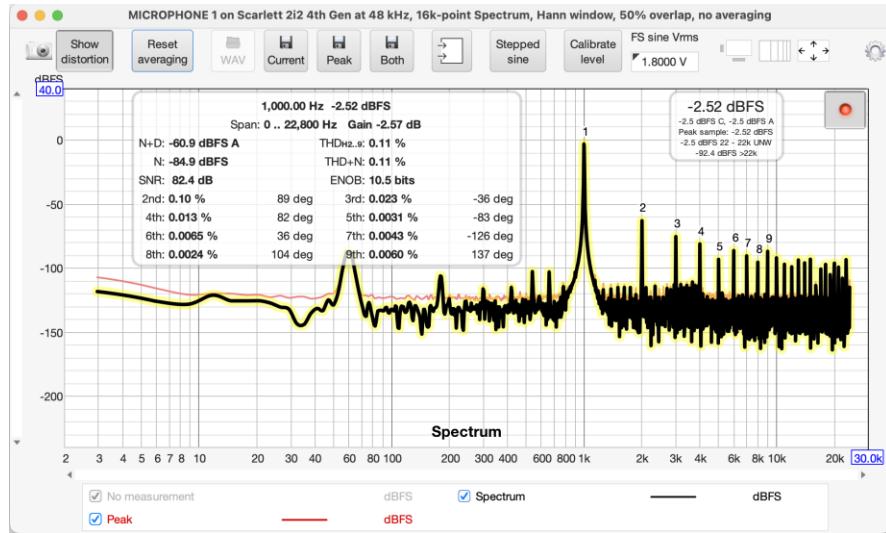


Figura 5.21. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 1 kHz y 36 W.

El recuadro de información muestra una SNR con un valor de 82.4 dB y una SINAD de:

$$\begin{aligned} SINAD_{dB} &= \text{nivel de la fundamental} - \text{nivel de } N + D \\ &= -2.52 \text{ dBFS} - (-60.9 \text{ dBFS}) = 58.38 \text{ dB} \end{aligned}$$

Como cuarta prueba, con el generador de funciones se inyecta una señal de 20 kHz con una amplitud de 2 V_{RMS}, obteniendo a la salida, una potencia de 36 W sobre una carga puramente resistiva de 4 Ω.

En la Figura 5.22 se observa una THD+N de 0.0080% que equivale a -81.94 dB, en este caso no se muestra la THD, pero se asume que su valor es menor a la THD+N obtenida, tampoco se muestran los armónicos generados debido a las limitaciones en cuanto a la frecuencia de muestreo utilizada.

El recuadro de información muestra una SNR con un valor de 81.9 dB y una SINAD de:

$$\begin{aligned} SINAD_{dB} &= \text{nivel de la fundamental} - \text{nivel de } N + D \\ &= -2.43 \text{ dBFS} - (-91.5 \text{ dBFS}) = 89.07 \text{ dB} \end{aligned}$$

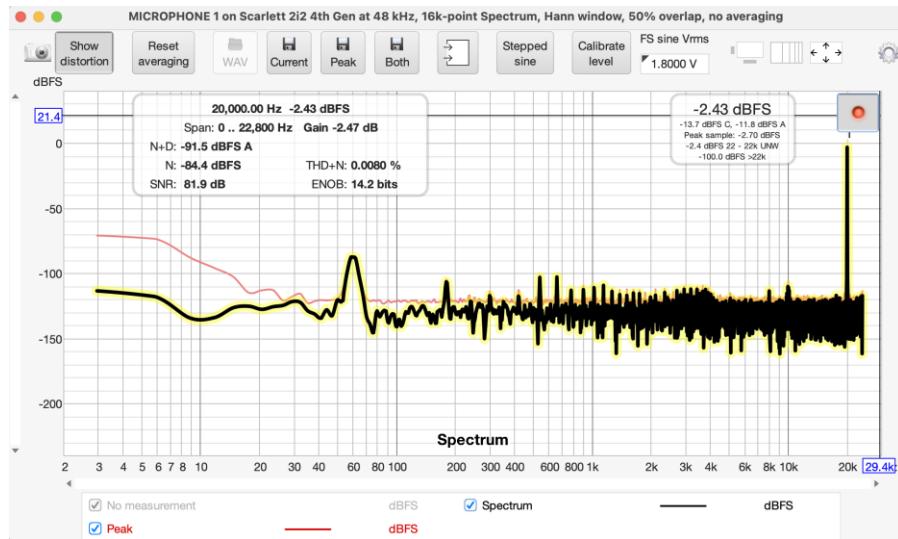


Figura 5.22. Medición de THD, THD+N, SINAD y SNR a 20 kHz y 36 W.

5.8. Medición de la Tasa de Respuesta

Para esta prueba con el generador de funciones, se inyecta una onda cuadrada de 20 kHz a 2 Vrms en la entrada del amplificador, y a la salida se obtiene una potencia de 36 W sobre una resistencia de 4 Ω.

Para esta medición se utilizan los cursores de amplitud y de tiempo en el canal 2 del osciloscopio, configurado a una escala de 20 V y una división de tiempo de 2.5 μs.

En la Figura 5.23 se observa que la onda cuadrada tiene una ΔV de 44.8 V y una Δt de 2 μs, por lo tanto, la tasa de respuesta del sistema es:

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{44.8 \text{ V}}{2 \mu\text{s}} = 22.4 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Este resultado sigue superando la tasa de respuesta mínima requerida, por lo que el amplificador puede reproducir transitorios de alta frecuencia aun estando a su máxima potencia.

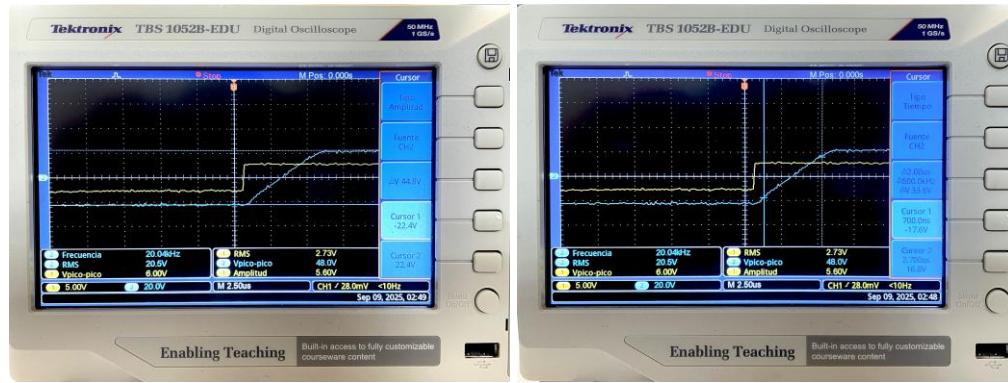


Figura 5.23. Medición de diferencia de voltaje y de tiempo a 20 kHz y 36 W.

Conclusiones

En el presente trabajo de tesis se diseñó un sistema de amplificación de audio Clase AB considerando estándares comerciales (véase Figura 5.24).



Figura 5.24. Sistema de amplificación de audio Clase AB.

Como primera fase se realizó una investigación documental sobre las distintas clases de amplificadores existentes, para ello se consultaron libros, artículos, revistas y páginas de internet (véase Capítulo 2); lo anterior ayudó a seleccionar la clase del amplificador a diseñar y se procedió a analizar las especificaciones técnicas de un amplificador de alta fidelidad (*Hi-Fi*). Con base en la información recabada se procedió con el diseño teórico del amplificador, sentando los parámetros de operación, la topología y los componentes a emplear, como se describe en el Capítulo 3.

Siguiendo la metodología descrita en el Subcapítulo 1.11, como tercera fase se realizó la simulación del circuito del amplificador de audio en el software Multisim 14.2 empleando herramientas virtuales que se asemejan a las de la implementación real; lo anterior permitió realizar mediciones de respuesta en frecuencia y estabilidad, THD, *Slew Rate*, SINAD, THD+N, potencia de salida máxima y SNR; estos resultados fueron buenas aproximaciones, aun con las evidentes limitantes de operación ideal, inherentes al software, lo anterior se describe en el Capítulo 4.

Una vez obtenidos los resultados en simulación, en la cuarta fase se llevó a cabo un primer prototipado del circuito amplificador de audio, el cual permitió realizar pruebas y cambios de manera económica antes de proceder al diseño y fabricación de la PCB; en adición, se incorporó una fuente de alimentación de prestaciones similares a las de la fuente de laboratorio. Como parte del diseño integral se implementaron los circuitos en un chasis capaz de contener al sistema y brindar disipación adicional.

Una vez integrado el sistema, se procedió a realizar las pruebas al amplificador de audio como se describen en el Capítulo 5. Las mediciones se realizaron utilizando una interfaz de audio modelo 2i2 4th de la marca Focusrite en conjunto con el software REW, además, del osciloscopio modelo TBS 1052B-EDU de la marca Tektronix, el generador de funciones modelo AFG1022 de la marca Tektronix y la fuente de suministro de energía modelo GPC-3030D de la marca GW Instek, esto permitió comprobar que los cálculos, el *layout* y las simulaciones realizadas fueran acertadas y se cumple con los límites teóricos establecidos en el Subcapítulo 1.7. En esta fase también se realizó la implementación de los circuitos dentro de un chasis, lo que facilita su manejo y transporte.

El seguimiento de la metodología favoreció el desarrollo ágil de cada fase, manteniendo un orden en los procesos realizados y permitiendo un retroceso lineal en cuanto a correcciones, lo que garantiza un sistema robusto y preciso.

Con base en las mediciones, se observa que se cumple con los requerimientos iniciales y, con ello, con los objetivos planteados en el presente trabajo de tesis. El sistema de amplificación de audio Clase AB cumple con el objetivo general de diseñar un amplificador con baja distorsión armónica y una potencia efectiva de 36 W por canal a 4Ω integrando una combinación de circuitos discretos y un amplificador operacional de alta precisión.

Considerando el salario promedio de medio tiempo como Ingeniero en Electrónica, se emplearon 12 meses de trabajo dando un total de \$84,000.00

MXN, y un costo de \$15,000.00 MXN para su implementación, lo cual da un precio total de \$99,000.00 MXN para el prototipo del sistema de audio Clase AB desarrollado.

Limitaciones

Las mediciones se ven ligeramente comprometidas debido a las condiciones no ideales del laboratorio, por ejemplo:

- Una instalación eléctrica con ruido considerable.
- Calibración de equipos de laboratorio mayor a 12 meses.
- Ausencia de un medidor de distorsión armónica total e interfaces de audio dedicadas.
- Ambiente aislado de interferencias EMI.

Estos factores influyen en las mediciones lo que conlleva a que no se logre una correcta SNR y por ende incumplir con el límite teórico establecido.

Líneas Futuras de Investigación

Con base en los resultados obtenidos, se proponen las siguientes líneas de investigación:

- Implementar nuevas técnicas de diseño que permitan obtener mejores resultados.
- Conjugar el diseño con parámetros establecidos por el campo de la psico acústica.
- Añadir un control remoto para el encendido y control de volumen.
- Diseñar una fuente de alimentación de ultra bajo ruido.

Referencias

- Amazon . (22 de 05 de 2025). *Amazon Music*. Obtenido de Amazon: <https://music.amazon.com>
- Analog Devices. (1 de 12 de 2019). *Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amp AD797*. Obtenido de Página Web de Analog Devices: <https://www.analog.com/en/products/ad797.html>
- Analog Devices. (2020). Section IV: High-Speed Op Amps. En *Fundamentals of High-Speed Design* (pág. 72). <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/high-speed-design-seminar/Section4.pdf>.
- Apple . (22 de 05 de 2025). *Apple Music* . Obtenido de Apple Music : <https://music.apple.com/>
- Cordell, B. (2011). *Designing Audio Power Amplifiers*. New York: McGraw Hill.
- Coughlin, R. F., & Driscoll, F. F. (1993). *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*. CDMX: Prentice Hall.
- Deezer. (22 de 05 de 2025). *Deezer*. Obtenido de Deezer: <https://www.deezer.com>
- Electronics Cooling. (10 de 2020). *Electronics Cooling*. Obtenido de Página Web de Electronics Cooling: <https://www.electronics-cooling.com/>
- ELNA. (2010). *Electronic Components High Cuality Capacitors*. Yokohama: ELNA Co. LTD.
- Fastl, H., & Zwicker, E. (2009). *Psychoacoustics: Facts and Models*. Heidelberg: Springer.
- Fiore, J. (2024). *Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application*. Mohawk Valley Community: Dissidents.
- Harley, R. (2021). *The complete guide to hi-end audio*. Albuquerque: Acapella Publishing.
- Haykin, S., & Van Veen, B. (2001). *Señales y sistemas*. CDMX: Limusa Wiley.

- Hayt, W. H., Kemmerly, J. E., & Durbin, S. M. (2012). *Análisis de circuitos en ingeniería*. CDMX: McGraw Hill.
- Horowitz, P., & Hill, W. (2020). *The Art of Electronics: The x-Chapters*. Cambridge: Cambridge University Press.
- Hünnebeck, A. (2005). *AH PRE-1 Highend-Preamplifier. Development Manual*. Munich: Andreas Hünnebeck.
- International Electrotechnical Commission. (2018). *IEC 60268-3 Sound system equipment – Part 3: Amplifiers*. Obtenido de Página Web de ASRO: <https://e-standard.eu/en/standard/269217>
- jb Capacitors Company. (2025). *Superior Metallized Polipropylene Film Capacitors - Axial - JSX*. Obtenido de Página Web de jb: www.jbcapacitors.com
- Jung, W. (1998). Op-Amp Audio Buffers. *Audio express*, 165-166.
- Jung, W. G. (1993). OpAmps in Line-Driver and Receiver Circuits, Part 2. Audio applications. *Analog Dialogue* 27-1, 14-17.
- Kester, W. (1992). *Aplications for amplifiers in audio*. Chicago: Analog Devices.
- Madsen, K., & Soerensen, T. (2005). *PSRR for PurePath DigitalTM Audio Amplifiers*. Dallas: TI.
- Malik Ahmad, A., Azlili Hassan, N., Ahmad Zaki, S., & Kumarasamy, J. (2023). Perceptions and Distinctions: Differentiating Modern and Vintage Amplifiers Among Audio Enthusiasts in Malaysia. *Malaysian Journal of Social Sciences and Humanities (MJSSH)*, 10.
- McIntosh. (2025). *MA8950 2-Channel Integrated Amplifier*. Obtenido de Página Web del amplificador integrado McIntosh MA8950: <https://www.mcintoshlabs.com/products/integrated-amplifiers/MA8950>
- Mendoza Integrador, J. (17 de 04 de 2023). *JMI Audio*. Obtenido de Página Web de JMI Audio: <https://jmiaudiovideo.com/>

- Mohebi, Z., Parandin, F., Shama, F., & Hazeri, A. (2019). Highly linear wide band low noise amplifiers: A literature review (2010–2018). *Microelectronics Journal*, 34.
- Mundo hifi. (12 de 11 de 2024). *Mundo HiFi*. Obtenido de Página oficial de Mundo hiFi: <https://mundo-hifi.com/>
- Naim Audio. (2025). *NDX 2*. Obtenido de Página Web del reproductor NDX 2: <https://www.naimaudio.com/es/productos/ndx-2>
- Open AI. (27 de 10 de 2024). *Chat GPT*. Obtenido de Chat GPT: <https://chatgpt.com>
- Otala, M. (1970). Transient Distortion in Transistorized Audio Power Amplifiers. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, 234-239.
- Phillips Semiconductors. (26 de Abril de 1996). *1N4728A to 1N4749A Data Sheet*. Obtenido de Voltage regulator diodes: <https://www.philipssemiconductor.com/>
- Pierce, A. D. (2019). *Acoustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications*. Massachusetts: Springer.
- Qobuz. (22 de 05 de 2025). *Qobuz*. Obtenido de Qobuz: <https://www.qobuz.com>
- Raczynski, S. (2025). *How Circuits Work. Amplifiers, Filters, Audio and Control Electronics*. CDMX: Springer.
- SavantIC Electronics. (2025). *Silicon NPN Epitaxial Transistor 2SC2338 2SC2238A 2SC2238B*. Obtenido de Página Web de SavantIC Electronics: https://savantic.en.ec21.com/company_info.jsp
- SavantIC Electronics. (2025). *Silicon PNP Epitaxial Transistor 2SA968 2SA968A 2SA968B*. Obtenido de Página Web de SavantIC Electronics: https://savantic.en.ec21.com/company_info.jsp
- Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1997). *Circuitos Microelectrónicos*. CDMX: Oxford University Press.

- Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic Circuits*. New York: Oxford University Press.
- Self, D. (2013). *Audio Power Amplifier Design*. New York: Focal Press.
- Self, D. (2020). *Small Signal Audio Design*. New York: Routledge.
- Semiconductor Components Industries. (2025). *NPN – MJ15022, MJ15024** *Silicon Power Transistors*. Obtenido de Página Web de la firma Onsemi: <https://www.onsemi.com>
- Semiconductor Components Industries. (2025). *PNP – MJ15023, MJ15025** *Silicon Power Transistors*. Obtenido de Página Web de la firma Onsemi: <https://www.onsemi.com>
- Spotify . (22 de mayo de 2025). Spotify . Obtenido de Spotify : <https://www.spotify.com/>
- Texas Instruments. (1 de octubre de 2015). *LM741 Operational Amplifier*. Obtenido de Página Web de TI: <https://www.ti.com/product/LM741>
- Tidal . (22 de 05 de 2025). *Tidal*. Obtenido de Tidal: <https://tidal.com/>
- Toole, F. E. (2018). *Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms*. New York: Routledge.
- Toshiba. (01 de Septiembre de 1997). *Toshiba Transistor Silicon NPN Triple Diffused Type 2SA2229*. Obtenido de Página Web de Toshiba Semiconductor: <https://www.toshibasemi.com/>
- Toshiba. (01 de Septiembre de 1997). *Toshiba Transistor Silicon NPN Triple Diffused Type 2SA949*. Obtenido de Página Web de Toshiba Semiconductor: <https://www.toshibasemi.com/>
- Tube CAD. (30 de 11 de 2014). *OpAmps as Input Stages*. Obtenido de Página Web de Tube CAD Journal: <https://www.tubecad.com/2014/11/blog0314.htm>
- Vogel, B. (2011). *The Sound of Silence: Lowest-Noise RIAA Phono-Amps: Designer's Guide*. Berlin: Springer-Verlag.

- Wong, J. (2025). *Section 5 : Voltage Refences for High Accuracy Systems.* Obtenido de Página Web de Analog Devices: <https://www.analog.com/>
- Wurcer, S. (1992). An Operational Amplifier Architecture with a Single Gain Stage and Distortion Cancellation. *Proceedings of the 92nd Convention of the Audio Engineering Society* (pág. 21). Vienna: AES.
- Yosifov Ribov, B. (2016). Low Noise Preamplifier Suitable for High Impedance Sources. *Proc. XXV International Scientific Conference Electronics* (pág. 4). Sozopol: ET2016.
- Yosifov Ribov, B. (2018). Noise performance analysis of Op-Amps in use with passive inductive transducers and inductive sensors. *Proc. XXVII International Scientific Conference Electronics* (pág. 4). Sozopol: Technical University of Sofia.
- YouTube . (22 de 05 de 2025). *YouTube Music.* Obtenido de YouTube : <https://music.youtube.com>

Glosario de Términos

BJT	<i>Bipolar junction transistor</i>
CD	<i>Compact disc</i>
CMRR	<i>Common-mode rejection ratio</i>
DAC	<i>Digital-to-analog converter</i>
DC	<i>Direct current</i>
EDA	<i>Electronic design automation software</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
ESR	<i>Equivalent series resistance</i>
FFT	<i>Fast Fourier transform</i>
FOM	<i>Figure of merit</i>
Hi-End	<i>High-end</i>
Hi-Fi	<i>High-Fidelity</i>
Hi-Res	<i>High-resolution</i>
NFB	<i>Negative feedback</i>
OFC	<i>Oxygen free copper</i>
Op Amp	<i>Operational amplifier</i>
PCB	<i>Printed circuit board</i>
PM	<i>Phase margin</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
SINAD	<i>Signal-to-noise distortion ratio</i>
SL	<i>Sweep level</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
SR	<i>Slew rate</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
THD+N	<i>Total harmonic distortion plus noise</i>
VAS	<i>Voltage amplification stage</i>

Anexo A. Diseño de la PCB del Amplificador de Audio

Para el diseño de la PCB se utiliza el software de automatización de diseño electrónico (EDA) Altium Designer 25.2.1, se usan símbolos (*Symbol*) y huellas (*Footprint*) de dimensiones similares a los componentes propuestos y para la búsqueda de los componentes se utiliza la librería *Manufacturer Part Search* brindada por el mismo software.

Una vez localizados los componentes, se hace el diagrama esquemático del sistema como muestra la Figura A.1.

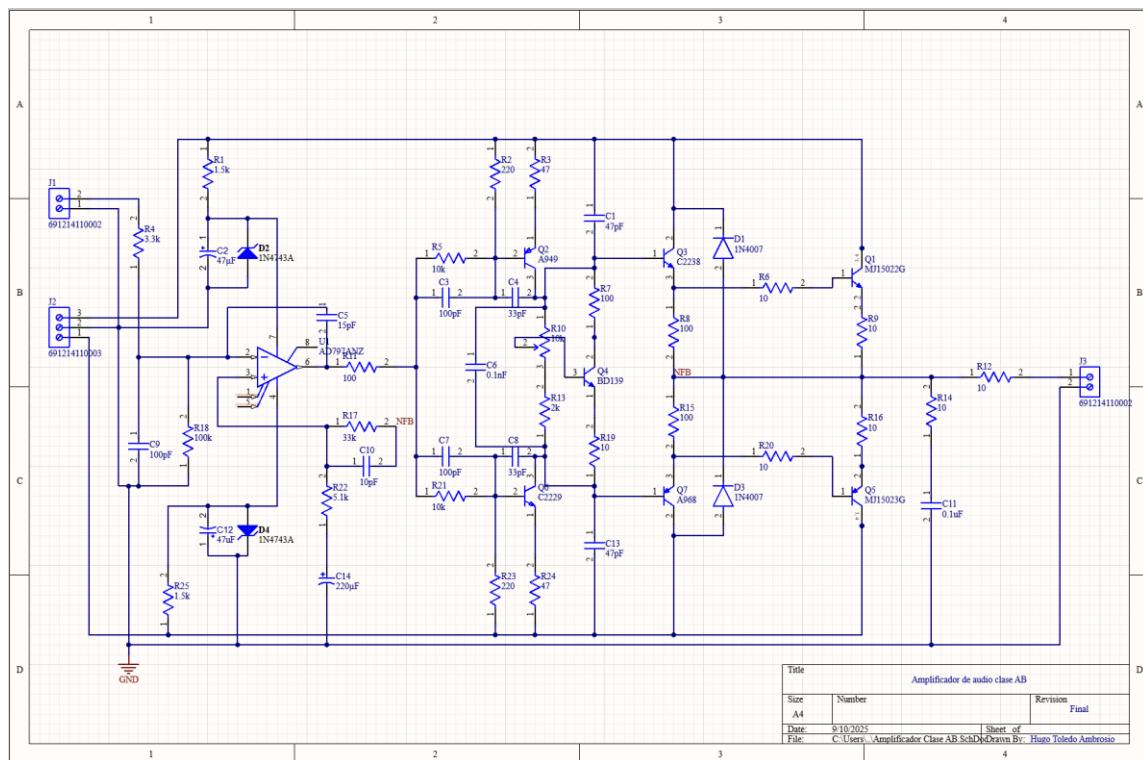


Figura A.1. Esquemático del circuito del amplificador de audio Clase AB.

Terminado el diagrama esquemático se exporta a un proyecto PCB en la pestaña Design y se selecciona la opción Update PCB Document.PcbDoc, esto genera un archivo con los componentes dispersos, se recorta el área de trabajo a una medida de 10 cm por 10 cm; antes de colocar los componentes se configuran las reglas de diseño especificadas por el fabricante, en este caso PCB WAY, por lo que se añade el archivo 2_layer_1oz_PCBWay_DRC_Altium.RUL en la pestaña

Design/Rules, después se hace la disposición de los componentes siguiendo las reglas de diseño de PCB.

Las reglas que se consideran para la fabricación y el diseño de la PCB son:

- Crear planos de tierra sólidos.
- Agrupar los componentes por función.
- Orientación estándar de los componentes.
- Mantener componentes sensibles alejados de fuentes de calor.
- Considerar accesibilidad y mantenimiento.
- Gestión térmica.
- Espaciado entre pistas.

Una vez hechas las consideraciones se hace la disposición de los componentes de manera óptima y el enrutamiento (véase Figura A.2), para el enrutamiento se opta por usar pistas de 2.54 mm para corrientes mayores a 2 A y 1.27 mm para corrientes menores a 1 A. Debido a que la PCB es de dos capas es necesario identificar la capa Top y la capa Bottom (véase Figura A.3). La Figura A.4 muestra el enrutamiento de ambas capas.

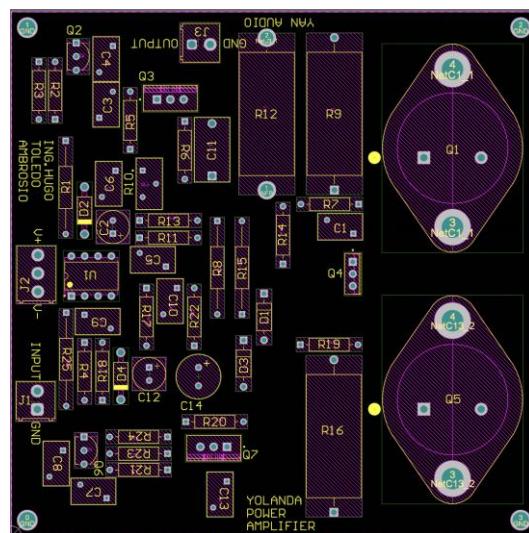


Figura A.2. PCB sin pistas.

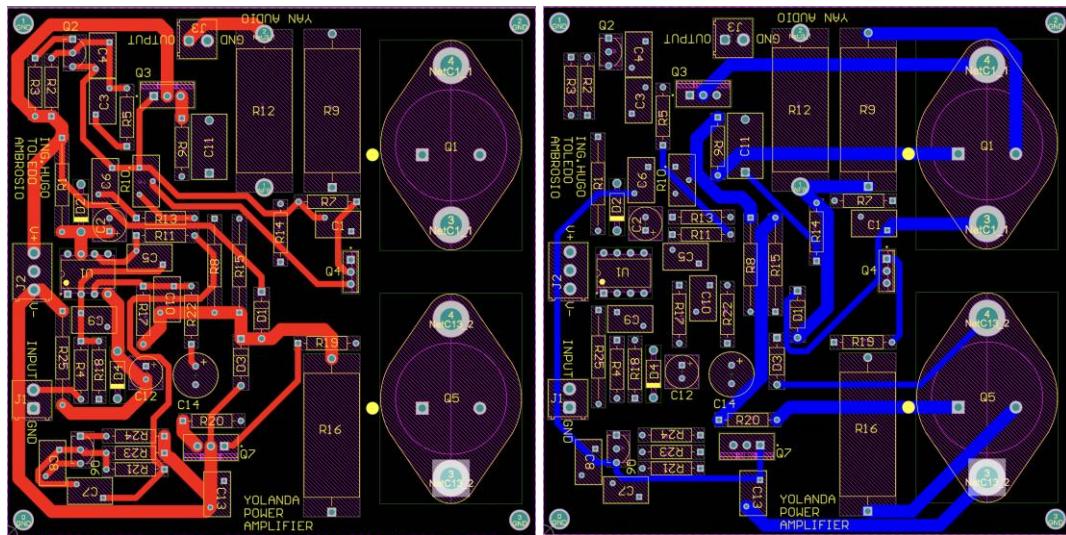


Figura A.3. Enrutamiento de las capas Top y Bottom.

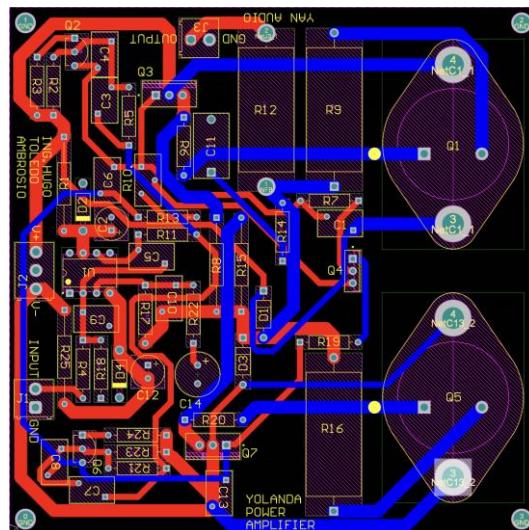


Figura A.4. Enrutamiento de ambas capas (Top y Bottom).

Una vez realizados los enrutamientos, se coloca un plano de tierra sólido (GND) en la capa Bottom, para ello se selecciona la opción Polygon y se dibuja un recuadro del tamaño de la placa, después se selecciona la opción Repour y se vincula el plano a (GND). No se colocó un plano de tierra en la capa Top debido a la alta temperatura de algunos componentes que puede dañar las pistas.

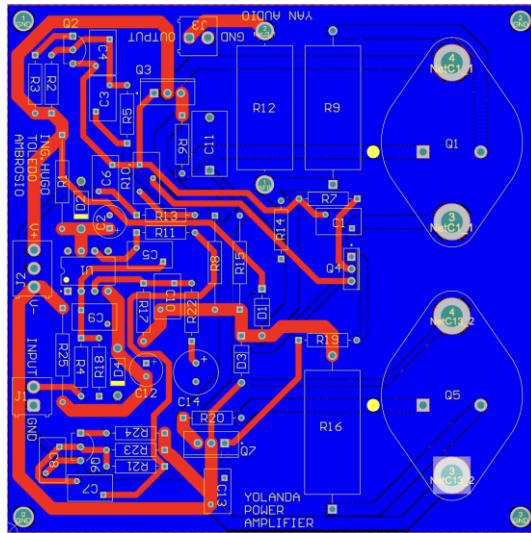


Figura A.5. Colocación de plano GND en la capa Bottom.

Una vez terminada la placa se selecciona la opción Design Rule Check en la pestaña Tools, esto verifica que se cumplan las reglas de diseño y las del fabricante. Finalmente se obtiene el diseño final, el software cuenta con la opción de visualizar la placa con sus componentes en 3D como muestra la Figura A.6.

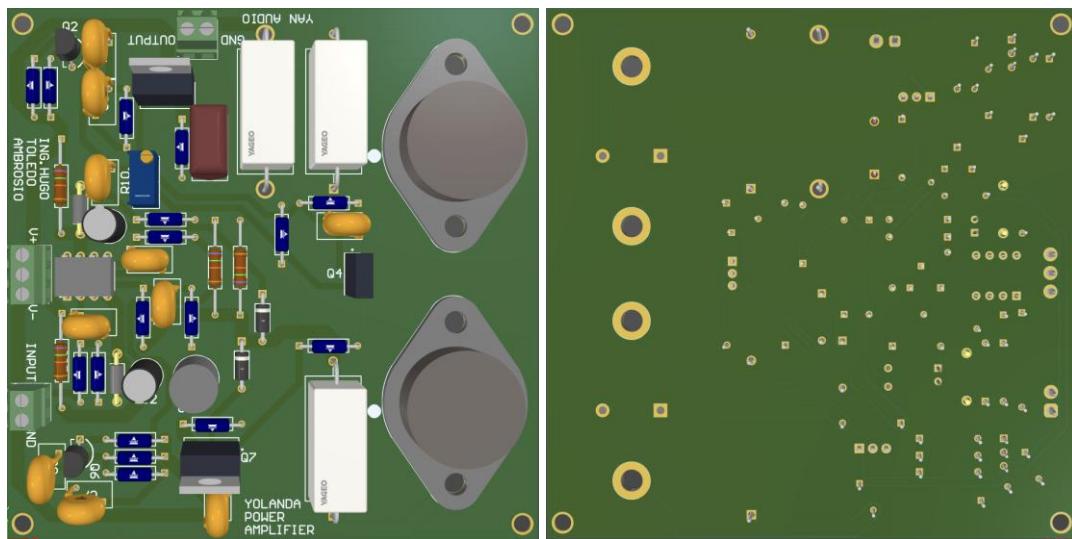


Figura A.6. Vista 3D de la PCB en las capas Top y Bottom.

Anexo B. PCB de la Fuente de Alimentación

Para la elaboración de la PCB de la fuente de alimentación se retoman las consideraciones y reglas de diseño mencionadas en el Anexo A. La Figura B.1 muestra el diagrama esquemático de la fuente de alimentación.

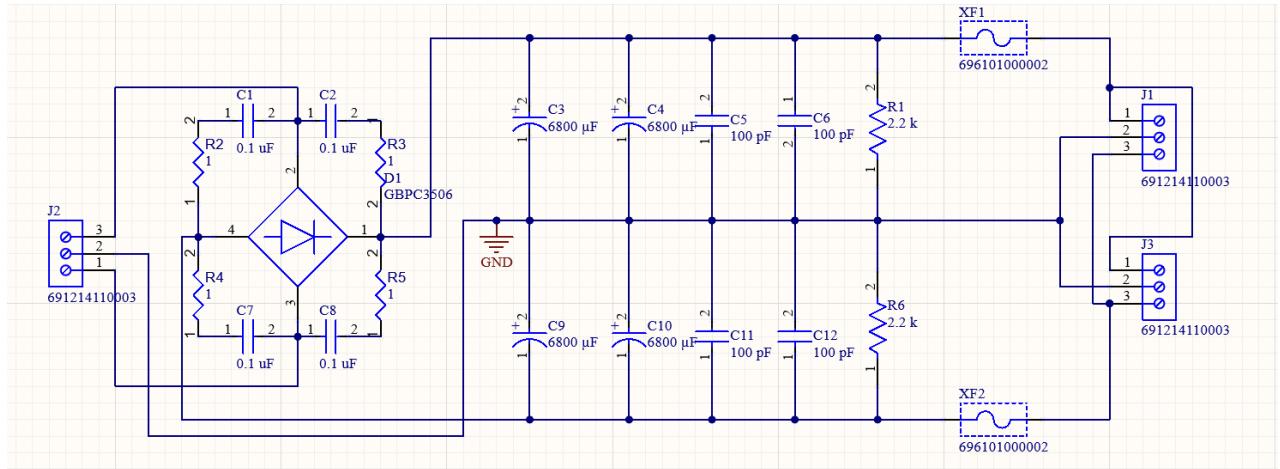


Figura B.1. Esquemático del circuito de la fuente de alimentación.

La Figura B.2 muestra el diseño de la PCB sin pistas.

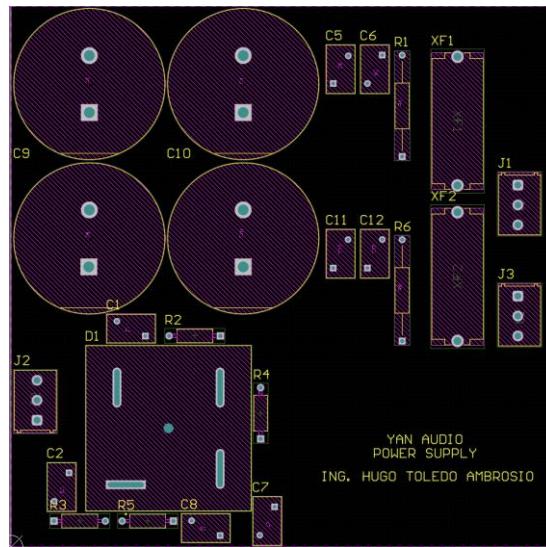


Figura B.2. PCB sin pistas.

Dada la naturaleza del flujo de corriente a través de este circuito, se opta por implementar pistas hechas con polígonos, aumentando considerablemente el ancho de pista a 5 mm (véase Figura B.3), además, se recubre el cobre con

una capa fina de estaño que permite una tolerancia de corriente mayor a 10 A (véase Figura B.4).

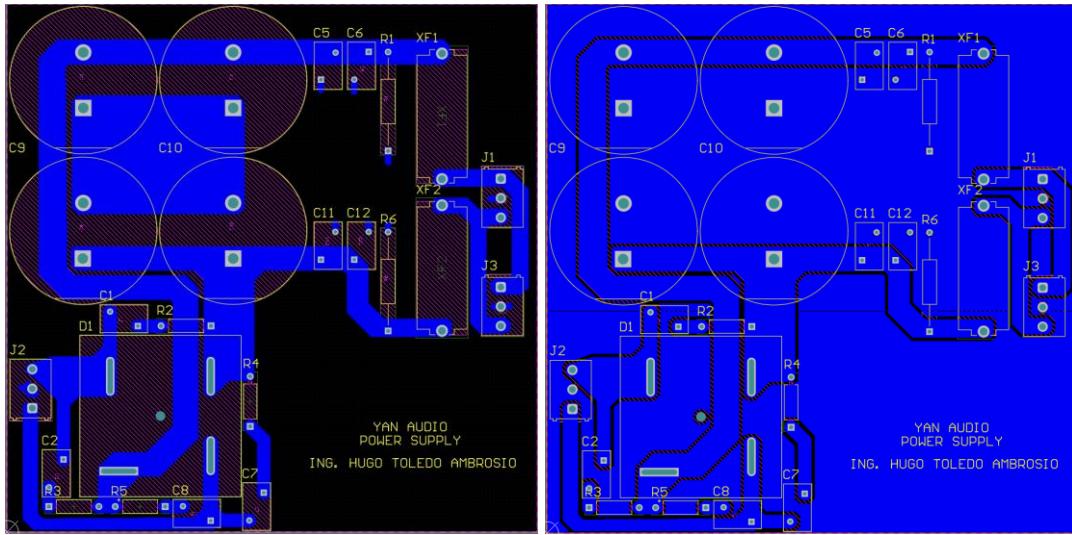


Figura B.3. Enrutamiento de la capa Bottom y polígono de tierra.

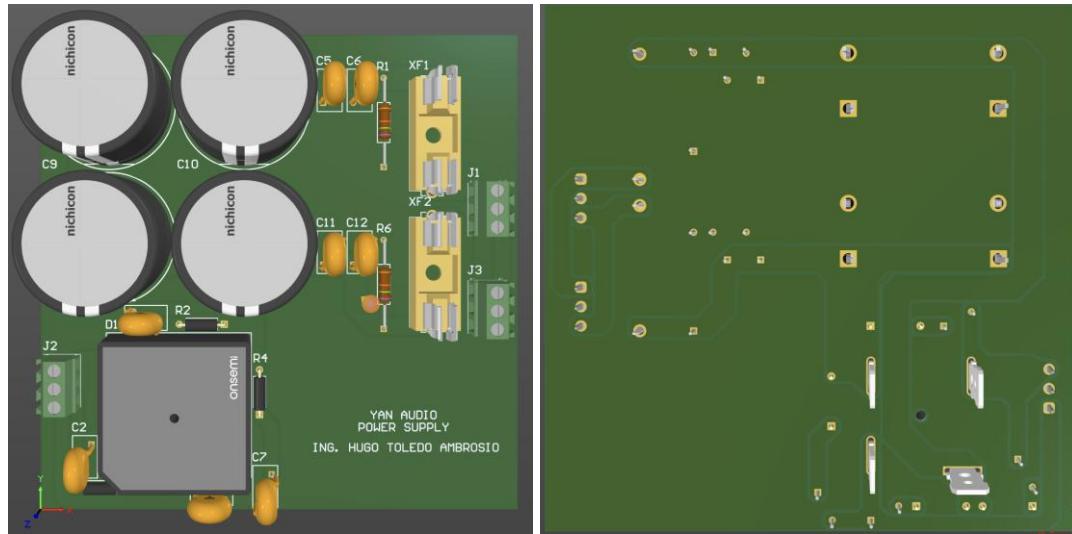


Figura B.4. Vista 3D de la PCB en las capas Top y Bottom.

Anexo C. Ensamblado del Chasis del Amplificador de Audio

La Figura C.1 muestra el manual de ensamble de la tapa del chasis, mientras que la Figura C.2 muestra el manual de ensamble del chasis.

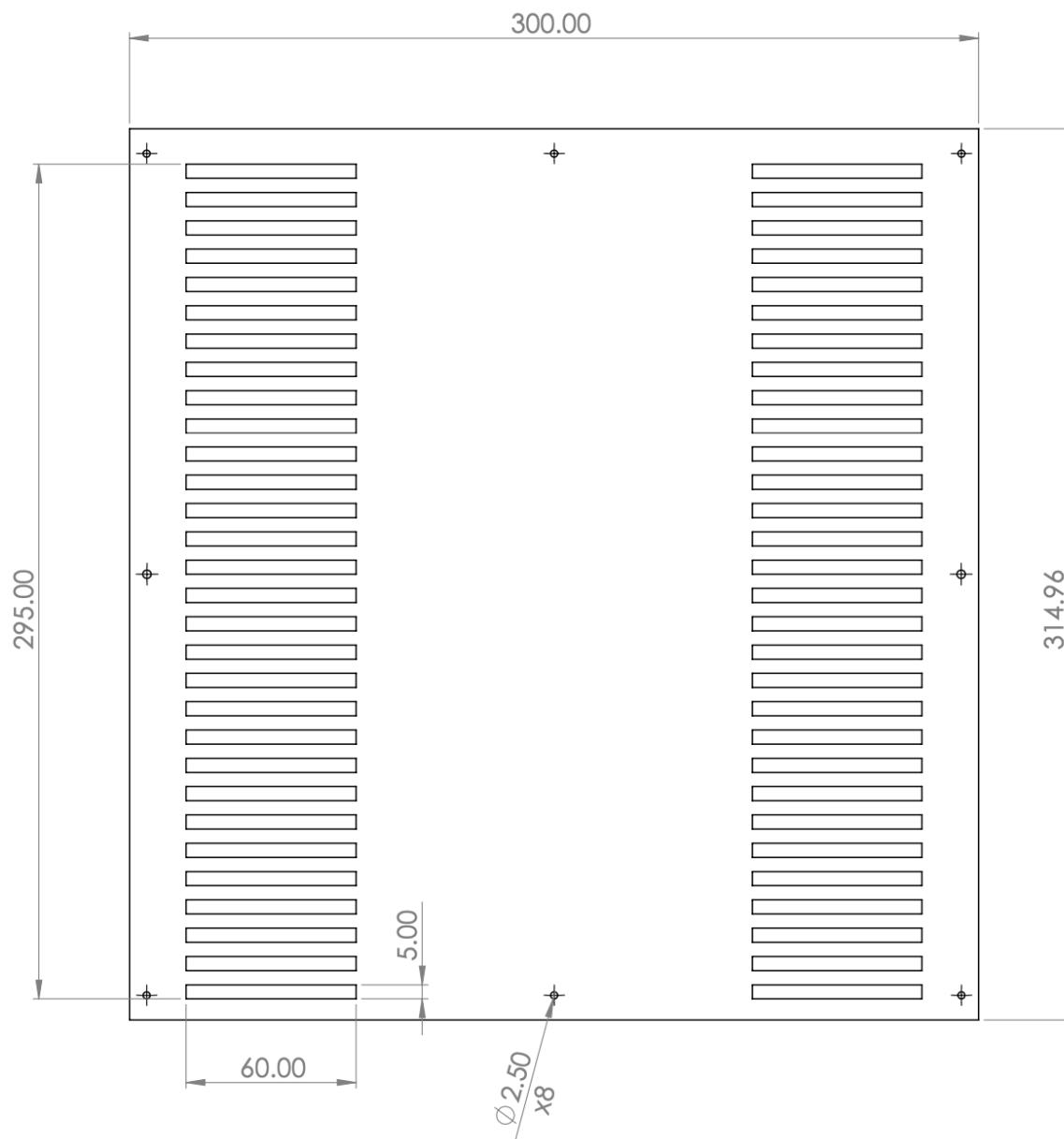


Figura C.1. Manual de ensamble de la tapa del chasis.

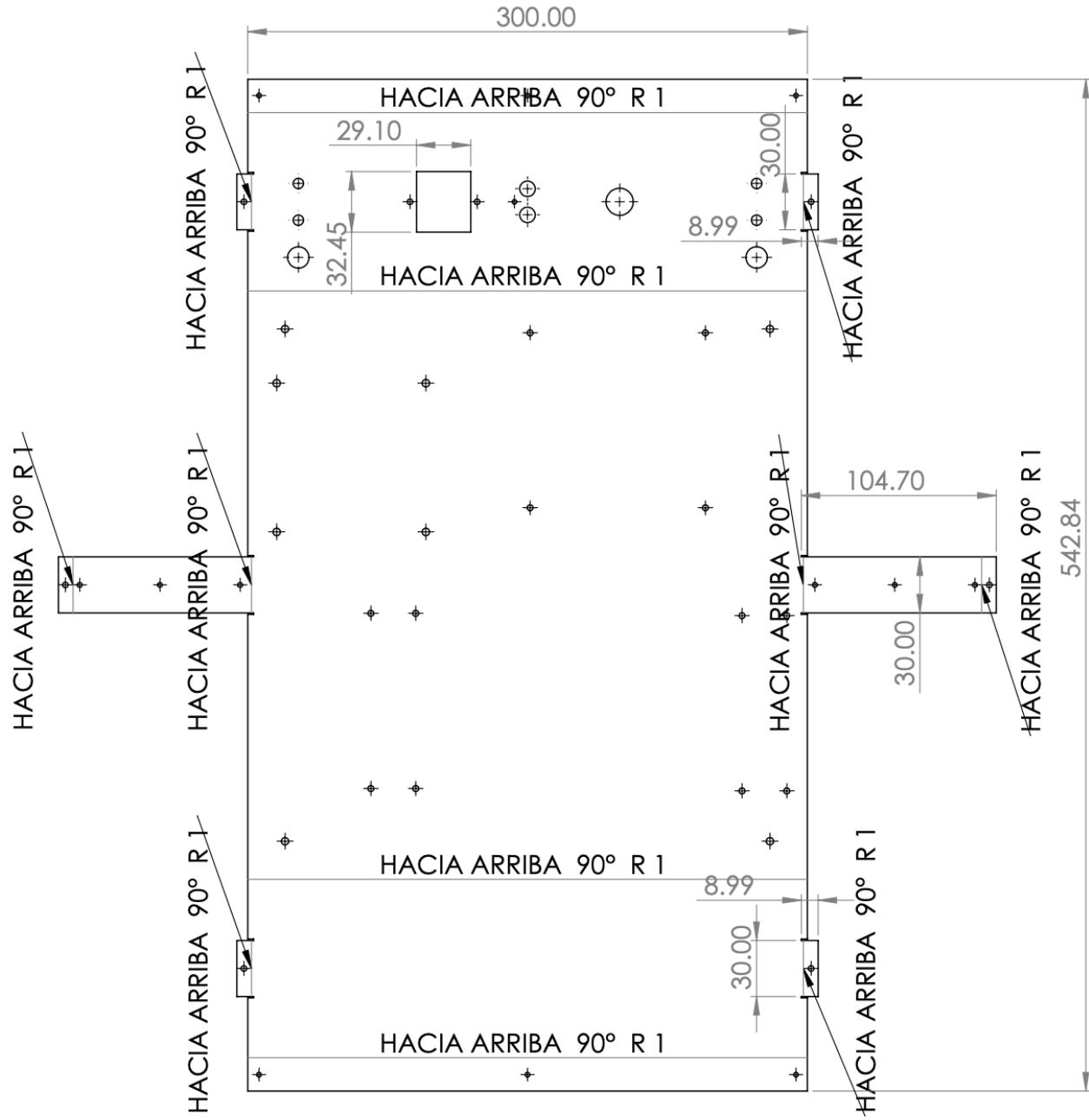


Figura C.2. Manual de ensamble del chasis.

Anexo D. Ensamblado del Soporte para el Disipador

La Figura D.1 muestra el manual de ensamble del soporte del disipador empleado en el amplificador de audio Clase AB.

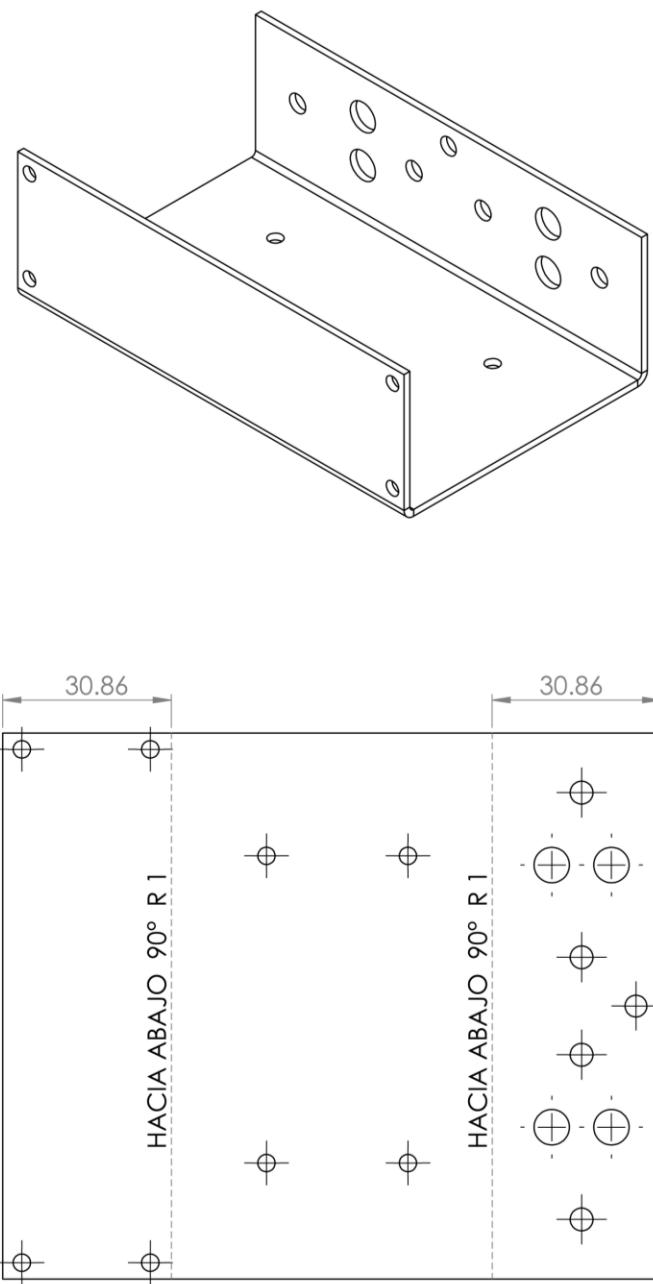


Figura D.1. Ensamblado del soporte para el disipador.

