

**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN**  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



**543 699 – Memoria de Título**  
**2023-2**

Profesores Guía:  
Gabriel Saavedra Mondaca  
Leonardo Palma Fanjul

**“Diseño, Implementación y Evaluación de Un  
Amplificador Modular Para Guitarra Eléctrica”**

Pablo Alberto González Aguayo

Concepción, 11 de marzo 2024

## Resumen

---

En la realización de este trabajo de memoria de título el objetivo es dar una alternativa distinta a los distintos sistemas de amplificación que hay en el mercado; con un diseño compacto y similar a los sintetizadores modulares, ya que en el mercado las opciones de gama alta son muy costosas y poco compactas mientras que las opciones de gama baja son poco confiables y con escasas opciones de potencia y sonidos.

Para brindar potencia y tono en un formato compacto se busca utilizar un formato modular para los componentes del amplificador. Estos son el preamplificador, el amplificador de potencia y las fuentes de poder, a fin de tener opciones futuras de personalización del tono y con la potencia necesaria para ser utilizado en vivo como en grabaciones de estudio.

Con estas consideraciones como meta se realiza el diseño y simulación de los componentes del amplificador, los cuales son el preamplificador, el amplificador de potencia y las fuentes de poder de este, para luego evaluar la viabilidad económica del equipo, además de realizar mediciones de la salida de cada uno para observar si el diseño es el ideal para este proyecto.

El resultado de todo esto, al unir cada uno de estos módulos, es un sistema de amplificación de guitarra eléctrica en donde sus componentes son intercambiables por otros módulos, con la posibilidad de uso de otros efectos y dispositivos de captura de señal, con sus dimensiones reducidas y en que cada módulo puede ser accionado de manera individual sin la necesidad de tenerlos todos conectados entre sí.

## Agradecimientos

---

A lo largo de la realización de este trabajo de memoria de título varias personas y organizaciones me ayudaron con el proyecto, por lo que tengo los siguientes agradecimientos:

En primer lugar, quiero agradecerle a la facultad de ingeniería de la Universidad de Concepción por facilitarme un laboratorio para trabajar y las herramientas necesarias para la serie de pruebas realizadas.

Asimismo, me gustaría agradecer a los funcionarios de la facultad de ingeniería tanto en secretaria, los presentes en el pañol de materiales como también a los profesores que presentaron interés en el proyecto, además de los que serán parte de mi futura comisión.

También me gustaría agradecerle a cada uno de los entrevistados que quisieron contribuir con la búsqueda de ideas en los requerimientos del diseño, además de tener las ganas de probar el amplificador una vez construido.

Otro agradecimiento es para el departamento Audiovisual de Duoc UC; así como fueron entrevistados, también dieron la opción de que el amplificador construido pueda ser probado a máxima potencia con distintos gabinetes de guitarra.

Además, se agradece la ayuda por parte de Gearbox, quienes me ayudaron con la postulación a varios semilleros, la búsqueda de varios contactos para las entrevistas como también la guía para poder realizar la redacción de este documento para los capítulos de identificación del problema, requerimientos de diseño y evaluación económica, que fueron realizados para los semilleros.

Por último, me gustaría agradecer a todas las personas que me apoyaron y guiaron a lo largo del proyecto. Esto incluye a mis seres queridos, mi familia y amigos, además de mis profesores guías quienes fueron claves para lograr el desarrollo total del proyecto.

# Tabla de Contenido:

<b>RESUMEN.....</b>	<b>II</b>
<b>AGRADECIMIENTOS .....</b>	<b>III</b>
<b>ABREVIACIONES Y DEFINICIONES:.....</b>	<b>6</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS .....</b>	<b>7</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>8</b>
<b>2. IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA.....</b>	<b>9</b>
<b>3. OBJETIVOS Y ALCANCES.....</b>	<b>10</b>
OBJETIVO GENERAL: .....	10
OBJETIVOS ESPECÍFICOS: .....	10
ALCANCES:.....	10
<b>4. MARCO TEÓRICO .....</b>	<b>11</b>
BANDAS DE FRECUENCIA GENERALES: .....	11
BANDAS DE FRECUENCIA SEGÚN INSTRUMENTOS:.....	11
NIVELES DE VOLTAJE ESTÁNDAR: .....	11
DIAGRAMAS DE BLOQUES PRINCIPALES:.....	12
ARQUITECTURA DE AMPLIFICADORES:.....	13
CLASES DE AMPLIFICADORES: .....	15
ACOPLAMIENTO DE AC Y DC .....	18
FUNCIONAMIENTO TUBO TRÍODO Y AMPLIFICACIÓN BÁSICA.....	19
FUNCIONAMIENTO TOPOLOGÍA FLYBACK .....	21
<b>5. REQUERIMIENTOS DE DISEÑO .....</b>	<b>24</b>
<b>6. CONSIDERACIONES DE DISEÑO Y DESCRIPCIÓN GENERAL .....</b>	<b>27</b>
<b>7. DISEÑO Y SIMULACIÓN PREAMPLIFICADOR .....</b>	<b>30</b>
ETAPA I: “AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE” .....	31
ETAPA II: “ACOPLAMIENTO”.....	36
ETAPA III: “ZONA DE CLIPPING” .....	42
ETAPA IV: “NIVELACIÓN SEÑAL DE SALIDA”.....	45
ETAPA V: “ECUALIZADOR Y EXTRAS”.....	47
<b>8. DISEÑO Y SIMULACIÓN AMPLIFICADOR DE POTENCIA .....</b>	<b>55</b>
<b>9. DISEÑO Y SIMULACIÓN FUENTES DE PODER .....</b>	<b>63</b>
FUENTE PARA CALENTADORES.....	63
FUENTE AMPLIFICADOR DE POTENCIA .....	74
<b>10. EVALUACIÓN ECONÓMICA .....</b>	<b>82</b>
<b>11. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS DE MÓDULOS .....</b>	<b>83</b>
ALIMENTACIÓN DE LOS MÓDULOS .....	83
CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS PREAMPLIFICADOR .....	84
CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	90

**12. CONCLUSIONES POST PRUEBAS .....98**  
ANÁLISIS PREAMPLIFICADOR:.....98  
ANÁLISIS ECUALIZADOR:.....99  
ANÁLISIS AMPLIFICADOR DE POTENCIA .....99

**REFERENCIAS .....102**

**ANEXOS .....104**  
RESPUESTAS ENTREVISTAS:.....104  
TABLAS DE PRESUPUESTO.....114



## Abreviaciones y Definiciones:

---

- PA: “Power Amplifier” (Traducción: Amplificador de Potencia).
- Stack: Conjunto de cabezal de amplificador y gabinete de parlantes.
- Combo: Conjunto de amplificador con parlantes integrados.
- Preamp: Abreviación de Preamplificador.
- Eurorack: Medidas estandarizadas para sistema de tipo modular para sintetizadores.
- HF: Alta Frecuencia.
- LF: Baja Frecuencia.
- VAS: Sección de amplificación de tensión.
- Buffer: Amplificador de ganancia unitaria la cual nivela la impedancia de salida en comparación a la entrada de esta.
- Efecto Miller: Capacidad de retroalimentación que aparece entre la salida y entrada de amplificadores sobre todo para altas frecuencias.
- Retroalimentación Negativa: Utilizado para disminuir distorsión armónica, la impedancia de salida y mejora el rechazo de la alimentación, pero suele ser poco importante en aplicaciones de audio.
- Divisor de Fase: Circuito donde una señal se replica en amplitud, pero cada onda esta desfasada en 180°.
- RF: Radio Frecuencia.
- Bootstrapping: Método donde parte de la salida del circuito se utiliza para regular múltiples puntos del sistema.
- Clipping: Método en donde una señal sinusoidal se le recorta sus cúspides y valles o es comprimida a una amplitud menor, entregando distorsión a la señal de salida.
- Plugin: Programa de simulación en tiempo real de para amplificadores y efectos.
- FX Loop: Sección de un amplificador donde se permiten conectar pedales de efectos para cambiar el tono del preamplificador o utilizar otros preamplificadores externos.
- MIDI: “Musical Instrument Digital Interface” (Traducción: Interfaz digital para instrumentos)
- Resistencia Pull-Down: Resistencia que lleva una señal de voltaje ala referencia, está siendo tierra generalmente.
- Empaquetado THT: Tipo de empaquetado de componentes electrónicos donde sus conexiones se hacen mediante agujeros en la placa de circuitos.

## Índice de Figuras y Tablas

---

Tabla N° 1 Bandas de Frecuencias Por Instrumento.....	11
Tabla N° 2 Rango de Voltaje Por Equipo .....	11
Tabla N° 3 Costos Totales de Implementación de Módulos.....	82
Tabla N° 4 Ganancias de Pruebas Finales Amplificador en Configuración Puente .....	99
Tabla N° 5 Ganancias de Pruebas Finales Amplificador en Configuración Individual.....	100
Tabla N° 6 Presupuesto Circuito Preamplificador .....	114
Tabla N° 7 Presupuesto Circuito Amplificador de Potencia.....	115
Tabla N° 8 Presupuesto Circuito Fuente de Poder Para Calentadores de Tubos .....	115
Tabla N° 9 Presupuesto Circuito Fuente de Poder Para Amplificador de Potencia.....	116
Tabla N° 10 Valores de Voltaje de Salida del Ecuilizador.....	117
Fig. 11.1 Configuración Positivo Negativo Para Fuentes de Voltaje.....	83
Fig. 11.2 Trazado de Conexiones Preamplificador .....	84
Fig. 11.3 Trazado de Conexiones Ecuilizador.....	84
Fig. 11.4 Módulo de Preamplificador Sin Ecuilizador Lado A.....	85
Fig. 11.5 Módulo de Preamplificador Sin Ecuilizador Lado B .....	85
Fig. 11.6 Salida Preamplificador en Canal de Baja Ganancia Con Entrada de 2 [Vpp] .....	86
Fig. 11.7 Salida Preamplificador en Canal de Alta Ganancia Con Entrada de 2 [Vpp] .....	86
Fig. 11.8 Módulo de Ecuilizador Bajo Placa.....	87
Fig. 11.9 Módulo de Ecuilizador Sobre Placa .....	87
Fig. 11.10 Grafica de Salida Ecuilizador en [dB].....	88
Fig. 11.11 Salida Preamplificador en Canal de Baja Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 0%.....	88
Fig. 11.12 Salida Preamplificador en Canal de Baja Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 100%.....	89
Fig. 11.13 Salida Preamplificador en Canal de Alta Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 0%.....	89
Fig. 11.14 Salida Preamplificador en Canal de Alta Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 100%.....	90
Fig. 11.15 Trazado de Conexiones Amplificador De Potencia en Configuración Puente .....	90
Fig. 11.16 Módulo de Amplificador De Potencia en Configuración Puente .....	91
Fig. 11.17 Implementación para Mediciones Amplificador de Potencia.....	91
Fig. 11.18 Salida Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp].....	92
Fig. 11.19 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp].....	92
Fig. 11.20 Salida de Amplificador Con Carga de 15 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp].....	93
Fig. 11.21 Salida de Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp].....	93
Fig. 11.22 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp].....	94
Fig. 11.23 Trazado de Conexiones Amplificador De Potencia en Configuración Puente .....	94
Fig. 11.24 Módulo de Amplificador De Potencia en Configuración Puente .....	95
Fig. 11.25 Salida Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp].....	95
Fig. 11.26 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp].....	96
Fig. 11.27 Salida de Amplificador Con Carga de 15 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp].....	96
Fig. 11.28 Salida de Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp].....	97
Fig. 11.29 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp].....	97

# 1. Introducción

---

Para los músicos que recién están comenzando o que cuenten con un presupuesto ajustado una de las consideraciones que tienen es el cómo escuchar lo que el instrumento produce al tocarlo, tomando en cuenta instrumentos eléctricos y electroacústicos, lo cual se resuelve al adquirir un sistema de amplificación para el instrumento en uso, por lo que la elección de un amplificador es crucial para el desarrollo y satisfacción del músico en cuestión.

Entre las distintas consideraciones y/o problemas para poder elegir un amplificador estarían los siguientes:

- Los distintos tipos de sistemas de amplificación, ya sea de tipo PA, un combo, de audífonos, un stack, etc. Esta variedad de opciones puede ser abrumadora para quienes no sepan cuáles pueden ser útiles y también que funciones extra pueden tener por cada amplificador.
- Que el amplificador escogido sea simple de utilizar, ya que muchos incluyen distintas funciones que pueden ser complicadas de usar y poder conseguir el sonido que uno busca, considerando que también por el mal uso de este por su complejidad puede dañarlo de manera permanente.
- Que el amplificador sea confiable al momento de viajar, ya que los stacks de amplificadores son un costo alto para transportarlos por su peso y dimensiones además de que su confiabilidad depende mucho del ambiente en que están, mientras que los que son más ligeros y económicos de estado sólido pueden ser más frágiles o con poca confiabilidad en su uso constante al buscar reducir su precio al usar componentes de más bajo costo.
- Que el amplificador sea lo suficientemente económico y potente para su uso en vivo o en el estudio de grabación, pues amplificadores de alta gama son poco alcanzables para quienes empiezan o tienen presupuestos reducidos; los más económicos no ofrecen la potencia necesaria para utilizarlos en vivo y su calidad de sonido puede ser poco deseable al momento de grabarlos.
- Por último, que el amplificador pueda ser utilizado con múltiples instrumentos y no solo restringirse a uno, porque puede ser de utilidad para multiinstrumentalistas que buscan una opción de amplificador que puedan utilizar tanto en el estudio como en vivo, considerando que el instrumento no dañe al amplificador como es el caso de conectar un bajo a un amplificador de guitarra.

Entonces con estas consideraciones se propone que para este proyecto se diseñe un sistema de amplificación que pueda ser versátil, compacto y lo suficientemente potente para todo momento de su uso.



## 2. Identificación del Problema

---

Con lo descrito anteriormente tenemos que los problemas principales son que las opciones más costosas son poco compactas, con un exceso de potencia y son sensibles a las condiciones ambientales, mientras que las opciones más baratas son poco confiables y limitados en potencia y sonido. Entonces, la solución es el de crear un sistema de amplificación donde sus componentes tienen un diseño modular para obtener un amplificador compacto y versátil tanto en sonido como usos. Este sistema se basa en la conexión de varios módulos, similares a un sintetizador modular, para cada componente del amplificador, ya sea el preamplificador, la fuente de poder, el amplificador de potencia y otros módulos de efectos o de captura de señal; al ser estos modulares pueden intercambiarse con otras opciones de preamplificador y de salida entregando opciones de personalización que no muchos amplificadores entregan.

Ahora, para el diseño de este amplificador se debe especificar cada uno de los componentes del mismo; a decir, el preamplificador que le dará el tono del amplificador; el amplificador de potencia que toma la señal de baja potencia del preamplificador y la aumenta para accionar los parlantes a considerar; las distintas fuentes de poder que alimentan al preamplificador y el amplificador de potencia; por último, también se tiene la opción de otros componentes como efectos varios y otros métodos de captura, como una salida balanceada o un simulador de gabinete, pero ninguno de estos son considerados en el diseño de este amplificador.

Por cada módulo se tiene una serie de desafíos que se deben observar a lo largo del desarrollo del proyecto. En primer lugar, para el preamplificador el reto es diseñarlo de forma tal que este cumpla con lo estipulado en las consideraciones y requerimientos de diseño y que su salida no pueda dañar otros dispositivos, como es el caso de pedales de efectos de guitarra, sabiendo que el preamplificador se puede implementar en base al uso de tubos de vacío o semiconductores. Para el caso del amplificador de potencia, este aumenta la potencia de la señal resultante del preamplificador, sin embargo, este módulo debe ser tal que su salida sea de alta potencia y que el módulo sea de bajo consumo de energía, además, debe amplificar la señal resultante del preamplificador y de otros dispositivos de audio sin llegar a saturarse para distintas cargas a conectar. Mientras que, para las fuentes de poder, estas deben ser de tipo convertidor tal que cada una entregue el nivel de potencia necesario con la mayor eficiencia posible a fin de evitar el consumo excesivo de potencia como lo hacen amplificadores más antiguos; y que además tengan el menor ruido posible para evitar interferencias de todo tipo que puedan colarse al sonido final.

Por otro lado, al tener tanto las fuentes de poder como el preamplificador y amplificador de potencia contruidos un problema es el cómo acoplar los distintos módulos para que la señal pase por cada uno. Una forma de lograr esto es con el uso de entradas de audio de 6.3 [mm] para utilizar cables comunes de guitarra que se usan para conectar pedales y otros dispositivos.

Con estas problemáticas a resolver se consigue tener un amplificador con opciones de personalización que tienen pocos amplificadores del mercado, con una eficiencia más alta al utilizar fuentes de poder de tipo convertidor y componentes de bajo consumo si fuera el caso para el amplificador de potencia. Además de esto, el amplificador resultante tiene la opción de acoplarse a más de un solo módulo y otros dispositivos, entregando versatilidad para el usuario.

### 3. Objetivos y Alcances

---

#### Objetivo General:

Diseñar, construir y evaluar los elementos fundamentales de un sistema de amplificación modular para guitarra eléctrica.

#### Objetivos Específicos:

- Definir y diseñar los módulos de preamplificador, amplificador de potencia y de fuentes de alimentación del amplificador.
- Simular cada uno de los módulos para validar su diseño.
- Construir los módulos mencionados de manera independiente.
- Ejecutar pruebas por cada módulo para garantizar su funcionamiento.

#### Alcances:

- Se realizará un diseño para los módulos de preamplificador, amplificador de potencia y fuentes de alimentación del amplificador.
- Emplear simulaciones e ilustraciones utilizando los softwares Multisim®, Livespice®, Easy EDA® y Tone Stack Calculator®.
- Se implementará al menos 1 Módulo experimental, dependiendo del tiempo y recursos que se dispongan.
- Se reducirá el costo de implementación del módulo a raíz de la disponibilidad económica.

## 4. Marco Teórico

---

Para poder tener una mejor base para todos los requerimientos para crear un amplificador se tiene el siguiente marco teórico, que hace hincapié en la base teórica del proyecto, la cual cubre el rango de las señales de voltaje y frecuencia de varios instrumentos y equipamientos de audio, el diagrama principal de funcionamiento de un amplificador y los distintos tipos de estos, el funcionamiento de los tubos de vacío y el modo de funcionamiento de las fuentes de poder de tipo switching.

### Bandas de Frecuencia Generales:

Dentro del rango audible del ser humano, el cual es desde 20 a 20 [kHz], tenemos que se pueden clasificar las siguientes bandas de frecuencia: [1]

- Subgraves: [20, 80] [Hz]
- Graves Superiores: [80, 320] [Hz]
- Medios Graves: [320, 2560] [Hz]
- Medios Superiores: [2.56, 5.12] [kHz]
- Agudos: [5.12, 20] [kHz]

### Bandas de Frecuencia Según Instrumentos:

En cuanto a las bandas de frecuencias cruciales para instrumentos, las principales son las siguientes:

Tabla N° 1 Bandas de Frecuencias Por Instrumento

Instrumentos	Frecuencia	Notas
Guitarra Eléctrica (6 Cuerdas)	80 [Hz] a 1.17 [kHz]	Para Afinación Estándar (E A D G B E)
Bajo Eléctrico 4 Cuerdas	40 a 260 [Hz]	Para Afinación Estándar (E A D G)
Bajo Eléctrico 5 Cuerdas	30 a 260 [Hz]	Para Afinación Estándar (B E A D G)
Instrumentos Electrónicos (Sintetizadores)	10 [Hz] a 16 [kHz]	Depende del Tipo de Sintetizador
Voz	80 [Hz] a 1 [kHz]	Depende del rango de cada persona

### Niveles de Voltaje Estándar:

Para los niveles de voltaje producido por distintos instrumentos y equipos de audio, se tienen los siguientes valores en volts y en decibeles de cada rango de voltaje por equipo:

Tabla N° 2 Rango de Voltaje Por Equipo

Tipo	Voltaje [dBu]	Voltaje [V]
Nivel de Micrófono	-58 [dBu] a +2.2 [dBu]	1 [mV] a 1 [V]
Nivel de Instrumentos	-17.7 [dBu] a +7 [dBu]	100 [mV] a 2 [V]
Nivel de Línea	-4.8 [dBu] a +4 [dBu]	0.447 [V] a 1.228 [V]
Nivel de Parlante	+7 [dBu] a sobre +30 [dBu]	1.736 [V] a sobre 24.5 [V]

## Diagramas de Bloques Principales:

En términos del diagrama funcional de un amplificador de guitarra se tiene que todos los amplificadores para cualquier instrumento siguen el diagrama de bloques de la imagen siguiente, en donde la señal pasa primero por un preamplificador que entrega el tono del amplificador, luego se tiene un amplificador de voltaje que aumenta la amplitud de la señal para luego pasar por un control de tono el cual actúa de ecualizador de la señal ya amplificada. Después se tiene el divisor de fase el cual para amplificadores de tubos es necesario para aumentar la señal de salida al dividir la señal del ecualizador a dos señales que están desfasadas en  $180^\circ$  para enviarlas al amplificador de potencia que acciona los parlantes del amplificador. Entonces el diagrama de bloques de todo este funcionamiento es el siguiente:

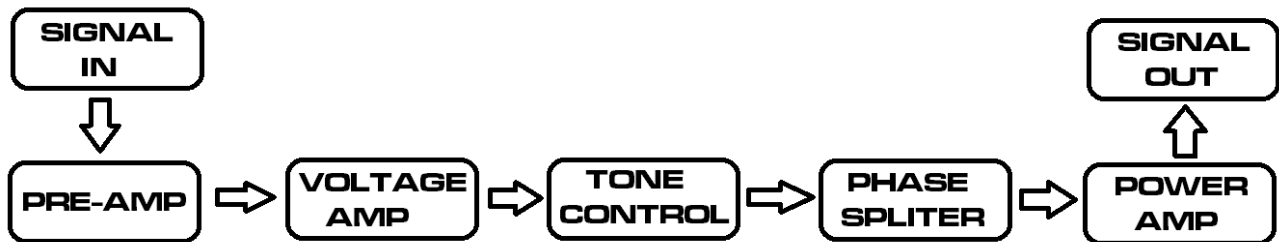


Fig. 4.1 Diagrama de Bloques Amplificador Estándar [2]

Ahora, al considerar los casos de los amplificadores de guitarra y bajo, ellos pueden tener efectos de sonido integrados en su construcción o que el usuario puede agregar aparte. Para los efectos más comunes se tiene los efectos de eco, los cuales están entre la salida y entrada del amplificador de voltaje al entregar la señal resultante devuelta a la entrada de esta etapa, por otro lado, también se tienen los efectos de vibrato o tremolo que son añadidos junto con la señal resultante del control de tono tal que se generen las fluctuaciones de esta señal dando el efecto deseado. Entonces considerando estos efectos junto con la fuente de poder del amplificador, se tiene que el diagrama de bloques con el orden ideal para los efectos mencionados es el siguiente:

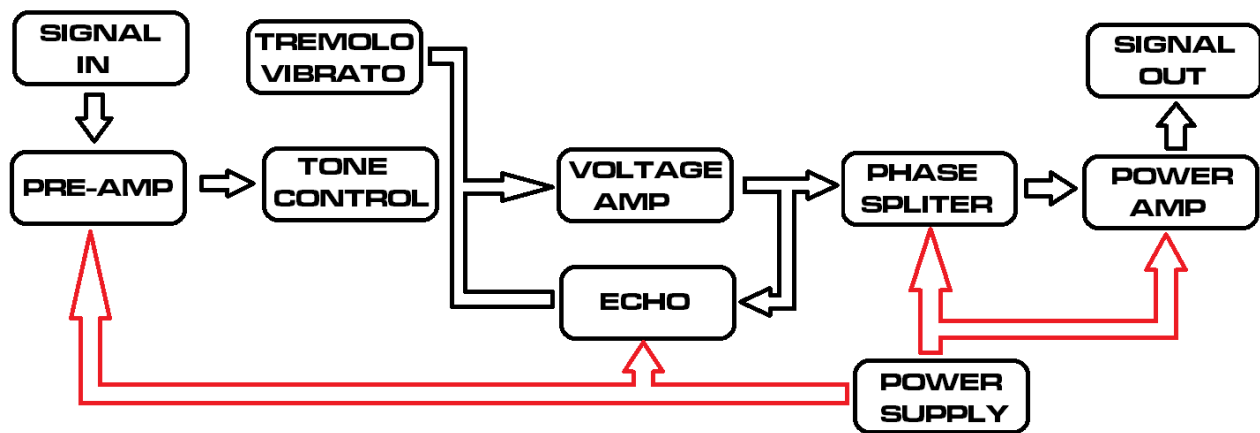


Fig. 4.2 Diagrama de Bloques Amplificador con Orden para Efectos Agregados [2]

## Arquitectura de Amplificadores:

En términos de las características de los tipos de esquemas de amplificación, al hacer referencia tanto a la arquitectura, la clase de estos y su forma de ser alimentados para las funciones de estos, tenemos que estas topologías funcionan tanto como preamplificadores o amplificadores de potencia, en base del uso de semiconductores modernos como también con tubos de vacío de tipo tríodo y pentodo.

Entonces las subdivisiones que hay por cada tipo de arquitectura, clase y acoplamiento de amplificadores son las siguientes:

### Arquitectura de Amplificadores

#### 1) Amplificador de 3 Etapas:

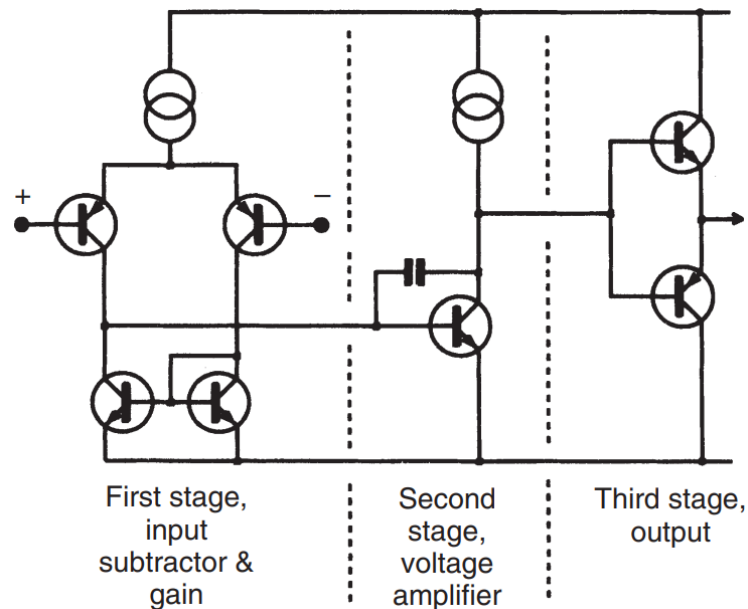


Fig. 4.3 Esquema General Topología de Amplificador de 3 Etapas [3]

#### Etapas del Diagrama:

- i. 1<sup>era</sup> Etapa:  
Consiste en la etapa de transconductancia, lo que indica una tensión diferencial de entrada donde se obtendrá una corriente de salida.
- ii. 2<sup>da</sup> Etapa:  
Etapa de VAS que consiste en una etapa de transimpedancia, lo que indica que para una entrada de corriente se obtendrá una salida de tensión.
- iii. 3<sup>era</sup> Etapa:  
Etapa final de ganancia de tensión unitaria y de tipo buffer.

### Características Principales:

- Los componentes son fáciles de organizar de modo que la interacción por cada etapa sea insignificante.
- Baja tensión de señal en la entrada de la segunda etapa, lo cual minimiza el efecto Miller para la misma.
- Un condensador de compensación reduce la impedancia de salida de la segunda etapa, así que la carga no lineal sobre ella debida a la impedancia de entrada de la tercera etapa genera menos distorsión.
- Compensar un amplificador de 3 etapas es relativamente sencillo al reducir el factor de realimentación negativa de alta frecuencia.
- La estructura convencional de 3 etapas representa al menos el 99% de los amplificadores de estado sólido del mercado, en forma de circuitos integrados.

### 2) Arquitectura de Amplificador de 2 Etapas:

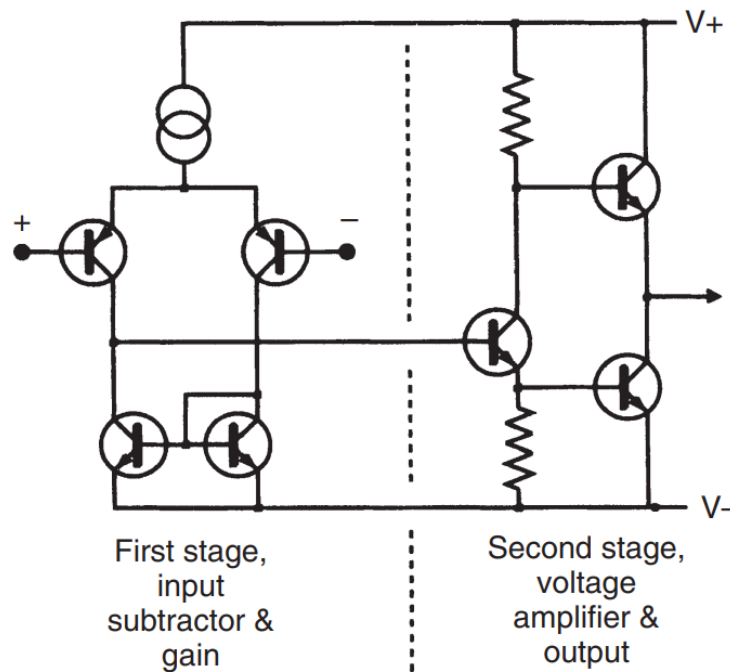


Fig. 4.4 Esquema General Topología de Amplificador de 2 Etapas [3]

#### Etapas del Diagrama:

- 1<sup>era</sup> Etapa:**  
Etapa de entrada que consiste en una transconductancia, al igual que el amplificador de 3 etapas, sin una impedancia baja para su corriente de salida.
- 2<sup>da</sup> Etapa:**  
La segunda etapa combina el VAS y la etapa de salida de la arquitectura anterior en un solo bloque y el VAS debe también trabajar como un divisor de fase, lo cual se remonta a los amplificadores de tubos de vacío.

### Características Principales:

- Su estructura de ganancia es más compleja que la de 3 etapas, ya que depende de la carga del colector de la etapa de entrada y de la ganancia de la etapa de salida.
- La elección de la compensación también es compleja, ya que el VAS/divisor de fase tiene una tensión de señal prominente en su entrada.
- El factor de realimentación de bajas frecuencias sería de 6 [dB] menor con una carga en la salida de 4 [ $\Omega$ ], debido a la menor ganancia de salida.
- Los amplificadores de dos etapas no son populares; ofrecen poca reducción en el costo de las piezas, son más difíciles de diseñar y ofrecen un pobre rendimiento de distorsión.

### Clases de Amplificadores:

#### Clases Principales:

##### Clase A:

Esta es la clase más utilizada de los amplificadores básicos de tensión el cual conduce en  $360^\circ$ , lo que indica que los elementos amplificadores están polarizados de forma que la señal de entrada pueda oscilar de punta a punta sin saturar ni cortar el elemento amplificador (tubo o transistor) durante todo el ciclo de entrada. Además, el punto de operación y el nivel de la señal de entrada están diseñados para que la corriente circule de forma continua por todos los dispositivos de salida, lo que permite evitar la no linealidad de encendido y apagado de los mismos.

Se utilizan principalmente en la región lineal de sus propiedades para evitar la distorsión excesiva derivada de la región no lineal. Para la amplificación de grandes señales, la distorsión no lineal de un amplificador de clase A es inevitable. Los amplificadores de esta clase pueden utilizar un único elemento amplificador para implementar un buffer de salida de clase A.

##### Clase B:

Otra de las configuraciones más habituales, en donde conduce en  $180^\circ$ , es decir, sólo amplifica una mitad de la onda de la señal. Para lograr amplificar toda la onda se utiliza una configuración push-pull en donde se utilizan 2 amplificadores de clase B funcionando en paralelo, en que al llegar al estado de reposo de ambos se logran polarizar en el punto de corte, que es un beneficio cuando se considera el consumo total de potencia por el amplificador.

Esta clase de amplificadores son eficientes y tienen menos distorsión armónica, pero introducen una buena cantidad de distorsión de conmutación porque es casi imposible disponer los elementos del amplificador para tener una polarización de corte idéntica y debido a esto, muchos amplificadores de audio de alta fidelidad muy rara vez utilizan una construcción de clase B.

### Clase AB:

Esta clase es una combinación de la clase A y B, y es la más popular en los amplificadores de audio. Los elementos del amplificador siguen estando polarizados cerca del corte como en la clase B, pero permiten que tanto las tensiones de entrada positivas como las negativas se amplifiquen parcialmente en ambos elementos del amplificador; para salidas por debajo de un cierto nivel ambos dispositivos de salida conducen y entran en funcionamiento como clase A.

La configuración de clase AB se puede utilizar para evitar la distorsión de conmutación de los amplificadores de clase B, también aprovechar el mayor rango dinámico de clase A pura y mantener los beneficios de cancelación de distorsión de clase B.

### Clase C:

Este tipo de amplificadores conducen a menos de  $180^\circ$ . Esto significa que tienen una eficiencia notable, pero demasiada distorsión de conmutación como para usarlos solos en aplicaciones de audio.

Los de esta clase normalmente sólo son utilizables en trabajos de radio, donde un filtro LC puede suavizar los pulsos de corriente y filtrar armónicos. Un ejemplo de su uso son los amplificadores de dumping de corriente, que son considerados como una combinación de clase A y C.

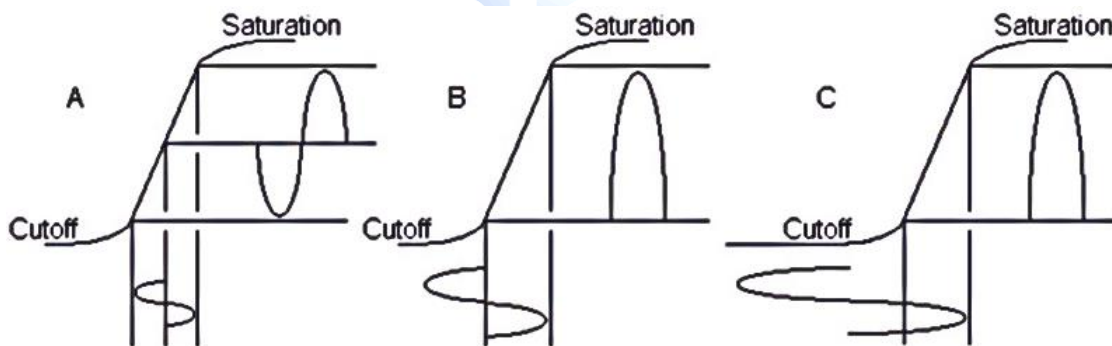


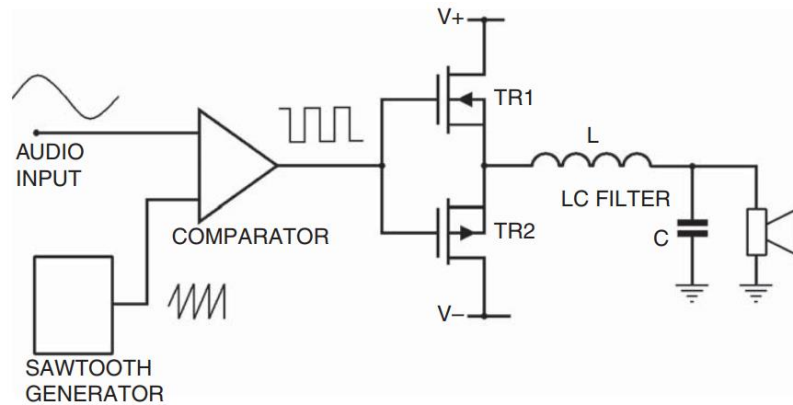
Fig. 4.5 Resultado de Amplificación Por Cada Clase Principal [1]

## Amplificadores de Tipo Switching:

### Clase D

Los amplificadores de clase D utilizan técnicas de modulación para controlar la conmutación; en otras palabras, la señal de entrada analógica se convierte primero en una secuencia específica de pulsos que es proporcional a la amplitud de la señal de entrada y estos pulsos controlan el dispositivo de salida. La conmutación se produce a una frecuencia que está por encima del rango auditivo humano y cuando esta señal de salida se filtra, se convierte en una señal analógica que puede accionar sistemas de altavoces convencionales.





**Fig. 4.6 Diagrama de Bloques Amplificador de Switching [3]**

Como los dispositivos activos no funcionan en su región activa, la eficiencia de los amplificadores de switching es alta. Sin embargo, a frecuencias más bajas la eficiencia se reduce debido a los filtros inductivos que se requieren en estos circuitos.

#### Clase E

Utilizando las mismas técnicas que la Clase D para controlar la conmutación, esta variación consiste en hacer funcionar un transistor de modo que se tenga un voltaje pequeño a través de él o bien una pequeña corriente, en otras palabras, la disipación de potencia se mantiene muy baja, pero esta trata de una técnica de RF que no tiene ninguna aplicación razonable en audio.

#### Amplificadores de Tipo Riel:

##### Clase G:

Esta clase utiliza la relación de punta y/o de media de la señal utilizada, teniendo que la disipación interna de estos se reduce funcionando desde rieles de bajo voltaje para salidas pequeñas, cambiando a rieles de mayor corriente para salidas mayores.

Esta configuración se refiere al uso de dos tensiones de riel que no son más que variantes especiales de las clases de amplificadores ordinarios como A y B. Estos circuitos básicamente modulan la tensión de alimentación en relación directa con la señal de salida para obtener mayor eficiencia.

Una extensión del principio de esta clase es aumentar el número de tensiones de alimentación hasta tres. La disipación de potencia se reduce aún más y la eficiencia aumenta a medida que la tensión media de la corriente de salida extraída se mantiene más cerca del mínimo.

##### Clase H:

La Clase H es básicamente la Clase B, pero con un método para aumentar dinámicamente la única vía de alimentación, en lugar de cambiar a otra. La Clase H se utiliza a veces para describir la Clase G.

## Acoplamiento de AC y DC

### 1) Acoplamiento en AC:

Este tipo de acoplamiento tiene un solo riel de alimentación, con la salida polarizada para estar a mitad entre este carril y tierra para dar la máxima oscilación de tensión simétrica, por lo que se utiliza un gran condensador de bloqueo de DC en serie con la salida.

### 2) Acoplamiento en DC:

Este tipo tiene un riel de alimentación positivo y negativo, mientras que la salida está polarizada a 0 V, por lo que no es necesario bloquear DC de salida en su operación.

#### Ventajas de Acoplamiento AC:

- El desfase DC de salida es cero.
- Evita el ruido de "golpe" de encendido sólo con medios electrónicos.
- No requiere protección contra fallas en DC.
- Más fácil de hacer pruebas de cortocircuito.
- No necesita inductores de salida para la estabilidad, pero dependiendo del circuito mismo.

#### Ventajas de Acoplamiento DC:

- No necesita un condensador de bloqueo de DC.
- No hay ningún ruido de "golpe" al encender.
- Se considera que se amortiguan mejor los altavoces, lo cual no es así.
- Se evita la distorsión del condensador de salida.
- Las corrientes de alimentación pueden mantenerse fuera del sistema de tierra.

## Funcionamiento Tubo Trío y Amplificación Básica

Para el diseño de los módulos se tiene que para el preamplificador se puede hacer uso de tubos de vacío, con la razón de esto explicada en los capítulos siguientes. En este caso tenemos que uno de los tubos de vacío más utilizados, con respecto a los tríodos es el 12AX7, también conocidos como ECC83, es el siguiente de los cuales su diagrama de conexiones y la descripción de cada pin es muestra a continuación:

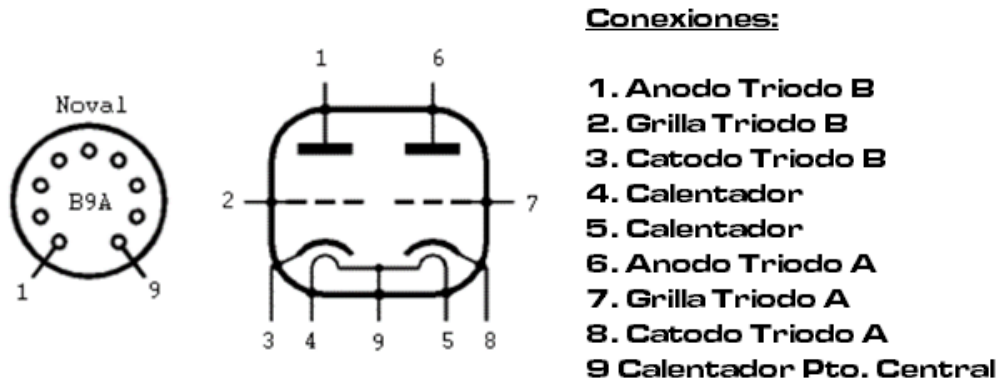


Fig. 4.7 Diagrama de Conexiones y Nombre de Pins Para Tubo Trío y [4]

Como se puede observar, cada tubo consta de 2 tríodos los cuales actúan de manera similar a semiconductores como transistores NPN o JFETS, con cada conexión por tríodo son su ánodo, cátodo y grilla, adicionalmente el tubo incluye tres conexiones para su calentador en donde se deben energizar con 6.3 [V] si se utilizan los pins 4, 5 y 9 o con 12.6 [V] si se usan los pins 4 y 5, ambos casos son necesarios para hacer funcionar el tubo.

La diferencia de estos tubos con los semiconductores es que estos utilizan un voltaje de alimentación mucho mayor que los semiconductores, requieren un voltaje mínimo de 100 [V] y un máximo de 500 [V] para el 12AX7/ECC83 y junto con este voltaje se requiere una corriente mucho más baja en comparación, la cual tiene un valor mínimo de 1 [mA] de alimentación para el tubo en cuestión.

Para estos tubos una manera de conseguir la amplificación es con la configuración de cátodo común, como se observa en la imagen 1.8, donde un polo de salida y entrada está conectada al cátodo del tríodo, que se conecta generalmente a tierra. Esta configuración es el bloque principal, donde todo preamplificador se construye y donde se encuentran todas las características del tono de este.

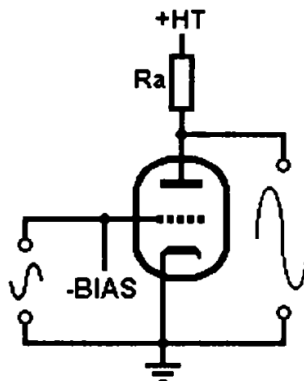


Fig. 4.8 Ilustración Etapa de Amplificación de Cátodo Común [5]

Para el diseño de cada etapa de amplificación se requiere una serie de datos del tubo, lo más importante es gráfico de características estáticas del ánodo, como se tiene en la imagen 1.9 que fue extraída de la hoja de datos del tubo. En ella se muestra como el tubo actuará en un circuito. Esta gráfica ilustra la corriente del ánodo que fluye al cátodo a lo largo del tiempo con respecto al voltaje del ánodo que circula entre este y el cátodo, mientras que la serie de curvas indican el voltaje de grilla-cátodo y todos estos valores son medidos asumiendo que el voltaje del cátodo es 0 [V].

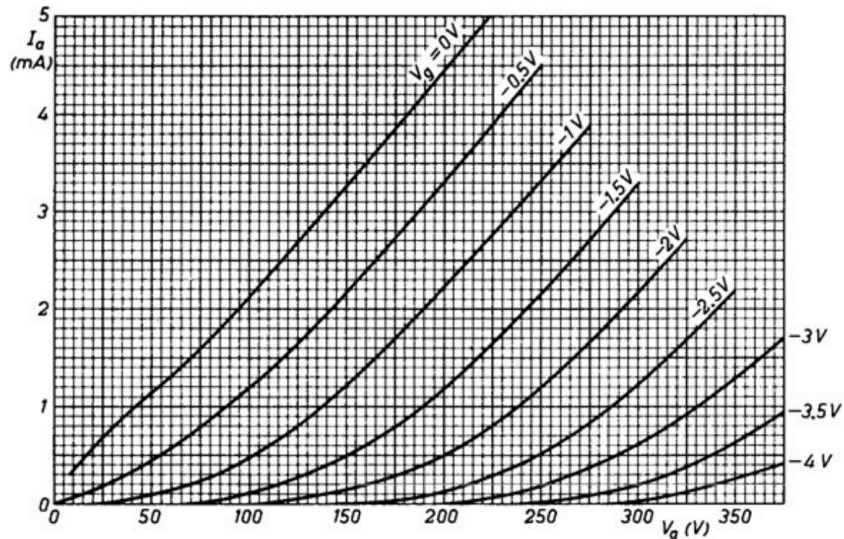


Fig. 4.9 Grafica de Características del Ánodo de 12AX7/ECC83 [4]

Al igual que la gráfica anterior, se tiene la gráfica de características dinámicas o de transferencia, la que se muestra en la imagen 1.10 y esta muestra el voltaje de polarización con respecto a la corriente del ánodo para múltiples valores de voltaje del ánodo, que muestra la linealidad del tubo mismo, que para el tubo 12AX7/ECC83 tiene linealidad para valores bajos de corriente de ánodo.

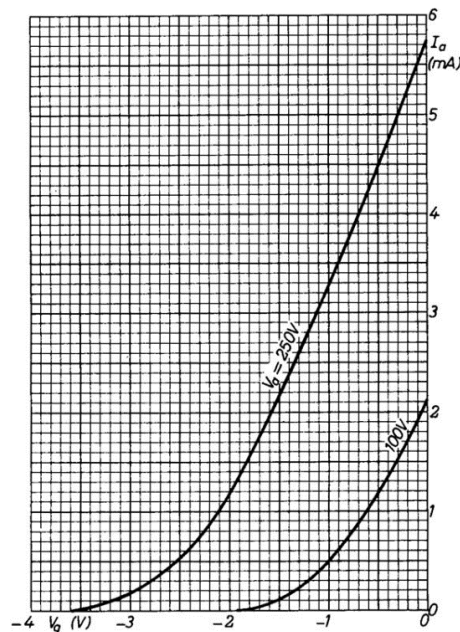


Fig. 4.10 Grafica de Características Dinámicas [4]

Ahora, los detalles del diseño de los bloques de amplificación se mostrarán en la sección del diseño del preamplificador, pero de los datos presentados ambos presentan una información similar en distintas formas; solo el gráfico de características estáticas del ánodo es la única utilizada por su conveniencia de uso en el diseño de los bloques de amplificación.

## Funcionamiento Topología Flyback

Para la alimentación de varios de los módulos del amplificador, entre las opciones se tiene que hacer uso de transformadores con punto de conexión central (tap) y un circuito de rectificación para conseguir voltaje positivo y negativo para el amplificador de potencia y un transformador común en orden a conseguir solo voltaje positivo. Estos son comunes en equipos de alta fidelidad, pero para la potencia requerida las dimensiones y peso de estos son muy grandes y su eficiencia no es la mejor. Entonces para obtener una mayor eficiencia y dimensiones menores se deben utilizar fuentes de poder de tipo Switching, de las cuales las más comunes son las siguientes:

- Convertidores DC-DC
- Convertidor Forward
- Convertidor Push-Pull
- Convertidor Flyback

De estos, las fuentes de poder Flyback son de los más utilizados en múltiples dispositivos por lo compacto de estos, el poco ruido que estos pueden tener, la aislación galvánica que entrega y por las altas potencias que se puede conseguir de estos en comparación a los transformadores comunes, además de que estos son más simples de diseñar, baratos y más potentes en comparación a otros tipos de convertidores.

La topología Flyback consiste en una fuente de poder de Switching, que utiliza un transformador de alta frecuencia para subir o bajar el voltaje de entrada y mediante el uso de un switch se hace la conmutación de este voltaje en frecuencias del orden de los kHz y en la salida de este transformador se utilizan filtros LC y diodos para tornar la salida a voltaje continuo con el menor ruido posible. El esquema de los componentes básicos de esta topología sería el que se muestra en la siguiente imagen:

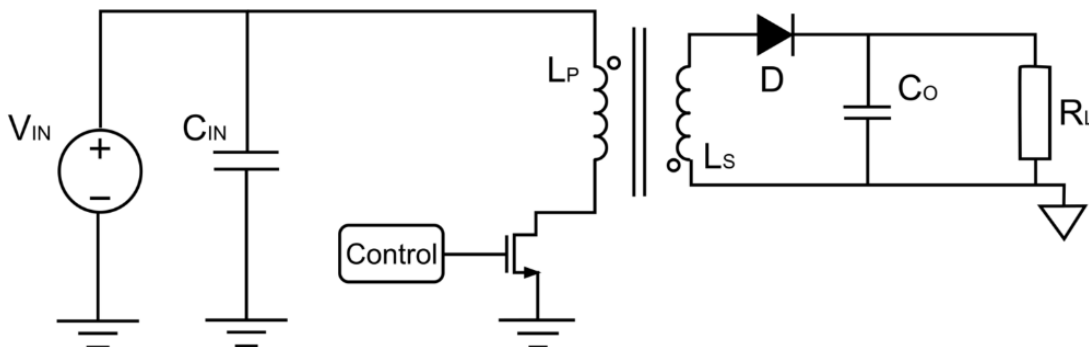


Fig. 4.11 Esquema Elemental Fuente Flyback No Síncrono [6]

Las fuentes de poder Flyback funcionan al almacenar energía en el transformador por la bobina primaria una vez que el switch conduce y cuando este deja de conducir se cambia la polaridad del voltaje al pasar a la bobina secundaria polarizando el diodo de salida liberando energía.

Para lograr la transferencia de energía existen tres métodos de operación. El primero es el de modo conducción continua (CCM), donde la energía almacenada en el transformador se mantiene distinta de cero entre cada periodo donde no conduce el switch. Mientras que el segundo método es el modo de conducción discontinuo (DCM), donde la energía almacenada en su totalidad se transfiere a la carga cuando no conduce el switch. Por último, el tercer método es el modo de conducción crítica (CMR) el cual se considera un intermedio entre CCM y DCM, donde la energía almacenada llega a cero al final de cada ciclo de conducción del switch. [7]

Ahora, el efecto de cada método de operación, dependiendo del ciclo de conmutación del switch, en la corriente de la bobina primaria y secundaria del transformador se ven ilustrados en las siguientes imágenes:

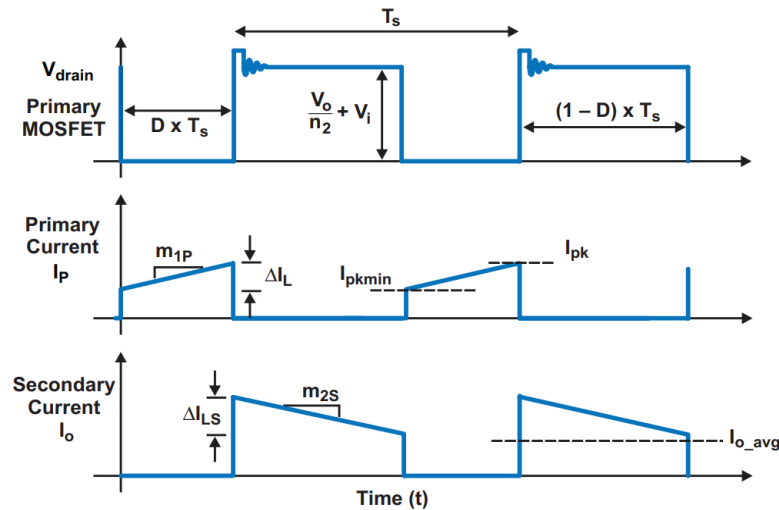


Fig. 4.12 Operación en CCM [8]

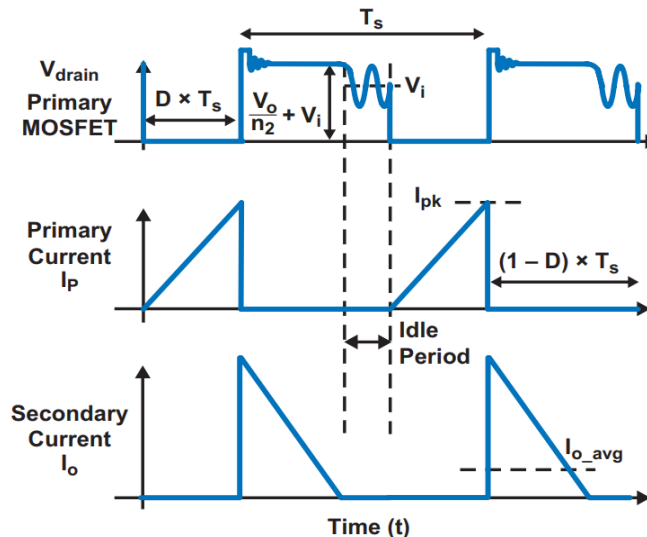


Fig. 4.13 Operación en DCM [8]

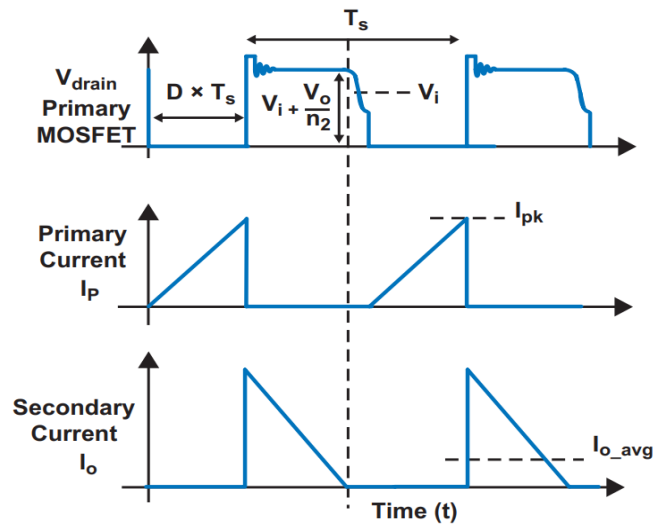


Fig. 4.14 Operación en CMR [8]

Al tener estos métodos de operación en cuenta, se debe controlar la conmutación del switch, esto se hace con el uso de circuitos integrados para control PWM o integrados dedicados para unidades de convertidores DC-DC como Boost o Buck, ya que se rectifica el voltaje alterno a la entrada de la fuente para su uso con voltaje alterno. Ahora, para los casos de baja potencia varios de estos controladores en su interior vienen con un switch integrado, generalmente con un MOSFET de baja potencia.

Ahora, dependiendo de la aplicación, para lograr retroalimentar el voltaje primario de la fuente y manteniendo la aislación galvánica de esta se tienen 2 métodos. El primero es el método de regulación secundario (SSR), donde se hace uso de un optoacoplador para conseguir retroalimentación del voltaje secundario hacia el lado primario de la fuente. Por otro lado, también se tiene el método de regulación primario (PSR) el cual depende de la información del lado primario como el voltaje rectificado en una bobina auxiliar del transformador. [9]

Con este tipo de fuentes se pueden tener múltiples configuraciones, por ejemplo, se puede obtener múltiples salidas aisladas de voltaje con polaridades y valores distintos entre ellos, pero solo una de las bobinas secundarias puede ser regulada, con la de mayor corriente, siendo la bobina recomendada. Además, estas fuentes pueden pasar a ser de tipo sincrónica al cambiar el diodo por otro switch y donde se regulan ambos, esto es recomendable cuando se necesitan fuentes de alta corriente, alta eficiencia y cuando se busca eliminar el uso de un disipador de calor de tamaño excesivo.

## 5. Requerimientos de Diseño

---

Con la base teórica del proyecto se tiene que para obtener la validación el diseño e implementación del amplificador modular, además de poder conseguir ideas para módulos extras y otras características que puede tener el amplificador se presenta una serie de entrevistas a quienes se pueden considerar tanto usuarios como clientes del amplificador, en donde se tienen a ingenieros de sonido, sonidistas, músicos varios y diseñadores de amplificadores de la escena nacional.

Entonces, bajo el contexto anterior se tiene que las preguntas para obtener ideas y saber la recepción que un amplificador modular puede tener a cierta muestra de usuarios son las siguientes:

### **1<sup>era</sup> Parte:**

En base a la experiencia del participante con amplificadores:

- I. ¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador?
- II. ¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?
- III. ¿Cuál es su amplificador favorito y con que lo tiene equipado?
- IV. ¿Cuáles serían los usos que les da a sus amplificadores?
- V. ¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?
- VI. ¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?
- VII. ¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?
- VIII. ¿Por qué es tan crucial este problema?
- IX. ¿Qué ha hecho con los amplificadores que han tenido este problema?
- X. Con lo que ha hecho para corregir esto ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?

### **2<sup>da</sup> Parte:**

En base al diseño del amplificador ya explicado al entrevistado:

- XI. ¿Qué le parece la idea?
- XII. ¿Qué beneficios encuentra del diseño?
- XIII. ¿Qué limitaciones encuentra del diseño?
- XIV. ¿Qué le agregaría al diseño?

Cabe destacar que para ciertos participantes se les eliminó ciertas preguntas o se modificaron los enfoques de ellas debido a que su experiencia en el rubro musical está fuera del enfoque de la pregunta original.



Entonces, se tiene que las respuestas más detalladas de cada participante están adjuntadas en el anexo del documento, mientras que las respuestas resumidas por pregunta en base a la información recolectada son las siguientes:

- I. ¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador?
  - Que tenga un canal limpio de alta fidelidad y buena definición para el canal de distorsión.
  - Que tenga un FX loop.
- II. ¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?
  - Mínimo de 35 [W] y un máximo de 100 [W].
- III. ¿Cuál es su amplificador favorito y con que lo tiene equipado?
  - Depende del estilo musical, lo que varía desde un amplificador Roland Jazz Chorus hasta un Mesa Boogie Mark V.
- IV. ¿Cuáles serían los usos que les da a sus amplificadores?
  - Tanto en vivo como en estudio y en pocos casos en ensayo si hay otros amplificadores disponibles.
- V. ¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?
  - Amplificadores que no se ajustan al género que el participante toca.
  - Amplificadores de bajo costo.
  - Amplificadores que tengan daños.
- VI. ¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?
  - Ruido que pueda tener el amplificador.
  - La potencia no se ajusta a la situación en que se está.
  - Falta de mantención o mal uso de estos.
- VII. ¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?
  - Depende de cada participante.
- VIII. ¿Por qué es tan crucial este problema?
  - Afectan tanto en vivo, como en grabaciones y en ensayos de todo tipo.
- IX. ¿Qué ha hecho con los amplificadores que han tenido este problema?
  - Reemplazarlos o arreglarlos, los que son posibles de arreglar.
- X. Con lo que ha hecho para corregir esto ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?
  - Depende de cada participante.
- XI. ¿Qué le parece la idea?
  - Buena Idea e Interesante.

## XII. ¿Qué beneficios encuentra del diseño?

- Buena opción para personalización de sonido, opciones de captura y transporte de este.

## XIII. ¿Qué limitaciones encuentra del diseño?

- El costo del amplificador puede ser muy alto, además de ser un amplificador de marca poco conocida.
- El método de acoplo de módulos puede ser un problema tanto por la elección del usuario o por su mal uso.

## XIV. ¿Qué le agregaría al diseño?

- Uso de módulos digitales para obtener aún más tonos a disposición.
- Uso de MIDI para el control del amplificador.

Con esta información se tiene una serie de requerimientos a seguir para el amplificador, entre los más determinantes son que el amplificador debe tener dos canales de ganancia, uno de baja ganancia y otro de media a alta ganancia para poder tocar varios estilos de música. También que el amplificador sea lo suficientemente potente para su uso en ensayos, en grabaciones y en vivo con una potencia mínima de 35 [W]. Y, por último, que el amplificador debe tener la posibilidad de conectarse con otros dispositivos de guitarra, ya sean pedales, modeladores digitales e interfaces de audio para su uso dependiendo del usuario. Esto dará como resultado un amplificador que puede ser utilizado por múltiples usuarios para géneros musicales variados y con opciones de uso múltiples para este.



## 6. Consideraciones de Diseño y Descripción General

---

Bajo los requerimientos y sugerencias anteriores, la disponibilidad de presupuesto, de componentes y tiempo de desarrollo del proyecto, además de la preferencia de quien está realizando este proyecto, se tiene que el prototipo a construir debe tener las siguientes características:

- Para el diseño del preamplificador se hace uso de tubos de vacío de tipo tríodo, siendo el común ECC83/12AX7 el cual es utilizado en casi todos los amplificadores a tubos, ya que muchos músicos tienen preferencia por este tipo de amplificadores por su uso con baja y alta ganancia, debido a su sonido más “cálido” por las distorsiones añadidas de estos.
- En términos del preamplificador, este debe tener un diseño de dos canales, uno de baja a media ganancia y el otro de media a alta ganancia, junto con un ecualizador pasivo de tres bandas para poder tener características similares con otras marcas de amplificadores como Marshall, Mesa Boogie y Orange, dando un tono más versátil para géneros musicales más comerciales como para géneros de música más pesados.
- Para el amplificador de potencia este utiliza unidades de amplificación de estado sólido, el cual puede ser de clase AB o clase D dependiendo de la disponibilidad y complejidad del diseño de este, ya que este tipo de amplificadores no alteran las características del tono del preamplificador y como poseen una mayor eficiencia en el consumo de energía, además de ser compactos que cuando es el caso de usar tubos de vacío pentodos y un transformador para la sección de potencia.
- En términos de la alimentación para el módulo de amplificador de potencia y el calentador de los tubos del preamplificador estos consideran una alimentación por fuentes de poder individuales con topología flyback, ya que estas fuentes son capaces de entregar tanto el voltaje como corrientes necesarias para la potencia necesaria de cada módulo, teniendo una eficiencia más elevada en comparación al usar solo un transformador y rectificador.
- Por otro lado, la alimentación del preamplificador hace uso de un transformador de aislación, que entrega los mismos 220 [V<sub>AC</sub>] de entrada para su salida y también aporta aislación galvánica para proteger el circuito y sus usuarios, para luego rectificar este voltaje obteniendo 310 [V<sub>DC</sub>] aproximadamente para conseguir alto voltaje continuo sin ruido añadido en comparación a otros convertidores de alto voltaje continuo.
- Por último, para lograr acoplar los módulos donde pasa la señal se usan cables para pedales de guitarra para evitar usar otro tipo de cables que no sean comunes para músicos, además de conseguir compatibilidad con otros pedales o amplificadores para lograr conectar el amplificador diseñado para otros dispositivos.

Por otro lado, como se requiere que este sistema sea un producto viable se utilizan las medidas de los paneles de cada módulo, donde las medidas son en base a las medidas estandarizadas de los módulos de sintetizadores de tipo Eurorack, cuyas medidas están en las siguientes imágenes:

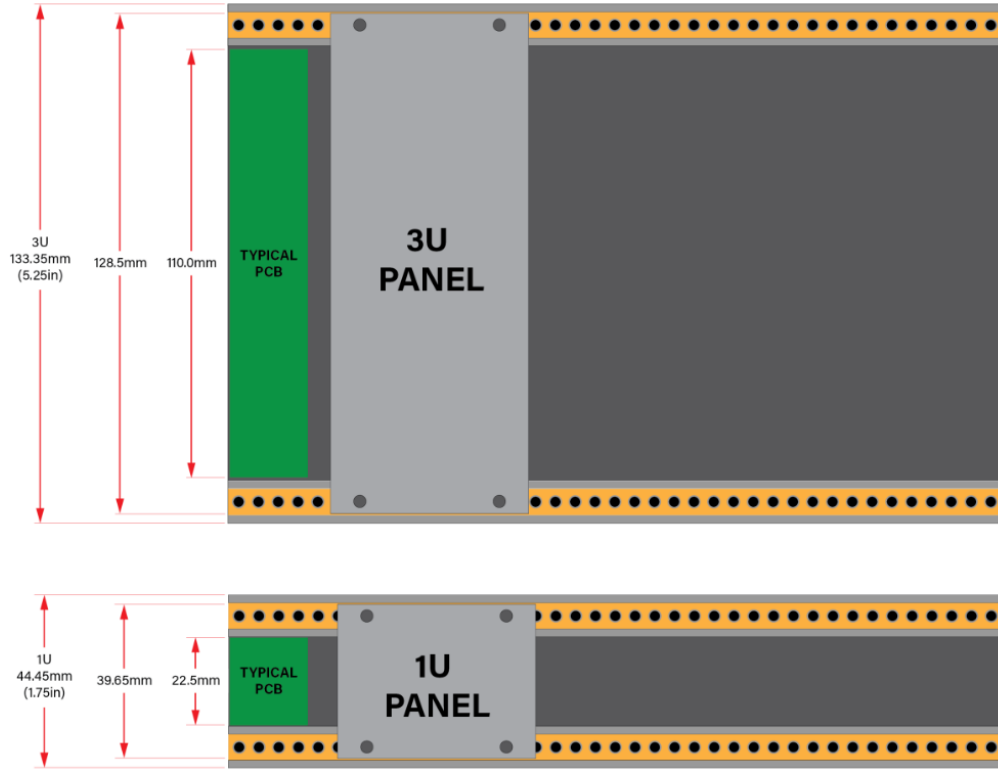


Fig. 6.1 Medidas Para Alto de Paneles y PCBs de Eurorack [10]

Position of the mounting holes	Module width [HP]	calculated module width [mm] (= multiples of 5.08 mm)	actual module width [mm]
	1	5.08	5.00
	1.5	7.62	7.50
	2	10.16	9.80
	4	20.32	20.00
	6	30.48	30.00
	8	40.64	40.30
	10	50.80	50.50
	12	60.96	60.60
	14	71.12	70.80
	16	81.28	80.90
	18	91.44	91.30
	20	101.60	101.30
	21	106.68	106.30
	22	111.76	111.40
28	142.24	141.90	
42	213.36	213.00	

Fig. 6.2 Medidas Para Ancho de Paneles de Eurorack [11]

Para las medidas anteriores se consideran solo los diseños del documento, tal que los circuitos estén integrados a estos paneles para su fácil manipulación. Dicho esto, las medidas de paneles ideales son los siguientes:

- Preamplificador:

Panel: (12.85 x 14.19) [cm]

PCB: (11.10 x 11.14) [cm]

- Amplificador de Potencia:

Panel: (12.85 x 6.06) [cm]

PCB: (11.10 x 4.03) [cm]

- Switch Principal:

Aquí consta del switch que energiza todas las fuentes de poder del amplificador, que están sujeto a la carcasa de este.

Panel: (12.85 x 4.03) [cm]

Ahora, sabiendo las dimensiones de los paneles y que este amplificador no puede ser más grande que un cabezal de amplificador, tenemos que un esquema general del amplificador con espacio para más módulos de efectos o captura debería ser igual al de la siguiente imagen:

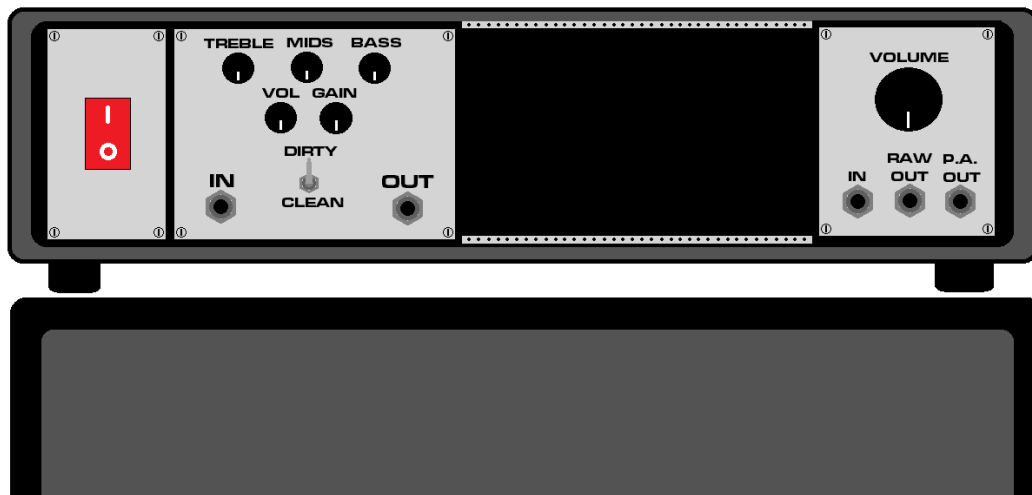


Fig. 6.3 Ilustración Sistema de Amplificación Modular

**NOTA:** Por cada panel no se consideraron la cantidad de entradas, salidas, perillas y switches que puedan tener a futuro debido a que será un prototipo del sistema, por lo que estas medidas pueden cambiar a futuro.

## 7. Diseño y Simulación Preamplificador

Como primer módulo tenemos al preamplificador, el cual se encarga de la amplificación de voltaje de la señal original además de entregar todas las características del tono que puede conseguir el amplificador. Como se mencionó anteriormente se hace uso de tubos de vacío de tipo tríodo, siendo el tubo 12AX7/ECC83 el escogido por su uso en amplificadores de instrumentos como en equipos de alta fidelidad.

Ahora, para la realización del diseño, el módulo está dividido en cinco secciones individuales por donde viaja la señal y cada una se diseña de manera individual para luego ser acopladas, como se ejemplifica en la figura 7.1. donde están marcadas las secciones individuales en base a la simulación realizada:

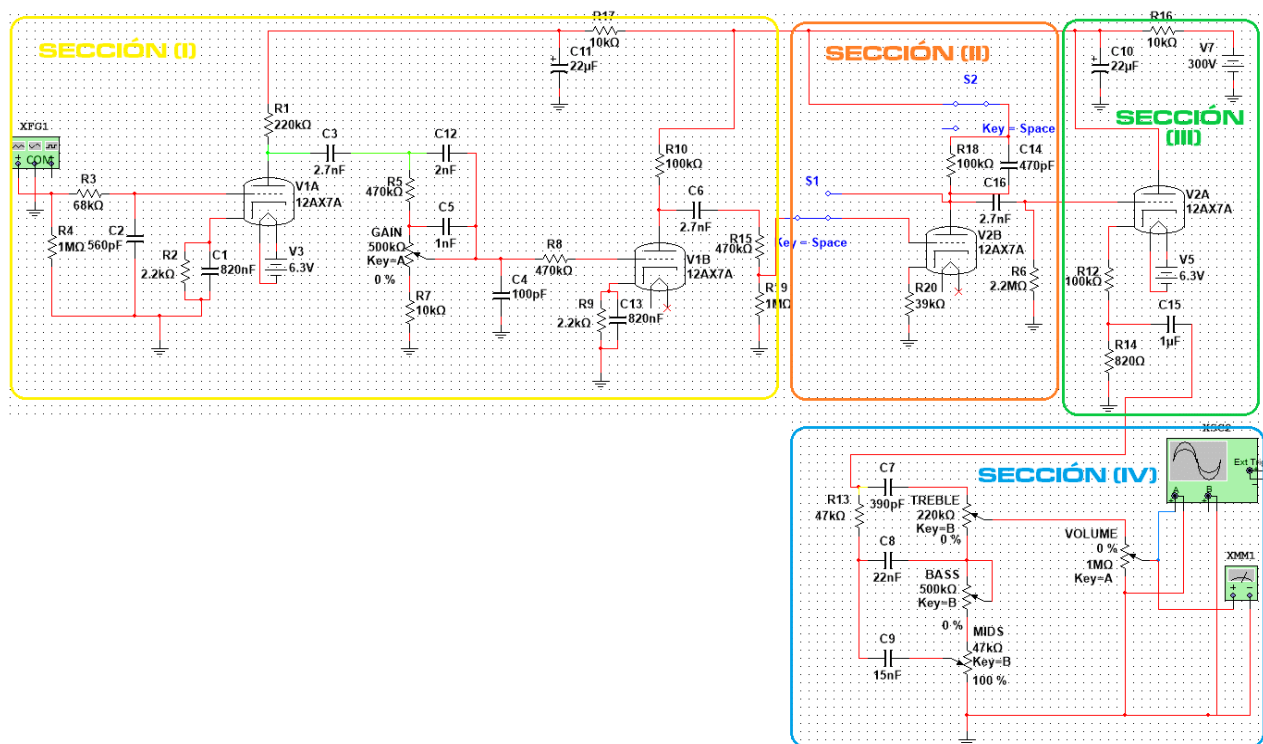


Fig. 7.1 Esquema de Simulación de Preamplificador con Secciones Marcadas

## Etapa I: “Amplificación de Voltaje”

Esta sección consta de 2 amplificadores de voltaje en configuración de cátodo común de clase A similares, que aumentan el voltaje de la señal de entrada y determinan el nivel de ganancia que puede tener el preamplificador. Para el diseño de esta sección primero se determinó los parámetros necesarios para estos amplificadores de voltaje:

- Alimentación:

En primer lugar, tenemos que la alimentación que debe tener los tubos está entre los 100 [V<sub>DC</sub>] y los 500 [V<sub>DC</sub>], así que de este rango se selecciona un voltaje de alimentación aproximado de 300 [V<sub>DC</sub>], ya que se rectifica directamente los 220 [V<sub>AC</sub>] para evitar el uso de convertidores extras que puedan añadir ruido por la conmutación de sus componentes; esto debido a que varios de estos trabajan con frecuencias de conmutación menores a 20 [kHz], los cuales pueden llegar a ser audibles al alimentar el preamplificador.

- Resistencia de Carga del Ánodo:

En segundo lugar, se selecciona una resistencia de carga, la cual se conecta desde el voltaje de alimentación al ánodo del triodo y es donde el resto de los componentes se modelan. Se recomienda que el valor de esta sea entre 10 [kΩ] y 470 [kΩ] [5], ya que si esta fuera del rango la ganancia resultante se vuelve inestable y también generan pérdidas extras al tubo. Ahora, si el valor es cercano a los 10 [kΩ] la ganancia de la etapa es baja, ideal para amplificadores de tono limpio o que tengan bajo voltaje de alimentación cercano a los 200 [V<sub>DC</sub>], mientras que para valores cercanos a los 470 [kΩ] se tiene una mayor ganancia, pero la mejor opción son valores cercanos a los 100 [kΩ] para una ganancia media que genere un tono más versátil.

Entonces, de los valores más comunes en los amplificadores más populares en el mercado se tienen tres opciones: 47 [kΩ], 100 [kΩ] y 220 [kΩ], de los cuales se escoge la opción de 100 [kΩ] para conseguir una ganancia que sea un “término medio” entre alta y baja ganancia. [5]

- Resistencia de Polarización del Cátodo:

Para conseguir la polarización del triodo se debe calcular esta resistencia en base a la gráfica de las características del ánodo, que se muestra en la siguiente imagen donde cuenta con la resistencia de carga seleccionada, el voltaje de alimentación establecido y el voltaje de entrada de 1 [V<sub>pp</sub>] considerada. De estos parámetros se genera la línea de carga resultante al unir los puntos donde se obtiene una corriente de 0 [mA] y un voltaje de 0 [V].

De esta línea de carga se marcan los distintos puntos donde la línea de carga corta a las curvas de polarización, con el fin de evaluar en cuales puntos nos entrega la ganancia necesaria. Entonces estos puntos resultantes son los siguientes:

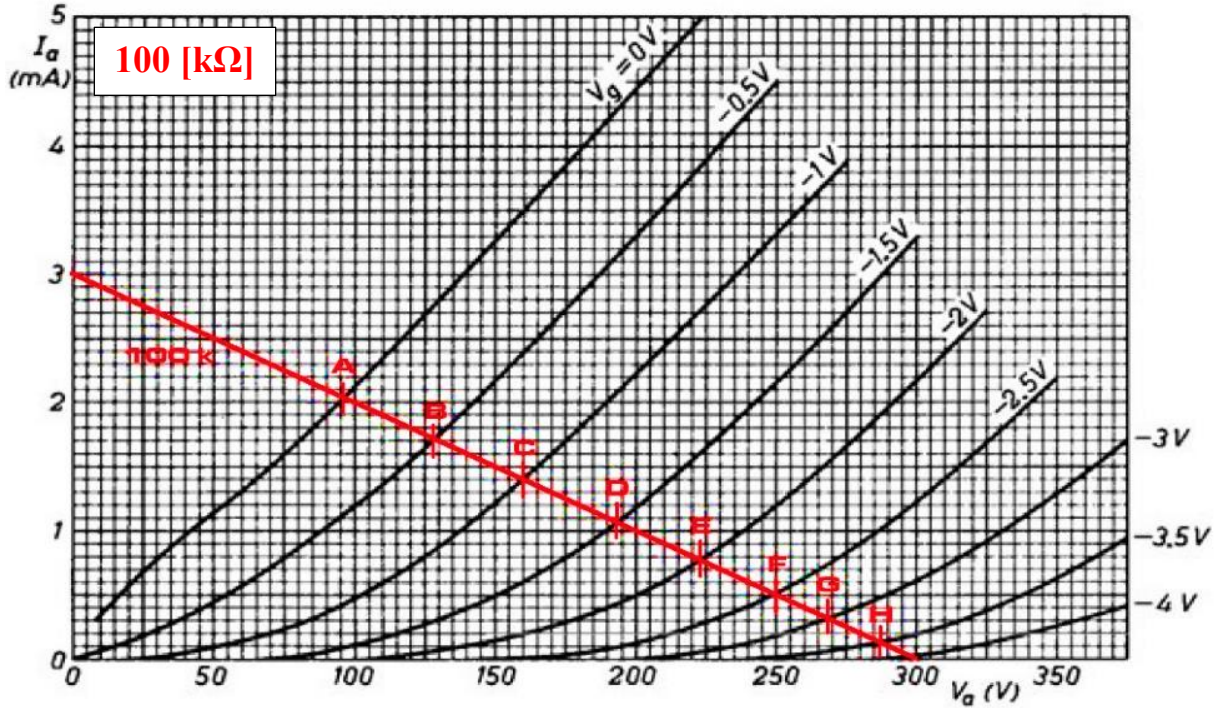


Fig. 7.2 Grafica de Características del Ánodo con Línea de Carga con  $R_a=100$  [kΩ] [5]

Ahora, de los puntos obtenidos para conseguir la ganancia de voltaje generada por cada uno, utilizando el punto E como ejemplo y sabiendo que la entrada de voltaje común de una guitarra es 1 [V<sub>pp</sub>], se utiliza la siguiente expresión para la ganancia de voltaje:

$$A_E = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_{EF} - V_{DE}}{V_{gF} - V_{gD}} [V_{pp}] \quad (7.0)$$

Donde se utilizan los voltajes adyacentes al del punto E y los voltajes de grilla que están a cada lado de la curva del punto E, mientras que para pasar a decibeles se utiliza la siguiente formula:

$$A_E (dB) = 20 \times \log_{10}(A_E) \quad (7.1)$$

Ahora, considerando cada punto donde su curva está encerrada entre otras dos curvas que aún tienen visibilidad en el gráfico, se excluyen los puntos A y H, tenemos las siguientes ganancias posibles:

$$A_B = \frac{V_{aBC} - V_{aAB}}{V_{gC} - V_{gA}} = \frac{160 - 95}{0 - (-1)} \leftrightarrow A_B = 65 [V_{pp}]$$

$$A_C = \frac{V_{aCD} - V_{aBC}}{V_{gD} - V_{gB}} = \frac{193 - 128}{(-0.5) - (-1.5)} \leftrightarrow A_C = 65 [V_{pp}]$$

$$A_D = \frac{V_{aDE} - V_{aCD}}{V_{gE} - V_{gC}} = \frac{223 - 160}{(-1) - (-2)} \leftrightarrow A_D = 63 [V_{pp}]$$



$$A_E = \frac{V_{aEF} - V_{aDE}}{V_{gF} - V_{gD}} = \frac{250 - 193}{(-1.5) - (-2.5)} \leftrightarrow A_E = 57 [V_{pp}]$$

$$A_F = \frac{V_{aFG} - V_{aEF}}{V_{gG} - V_{gE}} = \frac{268 - 223}{(-2) - (-3)} \leftrightarrow A_F = 45 [V_{pp}]$$

$$A_G = \frac{V_{aGH} - V_{aFG}}{V_{gH} - V_{gF}} = \frac{297 - 250}{(-2.5) - (-3.5)} \leftrightarrow A_G = 47 [V_{pp}]$$

Ahora, de cada punto se puede calcular la resistencia del cátodo dependiendo del voltaje de polarización y la corriente de ánodo que el punto presenta, entonces el valor de cada resistencia, con el punto E como ejemplo, sería el siguiente:

$$R_{CE} = \frac{|V_{gE}|}{I_{aE}} \quad (7.2)$$

Tal que por cada punto de la gráfica y al ajustar algunos de estos valores a resistencias comerciales, se tienen las siguientes resistencias:

$$R_{CB} = \frac{0.5}{1.7 \times 10^{-3}} \leftrightarrow R_{CB} = 294.12 [\Omega]$$

$$\approx R_{CB} = 300 [\Omega]$$

$$R_{CC} = \frac{1}{1.4 \times 10^{-3}} \leftrightarrow R_{CC} = 714.29 [\Omega]$$

$$\approx R_{CC} = 680 [\Omega]$$

$$R_{CD} = \frac{1.5}{1.05 \times 10^{-3}} \leftrightarrow R_{CD} = 1.43 [\text{k}\Omega]$$

$$\approx R_{CD} = 1.5 [\text{k}\Omega]$$

$$R_{CE} = \frac{2}{0.81 \times 10^{-3}} \leftrightarrow R_{CE} = 2.47 [\text{k}\Omega]$$

$$\approx R_{CE} = 2.7 [\text{k}\Omega]$$

$$R_{CF} = \frac{2.5}{0.5 \times 10^{-3}} \leftrightarrow R_{CF} = 5 [\text{k}\Omega]$$

$$R_{CG} = \frac{3}{0.3 \times 10^{-3}} \leftrightarrow R_{CG} = 10 [\text{k}\Omega]$$

De las ganancias y resistencias obtenidas tenemos que se escoge los valores del punto E, ya que como se usan dos etapas de amplificación de voltaje al alimentar una con un voltaje muy alto puede saturar la salida, dando demasiada ganancia a la requerida que añade distorsiones no deseadas para amplificadores, entonces con el punto E siendo un intermedio entre las ganancias obtenidas se continua el diseño con este.

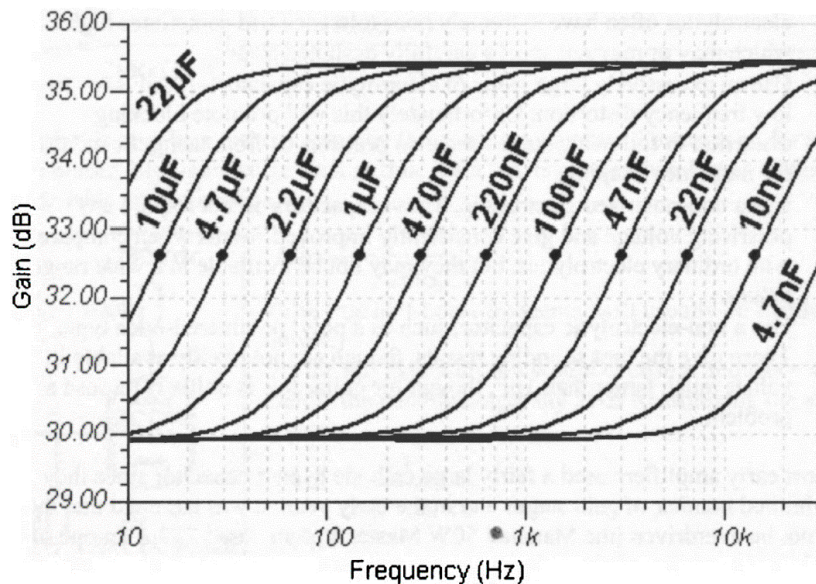
- Resistencia de Grilla:

Esta se encarga de cortar el paso de corriente no deseada al ánodo cuando el tubo aumenta su temperatura y también se le conoce como resistencia “pull-down”. Dado por la hoja de datos del 12AX7/ECC83 ésta nos indica que la máxima resistencia posible es de 2 [M $\Omega$ ] [4], pero valores muy altos pueden aumentar el ruido total del tubo, por lo que se recomienda no sobrepasar un valor de resistencia de 1 [M $\Omega$ ] para esta resistencia, por lo que se utiliza ese mismo valor.

- Capacitor de Bypass del Cátodo:

Un componente importante del amplificador de voltaje básico es el capacitor de bypass del cátodo, el cual se encarga de estabilizar la corriente del cátodo junto con el voltaje de este, lo que evita la aparición de ruido por feedback y establece la ganancia máxima para el triodo. Si este capacitor es lo suficientemente pequeño las frecuencias altas son acentuadas mientras que las frecuencias bajas son atenuadas y viceversa al tener un capacitor de valor más alto, pero al utilizar un valor muy alto puede generar ganancia excesiva para frecuencias bajas, terminando en un sonido poco deseable tanto para la amplificación de bajo como para guitarra.

Para determinar el valor de este capacitor se utiliza la siguiente gráfica que muestra un barrido en frecuencia de un circuito genérico de amplificación con el mismo triodo 12AX7/ECC83 para varios valores de esta capacitancia, tal que se pueda escoger el capacitor ideal en base a la frecuencia a cubrir. Entonces los barridos generados por cada capacitancia son los siguientes:



**Fig. 7.3 Gráfica Barrido en Frecuencia para Varios Valores de Capacitancia de Cátodo [5]**

De la gráfica se puede observar el corte generado por cada capacitancia y de los valores entregados lo que se necesita sería una capacitancia cuyo corte sea bajo el valor de 80 [Hz] para mantener el rango de frecuencia total de una guitarra. Los valores que cubren este rango serían desde los 2.2 [ $\mu\text{F}$ ] hasta los 4.7 [ $\text{nF}$ ], pero se hace uso de una capacitancia de valor de 1 [ $\mu\text{F}$ ] ya que se alcanza la ganancia máxima a los 500 [Hz] entregando un rango donde predominan las frecuencias medias y altas, lo cual es ideal para un amplificador de guitarra.

- Impedancia de Salida:

Con los valores ya calculados del amplificador de voltaje, es importante calcular la impedancia de salida de este, pues es necesaria para realizar el acoplamiento entre amplificadores. Para calcularla se requiere la resistencia propia del ánodo del tubo, la cual depende de cuál sea el voltaje de alimentación del mismo y ésta se puede calcular utilizando el punto de polarización seleccionado en la gráfica del ánodo, tal que se traza una línea horizontal y vertical en el punto y con límite entre las dos curvas adyacentes de la misma, así que se toman los valores de corriente de las curvas cercanas y la variación de voltaje de ánodo de ambas curvas, tal que la resistencia del ánodo del tubo sería la siguiente:

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \quad (7.3)$$

Entonces del punto seleccionado anteriormente, tenemos que la resistencia de ánodo es la siguiente

$$r_a = \frac{265 - 170}{1.8 \times 10^{-3} - 0.3 \times 10^{-3}}$$

$$\leftrightarrow r_a = 63.33 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Con la resistencia de ánodo se calcula la impedancia de salida del amplificador con la siguiente expresión:

$$Z_{out} = R_a || r_a = \frac{R_a \times r_a}{R_a + r_a} \quad (7.4)$$

Entonces sabiendo el valor de la resistencia de carga se obtiene la siguiente impedancia:

$$Z_{out} = \frac{100 \times 10^3 * 63.33 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 63.33 \times 10^3}$$

$$\leftrightarrow Z_{out} = 38.77 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

- Grid-Stopper y Capacitor de Atenuación:

Como últimos componentes del amplificador básico tenemos la resistencia de Grid-Stopper y la capacitancia de atenuación, se consideran ambos ya que estos van en la entrada del primer amplificador y son encargadas de atenuar frecuencias a la entrada del preamplificador.

En primer lugar, para el Grid-Stopper este debe atenuar frecuencias que están por sobre los 20 [kHz] al formar un filtro pasa bajos con la capacitancia de entrada propia del tubo, el cual para un 12AX7/ECC83 es igual a 100 [pF], entonces para calcular esta resistencia se tiene lo siguiente:

$$R_{GS} = \frac{1}{2\pi \times f \times C_{in}} \quad (7.5)$$

Entonces, si se utiliza una frecuencia de corte de 20 [kHz], se tiene la siguiente resistencia:

$$R_{GS} = \frac{1}{2\pi * 20 \times 10^3 * 100 \times 10^{-12}}$$

$$\leftrightarrow R_{GS} = 79.58 [k\Omega]$$

Al ajustarlo a un valor de resistencia comercial, tenemos que la resistencia de Grid-Stopper será igual a un valor de 68 [kΩ]. Ahora, el valor aproximado es menor puesto que al hacer más alto este valor la frecuencia corte estaría por debajo de los 20 [kHz] e interferiría con la capacitancia de atenuación.

En segundo lugar, la capacitancia de atenuación forma otro filtro junto con el Grid-Stopper para atenuar frecuencias más agudas que estén bajo los 20 [kHz], donde se filtra ruido proveniente del contacto de los trastes con las cuerdas de la guitarra y este ruido se concentra entre los 4 a 6 [kHz]. Entonces considerando el valor obtenido del Grid-Stopper tenemos que la capacitancia de atenuación se obtiene de la siguiente manera:

$$C = \frac{1}{2\pi \times f \times R_{GS}} \quad (7.6)$$

Entonces, al utilizar una frecuencia de corte de 4 [kHz], tenemos la siguiente capacitancia:

$$C = \frac{1}{2\pi * 4 \times 10^3 * 68 \times 10^3}$$

$$\leftrightarrow C = 585 [pF]$$

Al ajustarlo a un valor menor para cubrir el rango de frecuencia anterior, tenemos que la capacitancia de atenuación es igual a 560 [pF].

## Etapa II: “Acoplamiento”

Como para los dos amplificadores de voltaje y el resto de las etapas, ellos deben acoplarse para que entre cada etapa no se genere ruido entre cada una, además de que al acoplar etapas se consiguen otras características como la compresión de la señal y el corte de los valles o crestas de la señal, lo que se conoce como “clipping”. Para conseguir el acoplamiento de todas las etapas amplificadoras se debe calcular los siguientes componentes:

- Capacitor de Acoplamiento:

En primer lugar, se tiene el capacitor de la salida del amplificador, el cual elimina cualquier componente de voltaje continuo de la señal resultante por cada etapa de amplificación. Además de bloquear el voltaje continuo, nos encontramos que junto con la resistencia de grilla de la etapa siguiente y la impedancia de salida de la etapa inicial forman un filtro pasa altos para poder atenuar frecuencias bajas. Para poder calcular este capacitor se tiene la siguiente expresión:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times f \times (R_g + Z_{out})} \quad (7.7)$$

Ahora, para la frecuencia a utilizar puede tener múltiples valores, en el caso de los sistemas de alta fidelidad ésta tiene un valor entre los 20 y 10 [Hz], mientras que en otros amplificadores de guitarra y bajo comerciales puede bajar a 7 [Hz], pero es recomendable que el corte se genere a los 50 [Hz] hacia arriba, pues bajo esta frecuencia está el ruido producido por los calentadores del tubo [5]. Por lo que se hace uso de una frecuencia de 60 [Hz] para tener un margen mayor para evitar el ruido de los calentadores. Entonces considerando la resistencia de grilla de 1 [MΩ] y la impedancia calculada se tiene la siguiente capacitancia:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 60 \times (1 \times 10^6 + 38.77 \times 10^3)}$$

$$\leftrightarrow C_1 = 2.55 \text{ [nF]}$$

Acercando a un valor comercial tenemos que la capacitancia de acoplamiento debe tener un valor de 2.7 [nF] y esta es utilizada para el acoplamiento todas las etapas del preamplificador.

- Resistencia de Grilla post acoplamiento:

Debido al capacitor de acoplamiento, la ganancia resultante es reducida y la distorsión armónica total aumenta, esto es debido a que parte de la corriente de ánodo genera la carga y descarga del capacitor de acoplamiento, disminuyendo el paso de corriente al ánodo. Entonces para un nuevo valor de la resistencia de grilla se recomienda que se mantengan entre los 470 [kΩ] y 1 [MΩ] para que la carga no sea tan alta para mantener la ganancia elevada.

Esto se puede observar en el siguiente grafico de ganancia de voltaje donde se cambia a distintos valores de resistencia de carga con respecto a la resistencia de ánodo:

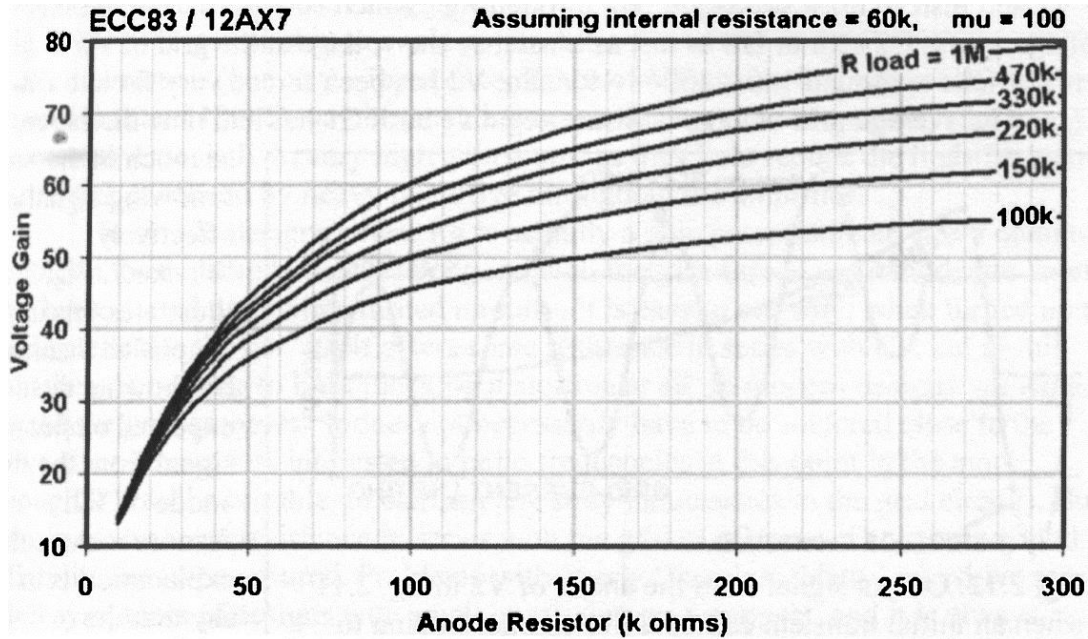


Fig. 7.4 Grafica Ganancia de Voltaje VS Resistencia de Carga del Ánodo para Varios Valores de Resistencia de Grilla [5]

Para obtener el valor de la ganancia resultante para distintas resistencias de carga se utiliza tanto los valores de resistencia de ánodo propia del tubo, como la resistencia de carga del ánodo y el factor de amplificación, el cual es 100 para el 12AX7/ECC83, tal que se tiene la siguiente expresión:

$$G = \frac{\mu(R_a || R_g)}{(R_a || R_g) + r_a} \quad (7.8)$$

Entonces, para los valores límites de 470 [kΩ] y 1 [MΩ], con el resto de los valores ya obtenidos, tenemos las siguientes ganancias:

$$G_{470 \text{ k}\Omega} = 29.19$$

$$G_{1 \text{ M}\Omega} = 31.25$$

Ahora, de las 2 opciones se toma la resistencia de 470 [kΩ], puesto que como hay una etapa más que amplificará la señal, además de que para la salida final del preamplificador se pueda atenuar para que no sea muy alta de manera tal que pueda dañar tanto el amplificador de potencia como otros efectos.

- Grid-Stopper post acoplamiento:

Para este caso, como se requiere un preamplificador de alta ganancia, a la etapa siguiente se le debe eliminar todo el ruido y distorsiones armónicas innecesarias, entonces para lograrlo se aumenta el valor de la resistencia de Grid-Stopper de la etapa siguiente para reducir las distorsiones armónicas de alta frecuencias generado por la alta ganancia a lo largo del preamplificador. Los valores que se pueden utilizar para esta resistencia están entre los 10 [kΩ] hasta 1 [MΩ], entonces para las dos etapas de amplificación de voltaje se escoge un valor de resistencia de 470 [kΩ] como es común para varios amplificadores comerciales, junto con ser un punto medio del rango anterior. Además de este componente para filtrar más ruido de altas frecuencias se incluye un capacitor de valor pequeño, para este caso siendo de 100 [pF] [4], para formar un filtro junto con esta nueva resistencia.

- Atenuación de la Señal y Control de Ganancia:

Por cada etapa del preamplificador la señal de voltaje aumenta su amplitud, para evitar obtener una señal demasiado alta, además de poder controlar la señal de entrada por cada etapa es necesario atenuarla, ya sea por un divisor de voltaje de valor fijo o por el uso de un potenciómetro, el cual entrega el control de ganancia necesario para el preamplificador. Una forma de determinar el divisor de voltaje es utilizando la siguiente expresión:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (7.9)$$

Donde  $\beta$  es la atenuación adquirida mientras que  $R_1$  y  $R_2$  son las resistencias que forman el divisor de voltaje necesario, con  $R_2$  teniendo la opción de ser un potenciómetro de tipo logarítmico para incluir el control de ganancia. Los valores de  $\beta$  pueden estar entre 0.5 y 0.9 mientras que considera a  $R_2$  entre valores de 500 [kΩ] hasta 1 [MΩ] para potenciómetros utilizados como controles de ganancia. Entonces considerando un  $\beta$  de 0.5 y un  $R_2$  de 500 [kΩ] la resistencia  $R_1$  es la siguiente:

$$R_1 = \frac{R_2}{\beta} - R_2 = \frac{500 \times 10^3}{0.5} - 500 \times 10^3$$

$$\leftrightarrow R_1 = 500 [k\Omega]$$

Esto es utilizado entre las etapas de amplificación de voltaje, por lo que quedaría otro divisor para la atenuación de la señal al final de ambas etapas ya acopladas. Además del divisor resultante se le añadirá una resistencia en serie entre el potenciómetro y tierra de valor de 10 [kΩ] para que el preamplificador no se apague completamente.

Ahora, para la salida de la segunda etapa de amplificación de voltaje se elige un valor de resistencia fija  $R_2$  de 1 [M $\Omega$ ] y un  $\beta$  de 0.7 para obtener una menor atenuación al llegar a la siguiente etapa, tal que tenemos la siguiente resistencia:

$$R_1 = \frac{1 \times 10^6}{0.7} - 1 \times 10^6$$

$$\leftrightarrow R_1 = 428.57 [k\Omega]$$

Ajustando a un valor comercial la resistencia  $R_1$  tendría un valor de 470 [k $\Omega$ ]. Para el segundo divisor estaría entre la última etapa de amplificación de voltaje y la etapa de clipping de la señal.

- Capacitores de Brillo:

Como componente final del acoplamiento tenemos que para poder cortar más frecuencias bajas para evitar el ruido que estos pueden introducir se requiere que entre las dos etapas de amplificación de voltaje haya capacitores entre el atenuador de señal para acentuar las frecuencias medias y altas. Para conseguir esto entre la resistencia  $R_1$  y el potenciómetro  $R_2$  se instalan los capacitores en paralelo y para poder calcularlos se tiene la siguiente formula:

$$C = \frac{2.74}{2\pi \times f \times R} \quad (7.10)$$

Entonces al escoger una frecuencia de corte de 1 [kHz] y utilizando los valores del potenciómetro  $R_2$  y la suma del divisor de voltaje se tienen las siguientes capacitancias:

$$C_1 = \frac{2.74}{2\pi \times f \times R_2} = \frac{2.74}{2\pi * 1 \times 10^3 * 500 \times 10^3}$$

$$\leftrightarrow C_1 = 872.17 [pF]$$

$$C_2 = \frac{2.74}{2\pi \times f \times (R_1 + R_2)} = \frac{2.74}{2\pi * 1 \times 10^3 * (500 \times 10^3 + 470 \times 10^3 + 10 \times 10^3)}$$

$$\leftrightarrow C_2 = 444.98 [pF]$$

Ajustando a valores comerciales, el capacitor en paralelo de la entrada y salida del potenciómetro sería de 1 [nF] mientras el capacitor en paralelo a  $R_1$  es de 510 [pF].



Con los componentes de acoplamiento tenemos que con las dos etapas de amplificación se obtiene el siguiente esquema y salida de voltaje para una señal de entrada de 1 [Vpp] y una frecuencia de entrada de 1 [kHz]:

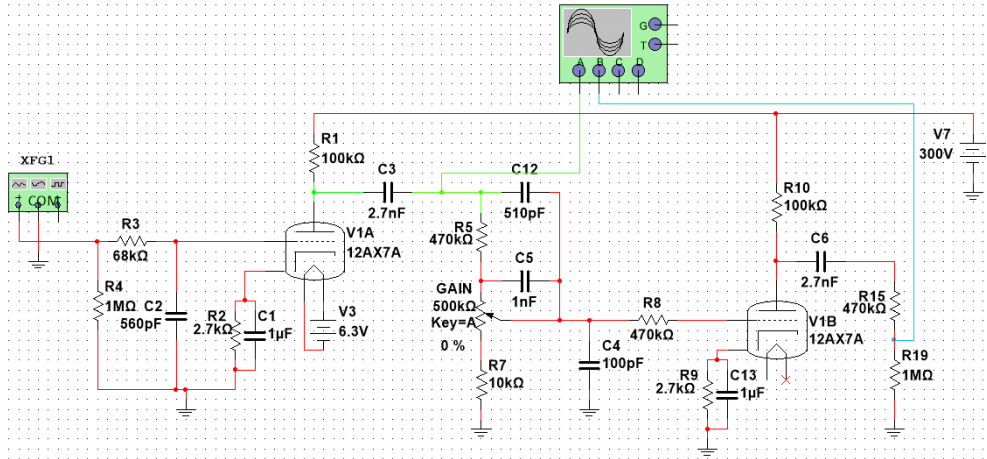


Fig. 7.5 Esquema de Conexiones para Etapas I y II

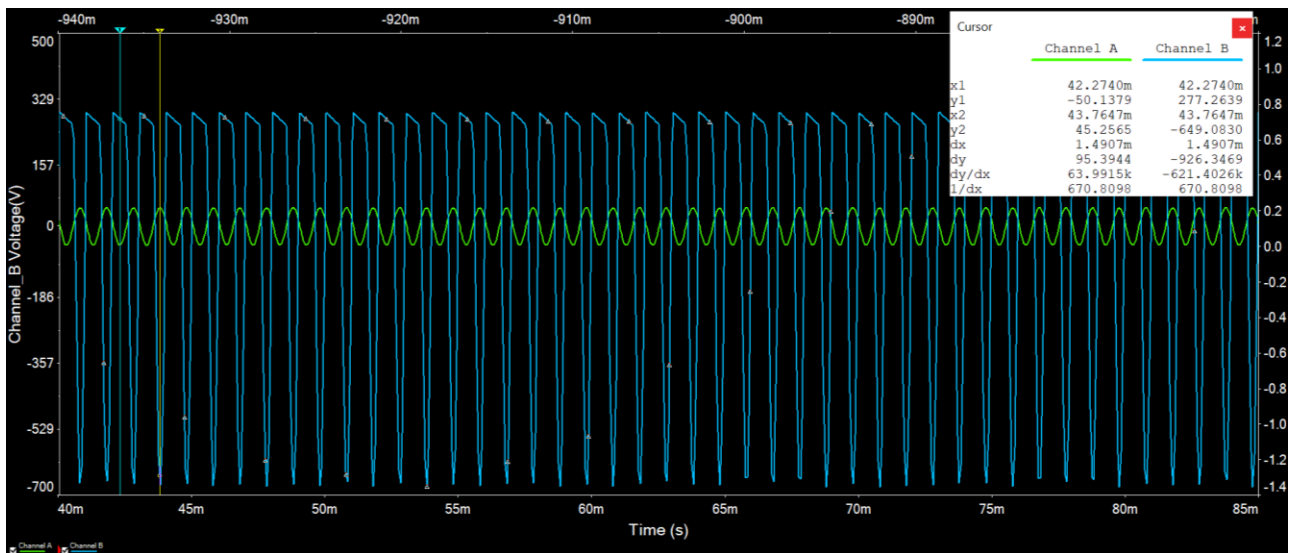


Fig. 7.6 Salida Etapa I (Verde) y Salida Etapa II (Azul)

Se puede observar que se consigue la amplificación de la señal, pero además se consiguió tanto una inversión de  $180^\circ$  de la fase de la señal original, lo cual no es perceptible para oído humano, como el corte del semiciclo positivo de la onda resultante. Esto entregaría tanto la compresión de la señal final como la distorsión armónica ideal para entregar la ganancia necesaria para el sonido de salida del preamplificador.

### Etapa III: “Zona de Clipping”

En esta sección se obtiene la distorsión del canal de alta ganancia y esta es activada de manera manual para que el usuario pueda elegir entre el canal de baja o alta ganancia. Esta etapa también consiste en una etapa amplificadora a base de un triodo, pero aquí el valor de resistencia de polarización excede los valores contenidos por la línea de carga en la gráfica de características del ánodo, lo que entregaría una mayor ganancia, pero por las limitaciones del tubo entregaría una mayor compresión y clipping de la señal resultante sin tener una amplificación muy alta de la señal. En términos de los componentes la resistencia de carga del ánodo de 100 [k $\Omega$ ] se mantiene, pero se le cambian los siguientes componentes:

- Resistencia de Polarización:

Como se mencionó anteriormente la resistencia de polarización es cambiada a un valor mayor que este fuera de los límites de la línea de carga para conseguir el clipping necesario. De las resistencias de la línea de carga disponibles el valor más alto es de 10 [k $\Omega$ ], al utilizar este valor se obtiene la compresión y clipping, pero se busca que este efecto sea mayor para el canal de alta ganancia, por lo que al experimentar en la simulación realizada con múltiples valores de resistencia se tiene que con una resistencia de 39 [k $\Omega$ ] se consigue el clipping deseado para una distorsión alta, como se muestra en las siguientes gráficas donde se tienen las señales resultantes al utilizar una resistencia de 10 [k $\Omega$ ] y 39 [k $\Omega$ ]:

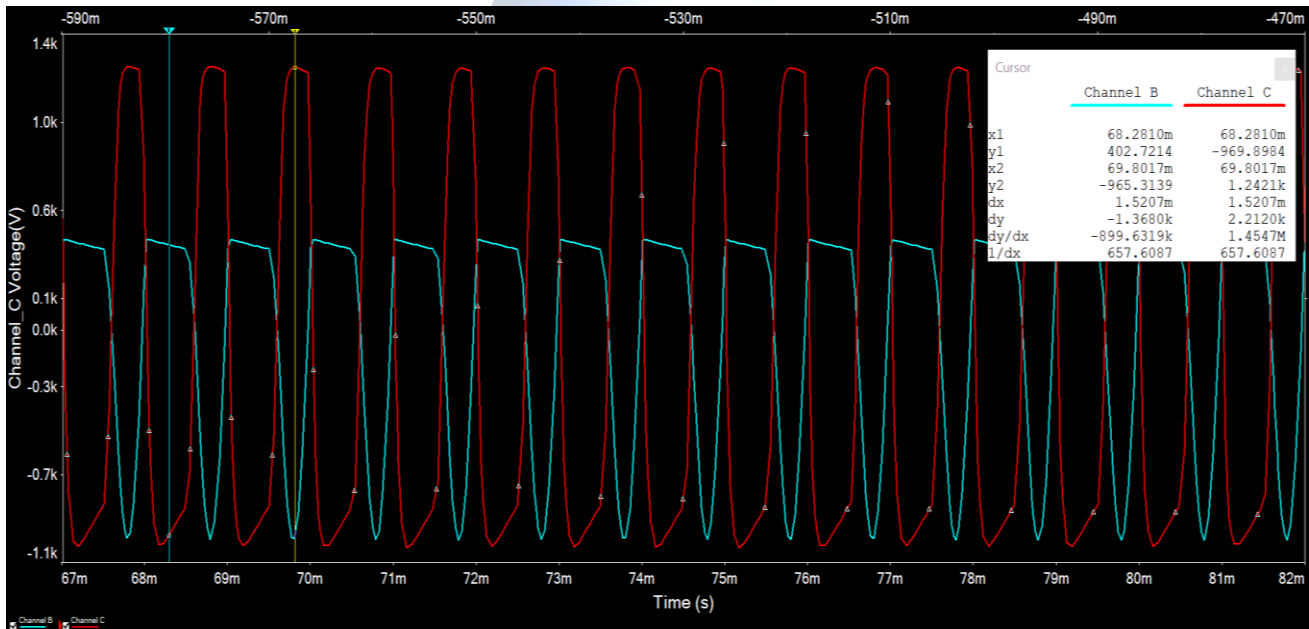


Fig. 7.7 Salida Etapas II (Azul) y Salida Etapa de Clipping con Resistencias de Polarización 10 [k $\Omega$ ] (Rojo)

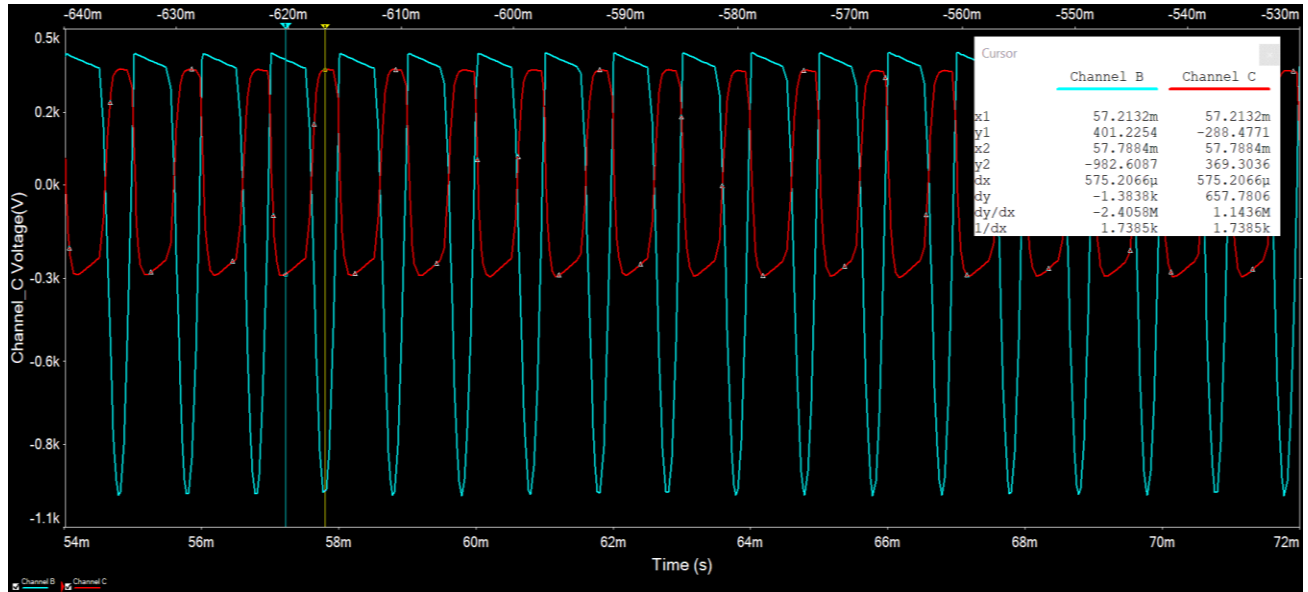


Fig. 7.8 Salida Etapas II (Azul) y Salida Etapa de Clipping con Resistencias de Polarización 39 [kΩ] (Rojo)

Con el uso de una resistencia de 39 [kΩ] se puede conseguir una mayor compresión sin obtener una señal demasiado distorsionada, es decir, no se llegó al punto en que la señal se torna a una serie de pulsos completamente rectos, por lo que se alcanza la distorsión necesaria para el canal de alta ganancia.

Como componentes extra de esta etapa se incluye lo siguiente:

- Seleccionador:

Aquí se considera la selección del canal de baja o alta ganancia utilizando un switch de tipo DPDT, el que energiza el triodo de clipping y envía la señal al triodo.

- Capacitor de Bajos:

Como fue para el caso de los capacitores de brillo anteriores, al tener las frecuencias bajas filtradas para poder realzar las mismas sin el ruido ya filtrado, se incluye un capacitor en paralelo de la resistencia de carga del ánodo de la etapa de clipping, que actúa de filtro pasa bajos junto con la impedancia de salida del triodo, lo que reduce la banda de frecuencias al filtrar las frecuencias más altas que no aportan al tono final del preamplificador. Para poder calcular este capacitor se tiene la siguiente expresión:

$$C = \frac{1}{2\pi \times f \times Z_{OUT}} \quad (7.11)$$

Con el valor de la impedancia calculada anteriormente y el valor de la frecuencia de corte, de la cual se recomienda un valor de 5 [kHz], se obtiene la siguiente capacitancia:

$$C = \frac{1}{2\pi * 5 \times 10^5 * 38.77 \times 10^3}$$

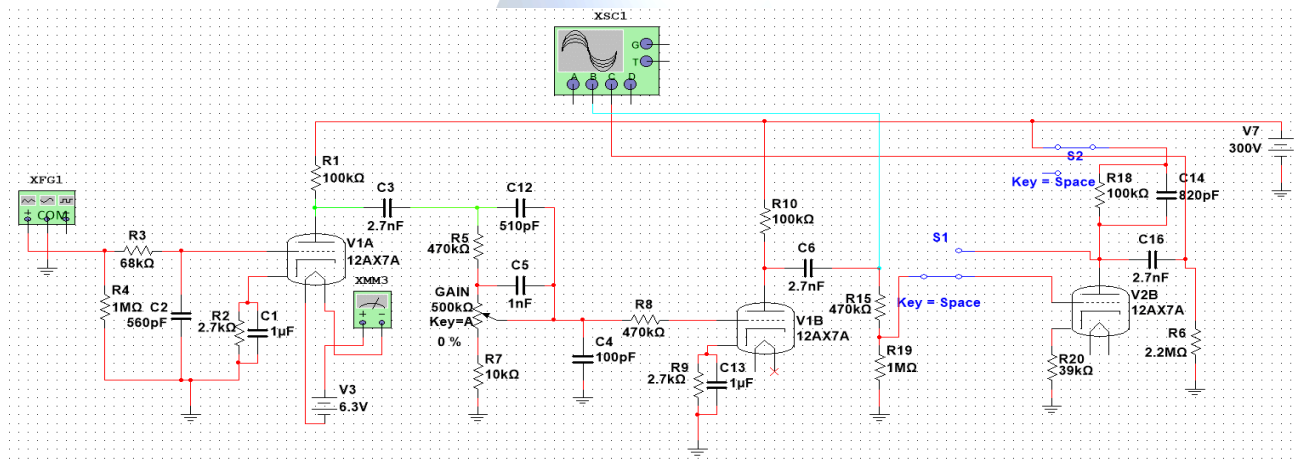
$$\leftrightarrow C = 821.02 [pF]$$

Ajustado a un valor comercial tenemos una capacitancia de bajos de 820 [pF].

- Atenuador:

Tomando en cuenta los niveles de voltaje observados en la salida de las tres etapas la señal resultante está en el orden de 1 [kV], por lo que se debe atenuar la señal antes de la salida del preamplificador. Para esto se debe conectar una resistencia entre la salida del capacitor de acoplamiento a tierra para poder disminuir la señal, la cual tiene un valor de 2.2 [MΩ], aunque como se mencionó que no debe ser mayor a 1 [MΩ] pero este es para que la atenuación de la señal sea más pronunciada y no solo bloquee el ruido, el cual fue filtrado anteriormente.

Entonces, con todos los componentes anteriores el esquema resultante es el siguiente:



**Fig. 7.9 Esquema de Conexiones Para Etapas I, II y III**

La salida de este circuito ya fue graficada en la figura 7.8.

## Etapa IV: “Nivelación Señal de Salida”

Como última etapa que utiliza un triodo tenemos la etapa de nivelación de señal la cual es también conocida como “Seguidor de Cátodo”. Tiene múltiples funciones dentro del preamplificador, desde actuar como buffer de impedancias para el lazo de efectos del amplificador hasta también ser determinante para la impedancia de entrada para el ecualizador como se detallará más adelante. El esquema que esta etapa utiliza se ejemplifica en la siguiente imagen:

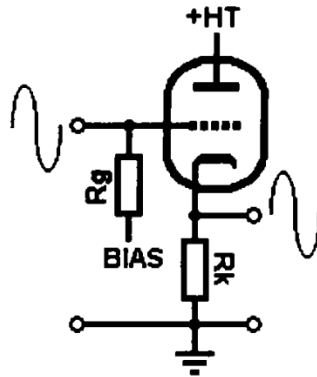


Fig. 7.10 Esquema General Seguidor de Cátodo [5]

Ahora, para obtener los valores de esta etapa tenemos que la resistencia de grilla es la misma resistencia de atenuación de 2.2 [M $\Omega$ ], mientras que la resistencia del cátodo se determina al realizar la simulación con varios valores de este, entonces para un valor de 10 [k $\Omega$ ] el cual es común para amplificadores comerciales, su salida con respecto a su entrada proveniente de las etapas anteriores es la siguiente:

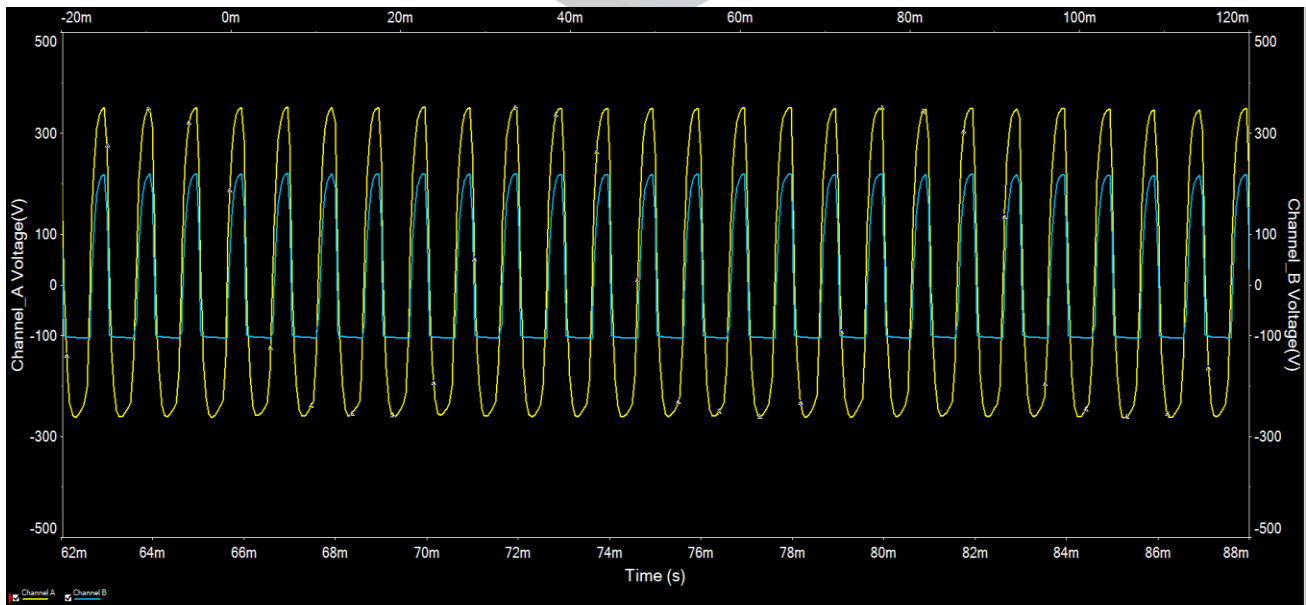


Fig. 7.11 Salida Seguidor de Cátodo (Azul) con Respecto al Resto del Preamplificador (Amarillo) Con Resistencia de 10 [k $\Omega$ ]

De lo resultados obtenidos se tiene que se genera tanto compresión como clipping extra a la señal resultante, además de aún mantener un valor demasiado elevado de la señal de salida, que puede dañar cualquier equipo que se le pueda conectar, como el amplificador de potencia.

Entonces para reducir la señal de manera más abrupta se utiliza el siguiente esquema alternativo para un seguidor de cátodo:

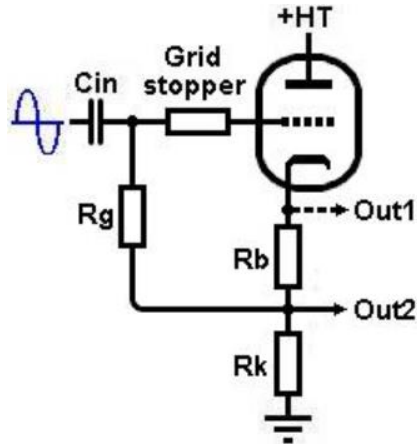


Fig. 7.12 Esquema Seguidor de Cátodo Con Múltiples Salidas [5]

Aquí se hace uso de un divisor de voltaje, que reduce aún más la señal, entonces al realizar pruebas en el simulador y observando los valores en amplificadores comerciales se tiene que el divisor de voltaje lo constituyen valores de  $100 \text{ [k}\Omega\text{]}$  para  $R_b$  y  $2 \text{ [k}\Omega\text{]}$  para  $R_k$ , entonces la nueva salida de este nuevo seguidor de cátodo es el siguiente:

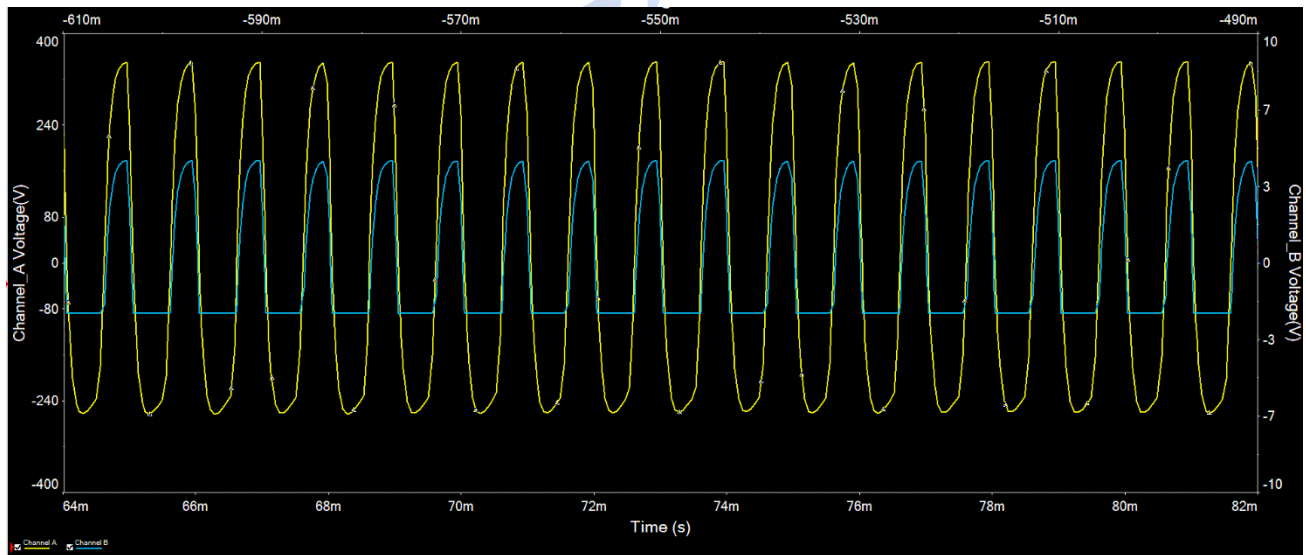


Fig. 7.13 Salida Seguidor de Cátodo (Azul) con Respecto al Resto del Preamplificador (Amarillo) Con Divisor de Voltaje

Al tener la señal bajo los  $5 \text{ [V}_{pp}\text{]}$  para el canal de alta ganancia, la cual corresponde al valor máximo de voltaje para pedales de guitarra, aquí se tiene la salida indicada para no sobrecargar el ecualizador a diseñar y para evitar dañar otros dispositivos a conectar.

## Etapa V: “Ecuador y Extras”

Como etapa final del preamplificador se tiene el ecualizador pasivo, este consiste en un solo filtro que actúa como control de tono o en múltiples filtros para bandas de frecuencias específicas que le dan “forma” al tono del amplificador. Para la implementación de este control se considera un control de 3 frecuencias para frecuencias altas, medias y bajas, mientras que en términos de la respuesta en frecuencia se tiene que la forma de onda tiene un realce en las frecuencias bajas y altas, generando un corte en las frecuencias medias.

Para implementar este control hay múltiples opciones, pero se considera el control más común, el tipo FMV, el cual como su nombre lo indica corresponde a las iniciales de Fender, Marshall y Vox, puesto que ellos fueron los primeros en hacer uso de este control de tono. Las dos formas en la que se puede implementar son como se muestran en la siguiente imagen:

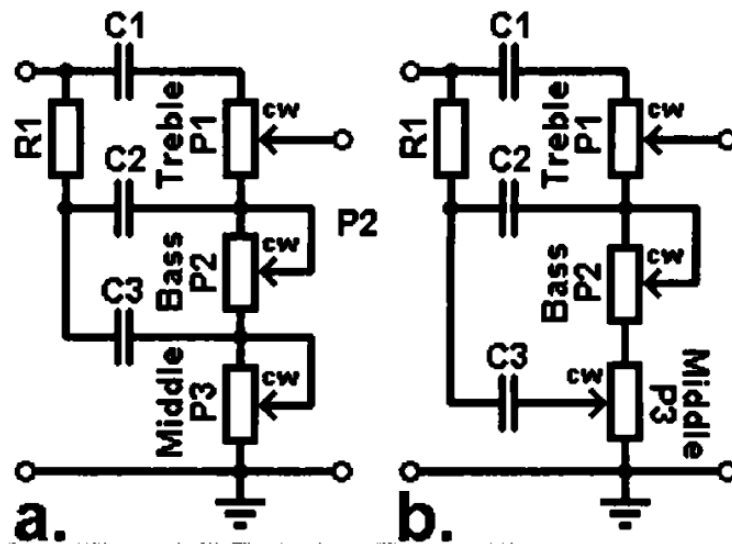


Fig. 7.14 Esquema de Conexiones Para Ecuador Tipo FMV [5]

Ahora, de las dos opciones se hace el cálculo para diseñar el ecualizador de la imagen (a) por la simplicidad de diseño de este. Entonces, para cada componente se tienen los siguientes pasos a seguir:

### I. Resistencia de Bajada:

En primer lugar, se selecciona la resistencia de bajada que determina la impedancia mínima del circuito y que debe ser lo suficientemente alta para no sobrecargar la etapa anterior al ecualizador. Para el valor que esta puede tener, si el ecualizador esta después del nivelador, esta resistencia puede estar entre los 33 [kΩ] y 100 [kΩ]. Por lo que se escoge el valor de 33 [kΩ], ya que con esta la respuesta en frecuencias bajas no genera atenuación excesiva de estas al probar en el simulador utilizado.

## II. Control Frecuencias Medias:

Luego, para el primer control a calcular se comienza con el control de frecuencias medias, tal que para el valor del potenciómetro a utilizar se debe utilizar la siguiente expresión:

$$P_{mid} = \frac{-\beta(Z_{out} + R_{Bajada})}{\beta - 1} \quad (7.12)$$

Con  $\beta$  siendo el grado de atenuación y esta debe ser transformada de los [dB] originales con la siguiente fórmula para poder utilizarla en la expresión 7.12:

$$\beta = 10^{dB/20} \quad (7.13)$$

Por otro lado,  $Z_{OUT}$  indica la impedancia previa al ecualizador y  $R_{Bajada}$  es la resistencia de bajada elegida anteriormente. Para el valor de  $\beta$  hay ejemplos varios como amplificadores Marshall utilizando -7 [dB] y Fender utilizando -23 [dB], entonces se utiliza un valor intermedio de -10 [dB] como es cercano al valor utilizado en Marshall al ser amplificadores de media a alta ganancia y considerando una impedancia de salida de 2 [k $\Omega$ ] dada por el nivelador y con la resistencia de bajada anterior, entonces tenemos el siguiente valor de resistencia del potenciómetro:

$$P_{mid} = \frac{-10^{-10/20}(2 \times 10^3 + 33 \times 10^3)}{10^{-10/20} - 1}$$

$$\Leftrightarrow P_{mid} = 16.19 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Ajustando a valores comerciales se tiene un valor de un potenciómetro de 25 [k $\Omega$ ].

Ahora, el valor de la capacitancia para las frecuencias medias,  $C_3$  en la imagen 7.14 se determina con la siguiente expresión:

$$C_{mid} = \frac{1}{2\pi \times f \times (Z_{out} + R_{Bajada})} \quad (7.14)$$

Con  $f$  siendo la frecuencia de transición de +3[dB] entre las frecuencias bajas y medias, de esta se tiene un valor de 200 [Hz] como es un valor intermedio con respecto a los amplificadores comerciales, como estos utilizan valores desde los 140 [Hz] para los modelos Fender y de 213 [Hz] para Marshall. Entonces, la capacitancia resultante es la siguiente:

$$C_{mid} = \frac{1}{2\pi \times 200 \times (2 \times 10^3 + 33 \times 10^3)}$$

$$\Leftrightarrow C_{mid} = 22.74 \text{ [nF]}$$

Ajustando a un valor comercial se obtiene una capacitancia de 27 [nF].



### III. Control Frecuencias Bajas:

Como siguiente etapa tenemos el control de frecuencias bajas. Para el valor del potenciómetro, entre mayor sea su valor se consigue un mayor grado de “Realce en los bajos”, por lo que se toma un valor de 1 [MΩ] por ser un valor común para este control. Por otro lado, el valor de la capacitancia viene dado por la siguiente expresión:

$$C_{Bass} = \frac{1}{2\pi \times f \times (Z_{out} + R_{Bajada} + P_{Bass} + P_{mid})} \quad (7.15)$$

Para el caso de la frecuencia de corte este debe estar bajo el rango auditivo para evitar afectar las características del tono del ecualizador, por lo que se utiliza un valor arbitrario de 10 [Hz], tal que el valor de la capacitancia es el siguiente:

$$C_{Bass} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times (2 \times 10^3 + 33 \times 10^3 + 1 \times 10^6 + 25 \times 10^3)}$$

$$\leftrightarrow C_{Bass} = 15.01 \text{ [nF]}$$

Ajustando a valores comerciales se tiene una capacitancia de 15 [nF].

### IV. Control de Frecuencias Altas:

Por último, tenemos el control de las frecuencias altas. Aquí el valor del potenciómetro debe ser lo suficientemente alto y su capacitancia debe ser lo suficientemente baja para evitar que frecuencias medias pasen por la capacitancia de frecuencias altas hacia la salida del ecualizador. Para el potenciómetro su valor puede estar entre los 220 [kΩ] y los 500 [kΩ], por lo que se utiliza un valor de 250 [kΩ] para evitar tener un valor muy alto, pues puede introducir ruido, mientras que el valor de la capacitancia se calcula con la siguiente formula:

$$C_{treb} = \frac{1}{2\pi \times f \times (Z_{out} + P_{treb})} \quad (7.16)$$

Ahora, la frecuencia de corte debe ser lo más alta posible para evitar que las frecuencias medias no sean alteradas por este control y un valor común es de 2 [kHz]. Entonces, con esta frecuencia la capacitancia resultante es la siguiente:

$$C_{treb} = \frac{1}{2\pi * 2 \times 10^3 * (2 \times 10^3 + 250 \times 10^3)}$$

$$\leftrightarrow C_{treb} = 315.78 \text{ [pF]}$$

Ajustando a valores comerciales se obtiene una capacitancia de 330 [pF].

Como último componente a añadir está el control de volumen del preamplificador al final del ecualizador con un valor de un 1 [ $M\Omega$ ], que en el simulador Tone Stack Calculator® se representa como una resistencia común. Por lo tanto, el ecualizador resultante con control de volumen incluido sería el siguiente:

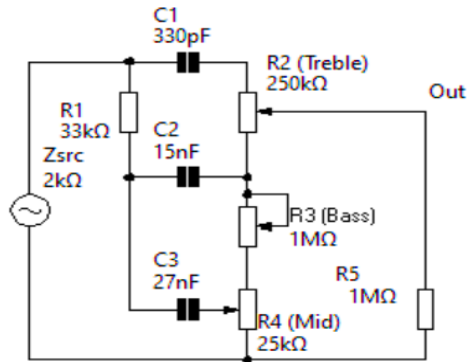


Fig. 7.15 Esquema de Conexiones Para Ecualizador Final

De este ecualizador tenemos que el barrido en frecuencia para distintas posiciones de los controles sería el siguiente:

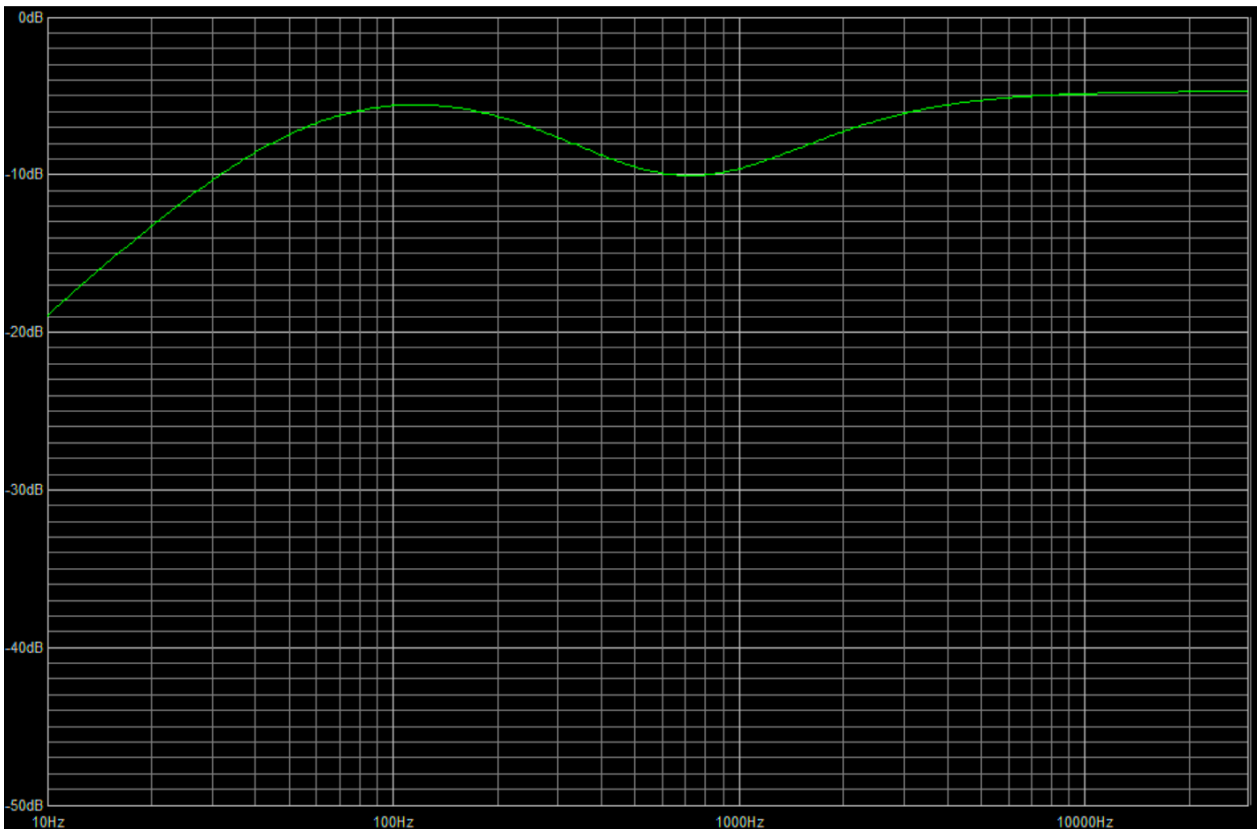


Fig. 7.16 Barrido en Frecuencia Ecualizador Con Todos los Controles al 50%

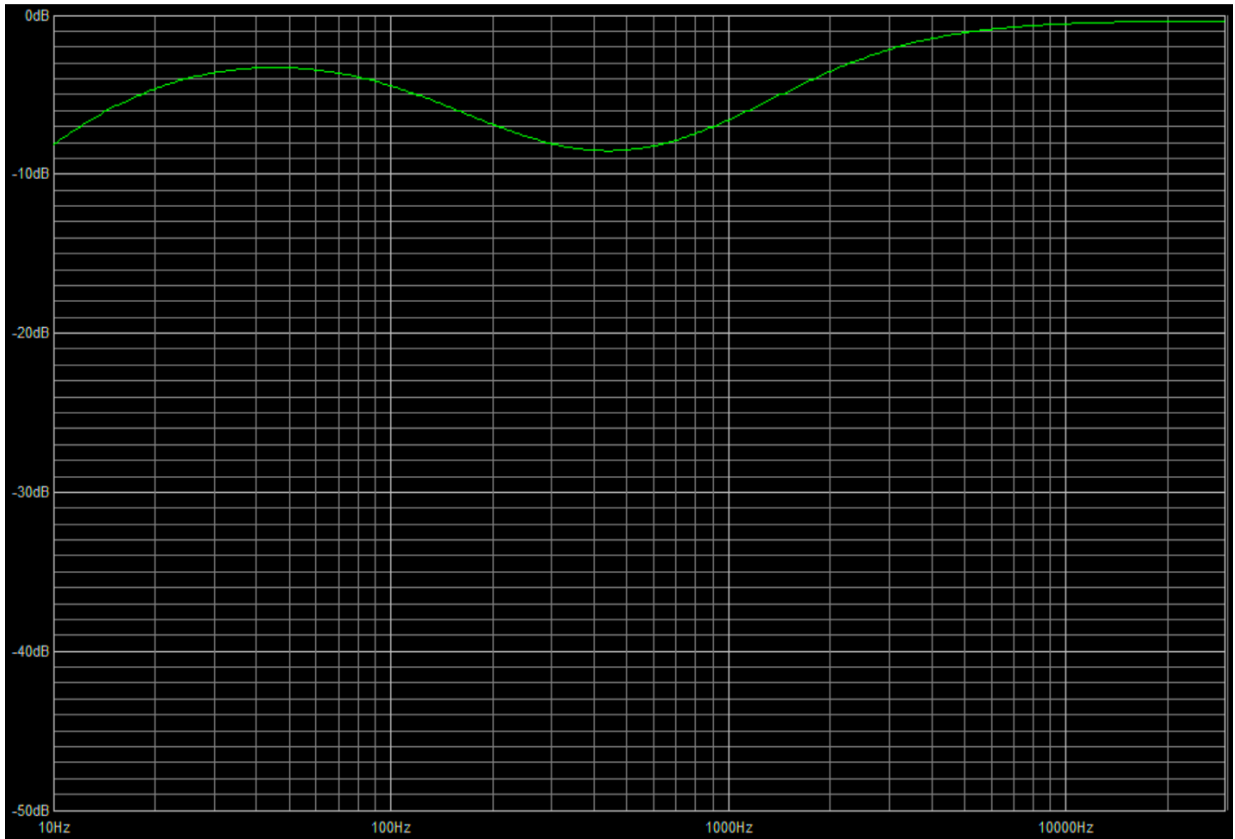


Fig. 7.17 Barrido en Frecuencia Ecuilizador Con Todos los Controles al Máximo (100%)

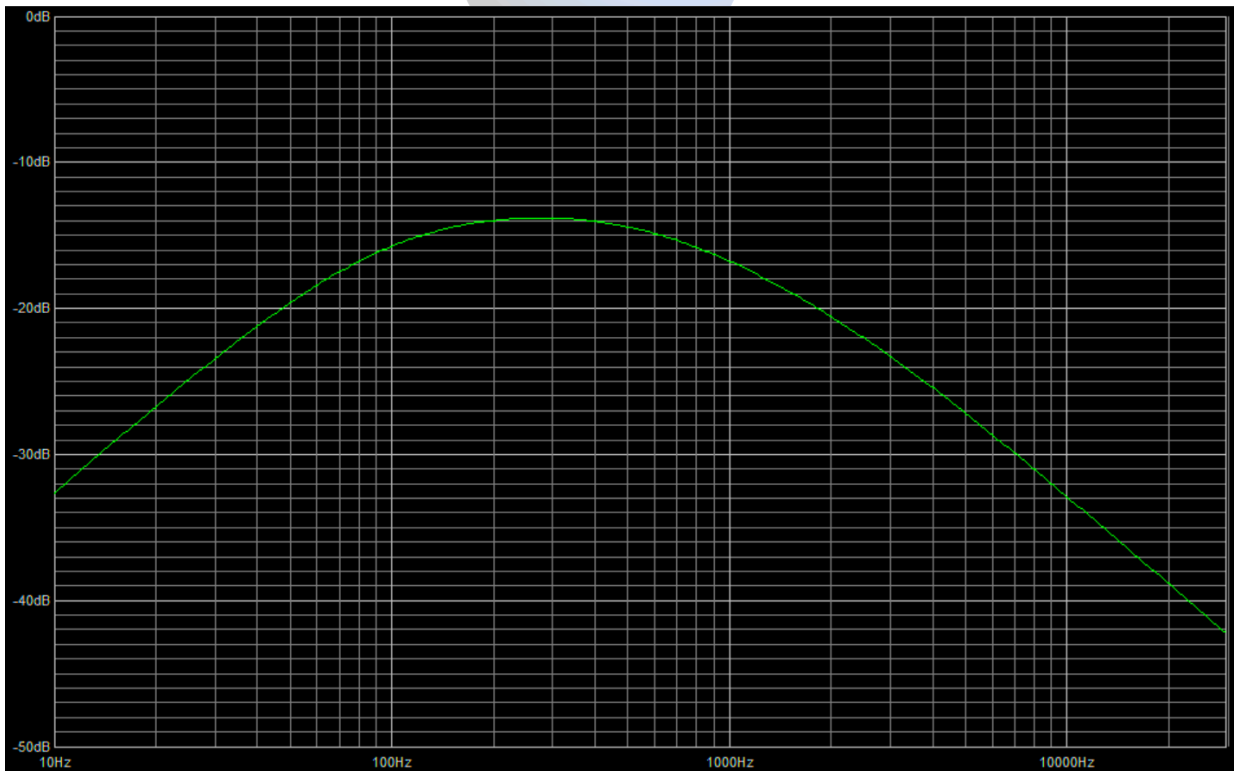


Fig. 7.18 Barrido en Frecuencia Ecuilizador Con Todos los Controles al mínimo (0%)

Con todas las etapas anteriores, lo que queda tiene relación con la alimentación del preamplificador ya que cada etapa activa se le debe atenuar todo ruido de voltaje alterno que pueda aparecer en el voltaje de alimentación haciendo uso de filtros RC.

Entonces se deben calcular las resistencias a utilizar, para este diseño se consideran dos resistencias para que un filtro esté directamente conectado a la primera etapa de amplificación, puesto que es la más susceptible al ruido. Entonces como cada tubo requiere un mínimo de 1 [mA] y se busca que la baja de voltaje sea lo menor posible, se utiliza una baja de voltaje de 10 [V], ya que en caso de tener 310 [V] a la entrada del preamplificador por cada resistencia, se tenga un voltaje de alimentación de 300 [V]. Con esto en mente se utiliza la ley de ohm de la siguiente manera:

$$R_{drop} = \frac{V_{drop}}{I} \quad (7.17)$$

Entonces para las dos resistencias su valor sería el siguiente:

$$R_{drop} = \frac{10}{1 \times 10^{-3}}$$

$$\leftrightarrow R_{drop} = 10 [k\Omega]$$

Ahora, para el valor de la capacitancia se utiliza la siguiente expresión:

$$C = \frac{1}{2\pi \times R_{drop}} \quad (7.18)$$

Utilizando la resistencia anterior se obtiene la siguiente capacitancia:

$$C = \frac{1}{2\pi * 10 \times 10^3}$$

$$\leftrightarrow C = 15.92 [\mu F]$$

Ajustando al valor comercial más cercano obtenemos una capacitancia de 22 [ $\mu$ F].

Por lo tanto, el esquema de conexiones del preamplificador final es el siguiente:

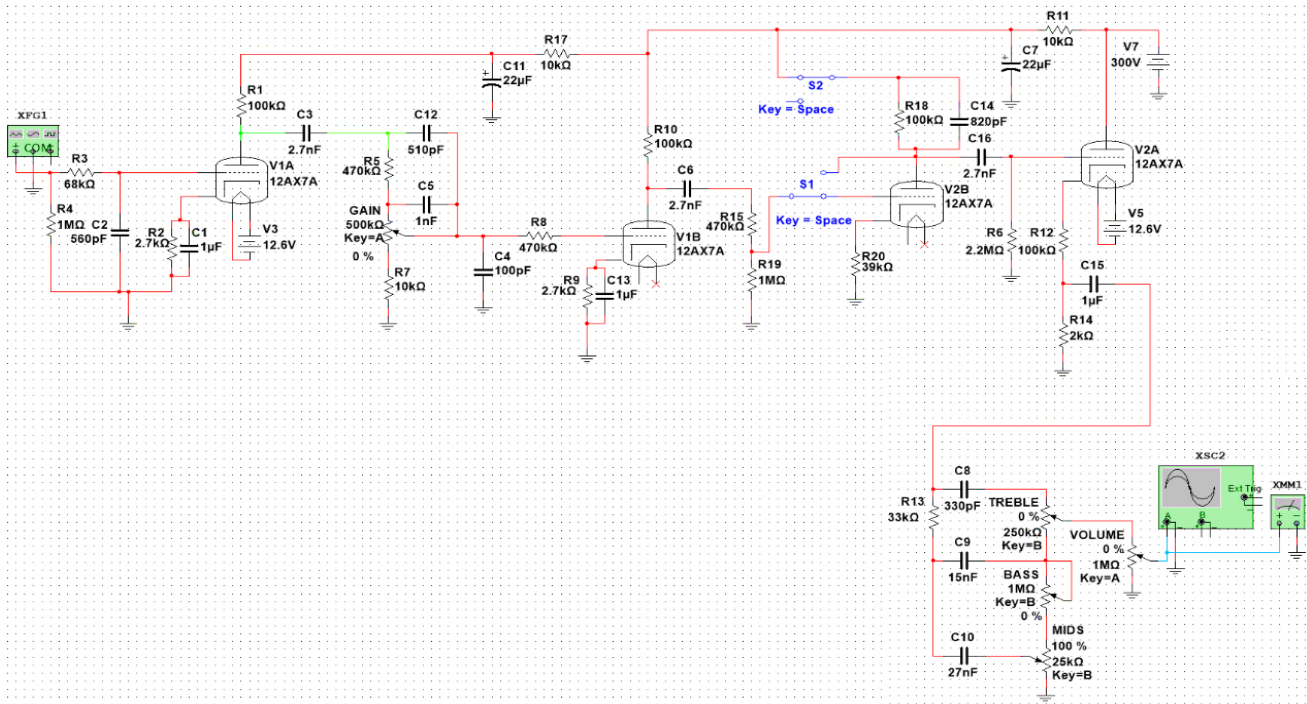


Fig. 7.19 Esquema de Conexiones Preamplificador

Mientras que la salida del preamplificador en el canal de alta ganancia a una entrada de  $1[V_{pp}]$ , con la ganancia y controles del ecualizador al máximo su salida es la siguiente:

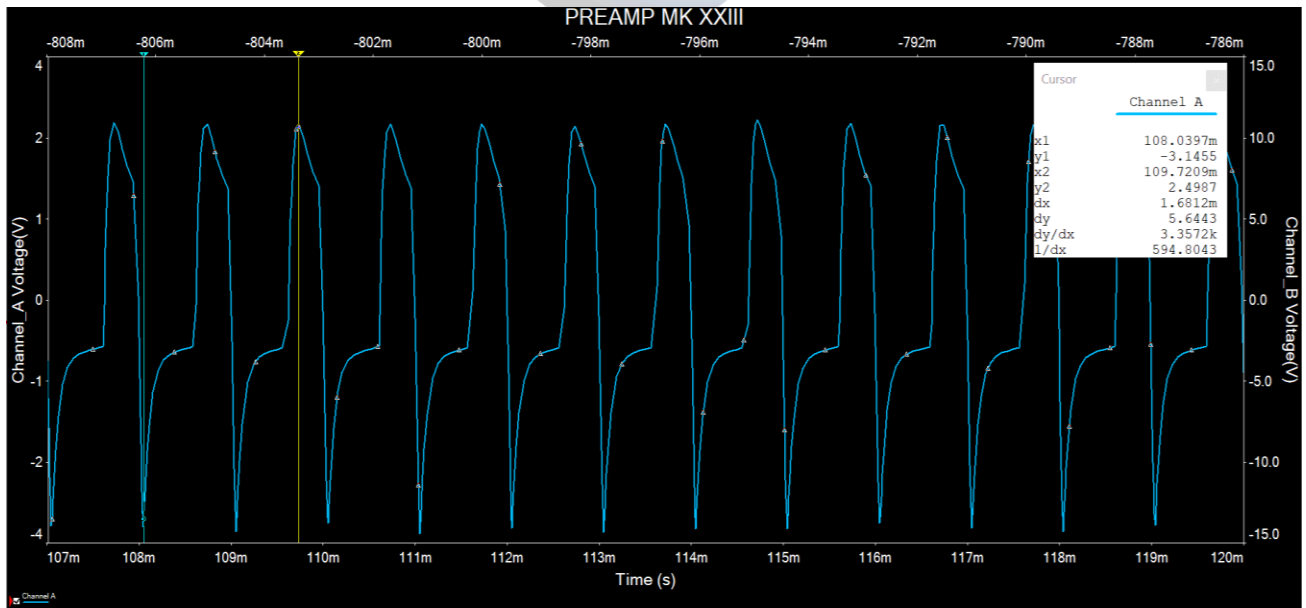


Fig. 7.20 Señal de Salida de Preamplificador

Con las pruebas de simulación exitosas, tenemos que de este último diseño los dos switches del simulador son cambiados por un switch de tipo DPDT para energizar el canal de alta ganancia y dirigir la señal a la misma, con ello se tiene el esquema final del preamplificador diseñado, además de una placa de circuito impreso para el mismo, con ambos generados con el programa EasyEDA®, tal que se tiene lo siguiente:

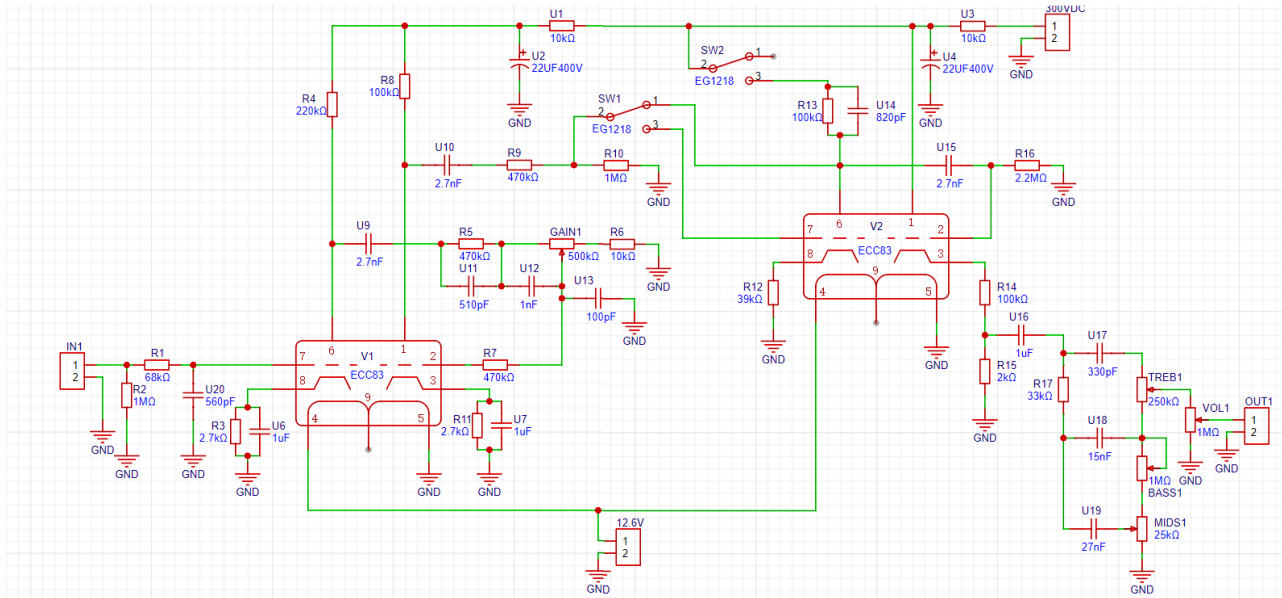


Fig. 7.21 Esquema de Conexiones Preamplificador en EasyEDA

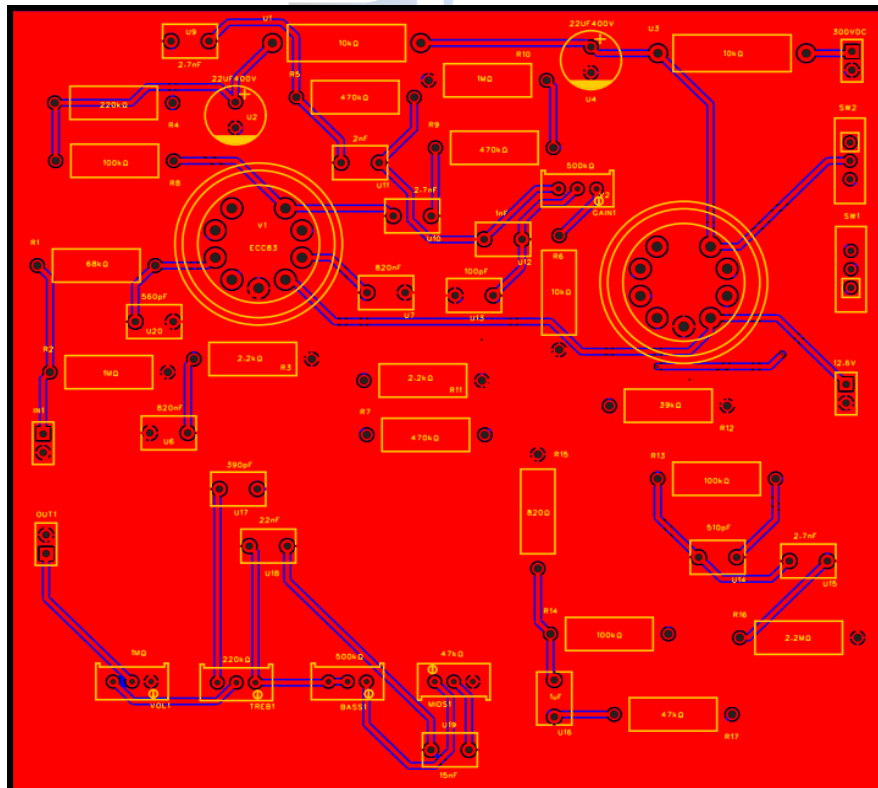
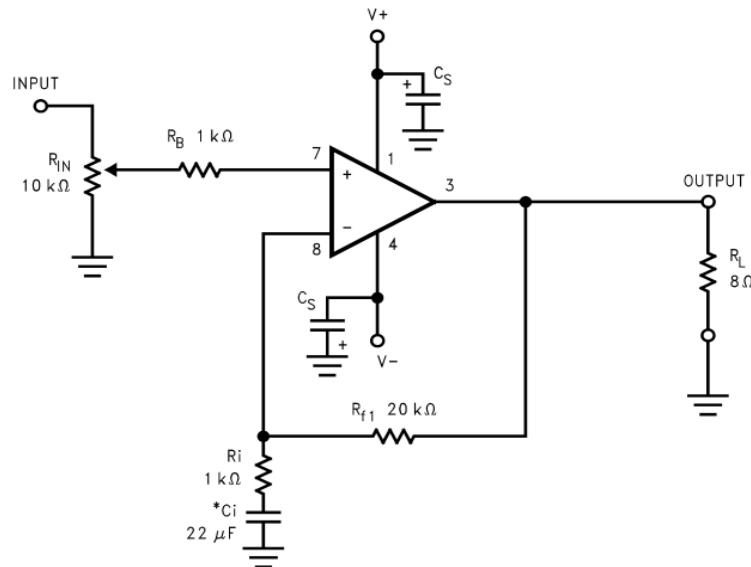


Fig. 7.22 Placa de Circuito Impreso Para Preamplificador

## 8. Diseño y Simulación Amplificador de Potencia

Para el siguiente módulo tenemos al amplificador de potencia que, bajo las características descritas en las consideraciones de diseño, debe estar construido en base a unidades de amplificación de estado sólido de clase AB o D por la mayor eficiencia y calidad de sonido de ellos. Entonces al realizar la búsqueda de componentes tanto en el simulador disponible, siendo este Multisim®, en las librerías de Mouser® y en otras tiendas de componentes electrónicos tenemos que la mejor opción para el amplificador es utilizando el integrado LM3875 o su equivalente LM3886, con el primero siendo el integrado más potente del simulador y el otro el único integrado que sí está disponible en el mercado; sin embargo, se utilizan dos unidades en configuración puente para duplicar los 56 [W] del LM3875 o los 68 [W] del LM3886 y así aumentar la potencia del módulo sin sobrecargar cada integrado. Además, ambos integrados son completamente compatibles entre sí al compartir todo parámetro, exceptuando su potencia máxima y configuración de pins para sus conexiones.

Entonces, continuando el diseño con el LM3875, tenemos que su esquema de la aplicación típica es el siguiente:



**Fig. 8.1** Esquema de Aplicación Típica LM3875 [12]

Ahora, algunos de los parámetros indicados por la hoja de datos del integrado que fueron considerados son los siguientes: [12]

- Voltaje de Alimentación ( $V_S$ ):  $[\pm 20, \pm 84]$  [V<sub>DC</sub>]
- Potencia de Salida ( $P_O$ ): [40, 56] [W]
- Corriente de Salida Máxima: 4 [A]

Además de estos valores, se consideró una señal de entrada de 5 [V<sub>pp</sub>] por ser un valor común para la salida de preamplificadores o pedales de todo tipo, también tenemos que la carga en la salida del módulo será de 8 [Ω] como valor común para los gabinetes de guitarra.

Entonces, utilizando el esquema de aplicación típica tenemos que al simular el circuito se obtiene lo siguiente:

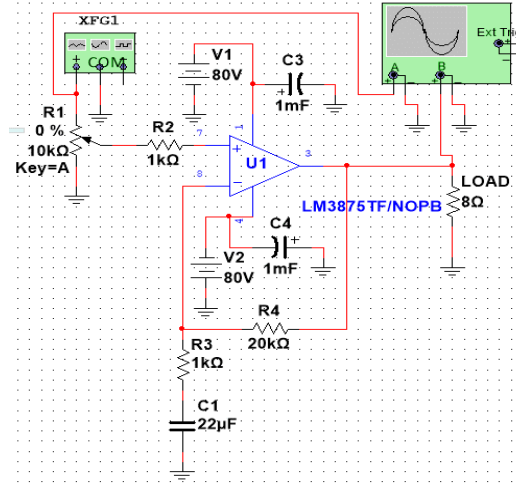


Fig. 8.2 Circuito de Aplicación Típica Simulada

Ahora, en la simulación de esta configuración tenemos que entra en un error de simulación debido a que la configuración que tiene la aplicación típica está diseñada para señales de entrada de audífonos, donde el voltaje es en el rango del voltaje de línea donde la tensión varía entre 0.447 [V] y 1.228 [V], por lo que el integrado se satura por la entrada elevada.

Entonces, para poder solucionar este problema se reajustan las resistencias que determinan la ganancia del integrado, de forma tal que no sea saturado por la tensión de entrada. Primero, para calcular la ganancia del integrado se calcula tanto con las tensiones de entrada y salida como con las resistencias nombradas R3 y R4 de la simulación, como aparece en la expresión siguiente:

$$G = \frac{V_O}{V_{IN}} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (8.0)$$

Además de esta fórmula tenemos que al cambiar la resistencia R3 también se debe cambiar el capacitor de retroalimentación C<sub>1</sub> con respecto a la siguiente fórmula, que mantiene una ganancia unitaria en corriente continua para una frecuencia de corte baja:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_3} \quad (8.1)$$

Si se consideran los valores del esquema original se obtienen los siguientes valores de ganancia y de frecuencia de corte en base a las fórmulas anteriores:

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{20 \times 10^3}{1 \times 10^3} \leftrightarrow G = 21$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_3} = \frac{1}{2\pi * 22 \times 10^{-6} * 1 \times 10^3} \leftrightarrow f_c = 7.23 [Hz]$$



De los valores originales se conserva el valor de la frecuencia de corte para evitar cambiar la ganancia en corriente continua igual a 1. Pero antes se debe reducir la ganancia del integrado, esto se puede conseguir al utilizar dos integrados en configuración puente para obtener una ganancia menor por cada uno a la misma potencia de salida original. Con el propósito de realizar esto, se experimenta con múltiples valores de resistencias para un valor de ganancia de voltaje cercano a 10 para un solo integrado, pero por la saturación de este se disminuye a un valor de ganancia de 6, lo cual es lo máximo que el integrado pudo entregar sin saturarse. Tal que se dejaron fijos los siguientes valores:

$$R_4 = 47 \text{ [k}\Omega\text{]}; G = 5; f_c = 7.23 \text{ [Hz]}$$

Entonces, en base a las fórmulas 8.0 y usando directamente la expresión 8.1, se tienen las siguientes expresiones para determinar resistencia  $R_3$  y capacitancia  $C_1$ :

$$R_3 = \frac{R_4}{(G - 1)} \quad (8.2)$$

$$\leftrightarrow R_3 = \frac{47 \times 10^3}{(6 - 1)} = 9.4 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

Al ajustar a valores comerciales tenemos que  $R_3$  es igual a 10 [kΩ], entonces para  $C_1$  se tiene lo siguiente:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_3} = \frac{1}{2\pi * 7.2 * 10 \times 10^3}$$

$$\leftrightarrow C_1 = 2.2 \text{ [}\mu\text{F]}$$

Con los nuevos valores calculados, además de agregar capacitores extras para el filtrado de la alimentación de voltaje inspirado en esquemas de otros integrados de amplificación de potencia, la simulación resultante para un solo integrado con la salida de voltaje del circuito ya graficada es la siguiente:

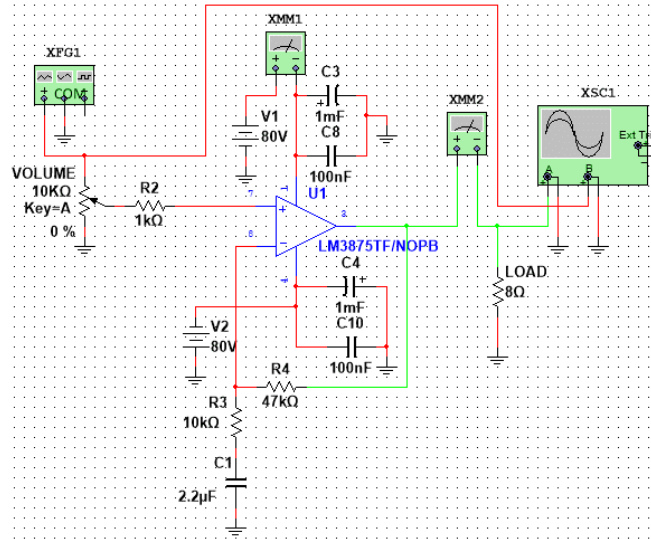


Fig. 8.4 Simulación Circuito para Integrado Individual

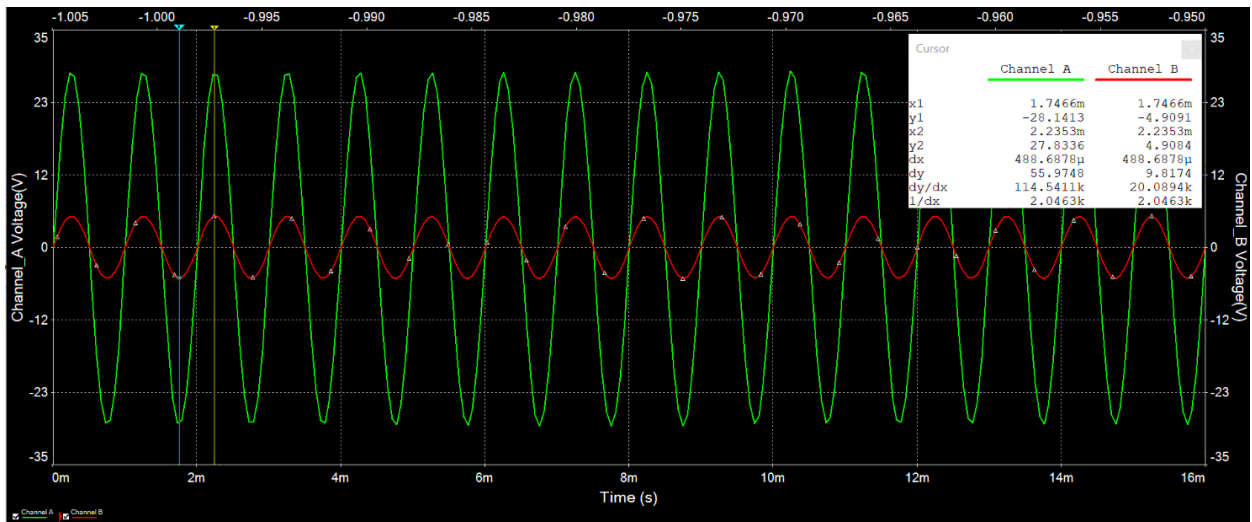


Fig. 8.3 Simulación Salida de Amplificador (Verde) con Integrado Individual

De la salida obtenida la ganancia conseguida en base al voltaje de entrada y salida de la simulación es la siguiente:

$$G = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{27.8336}{4.9084} \leftrightarrow G = 5.67$$

Como se puede observar, la ganancia obtenida de la simulación es mayor a la establecida en el diseño, por lo que para un único integrado y una entrada de voltaje de 5 [V<sub>pp</sub>] esta cumple con los requerimientos establecidos.

Con el formato de un integrado probado, lo siguiente es transformarlo a configuración puente con otra unidad que tenga los mismos componentes. Para realizar la configuración puente se debe realimentar uno de los integrados con la salida del otro mediante una resistencia de un valor igual o mayor a la resistencia  $R_4$  que establece la ganancia del integrado para evitar la saturación del integrado a retroalimentar, pero con la salida de un integrado llegando a la entrada negativa del otro, mientras que la entrada positiva se lleva a tierra con la misma resistencia que este tiene, tal que la salida de la unidad retroalimentada será la salida negativa del amplificador mientras que el integrado no retroalimentado sería la salida positiva del mismo.

Ahora, de los valores de la configuración individual al llevarlos a la configuración puente saturan la salida del integrado, por lo que son cambiados para obtener la mayor ganancia posible sin saturar ambos integrados. En consecuencia, se cambian la resistencia  $R_3$  y el capacitor  $C_1$  a valores de  $15\text{ [k}\Omega\text{]}$  y  $1.5\text{ [}\mu\text{F]}$  respectivamente, dando una ganancia de  $4.13$  y una frecuencia de corte de  $7\text{ [Hz]}$ .

Entonces, para conseguir la configuración puente se utiliza un valor mayor a  $47\text{ [k}\Omega\text{]}$  para la resistencia de retroalimentación y también se cambia la configuración de las entradas del integrado. Por otro lado, se disminuyó el voltaje de alimentación de  $\pm 40\text{ [V}_{\text{DC}}\text{]}$  para simplificar el diseño de la fuente de poder al ser el valor máximo de voltaje de alimentación disponible en el gráfico de potencia de salida y voltaje de alimentación de la hoja de datos del integrado en donde para una carga de  $8\text{ [}\Omega\text{]}$  se obtiene el valor máximo de potencia con  $\pm 40\text{ [V}_{\text{DC}}\text{]}$  [12]. Esta hoja de datos esta adjuntada en la bibliografía del documento junto con la información del integrado LM3886. [13]

Por lo que se tiene el siguiente circuito de amplificación en configuración puente:

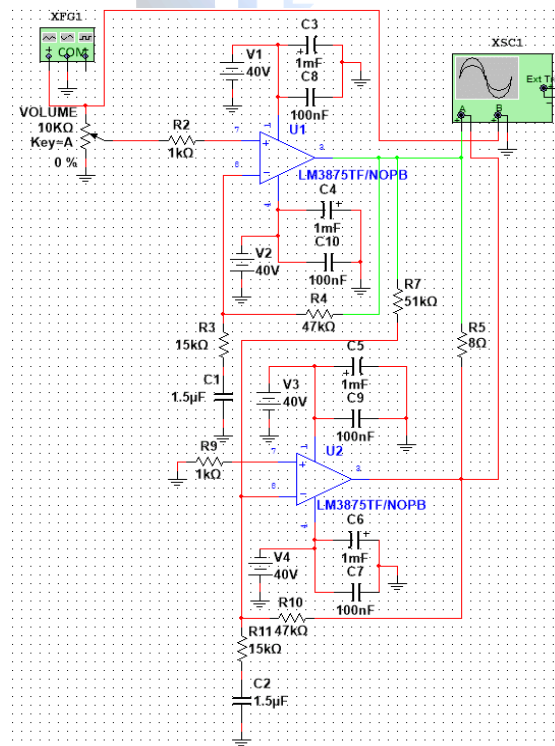


Fig. 8.5 Simulación Circuito en Configuración Puente

Mientras que la salida de voltaje del circuito puente sería la siguiente:

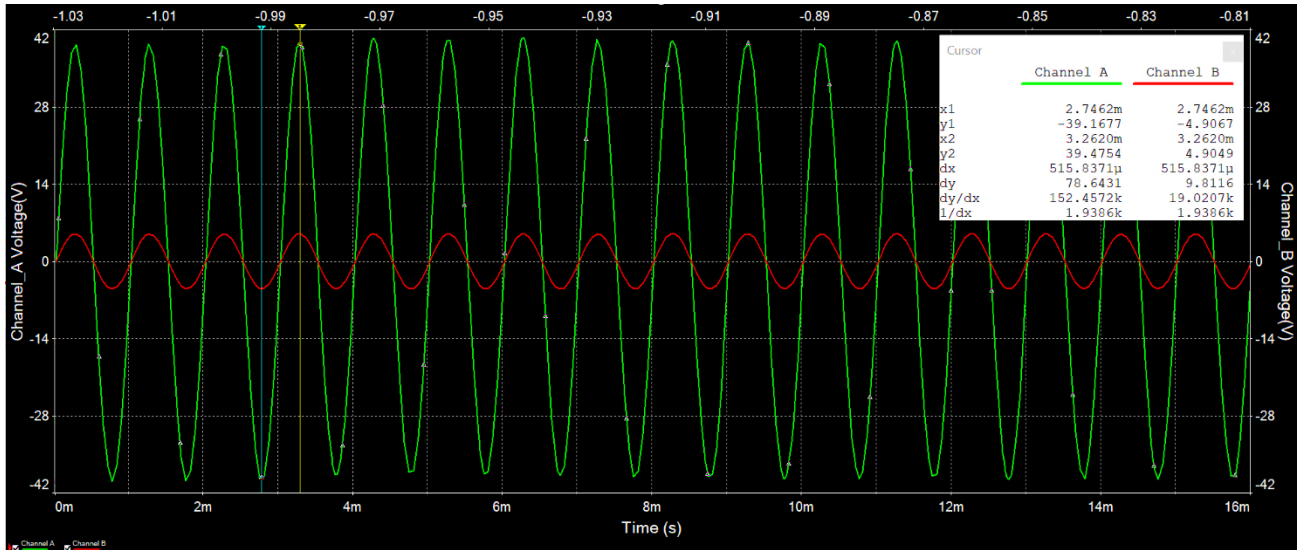


Fig. 8.6 Simulación Salida de Amplificador (Verde) con Configuración Puente

De la salida tenemos que la ganancia obtenida por la configuración puente es la siguiente:

$$G = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{39.4754}{4.9049} \leftrightarrow G = 8.05$$

Por otro lado, se realiza un barrido en frecuencia del amplificador en un rango de 10 [Hz] a 30 [kHz] para observar que frecuencias son acentuadas o atenuadas a la salida de este, tomando en cuenta que para el amplificador de potencia se debe tener una respuesta lo más plana entre 20 [Hz] a 20 [kHz].

Entonces el resultado del barrido de frecuencia en decibeles es el siguiente:

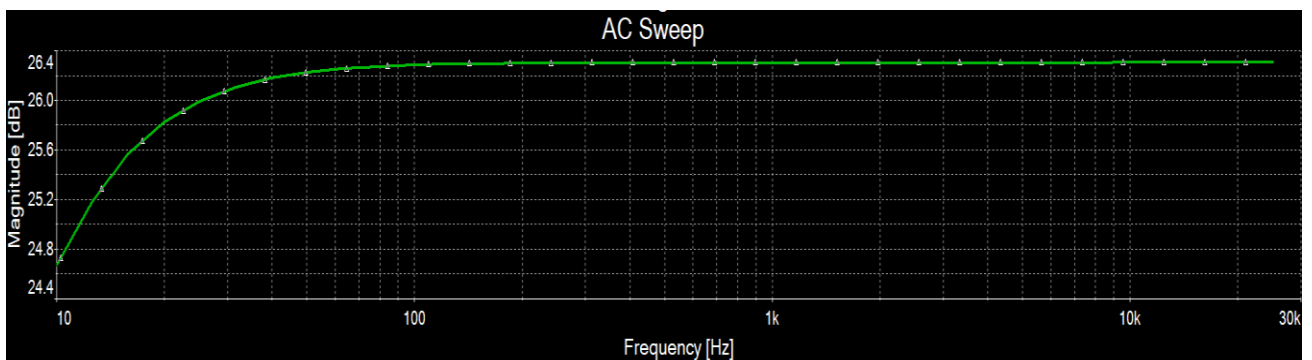


Fig. 8.7 Barrido en Frecuencia Amplificador de Potencia

Con las pruebas en simulación exitosas tenemos que de este último diseño se agrega una resistencia Pull-Down de 1 [M $\Omega$ ] para poder nivelar las impedancias que puedan conectarse al amplificador, por lo que el esquema final del amplificador y la placa de circuito impreso generados con el programa EasyEDA® es el siguiente:

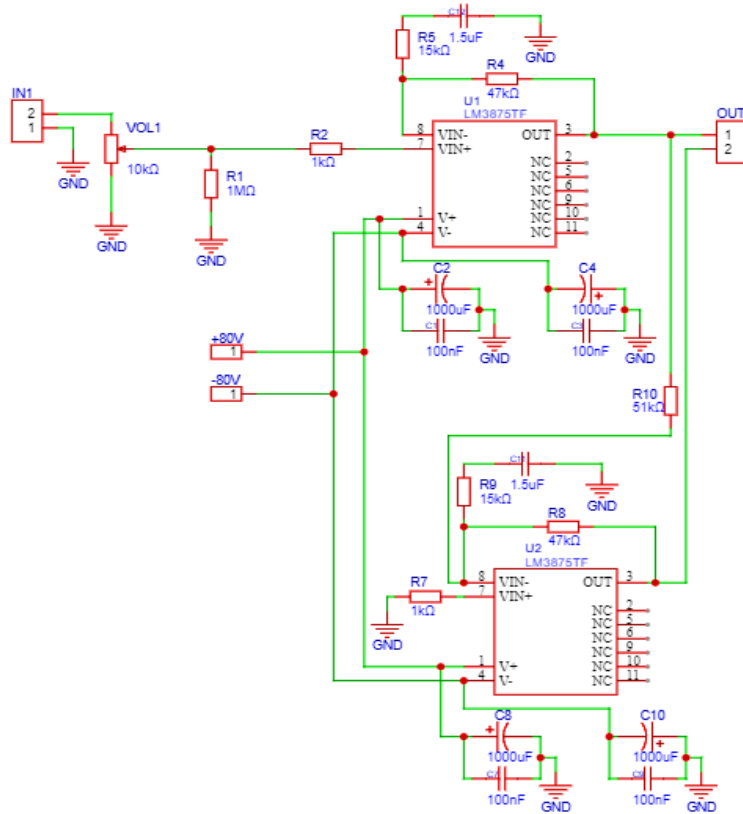


Fig. 8.8 Esquema Final Amplificador de Potencia

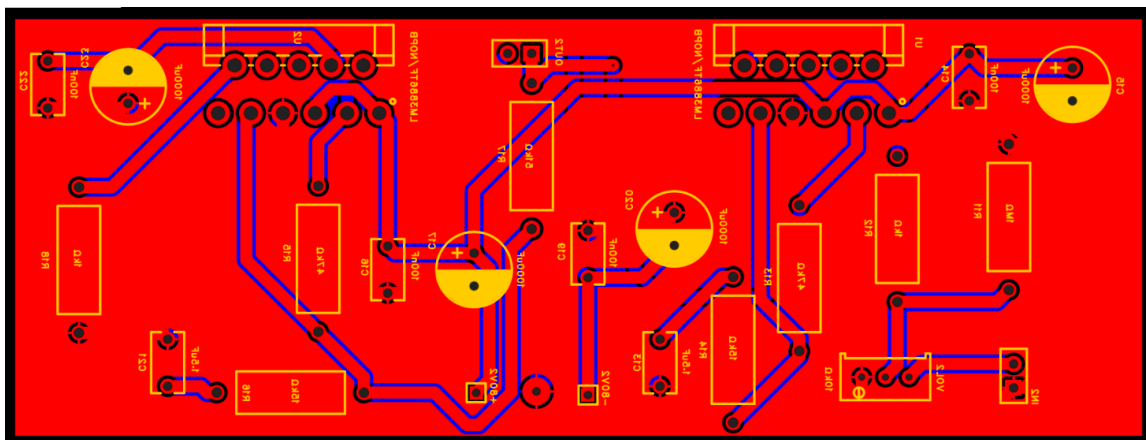


Fig. 8.9 Placa de Circuito Impreso Amplificador de Potencia

Por último, tenemos que para los integrados es necesario calcular los disipadores de calor necesarios para su funcionamiento óptimo. La hoja de datos nos entrega las expresiones para poder calcular tanto la potencia disipada como la resistencia térmica necesaria, los valores de temperatura de juntura y de trabajo y la resistencia térmica de juntura y de carcasa. Entonces estas fórmulas necesarias son las siguientes:

$$P_{DMAX} = \frac{|V_{CC}|^2}{2\pi^2 R_L} \quad (8.3)$$

$$P_{DMAX} = \frac{(T_{JMAX} - T_{AMB})}{\theta_{JA}} \quad (8.4)$$

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (8.5)$$

Para estas ecuaciones tenemos que la hoja de datos y algunos requerimientos de diseño extras entregan los siguientes parámetros: [12]

- $V_{CC} = \pm 40 [V_{DC}]$
- $T_{AMB} = 30^\circ C$
- $T_{JMAX} = 150^\circ C$
- $\theta_{JC} = 1^\circ C/W$
- $\theta_{CS} = 0.2^\circ C/W$
- $R_L = 8 [\Omega]$



Entonces comenzando por la potencia disipada tenemos lo siguiente:

$$P_{DMAX} = \frac{(2 * 40)^2}{2\pi^2 * 8}$$

$$\leftrightarrow P_{DMAX} = 40.53 [W]$$

Utilizando las ecuaciones (8.4) y (8.5) para despejar  $\theta_{SA}$  tenemos la siguiente expresión:

$$\theta_{SA} = \frac{[(T_{JMAX} - T_{AMB}) - P_{DMAX}(\theta_{JC} + \theta_{CS})]}{P_{DMAX}} \quad (8.6)$$

Entonces el valor de la resistencia térmica máxima para el disipador de calor necesario es el siguiente:

$$\theta_{SA} = \frac{[(150 - 30) - 40.53(1 + 0.2)]}{40.53}$$

$$\leftrightarrow \theta_{SA} \leq 1.76^\circ C/W$$

Entonces los disipadores a conseguir deben tener máximo una resistencia térmica de  $1.76^\circ C/W$  para un funcionamiento óptimo del módulo de amplificador de potencia.

## 9. Diseño y Simulación Fuentes de Poder

Según los requerimientos, estos módulos deben tener niveles altos de potencia ya que un transformador puede comprometer la eficiencia del amplificador, por lo que las fuentes de poder para los calentadores de los tubos y para el amplificador de potencia son unidades con la topología Flyback, por ser la mejor opción para transmitir la potencia necesaria sin perder la eficiencia, además de que se consigue aislación galvánica a los módulos dando una protección extra en comparación a que si se usaran otros convertidores DC-DC. Entonces, al elegir esta topología los diseños por cada unidad a alimentar son las siguientes:

### Fuente Para Calentadores

En primer lugar, tenemos la fuente que alimenta los calentadores de ambos tubos del preamplificador, los cuales según la hoja de datos del tubo 12AX7/ECC83 al utilizar los pins 4 y 5 del tubo se requieren los siguientes niveles de corriente y voltaje: [4]

- Voltaje Calentador ( $V_f$ ): 12.6 [V]
- Corriente Calentador ( $I_f$ ): 150 [mA]

Y con estos valores se simplifica el diseño del preamplificador además de que al usar 12.6 [V] decrece el ruido por interferencias electromagnéticas en 6 [dB]. Por otro lado, los tubos de vacío tienen una tolerancia de voltaje de  $\pm 5$  [V] mínimo o de  $\pm 10$  [V] máximo para su voltaje de calentadores. [14]

Entonces, al igual que el preamplificador, se divide la fuente en tres secciones diseñadas por separado para unirse en el esquema final, de manera que las divisiones consideradas son como aparece en la siguiente imagen:

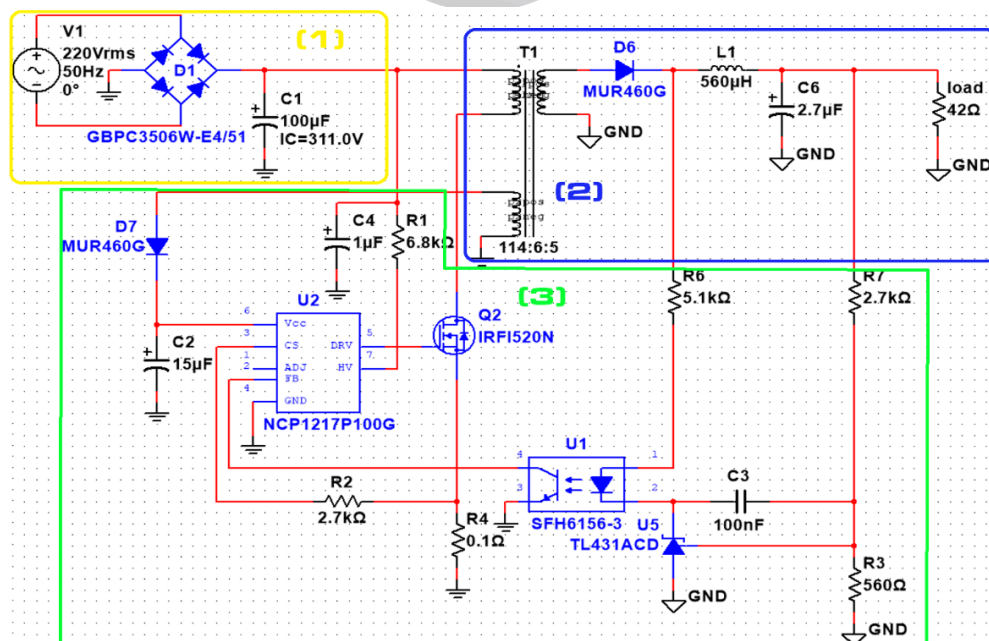


Fig. 9.1 Esquema de Simulación de Fuente de Poder con Secciones Marcadas

Por lo que el diseño de cada sección es el siguiente:

### I. Sección 1: “Rectificación”

En esta sección se considera la rectificación del voltaje alterno y esto aplica también para el preamplificador al utilizar un transformador de aislación y una etapa rectificadora para su alimentación. Ahora, sabiendo la corriente máxima de la fuente, ésta es sobredimensionada a un valor de 1 [A] para el resto del diseño, ya que se busca que alimente otros componentes con esta misma fuente, entonces tenemos que en base a este valor la corriente del rectificador está dada por la siguiente expresión:

$$I_{REC} = I_{OUT(MAX)} \times (1 - D) \quad (9.0)$$

Con el valor D siendo el ciclo de trabajo de la fuente, que fue definido en la etapa N°2 con un valor de 50%, entonces se obtuvo la siguiente corriente:

$$I_{REC} = 1 * (1 - 0.5)$$

$$I_{REC} = 500 [mA]$$

Por lo que el puente rectificador o los diodos utilizados deben tener una corriente mínima de 500 [mA]. Entonces al buscar en el simulador tenemos múltiples opciones para el puente rectificador, pero como este componente se repetirá en el resto de las fuentes que consumen corrientes más altas se hace uso del puente rectificador GBPC3506W, que tiene una corriente de 35 [A] y un voltaje de 600 [V] y será utilizado en el resto de las fuentes.

Por otro lado, para el capacitor de filtrado tenemos que se utilizan capacitores electrolíticos de 400 [V] para tolerar el voltaje de salida del rectificador, pero el valor de la capacitancia si es muy alto el simulador genera problemas en la sección de voltaje alterna del circuito, por lo que al experimentar con múltiples valores se tiene que un valor de 100 [μF] es lo máximo que el simulador puede trabajar sin problemas, por tal razón el capacitor de filtrado tiene un valor de 100 [μF].

Entonces, la simulación del rectificador y la salida resultante del mismo es la siguiente:

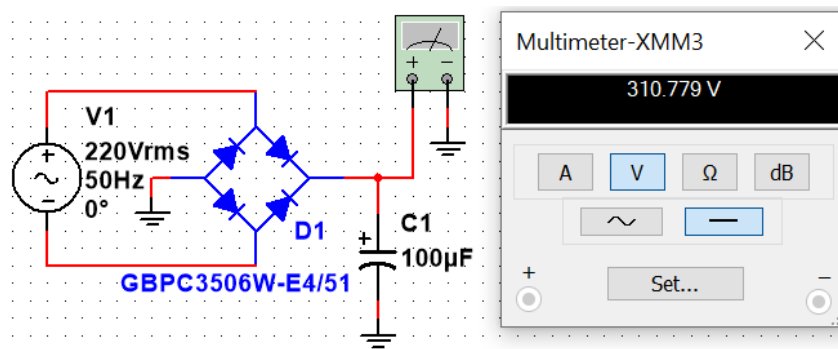


Fig. 9.2 Esquema de Simulación Circuito Rectificador



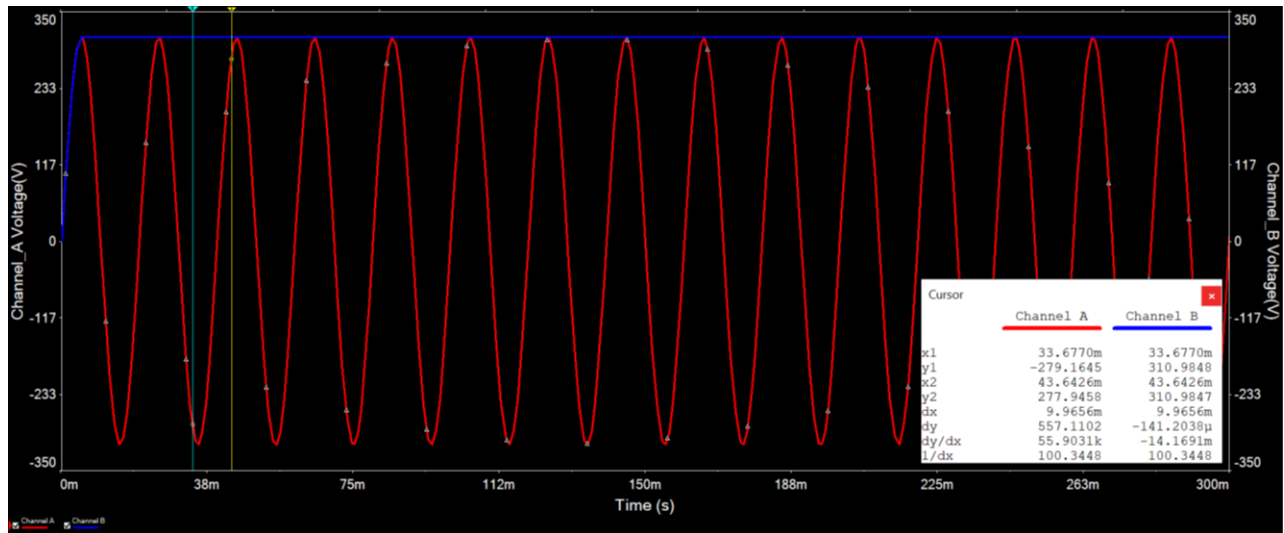


Fig. 9.3 Entrada (Roja) y Salida (Azul) de Circuito Rectificador

## II. Sección 2: “Flyback”

Para este caso tenemos a todos los componentes que caracterizan a la topología de la fuente Flyback, de los cuales se debe comenzar por el transformador de alta frecuencia, el diodo rectificador de salida y el filtro LC de la salida de la fuente, en ese orden. Como primer paso se debe determinar la relación de vueltas del transformador de alta frecuencia, y sabiendo que se requieren 12.6 [V<sub>DC</sub>] de los 310 [V<sub>DC</sub>] rectificadas se utiliza la siguiente relación de vueltas y voltajes del transformador: [15]

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (9.1)$$

Con esta expresión se calcula la relación de vueltas con los voltajes de entrada y de salida requeridas y manteniendo el número de vueltas de la bobina secundaria igual a 1, por lo que el número de vueltas de la bobina primaria es el siguiente:

$$N_1 = \frac{V_{in} \times N_2}{V_{out}} = \frac{310 \times 1}{12.6}$$

$$\leftrightarrow N_1 = 24.60$$

Ahora, ajustando al valor entero más cercano deberíamos tener una relación de vueltas de 25:1, lo que da un voltaje de salida de 12.4 [V] que está dentro de la tolerancia del calentador del tubo.

Pero además de tener que el número de vueltas de la bobina secundaria también se requiere una bobina auxiliar y esta se calcula en base al número de vueltas de la bobina primaria, la cual se utiliza para poder alimentar los circuitos de control de la fuente que requieren un voltaje máximo de 16 [V] para su funcionamiento.

Entonces, al igual que el caso anterior, el número de vueltas de la bobina auxiliar es el siguiente:

$$N_A = \frac{V_{OUT} \times N_1}{V_{IN}} = \frac{16 \times 25}{310}$$

$$\leftrightarrow N_A = 1.29$$

Aunque para este caso no se puede ser aproximado al valor entero más cercano, con un voltaje resultante que sería más alto que el máximo necesario. Por lo tanto, la relación de vueltas del transformador total sería el siguiente:

$$N_1 : N_A : N_2 ; 25 : 1.29 : 1$$

Ahora, para una posible construcción del transformador se recomienda cambiar los valores de la relación de vueltas a números enteros, entonces se ajustan los valores de cada uno para ser probado en simulación, tanto en su versión individual como en el sistema total, pero debido a los problemas con la sección de voltaje alterno del simulador los valores del transformador son ajustados para dar voltajes más altos que los considerados, debido a que el simulador no permite llegar al valor requerido por los múltiples errores de simulación que no tienen relación con los diseños realizados, además de que se debieron considerar las pérdidas del resto de componentes. Por lo tanto, la relación de vueltas del transformador total es la siguiente:

$$N_1 : N_A : N_2 ; 114 : 6 : 5$$

Para el resto de los componentes, primero se tiene que el ciclo de trabajo el modo de conducción utilizado, los cuales se tiene el modo de conducción continua (CCM) como se simplifican varias fórmulas futuras y también el ciclo de trabajo es de un 50%, puesto que la hoja de datos del controlador seleccionado recomienda un ciclo de trabajo igual o mayor al 50% en modo de conducción continua. [16]

Mientras que para el filtro LC de la salida de la fuente se calcula con las siguientes fórmulas:

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{\Delta I_L \times f_{SW} \times V_{IN}} \quad (9.2)$$

$$\Delta I_L = K * I_{OUT} \quad (9.3)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{OUT}} \quad (9.4)$$

$$\Delta V_{OUT} = K' \times V_{OUT} \quad (9.5)$$

Para el inductor se debe definir el porcentaje de corriente transferido (K) en el modo continuo y la frecuencia de conmutación a utilizar. Por un lado, la frecuencia de conmutación depende del controlador y el que se utiliza una frecuencia de 100 [kHz] como es ideal al estar fuera del rango de frecuencias audible por lo que se evita que se tenga ruido de conmutación al sonido final del amplificador.

Por otro lado, para el porcentaje de corriente transferida se utilizó un 25% de la corriente total, ya que para casos comunes este valor está entre un 20% y un 25%, además que el inductor resultante es más pequeño al utilizar valores más reducidos. Por lo que el inductor obtenido es el siguiente:

$$L = \frac{12.6 * (310 - 12.6)}{(0.25 * 1) * 100 \times 10^3 * 310}$$

$$\leftrightarrow L = 483.51 [\mu H]$$

Ajustando el resultado al valor comercial mayor más cercano que exista, por lo que la inductancia es de 510 [ $\mu$ H].

Por otro lado, tenemos que para la capacitancia se requiere la variación de la corriente anterior y también el porcentaje de variación del voltaje de salida ( $K'$ ), la cual se utiliza un valor del 1% del voltaje de salida para evitar cualquier problema que pueda traer la oscilación del voltaje de salida. Entonces tenemos que la capacitancia obtenida es la siguiente:

$$C = \frac{(0.25 * 1)}{8 * 100 \times 10^3 * (0.01 * 12.6)}$$

$$\leftrightarrow C = 2.48 [\mu F]$$

Ajustando el resultado a un valor comercial tenemos una capacitancia de 2.7 [ $\mu$ F].

Por último, se debe calcular la corriente y voltaje que los semiconductores de esta sección, que en este caso es el diodo de la salida del transformador y el switch que realiza la conmutación, para poder seleccionarlos adecuadamente se utilizan las siguientes expresiones para la corriente y voltaje que deben tener estos semiconductores:

$$I_{SC} = I_{OUT} \times (1 - D) \quad (9.6)$$

$$V_{SC} = 1.5 * V_{OUT} \quad (9.7)$$

Por lo que los semiconductores deben tolerar los siguientes valores:

$$I_{SC} = 1 \times (1 - 0.5)$$

$$\leftrightarrow I_{SC} = 500 [mA]$$

$$V_{SC} = 1.5 * 12.6$$

$$\leftrightarrow V_{SC} = 18.9 [V]$$

Entonces ambos semiconductores deben tolerar un mínimo de voltaje de 18.9 [V] y un mínimo de corriente de 500 [mA].

Al realizar la búsqueda en la librería del simulador tenemos múltiples opciones, aunque tomando en cuenta la opción de construir esta fuente se consideran solo semiconductores que tengan empaquetado THT para poder soldarlos en placa para circuitos y para prototipar la fuente en Protoboard, entonces de los componentes que cumplen con todas estas características se utilizan tanto el diodo MUR460G, que tolera 4 [A] y 600 [V], como también el MOSFET IRFI520N, que tolera 7.6 [A] y 100 [V]. [17]

Por lo que el esquema de esta sección más la sección de rectificación anterior sería el siguiente:

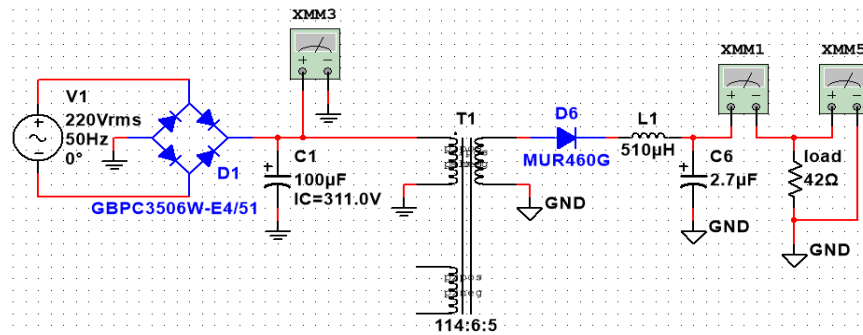


Fig. 9.4 Esquema Sección 1 y Sección 2

### III. Sección 3: “Feedback”

Esta sección se centra en la retroalimentación y regulación que logra mantener el voltaje y corriente de la fuente constante a lo largo de su uso. Para el control de la fuente la búsqueda de los componentes para esto se hace en base a los esquemas entregados por los programas Webench Power Designer de Texas Instruments y WebDesigner Power Supply de On-Semiconductor tal que se utilizan los integrados de la serie NCP para el control. Ellos difieren entre sí solo en su frecuencia de conmutación, si contienen el switch en el propio integrado y en los valores de corrientes que pueden tolerar. Entonces tanto para la fuente de los calentadores como la fuente del amplificador de potencia se hace uso por un integrado NCP1217P100G que corresponde a un controlador PWM para altas potencias con una frecuencia de conmutación de 100 [kHz]. [16], [18], [19]

Para este controlador se tiene que su hoja de datos recomienda el siguiente esquema de conexiones:

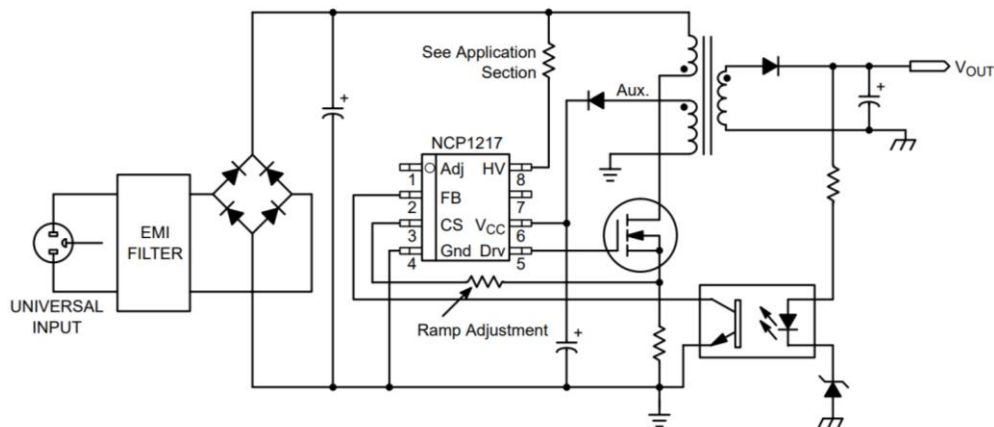


Fig. 9.5 Esquema de Aplicación Típica NCP1217 [16]

Ahora, para los componentes que realizan la retroalimentación se hace uso de un optoacoplador y un integrado que entregue una señal de referencia al optoacoplador, que en este caso se escogió el SFH6156-3 junto con el integrado TL431, estos componentes requieren una serie de resistencias conectadas a la salida de la fuente para su funcionamiento. Para el TL431 se requiere un divisor de voltaje entre el pin de referencia y el ánodo del integrado además de un capacitor entre el pin de referencia y el cátodo, mientras que el optoacoplador y el integrado deben ser alimentados por una resistencia en el ánodo del led del optoacoplador, tal como se describe en la siguiente imagen: [20], [21]

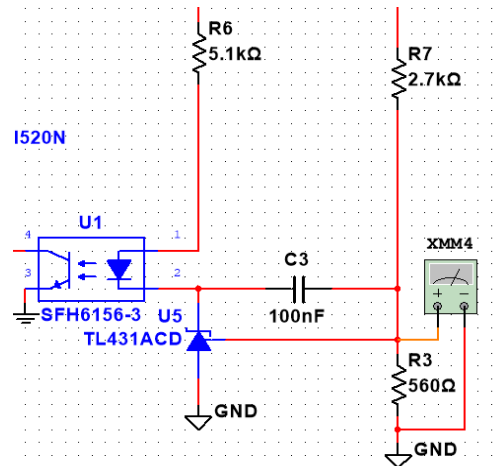


Fig. 9.6 Esquema Circuito de Retroalimentación [20], [21]

Para el caso del capacitor del TL431, tiene un valor de 100 [nF] que es recomendado por la hoja de datos del integrado [21], por lo que se utiliza este valor, mientras que para el divisor se requieren que en la resistencia indicada como R<sub>3</sub> haya un voltaje de 2.5 [V], entonces para esta misma se tiene una resistencia arbitraria de 560 [Ω] y mediante la fórmula para un divisor de voltaje en la salida de la fuente la resistencia R<sub>7</sub> es la siguiente:

$$2.5 = \frac{12.6 \times 560}{R_7 + 560}$$

$$\leftrightarrow R_7 = 2.26 [k\Omega]$$

Ajustando a un valor comercial se obtuvo una resistencia de 2.7 [kΩ] para el divisor.

Por otro lado, para el caso de la alimentación de ambos tenemos que por cada componente debe llegar por lo menos una corriente de 1 [mA] y según la hoja de datos de ambos componentes debe haber una caída de tensión de 1.25 [V] para el optoacoplador y una de 2.5 [V] para el TL431, de forma tal que al considerar la salida de la fuente tenemos que el valor de esta resistencia indicada como R<sub>6</sub> se calcula de la siguiente manera:

$$R_6 = \frac{12.6 - 1.25 - 2.5}{2 \times 10^{-3}}$$

$$R_6 = 4.43 [k\Omega]$$

Ajustando a un valor comercial se obtuvo una resistencia de 4.7 [kΩ] para la alimentación.

Para terminar con la sección de control se requiere calcular los componentes extras del NCP1217, los cuales se determinan según la hoja de datos de este [16]. Primero tenemos el capacitor de alimentación del integrado que depende del MOSFET seleccionado y del consumo del integrado cuando el voltaje de alimentación de este llega a 12.8 [V]. Su valor está determinado por las siguientes expresiones:

$$C_{VCC} = \frac{\Delta t \times I_{TOTAL}}{\Delta V} \quad (9.8)$$

$$I_{TOTAL} = (f_{sw} \times Q_g) + ICC1 \quad (9.9)$$

Para la corriente total del integrado tenemos que de las hojas de datos de este y del MOSFET [17] la corriente de consumo (ICC1) es igual a 1020 [ $\mu$ A] a una frecuencia de 100 [kHz] mientras que la carga total del MOSFET ( $Q_g$ ) es de 25 [nC]. Por otro lado, la diferencia de voltaje disponible para la energización ( $\Delta V$ ) para un intervalo de tiempo ( $\Delta t$ ) del integrado es recomendado utilizar valores de 4.9 [V] a 15 [ms] respectivamente. Entonces la capacitancia de alimentación es la siguiente:

$$I_{TOTAL} = (100 \times 10^3 * 25 \times 10^{-9}) + 1020 \times 10^{-6}$$

$$\leftrightarrow I_{TOTAL} = 3.52 [mA]$$

$$C_{VCC} = \frac{15 \times 10^{-3} * 3.52 \times 10^{-3}}{4.9}$$

$$\leftrightarrow C_{VCC} = 10.78 [\mu F]$$

Ajustando a valores comerciales tenemos una capacitancia de 15 [ $\mu$ F] y junto con este capacitor se utiliza un diodo de rectificación de alta velocidad para rectificar el voltaje alterno de la salida de la bobina auxiliar, siendo el mismo diodo de la salida del Flyback como es de rectificación de alta velocidad.

En segundo lugar, tenemos la protección contra voltaje negativo y este tiene dos versiones: la primera que consta de una resistencia en serie con el pin de alto voltaje y la segunda consta de un diodo en paralelo entre los pins de alto voltaje y de alimentación, pero ambos requieren un capacitor conectado entre el pin de alto voltaje y tierra de potencia. Entonces se optó por la opción con la resistencia al ser más simple de implementar, ya que la hoja de datos recomienda que esta tenga un valor que sea mayor a 4.7 [k $\Omega$ ] y que sea de potencia baja. Por lo que la resistencia escogida es de 6.8 [k $\Omega$ ] mientras que el capacitor no tiene indicaciones o fórmulas para determinarlo, por lo que se escogió un valor arbitrario de 1 [ $\mu$ F].

Por último, para el control se requiere determinar las resistencias de compensación de rampa, las cuales decrecen las oscilaciones sub-armónicas. La primera resistencia es utilizada como sensor de la variación del voltaje de la rampa y esta se recomienda que tenga un valor de 0.1 [ $\Omega$ ], mientras que la segunda resistencia actúa como divisor de voltaje en el pin de sensor de corriente junto con la resistencia interna de 19 [k $\Omega$ ] que debe tener un valor cercano a 2.26 [ $\Omega$ ] al usar una frecuencia de conmutación mayor a 65 [kHz] y la rampa producida para la frecuencia de conmutación a considerar es de 254 [mV/ $\mu$ s], entonces acercando este valor a un valor comercial tenemos un valor de 2.7 [ $\Omega$ ].

Con el control determinado se acoplan todas las secciones tal que el circuito de la fuente de poder para los calentadores resultante es el siguiente:

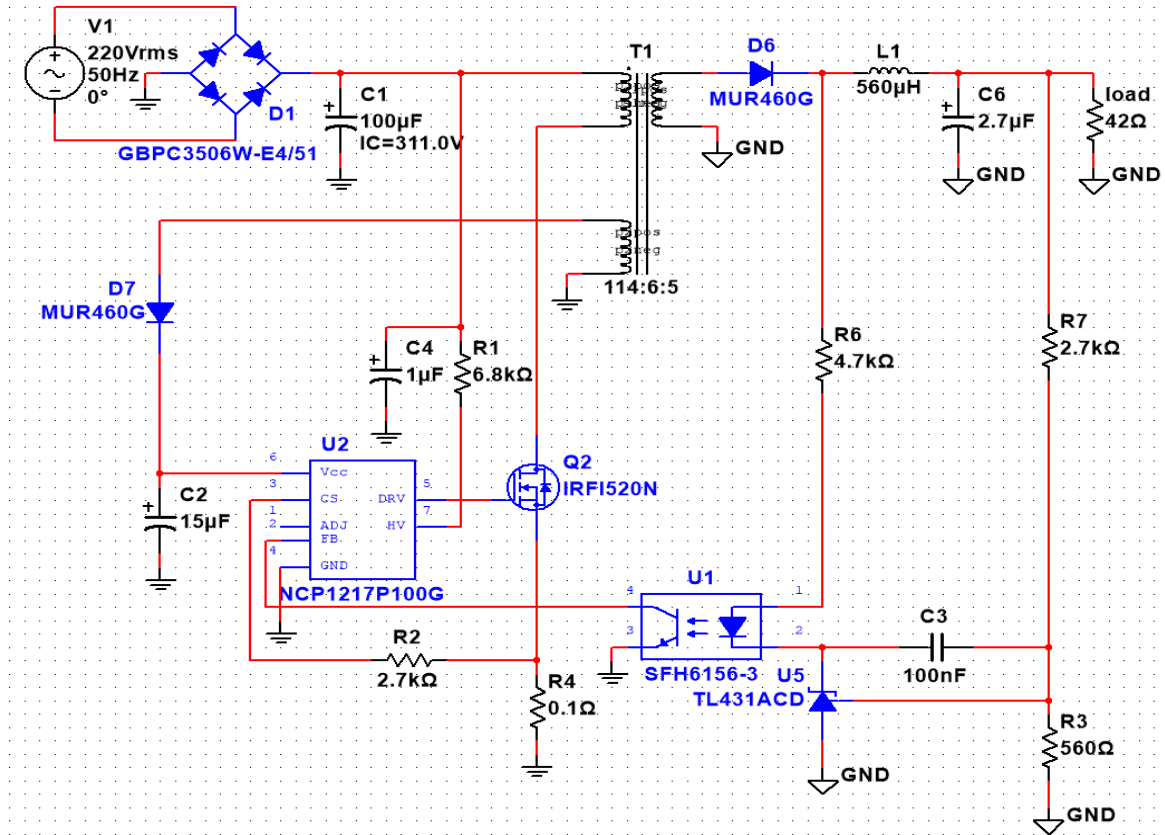


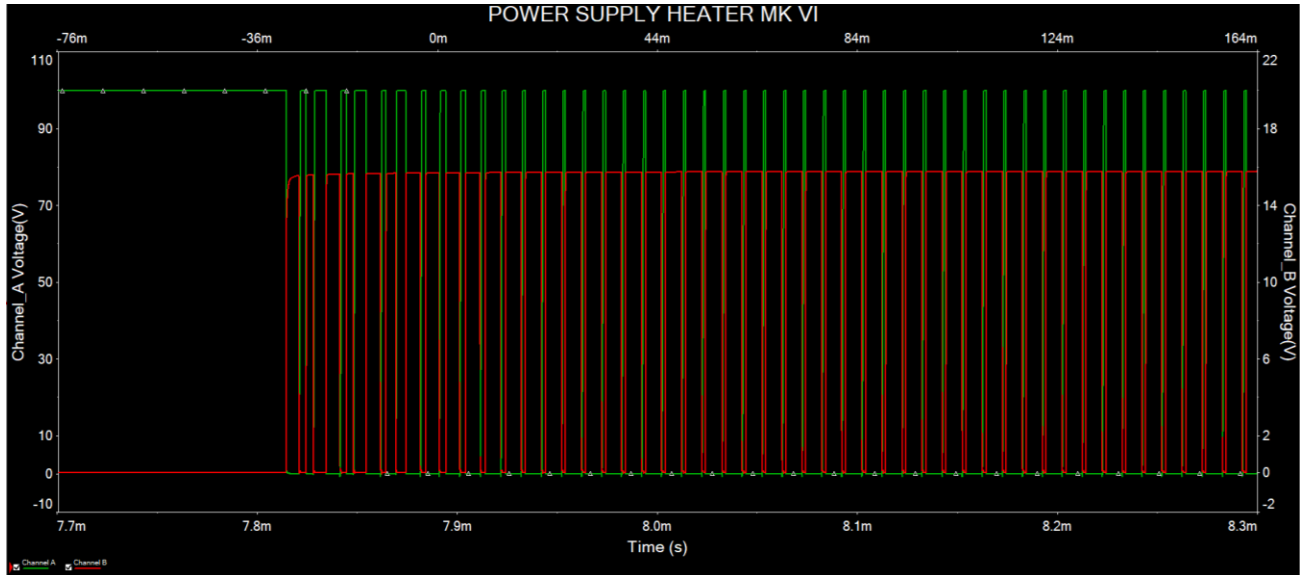
Fig. 9.7 Esquema Circuito Fuente de Poder para Calentadores

De este circuito la salida resultante de voltaje y de corriente generada por la fuente son las siguientes:

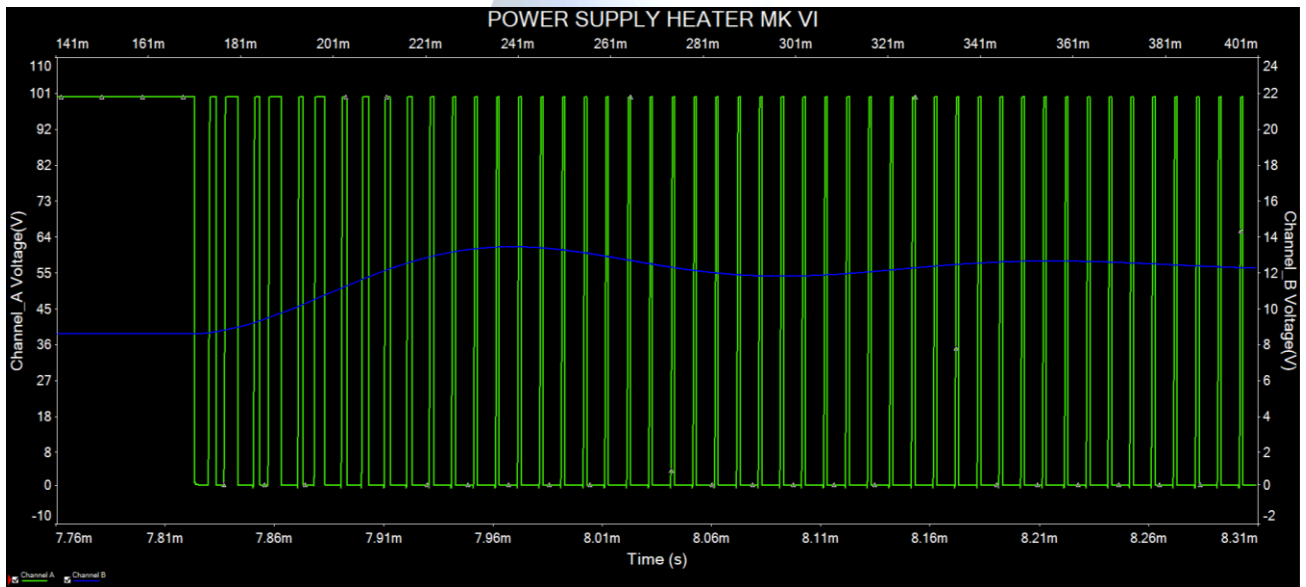
- Salida de Voltaje: 12.347 [V]
- Salida de Corriente: 298.721 [mA]

Sabiendo la tolerancia de los calentadores los valores obtenidos de voltaje están dentro del rango necesario, por lo que la salida es la indicada.

Ahora, al graficar tanto la salida del MOSFET como la entrada del voltaje del MOSFET y la salida del voltaje de la fuente se obtienen las siguientes figuras:



**Fig. 9.8 Voltaje de Conmutación (Verde) y Señal de Voltaje de Entrada (Rojo) de MOSFET**



**Fig. 9.9 Voltaje de Conmutación (Verde) y Voltaje de Salida (Azul)**



Por último, tenemos que para el MOSFET seleccionado se requiere calcular el disipador de calor adecuado, por lo que se obtuvieron los siguientes datos extraídos de la hoja de datos del IRF520NPbF y de la temperatura ambiente utilizada para el amplificador de potencia: [17]

- $P_D[@ T^\circ = 25] = 48 [W]$
- $f_d = 0.32 [W/^\circ C]$
- $T_{AMB} = 30^\circ C$
- $T_{JMAX} = 175^\circ C$
- $\theta_{JC} = 3.1 ^\circ C/W$
- $\theta_{CS} = 0.5 ^\circ C/W$

De estos datos, lo primero es ajustar la potencia para la temperatura de juntura a considerar, que en este caso se utiliza  $150 [^\circ C]$  para tener un margen de seguridad con la temperatura máxima, entonces para ajustar esta potencia se tiene la siguiente expresión:

$$P_{DER} = (T_J - T_{AMB}) \times f_d \quad (9.10)$$

Por lo que se tiene la siguiente potencia final:

$$P_{DER} = (150 - 30) \times 0.32$$

$$\Leftrightarrow P_{DER} = 38.40 [W]$$

Entonces al calcular la resistencia térmica se utiliza la siguiente ecuación:

$$\theta_{SA} = \frac{T_{JMAX} - T_{AMB}}{P_D - P_{DER}} - \theta_{JC} - \theta_{CS} \quad (9.11)$$

Por lo tanto, la resistencia térmica máxima para el disipador de calor necesario es la siguiente:

$$\theta_{SA} = \frac{175 - 30}{48 - 38.40} - 3.1 - 0.5$$

$$\Leftrightarrow \theta_{SA} \leq 11.50 ^\circ C/W$$

Finalmente, el disipador a conseguir debe tener un máximo de resistencia térmica de  $11.50 ^\circ C/W$  para que el MOSFET funcione de manera óptima.

## Fuente Amplificador de Potencia

Como se mencionó en el capítulo del diseño del amplificador de potencia, el voltaje de alimentación de la simulación es de  $\pm 40$  [V<sub>DC</sub>] debido a que en la hoja de datos del integrado nos entrega esta tensión como la máxima disponible en el gráfico de potencia de salida y voltaje de alimentación, pero en la misma hoja de datos se nos entregan una serie de fórmulas donde se puede calcular el voltaje y la corriente de salida ideales, dependiendo de la potencia de salida requerida, tal que la fuente de poder a considerar sea igual o mayor a estos valores calculados. Entonces estas expresiones son las siguientes:

$$V_{OPEAK} = \sqrt{2R_L P_O} \quad (9.12)$$

$$I_{OPEAK} = \sqrt{\frac{2P_O}{R_L}} \quad (9.13)$$

De los valores establecidos del diseño y la máxima potencia que puede entregar el LM3875 tenemos los siguientes parámetros: [12]

$$P_O = 56 [W] ; R_L = 8 [\Omega]$$

Por lo que el voltaje y corriente de salida son los siguientes:

$$V_{OPEAK} = \sqrt{2 * 8 * 56} = 29.93 [V]$$

$$I_{OPEAK} = \sqrt{\frac{2 * 56}{8}} = 3.74 [A]$$

Por otro lado, si se considera la misma carga de 8 [Ω] para el integrado LM3886, cuya potencia aumenta a 68 [W], se tiene que este utiliza la misma fórmula para determinar la salida del integrado anterior, por lo que su salida es la siguiente: [13]

$$V_{OPEAK} = \sqrt{2 * 8 * 68} = 32.98 [V]$$

$$I_{OPEAK} = \sqrt{\frac{2 * 68}{8}} = 4.12 [A]$$

Entonces por cada integrado tenemos los siguientes valores ideales de alimentación:

- Fuente LM3875:  $\pm 30$  [V<sub>DC</sub>] @ 3.74 [A]
- Fuente LM3886:  $\pm 33$  [V<sub>DC</sub>] @ 4.12 [A]

Ahora, para el diseño de la fuente se considera solo el integrado LM3875 al ser el utilizado para la construcción del módulo de amplificación, por lo que su fuente debe entregar un mínimo de  $\pm 30$  [V<sub>DC</sub>] a una corriente mínima de 3.74 [A], aunque se considera un voltaje de  $\pm 40$  [V<sub>DC</sub>] y una corriente de 4 [A] para tener un margen amplio para el funcionamiento óptimo del amplificador.

Entonces, al igual que la fuente anterior, tenemos las secciones en donde su diseño es independiente entre sí, pero para este caso se hace el diseño de la fuente de voltaje positiva mientras que para la fuente negativa se deberá invertir la polaridad de los puntos de referencia de varios componentes, a fin de obtener el voltaje negativo necesario. Entonces para ambas fuentes las secciones del diseño son las siguientes:

### I. Sección 1: “Rectificación”

Al igual que la fuente anterior tenemos que la corriente de los diodos o puente rectificador que deben soportar, utilizando el mismo ciclo de trabajo de un 50%, es la siguiente:

$$I_{REC} = 4 \times (1 - 0.5)$$

$$I_{REC} = 2 \text{ [A]}$$

Por lo que el puente debe soportar un mínimo de 2 [A], entonces se utiliza el puente rectificador GBPC3506W, el cual es el mismo del caso anterior y para el capacitor de filtrado se utiliza el valor anterior de 100 [μF] de 400 [V] para evitar los problemas del simulador.

NOTA: Como detalle para los resultados de esta sección y de las siguientes como es la misma topología de la fuente de los calentadores no se consideran hasta la parte final con todas las secciones ya diseñadas.

### II. Sección 2: “Flyback”

En comparación al caso anterior aquí es donde muchos de los valores son cambiados para poder adaptarlos para corriente alta que se requiere. Esto se consigue al simplificar los cálculos manteniendo los valores del ciclo de trabajo, los parámetros de porcentaje de corriente transferido y el porcentaje de variación del voltaje de salida, además de seguir utilizando el método de conducción continuo.

Como primer paso tenemos el ajuste del transformador, teniendo el voltaje requerido por el amplificador y que el controlador requiere un voltaje máximo de 16 [V]. Entonces, para el número de vueltas de la bobina primaria se calcula en base a ecuación (9.1) manteniendo el número de vueltas secundaria igual a 1 tal que se tiene lo siguiente:

$$N_1 = \frac{V_{in} \times N_2}{V_{out}} = \frac{310 \times 1}{40}$$

$$\leftrightarrow N_1 = 7.75$$

Ajustando al valor entero más cercano se tiene una relación de vueltas de 8:1, que da una salida de 38.75 [V], que está dentro del voltaje necesario para obtener la máxima potencia.

Ahora, para el número de bobinas de la bobina auxiliar tenemos lo siguiente:

$$N_A = \frac{V_{OUT} \times N_1}{V_{IN}} = \frac{16 \times 8}{310}$$

$$\leftrightarrow N_A = 0.41$$

Por lo que la nueva relación de vueltas del transformador para el amplificador de potencia es la siguiente:

$$N_1 : N_A : N_2 ; 25 : 1.29 : 1$$

Ahora, al cambiar los valores de la relación de vueltas a números enteros, debido a los problemas con voltaje alterno del simulador la nueva relación de vueltas del transformador es la siguiente:

$$N_1 : N_A : N_2 ; 117 : 6 : 17$$

En segundo lugar, se debe calcular el filtro LC de salida y al utilizar las fórmulas anteriores tenemos que los valores del filtro según la nueva salida de voltaje y corriente requerida son los siguientes:

$$L = \frac{40 * (310 - 40)}{(0.25 * 4) * 100 \times 10^3 * 310}$$

$$\leftrightarrow L = 348.39 [\mu H]$$

Ajustando a un valor comercial cercano la inductancia será de 390 [ $\mu$ H].

Mientras que para la capacitancia se obtiene lo siguiente:

$$C = \frac{(0.25 * 4)}{8 * 100 \times 10^3 * (0.01 * 40)}$$

$$\leftrightarrow C = 3.13 [\mu F]$$

Ajustando el resultado a un valor comercial tenemos una capacitancia de 3.3 [ $\mu$ F].

Por último, al calcular la corriente y voltaje que los semiconductores se tienen los siguientes valores:

$$I_{SC} = 4 \times (1 - 0.5)$$

$$\leftrightarrow I_{SC} = 2 [A]$$

$$V_{SC} = 1.5 * 40$$

$$\leftrightarrow V_{SC} = 60 [V]$$

Por lo que los semiconductores deben tolerar un voltaje mínimo de 60 [V] y una corriente mínima de 2 [A]. Entonces el diodo rectificador considerado es el GI751, que tolera un máximo de 6 [A] y 100 [V], mientras que el MOSFET es el IRF3710S, el cual resiste una corriente de 57 [A] y un voltaje de 100 [V]. [22]

### III. Etapa 3: “Feedback”

En el caso de la retroalimentación se hace uso del mismo esquema de control e integrado anterior, pero ciertos valores fueron adaptados para la corriente y voltaje de salida más altas, entonces de los valores que se deben cambiar están los siguientes:

- Resistencias de retroalimentación:

La capacitancia de 100 [nF] se mantiene, pero la resistencia de 560 [ $\Omega$ ] pasa a ser de 680 [ $\Omega$ ] por la corriente más alta, por lo que mediante un divisor de voltaje la resistencia restante es la siguiente:

$$2.5 = \frac{40 \times 680}{R_7 + 680}$$

$$\leftrightarrow R_7 = 10.20 [k\Omega]$$

Ajustando a un valor comercial se obtiene una resistencia de 12 [k $\Omega$ ] para el divisor.

Mientras que para el caso de la alimentación del optoacoplador y el integrado tenemos lo siguiente:

$$R_6 = \frac{40 - 1.25 - 2.5}{2 \times 10^{-3}}$$

$$\leftrightarrow R_6 = 18.13 [k\Omega]$$

Ajustando a un valor comercial se obtuvo una resistencia de 20 [k $\Omega$ ].

- Capacitancia de Alimentación Integrado:

Al cambiar el MOSFET su valor de carga total pasaría a ser de 190 [nC] según su hoja de datos y manteniendo todo el resto de los valores anteriores tenemos que esta nueva capacitancia es la siguiente: [22]

$$I_{TOTAL} = (100 \times 10^3 * 190 \times 10^{-9}) + 1020 \times 10^{-6}$$

$$\leftrightarrow I_{TOTAL} = 20.02 [mA]$$

$$C_{VCC} = \frac{15 \times 10^{-3} * 20.02 \times 10^{-3}}{4.9}$$

$$\leftrightarrow C_{VCC} = 61.29 [\mu F]$$

Ajustando a un valor comercial se obtuvo una capacitancia de 68 [ $\mu$ F].

Entonces, al mantener el resto de los componentes tenemos que el circuito final ya simulado es el siguiente:

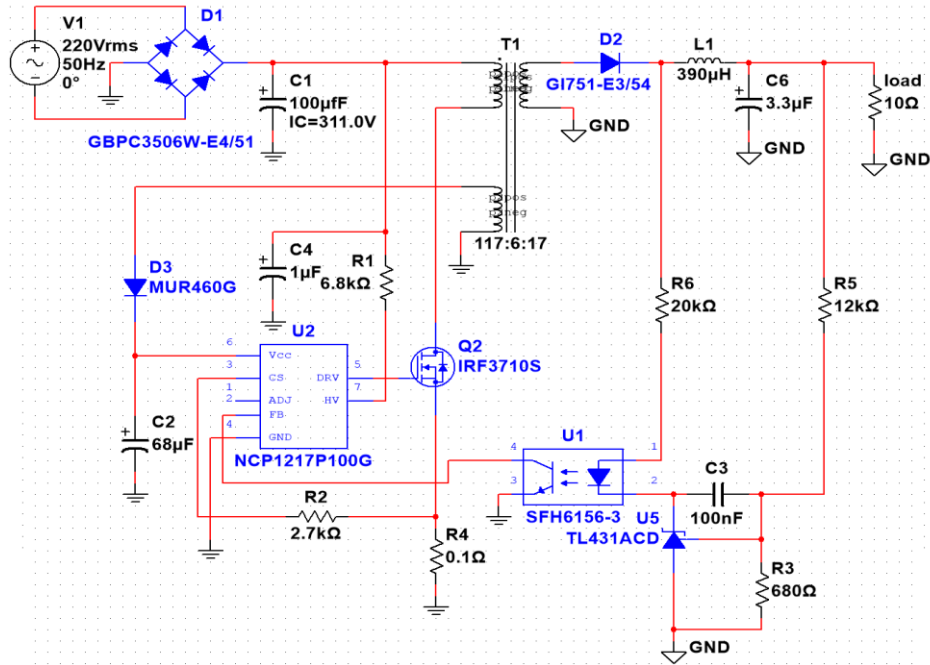
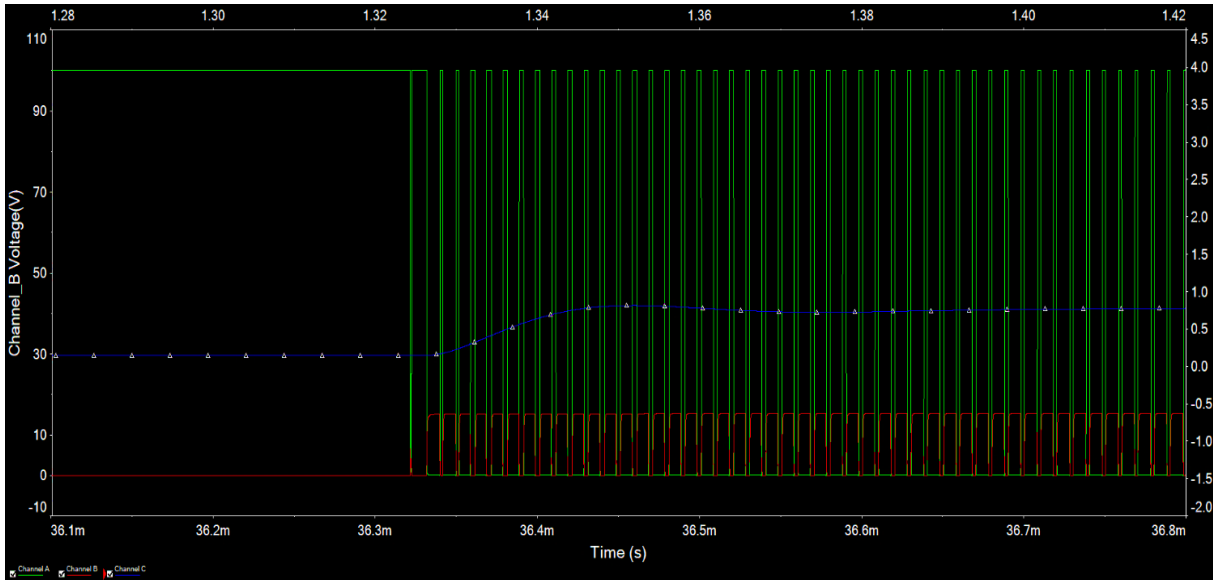


Fig. 9.10 Esquema Circuito Fuente de Poder Positiva Para Amplificador

Y de este circuito las salidas resultantes de voltaje y de corriente generada son las siguientes:

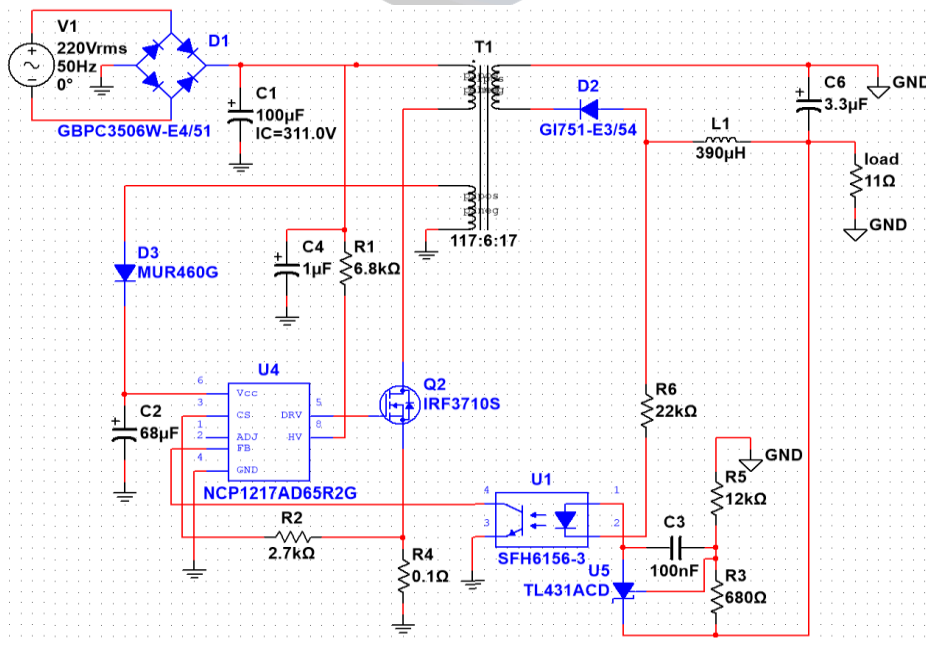
- Salida de Voltaje: 38.274 [V]
- Salida de Corriente: 3.87 [A]

Aún al no llegar al voltaje y corriente de 40 [V] y 4 [A] los valores están sobre el mínimo para obtener la máxima potencia del amplificador. Ahora, al graficar tanto la salida del MOSFET, la entrada del voltaje del MOSFET y la salida del voltaje de la fuente se obtiene la siguiente figura:



**Fig. 9.11 Voltaje de Conmutación (Verde), Señal de Entrada Del MOSFET (Rojo) y Voltaje de Salida Para Fuente Positiva (Azul)**

Ahora, como se requiere tanto un voltaje positivo como negativo que puedan suministrar la misma corriente, tenemos que para obtener un voltaje negativo en base a la topología utilizada se deben invertir las conexiones de los componentes de salida de la fuente, es decir, se deben conectar el diodo con polaridad invertida, el capacitor con polaridad invertida y el inductor en la conexión negativa del transformador tal que el voltaje rectificado y filtrado sea negativo, además de esto en la sección de retroalimentación las conexiones a tierra son cambiadas por las entradas de voltaje originales y viceversa junto con invertir las conexiones del TL431 y la entrada del LED del optoacoplador. Entonces con estos cambios se tiene la simulación del siguiente circuito: [23], [24]

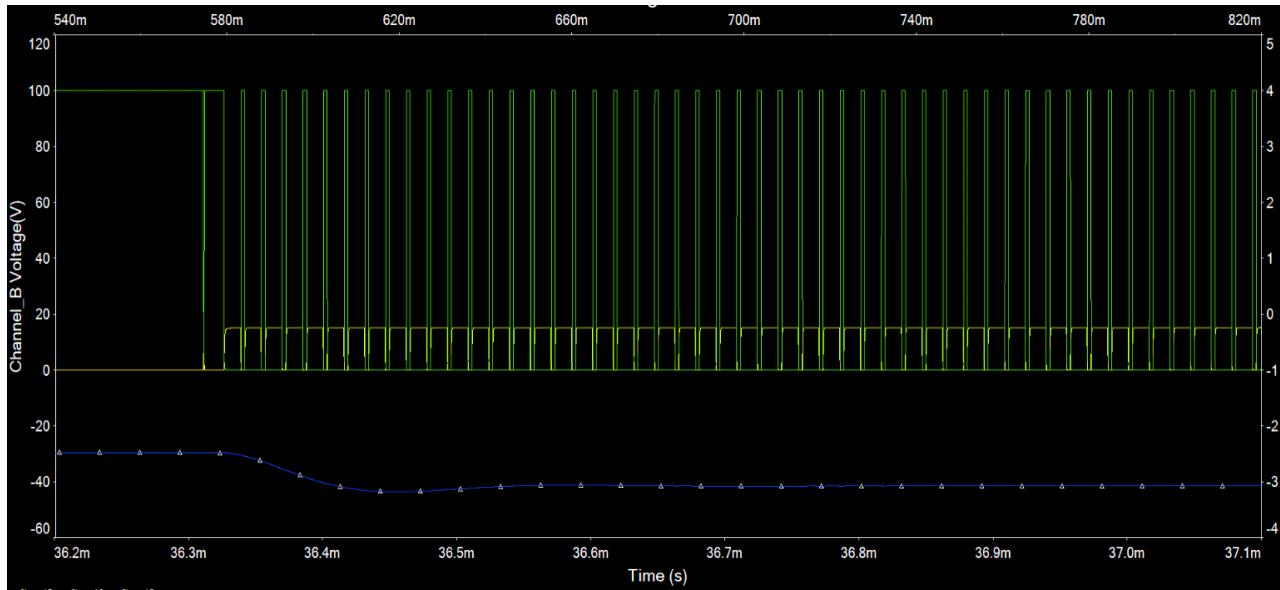


**Fig. 9.12 Esquema Circuito Fuente de Poder Negativa Para Amplificador**

Y de este circuito, a pesar de los constantes errores por el cambio de referencia, se registraron los siguientes valores para el voltaje y de corriente de salida:

- Salida de Voltaje: -40.014 [V]
- Salida de Corriente: 3.89 [A]

Para este caso aún se obtienen valores necesarios para el funcionamiento del amplificador a máxima potencia y, como esto es solo una simulación, ambas fuentes alcanzan los mismos valores a pesar de las limitaciones del simulador. Ahora, al graficar tanto la salida del MOSFET, la entrada del voltaje del MOSFET y la salida del voltaje de la fuente se obtiene lo siguiente:



**Fig. 9.13 Voltaje de Conmutación (Verde), Voltaje de Entrada Del MOSFET (Amarillo) y Voltaje de Salida Para Fuente Negativa (Azul)**

Por último, tenemos que calcular el disipador de calor adecuado para el MOSFET IRF3710S, por lo que los datos extraídos de la hoja de datos de este y de la temperatura ambiente utilizada para el amplificador de potencia son los siguientes: [22]

- $P_D[@ T^\circ = 25] = 200 [W]$
- $f_d = 1.30 [W/^\circ C]$
- $T_{AMB} = 30^\circ C$
- $T_{JMAX} = 175^\circ C$
- $\theta_{JC} = 0.75 ^\circ C/W$
- $\theta_{CS} = 0 ^\circ C/W$  (No Contiene en Hoja de Datos)

Al ajustar la potencia para temperatura de juntura a considerar, que en este caso también se utilizan  $150 [^\circ C]$  para tener un margen de seguridad se tiene la siguiente potencia:

$$P_{DER} = (150 - 30) \times 1.30$$

$$\leftrightarrow P_{DER} = 156 [W]$$



Entonces el valor de la resistencia térmica máxima para el disipador de calor necesario es el siguiente:

$$\theta_{SA} = \frac{175 - 30}{200 - 156} - 0.75 - 0$$

$$\leftrightarrow \theta_{SA} \leq 2.55 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Entonces el disipador a comprar debe tener un máximo de resistencia térmica de 2.55 °C/W para un que el MOSFET funcione de manera óptima.

NOTA:

Debido a los costos asociados de la construcción, además del tiempo que se requiere para construir y probar cada fuente no se realizó la construcción ni la placa de circuito impresa de las fuentes.

Como una solución de esto se compró cada uno de esos componentes y la razón de esta decisión se presenta a continuación.



## 10. Evaluación Económica

Con todos los diseños necesarios se requiere la búsqueda de todos los componentes en el mercado local como también en páginas internacionales para obtener el presupuesto total del proyecto, pero solo en términos de los circuitos a construir, esto dará un indicador de la viabilidad económica de cada módulo para ver los módulos a implementar, además de poder utilizar este presupuesto para ver en cuanto se puede vender el amplificador si termina como un producto viable.

Por cada módulo se obtienen los precios aproximados de distintas tiendas electrónicas de la región, tiendas de componentes electrónicos nacionales y también distribuidores internacionales como lo son Mouser® e incluso utilizando precios de Aliexpress® y Mercado Libre®, pero ninguno de estos precios considera los costos de envío, de importación y los costos extras como la construcción física de los paneles de cada módulo y la carcasa del amplificador. Además de esto, se tiene que los precios que están en monedas internacionales son ajustados a pesos chilenos al momento en que se realizó la búsqueda de los componentes. Entonces, se tiene que los presupuestos de los componentes del circuito por módulo son adjuntados en el anexo de este documento.

Ahora, para el presupuesto final se consideran tres casos particulares, donde estos comparten una característica, el preamplificador y el amplificador de potencia se mantienen en su precio total original, pero se consideran tres fuentes distintas: fuentes de poder comercial, las fuentes diseñadas y una fuente mediante el uso transformadores, de manera de contar con las mejores opciones para cuando se construyan los módulos.

Por lo tanto, los costos totales por cada caso serían los siguientes:

**Tabla N° 3 Costos Totales de Implementación de Módulos**

FUENTES DISEÑADAS		FUENTES COMERCIALES		TRANSFORMADORES	
PREAMP	\$ 119.950	PREAMP	\$ 119.950	PREAMP	\$ 119.950
POWER AMP	\$ 29.782	POWER AMP	\$ 29.782	POWER AMP	\$ 29.782
PS HEATER	\$ 34.548	PS HEATER	\$ 20.000	PS HEATER	\$ 22.080
PS POWER AMP	\$ 59.564	PS POWER AMP	\$ 40.000	PS POWER AMP	\$ 95.467
<b>TOTAL</b>	<b>\$243.844</b>	<b>TOTAL</b>	<b>\$209.732</b>	<b>TOTAL</b>	<b>\$ 267.279</b>

Como se puede observar los valores totales están bajo los \$CLP 300.000, lo cual si se consideran los precios extras de la construcción de la carcasa y los paneles toda la construcción puede quedar bajo un límite de \$CLP 500.000. De cada uno de los casos el precio más alto es para el caso con el uso de transformadores como fuente de poder mientras que el menor es utilizando fuentes comerciales, por lo que en la implementación del amplificador se hará uso de fuentes de poder comerciales que puedan proveer del voltaje y corrientes necesarios para el calentador de los tubos de vacío y para el amplificador de potencia.

## 11. Construcción y Pruebas de Módulos

Luego del diseño de cada módulo del amplificador se realizan tanto la construcción como las pruebas necesarias de cada módulo. De los módulos diseñados se tiene tanto el módulo de preamplificador como el de amplificador de potencia, ya que como se mencionó en el capítulo anterior se opta por tener módulos de fuente de poder para el amplificador de potencia y para el preamplificador que sean de los que estén disponibles en el mercado para poder abaratar costos de implementación.

### Alimentación de los Módulos

En primer lugar, para estos módulos se tiene que la alimentación que tiene cada módulo es como se describe a continuación:

Para el preamplificador sus fuentes de poder consisten en un transformador de aislación, donde su razón de transformación es 1:1 para entregar aislación galvánica al amplificador. La salida de este es rectificadas con un circuito de rectificación individual para obtener los 300 [Vdc] requeridos y junto con este también se tiene una fuente variable de 12 [V] y 3 [A] para los calentadores de los tubos y para energizar otros componentes.

Por otro lado, para el amplificador de potencia se requiere una fuente que puede entregar voltajes positivos y negativos, pero en el mercado las fuentes que entregan estos voltajes son de baja corriente como para ser utilizarlos en el amplificador, entonces para conseguir los voltajes y corriente necesarios se pueden unir dos fuentes de voltaje en serie con la conexión misma como el punto de referencia o la tierra de la fuente para conseguir un voltaje negativo y positivo, como se muestra en la siguiente imagen:

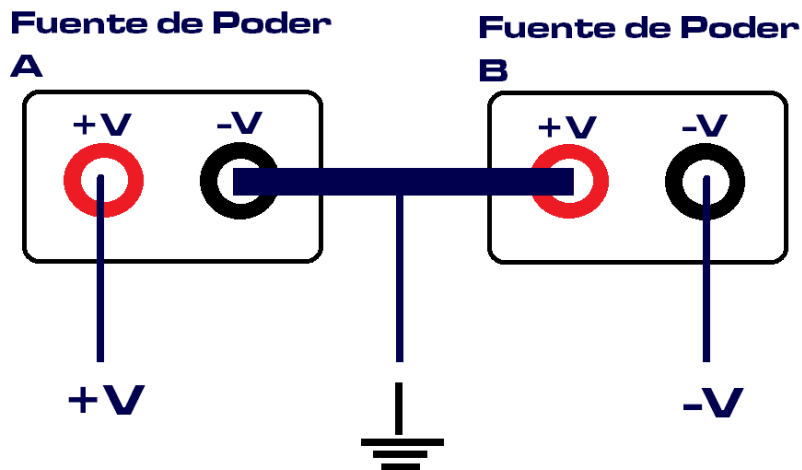


Fig. 11.1 Configuración Positivo Negativo Para Fuentes de Voltaje

Entonces se adquieren dos fuentes de voltaje de 36 [V] y con corrientes de 7 [A] para obtener la potencia necesaria para el amplificador.

Con la alimentación de los módulos resuelta se tiene que la construcción y pruebas por módulo son las siguientes:

## Construcción y Pruebas Preamplificador

Al ser el primer módulo del sistema, este está hecho en base al esquema de la figura 7.19 y para sus pruebas se considera tanto las pruebas con el circuito en su totalidad como también pruebas adicionales para el ecualizador. Entonces al implementar cada circuito como módulo individual tenemos que el programa EasyEDA® nos entrega el trazado de las conexiones del circuito, el cual fue utilizado como guía para las conexiones hechas a mano, por lo que estos trazados son los siguientes:

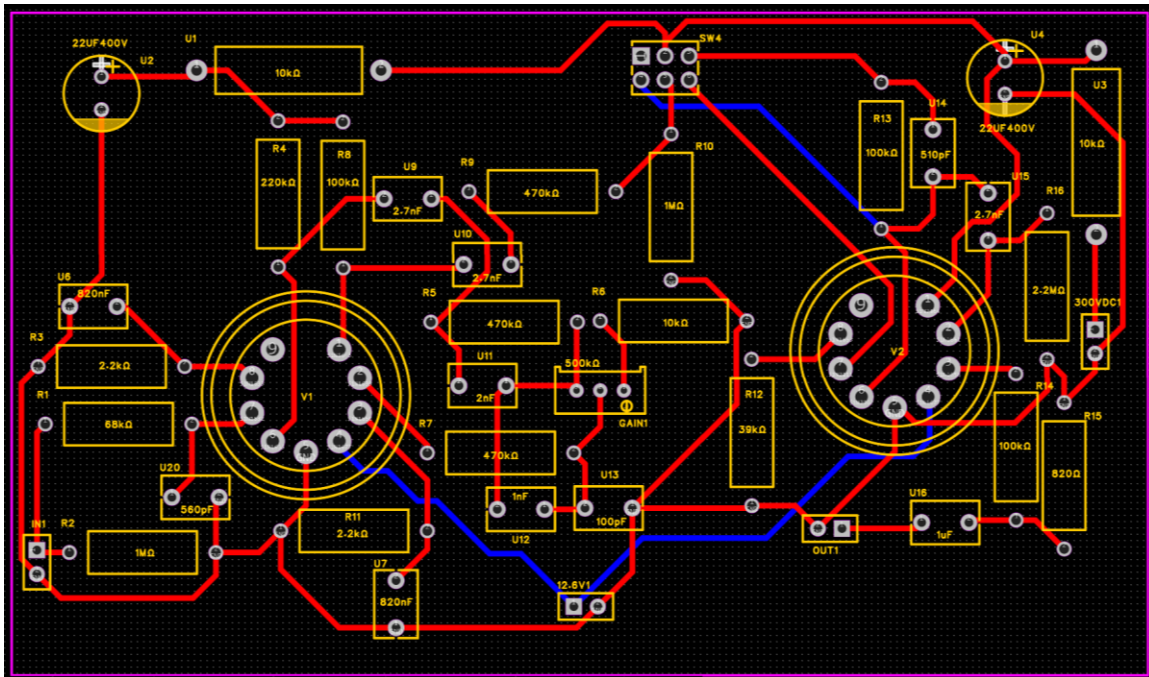


Fig. 11.2 Trazado de Conexiones Preamplificador

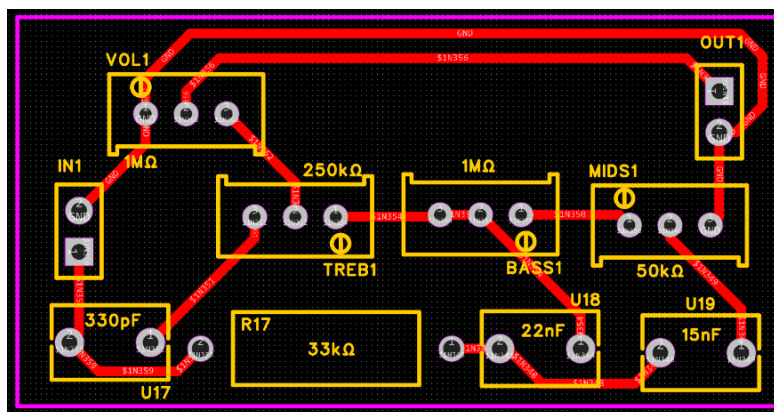


Fig. 11.3 Trazado de Conexiones Ecualizador

Entonces al construir cada uno las pruebas por módulo son las siguientes:

I. Pruebas Preamplificador:

En primer lugar, en la construcción del módulo tenemos que se utiliza una placa de circuitos con puntos de cobre para poder hacer el circuito a mano para abaratar costos y evitar el tiempo de espera que involucra ordenar un PCB. Por lo que el circuito del preamplificador en ambos lados de la placa es el siguiente:

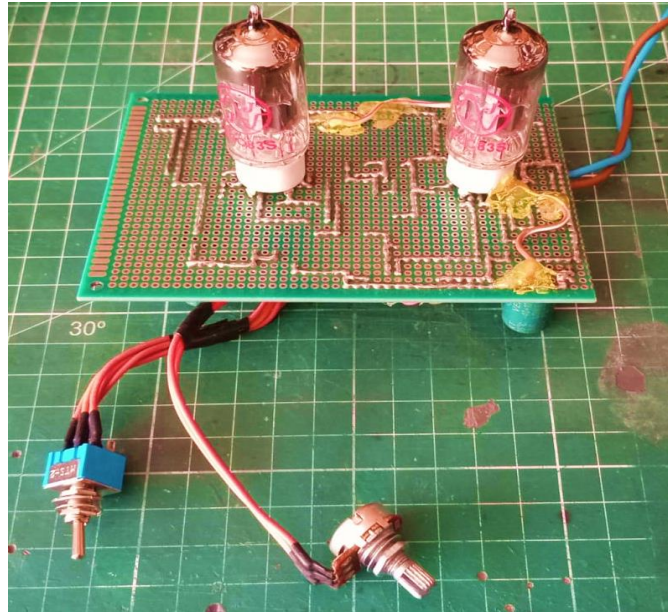


Fig. 11.4 Módulo de Preamplificador Sin Ecuador Lado A

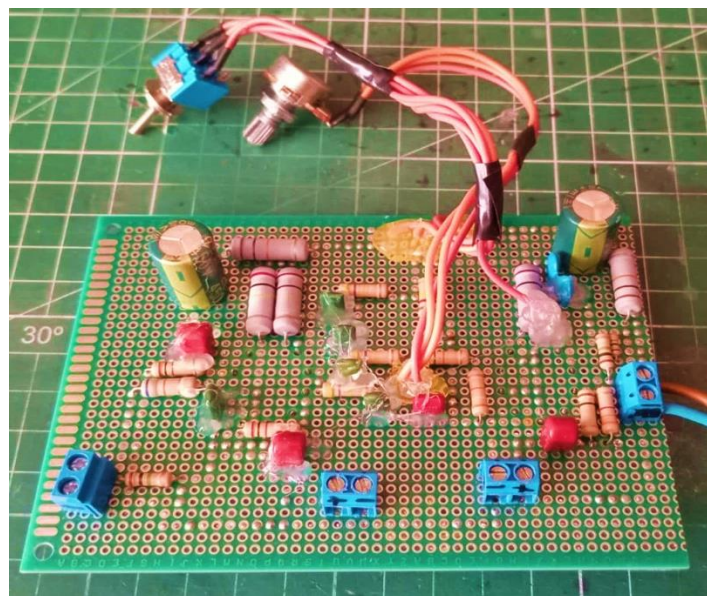


Fig. 11.5 Módulo de Preamplificador Sin Ecuador Lado B

Ahora, tenemos que para el preamplificador solo tiene el control de ganancia y el switch para hacer el cambio entre los canales de alta y baja ganancia. Por lo que al módulo se le debe medir la señal de salida del módulo para ambos canales con la ganancia al máximo con una entrada de voltaje de 1 [V<sub>pp</sub>], pero el valor del generador de frecuencia fue de 1.92 [V<sub>pp</sub>] y 1.96 [V<sub>pp</sub>] en donde se sigue dentro de los valores comunes para guitarras y los pedales de estos. Por lo que las salidas por canal sin ecualizador son las siguientes:

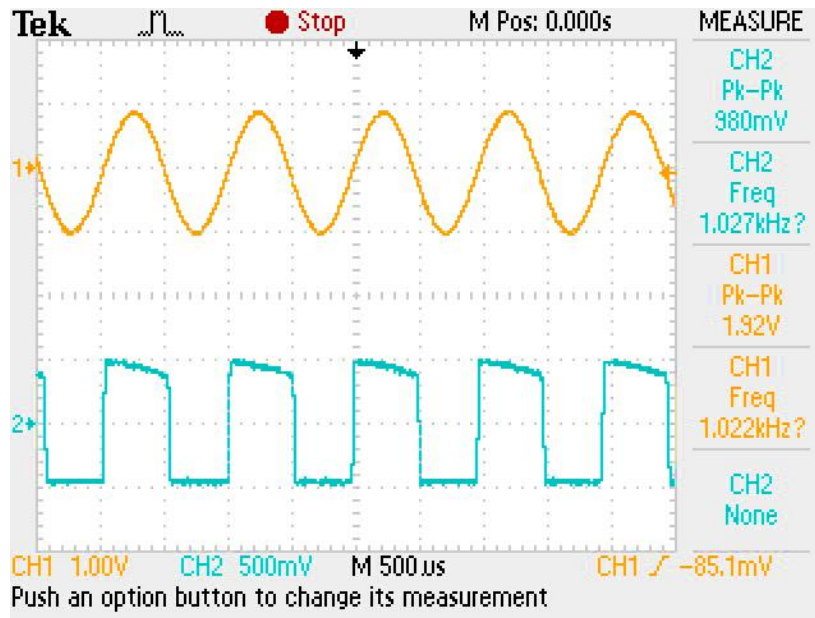


Fig. 11.6 Salida Preamplificador en Canal de Baja Ganancia Con Entrada de 2 [Vpp]

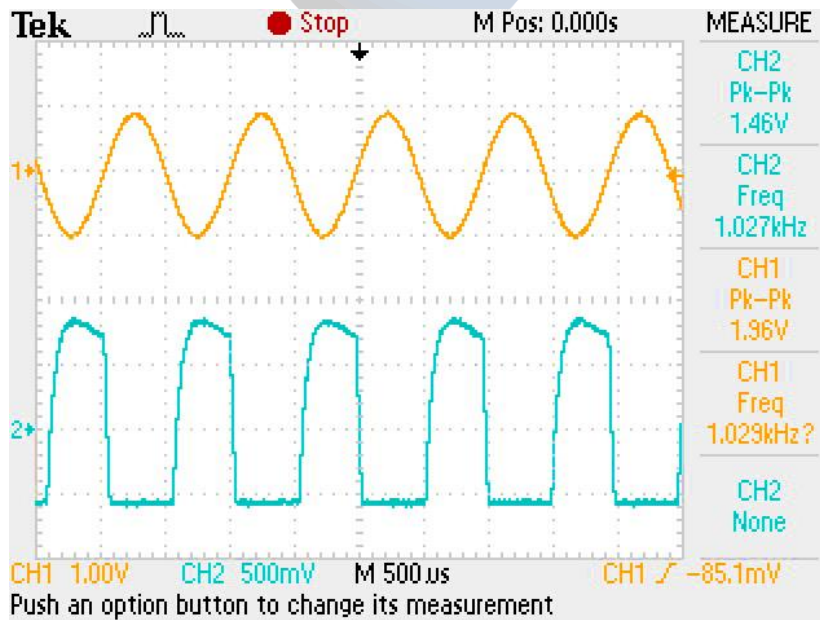


Fig. 11.7 Salida Preamplificador en Canal de Alta Ganancia Con Entrada de 2 [Vpp]

## II. Pruebas Ecuador:

Para el ecualizador tenemos que al implementarlo como módulo individual los controles a considerar son para las frecuencias altas, medias y bajas junto con el control de volumen total del preamplificador, entonces al construirlo según la figura 7.15 y al colocar los controles en una placa extra para evitar que se enreden los cables de se obtiene lo siguiente:

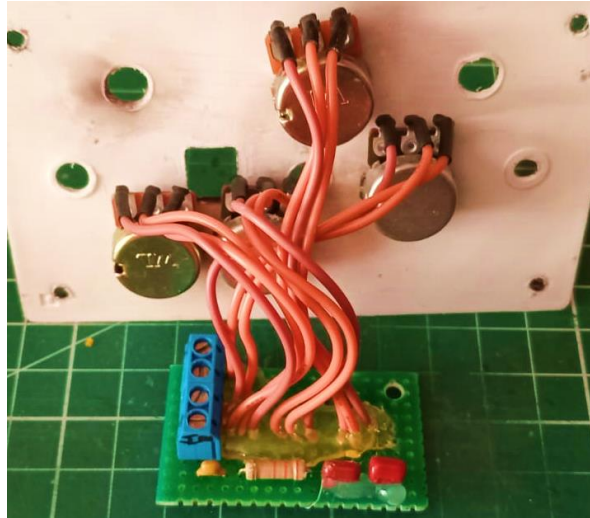


Fig. 11.8 Módulo de Ecuador Bajo Placa



Fig. 11.9 Módulo de Ecuador Sobre Placa

Ahora, la prueba para este módulo es hacer un barrido en frecuencia para una entrada de 2 [V<sub>pp</sub>] en un rango de frecuencia de 10 [Hz] hasta 20 [kHz] para registrar el valor de voltaje obtenido de la salida graficarla en [dB] para ver la respuesta en frecuencia del ecualizador.

Por lo que la tabla obtenida con los datos de voltaje de la salida del ecualizador en [dB] y [V<sub>pp</sub>] con los controles al máximo, para replicar el grafico de simulación con los controles al máximo, fue adjuntada en el anexo de este documento. Mientras que la gráfica en escala logarítmica con cada valor de la salida en [dB] es la siguiente:

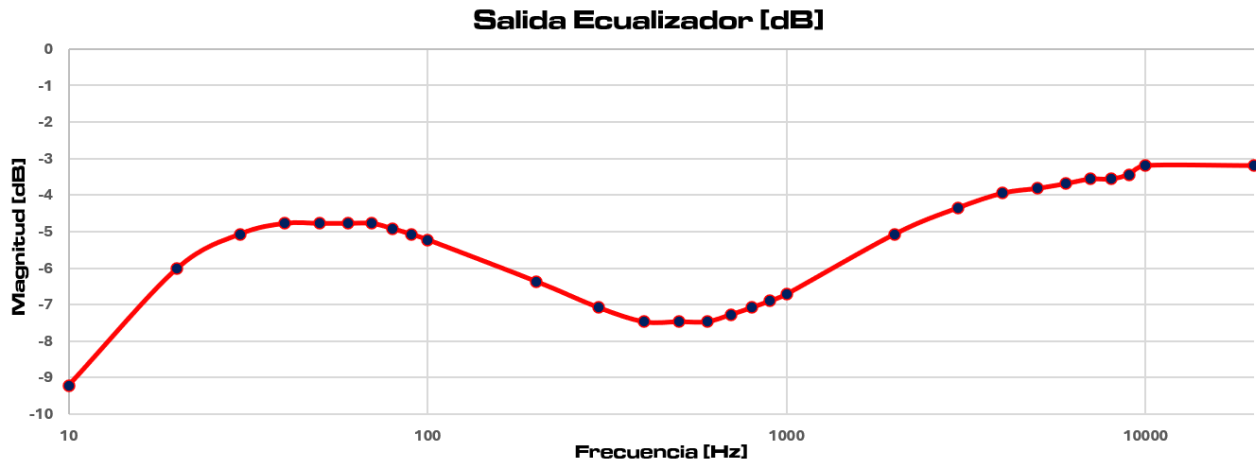


Fig. 11.10 Grafica de Salida Ecualizador en [dB]

### III. Pruebas Preamplificador y Ecualizador:

Luego de haber hecho las pruebas individuales del preamplificador y el ecualizador se deben realizar las pruebas de ambos módulos en conjunto para observar si el efecto del ecualizador es perceptible o habrá que recalcularlo para ajustarla. Entonces al acoplar ambos módulos se tiene que la entrada es de 2 [V<sub>pp</sub>] a una frecuencia de 1 [kHz] y variando tanto el canal del preamplificador como la cantidad de ganancia, dejando fijo los controles del ecualizador para comparar con lo obtenido en simulación. Por lo que las salidas de voltaje obtenidas son las siguientes:

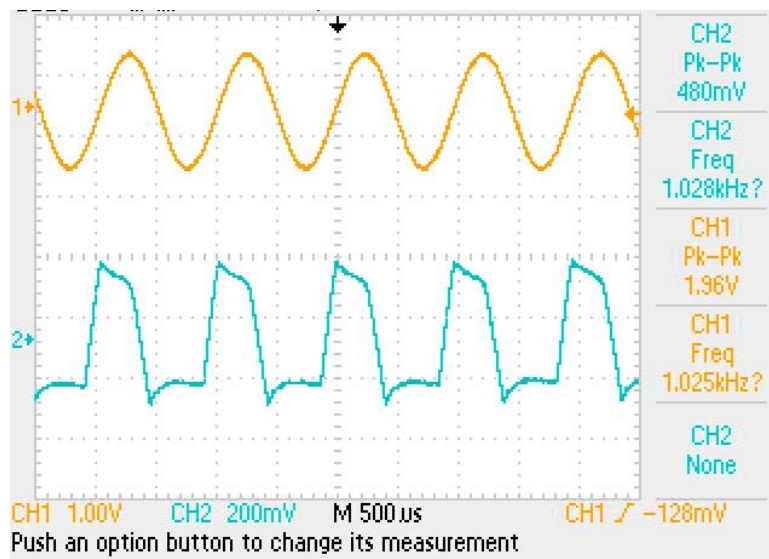


Fig. 11.11 Salida Preamplificador en Canal de Baja Ganancia, Con Entrada de 2 [V<sub>pp</sub>] y Ganancia al 0%



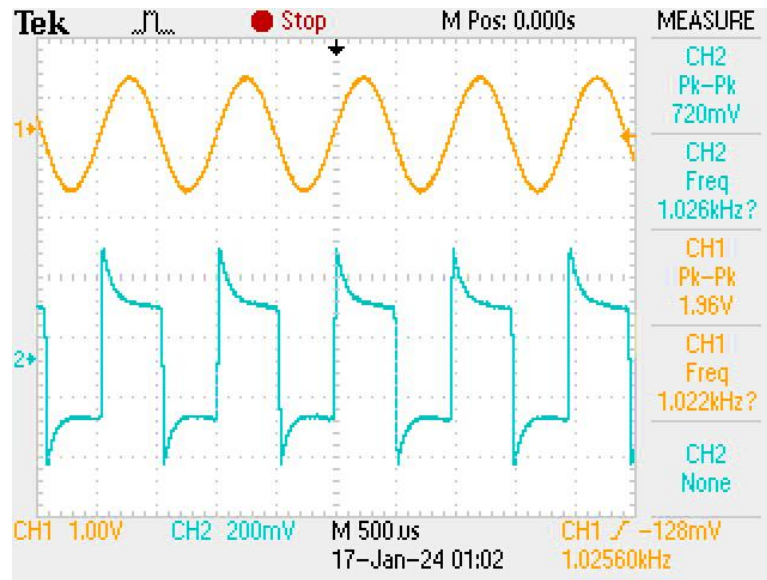


Fig. 11.12 Salida Preamplificador en Canal de Baja Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 100%

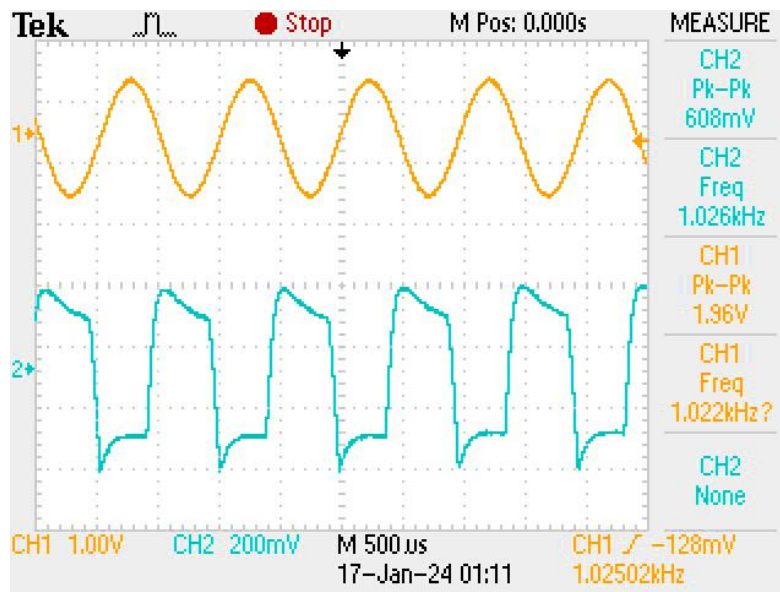


Fig. 11.13 Salida Preamplificador en Canal de Alta Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 0%

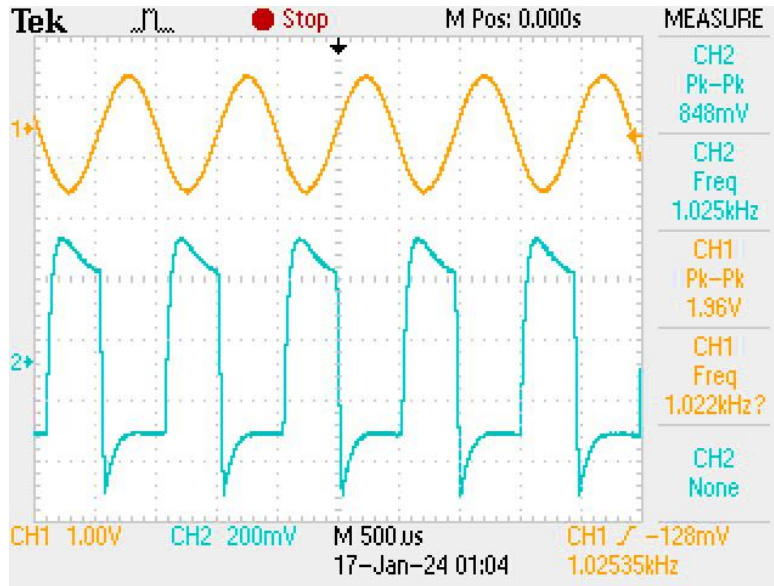


Fig. 11.14 Salida Preamplificador en Canal de Alta Ganancia, Con Entrada de 2 [Vpp] y Ganancia al 100%

## Construcción y Pruebas Amplificador de Potencia

Para el amplificador de potencia tenemos que se tienen tanto el módulo de amplificación en configuración puente como un módulo extra con configuración individual debido a los problemas que trajo la configuración puente en las pruebas y en su uso fuera de estas. Entonces por cada módulo de amplificación sus mediciones y set-up de prueba son los siguientes:

### I. Módulo de Amplificación Puente:

Para este módulo de amplificación, como fue el primero construido en base al esquema desarrollado en el capítulo del diseño de este, tenemos que el trazado de conexiones generado por el programa EasyEDA® para implementarlo en una placa de circuitos es el siguiente:

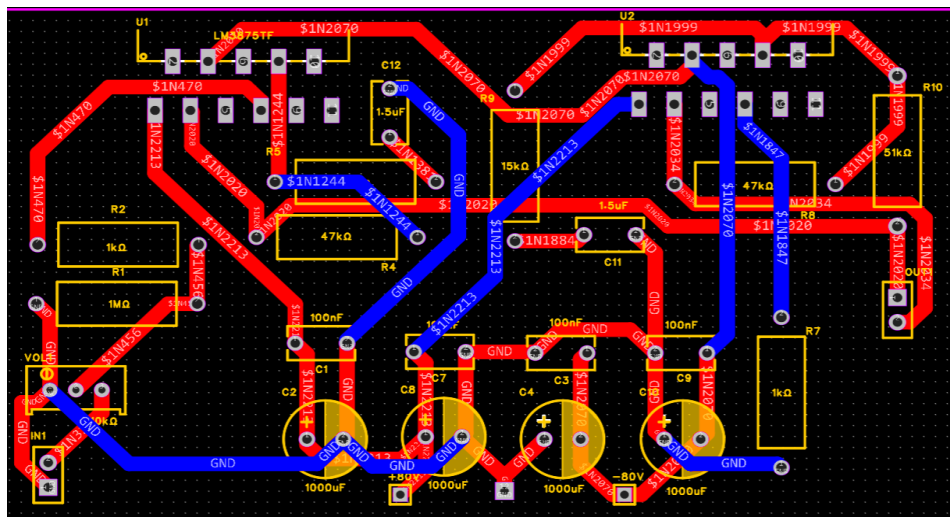
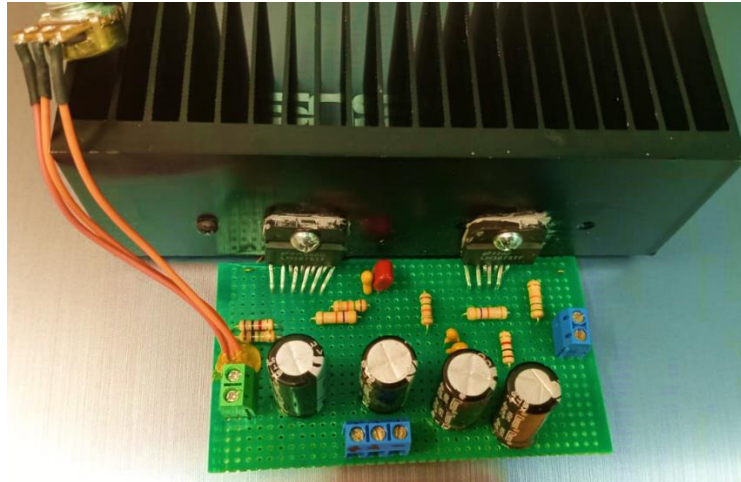


Fig. 11.15 Trazado de Conexiones Amplificador De Potencia en Configuración Puente

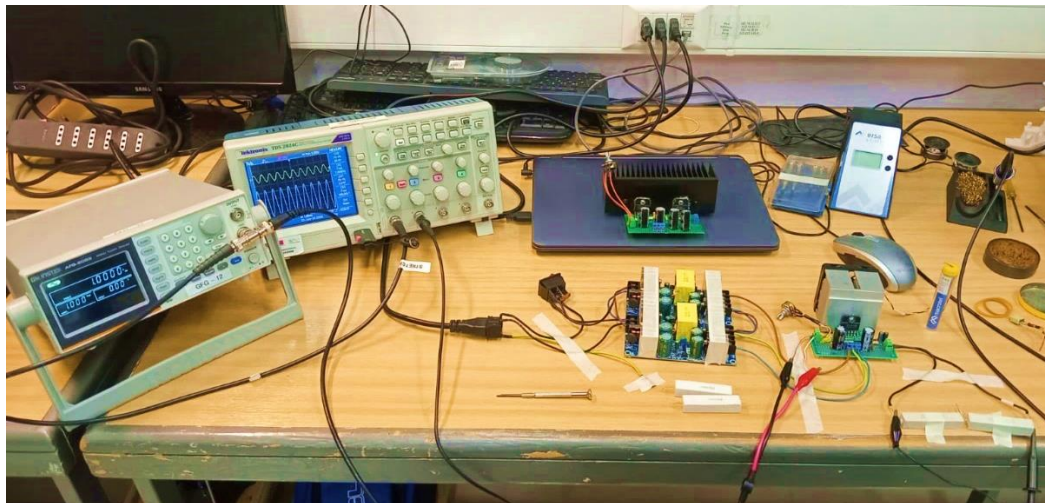
Y al igual que el preamplificador, al implementar el circuito a mano, tenemos que el módulo ya construido con un disipador de calor adecuado es el siguiente:



**Fig. 11.16 Módulo de Amplificador De Potencia en Configuración Punte**

Con el módulo de amplificación construido se requiere obtener la salida de voltaje del módulo para observar si se llega a la ganancia establecida en el diseño y observar si el módulo se distorsiona al utilizarlo con el máximo de volumen.

Con estos objetivos en mente se implementa el siguiente set-up que se muestra en la siguiente imagen, el donde se utiliza las fuentes de voltaje en serie que mencionaron anteriormente y con esto se realizan las mediciones con distintas entradas de voltaje a una frecuencia de 1 [kHz] y con distintas cargas resistivas en su salida, como no se pudo conseguir una resistencia de alta potencia de 8 [ $\Omega$ ] al momento de estas mediciones.



**Fig. 11.17 Implementación para Mediciones Amplificador de Potencia**

Por lo que de este set-up cada salida de voltaje obtenida por este módulo en las pruebas realizadas son las siguientes:

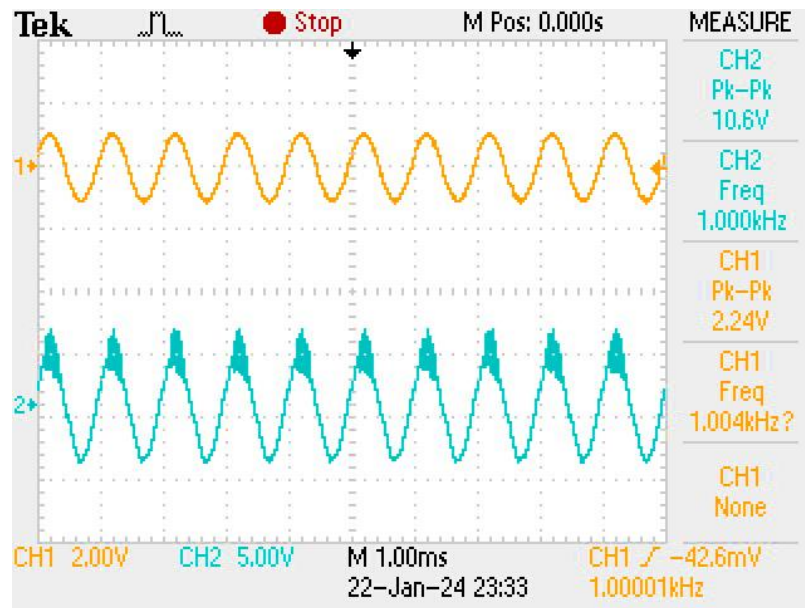


Fig. 11.18 Salida Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp]

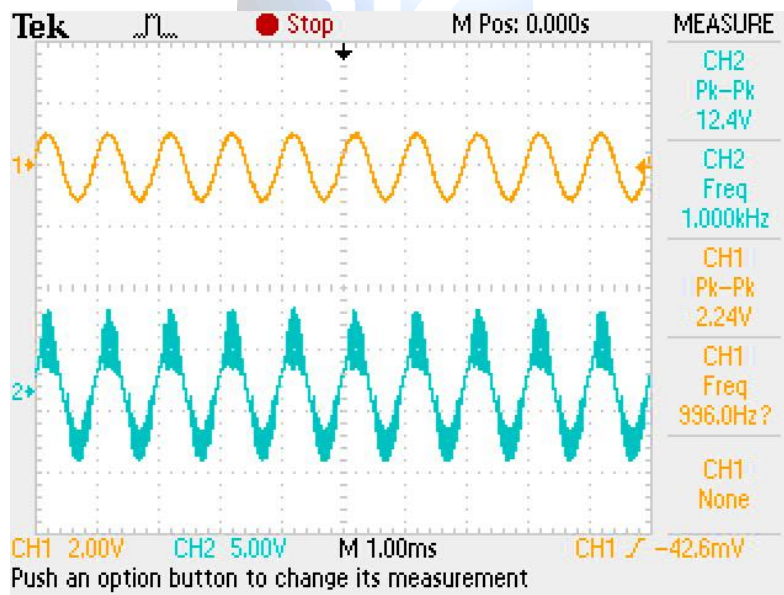


Fig. 11.19 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp]

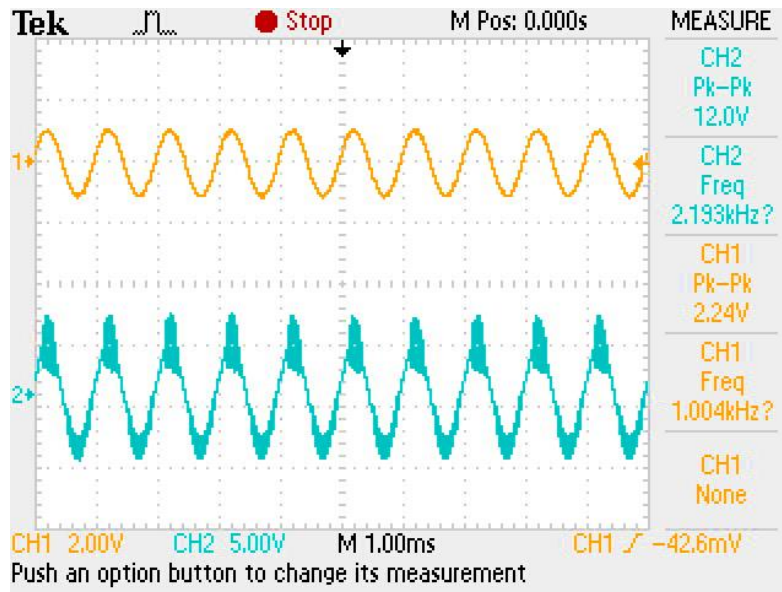


Fig. 11.20 Salida de Amplificador Con Carga de 15 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp]

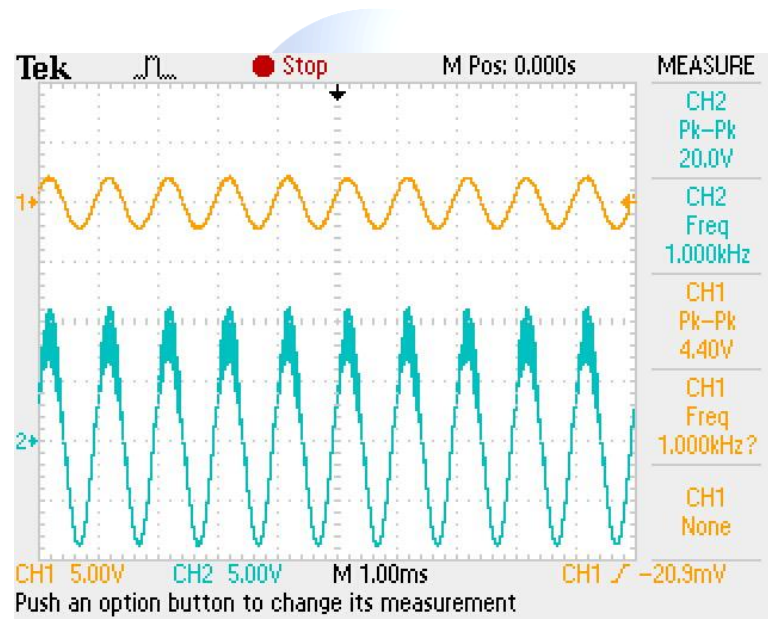


Fig. 11.21 Salida de Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp]

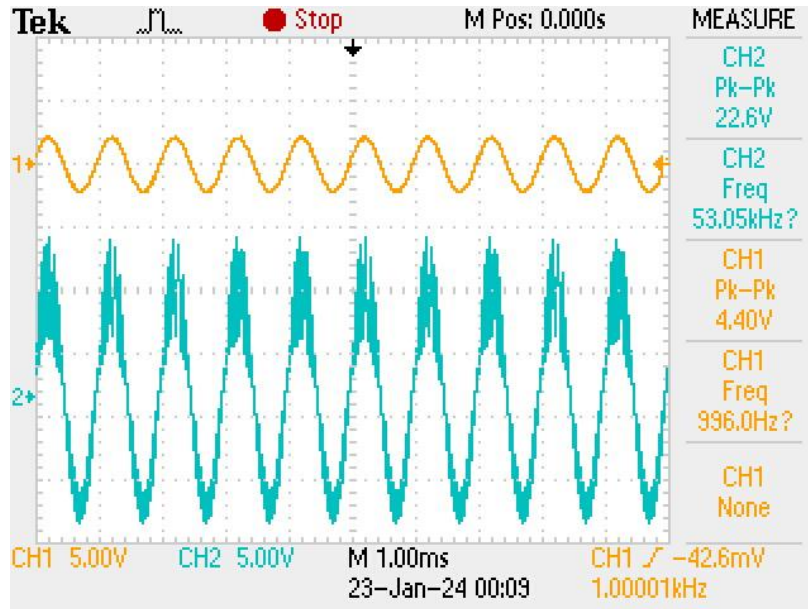


Fig. 11.22 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp]

## II. Módulo de Amplificación Individual:

Después de las pruebas del módulo en configuración puente se tiene también un módulo con solo un integrado de amplificador debido a la distorsión obtenida del módulo y como de los componentes adquiridos se tenía otro integrado LM3875 extra, pero a diferencia de los esquemas de los diseños anteriores este módulo tiene una ganancia de 10, al igual que la ganancia total con el módulo de puente, además de evitar que este se sature al probarlo en el simulador. Entonces al ingresar el esquema a EasyEDA® el trazado generado es el siguiente:

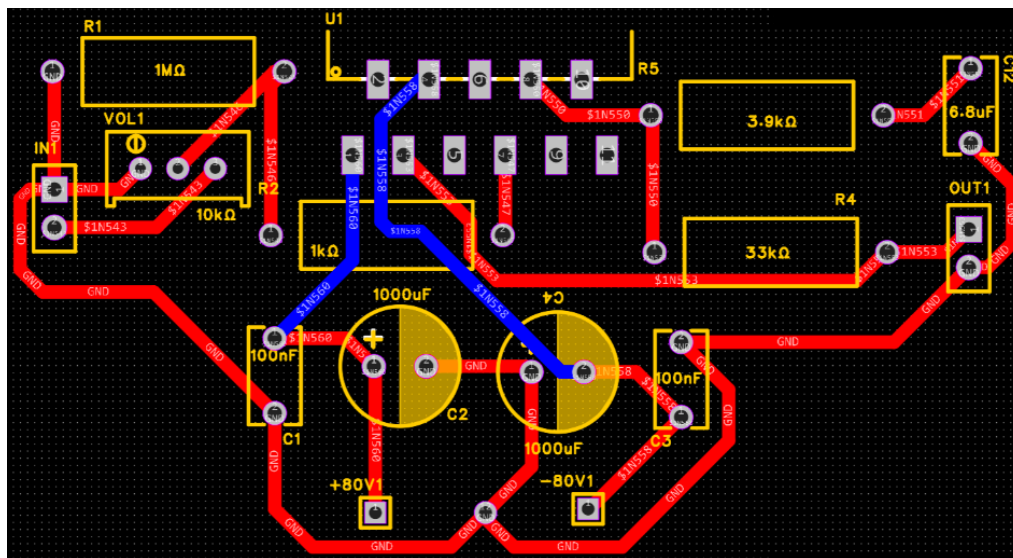


Fig. 11.23 Trazado de Conexiones Amplificador De Potencia en Configuración Puente

Por lo que, al utilizar la misma fuente de poder un disipador de calor activo, al no poder conseguir otro disipador a tiempo, se obtuvo el siguiente módulo de amplificación:

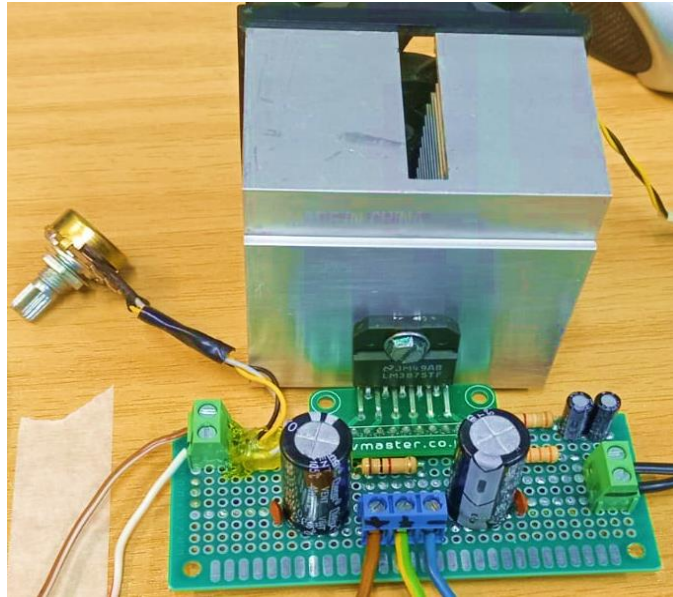


Fig. 11.24 Módulo de Amplificador De Potencia en Configuración Puente

Para este módulo el set-up utilizado es el mismo utilizado para el módulo en puente, además de utilizar las mismas cargas y entradas de voltaje. Entonces al realizar las mismas pruebas del módulo anterior se tienen los siguientes resultados:

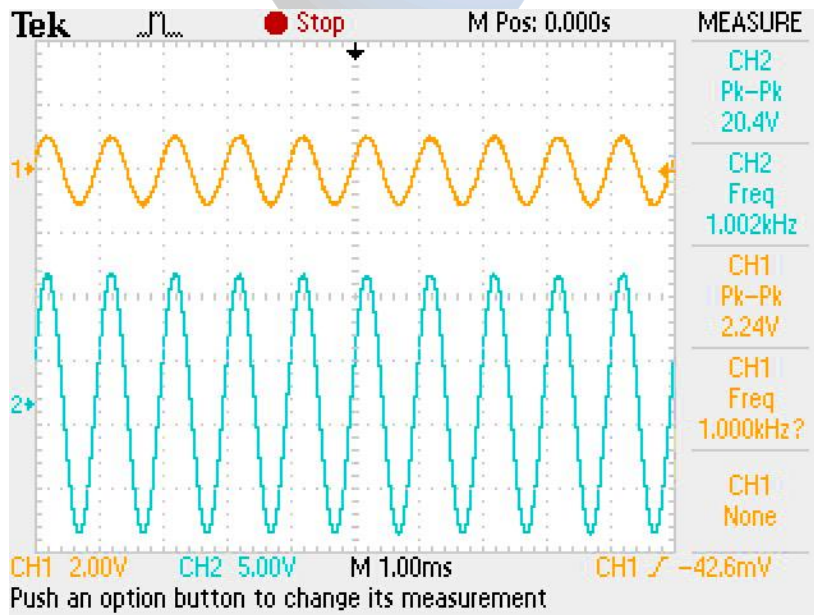


Fig. 11.25 Salida Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp]

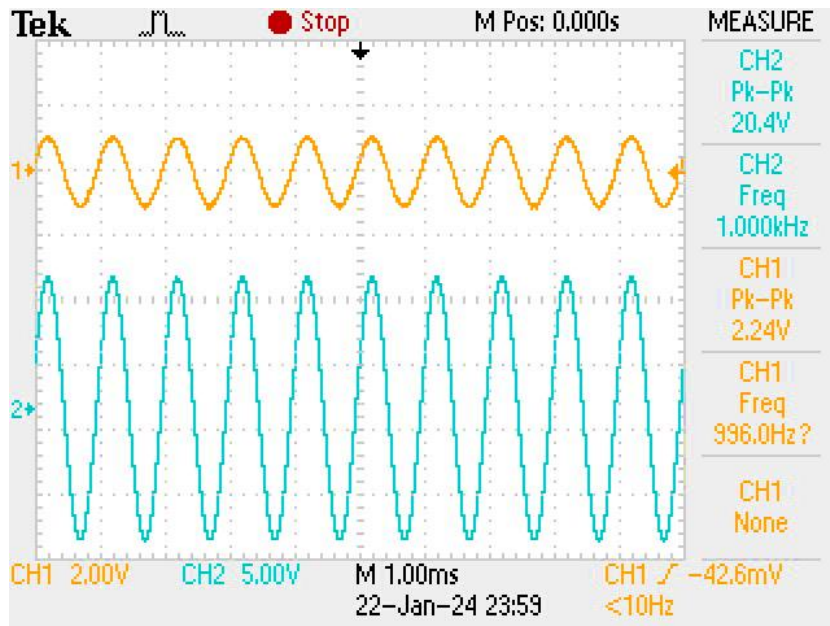


Fig. 11.26 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp]

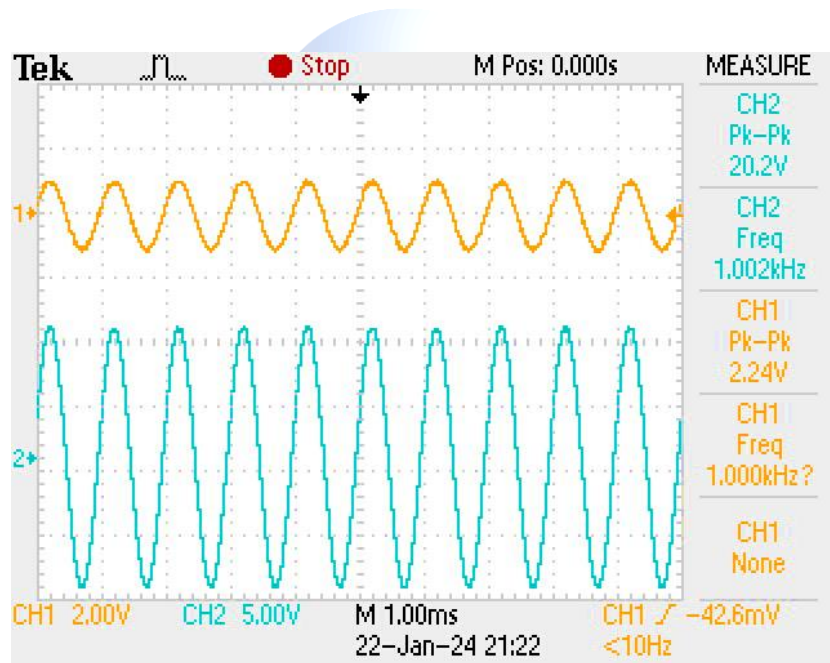


Fig. 11.27 Salida de Amplificador Con Carga de 15 [ $\Omega$ ] y Entrada de 2 [Vpp]



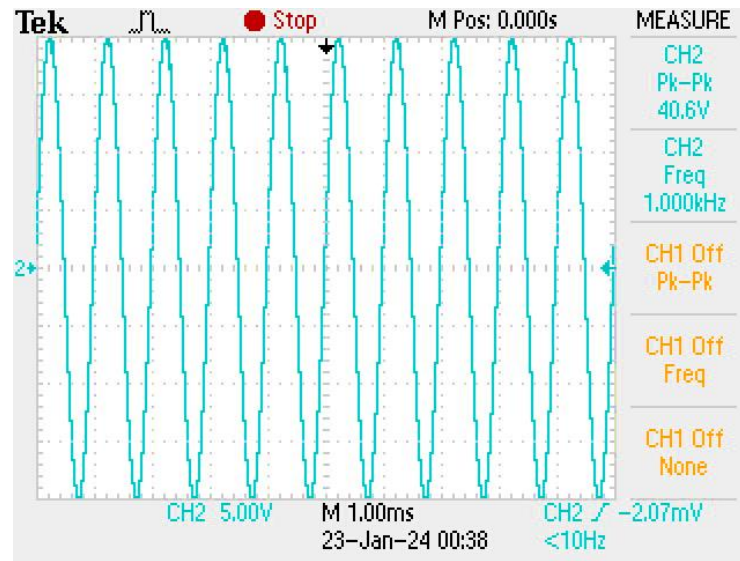


Fig. 11.28 Salida de Amplificador Con Carga de 4.7 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp]

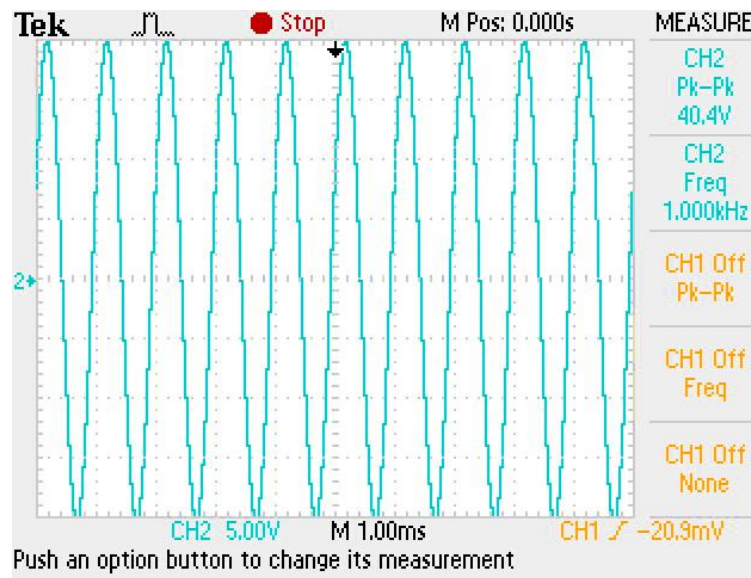


Fig. 11.29 Salida de Amplificador Con Carga de 9.4 [ $\Omega$ ] y Entrada de 4.4 [Vpp]

## 12. Conclusiones Post Pruebas

---

Luego de realizar las pruebas finales de cada módulo se tiene una serie de comparaciones de estos resultados con los obtenidos tanto en simulación como entre cada módulo para el caso del amplificador de potencia. Entonces, con respecto a los resultados de las simulaciones y las mediciones se concluye lo siguiente:

### Análisis Preamplificador:

- Sin Ecuilizador

En primer lugar, con respecto a lo obtenido en las pruebas del preamplificador sin el ecualizador conectado, en comparación a lo obtenido en la simulación tenemos que la salida de ambos presenta la misma forma de onda para el canal de alta ganancia donde sus semiciclos negativos presentan un corte en la punta de cada uno, mientras que sus semiciclos positivos presentan una forma similar a una señal de diente de sierra, pero con la subida de voltaje más curva que una señal de diente de sierra común.

Pero para el preamplificador su mayor diferencia con la salida de la simulación es la amplitud de esta, ya que el valor de voltaje máximo de salida es de 1.46 [V<sub>pp</sub>] mientras que en la simulación la salida es de 3.3 [V<sub>pp</sub>], por lo que si se utiliza con el ecualizador su nivel es mucho más reducido; sin embargo, como se utiliza junto a un amplificador de potencia el nivel de este no es importante como el amplificador de potencia es para valores bajo los 5 [V<sub>pp</sub>] de entrada. Además, al ser el nivel de salida así de bajo no hay problemas al utilizarlo con otros pedales o como la entrada de otro amplificador, por lo que la opción de acoplarse a otro preamplificador es posible para un diseño futuro. Por otro lado, si se busca aumentar el nivel de esta salida sin tener que volver a diseñar el preamplificador se puede hacer uso de circuitos amplificadores con semiconductores como el nivel bajo de salida no daña a los mismos.

- Con Ecuilizador:

Por otro lado, al analizar el preamplificador con ecualizador acoplado en el canal de alta ganancia, con respecto a la simulación, tenemos que ambas curvas son prácticamente las mismas con la forma característica para la distorsión de guitarra, la cual se genera debido a la carga y respuesta en frecuencia del ecualizador acoplado. Pero, al igual que el caso sin ecualizador, la única diferencia entre ambas gráficas es la amplitud del voltaje de ambas salidas, ya que para el preamplificador construido su salida es de 0.848 [V<sub>pp</sub>] mientras que en la simulación su salida es de 2.50 [V<sub>pp</sub>].

Para ambos casos la razón del nivel reducido de salida es debido a varios factores: primero tenemos que la alimentación del módulo no es cercana a la estimada, ya que en cada lugar donde se prueba el módulo al medir el voltaje de entrada este no supera los 270 [V<sub>dc</sub>] y esto ocurre por la baja de voltaje alterno de entrada de la red al no ser de 220 [V<sub>ac</sub>]. Además de esto, también se debe por las condiciones del circuito implementado, esto incluye las pérdidas del circuito, la forma en que se acoplan los módulos mediante cables y el tipo de cable utilizado, como no es el indicado para su uso en audio. También se debe por el reajuste de componentes según la disponibilidad de estos al momento de su construcción, además del trazado de conexiones en la misma placa de este.

A pesar de todos estos detalles cuando se utiliza con una guitarra el tono final conseguido y volumen de este es el ideal para el amplificador a construir, por lo que el preamplificador es incluido directamente en el amplificador final.

## Análisis Ecualizador:

Para el ecualizador, según la respuesta en frecuencia con los controles al máximo, al compararlo con la simulación tenemos que ambos tienen una respuesta en frecuencia similar en la forma de ambas gráficas, ya que ambas no sobrepasan el límite de -10 [dB], el valle de ambas se centra entre los 400 [Hz] y 500 [Hz] mientras que cada cúspide se centra en 40 [Hz] y 50 [Hz] para las frecuencias bajas y en 10 [kHz] para frecuencias altas.

Pero para el módulo de ecualizador se obtienen distintos valores de la amplitud de su curva, como se puede observar en frecuencias entre 10 [Hz] y 100 [Hz] y por sobre 1 [kHz] donde los valores que alcanzan son menores al de la simulación, por lo que las frecuencias bajas y altas son atenuadas en comparación a la simulación y también entre 100 [Hz] y 1 [kHz] en donde la curva de prueba tiene valores mayores, por lo que las frecuencias medias son acentuadas en comparación a la simulación.

De la respuesta obtenida por el módulo de ecualizador tenemos que al atenuar las frecuencias más bajas y altas y acentuar las frecuencias medias es una mejor opción para el amplificador, ya que para ambos canales se acentúan las frecuencias donde se centra una guitarra y para los niveles fuera de ese rango se atenúan levemente, por lo que es el comportamiento ideal, sobre todo en el canal de alta ganancia, para darle la “Forma” al tono del amplificador final.

## Análisis Amplificador de Potencia

- Configuración Puente:

Con respecto al módulo de amplificador de potencia en configuración puente su salida se distorsiona para cualquier entrada y carga que a utilizar y además de esto, por cada prueba, la temperatura de uno de los integrados llega a ser mayor que el otro integrado, aún con el disipador de calor y pasta térmica adecuada para el módulo. Por otro lado, el valor de la ganancia por cada una de las pruebas, la cual se calculan con la fórmula 8.0, serían las siguientes:

**Tabla N° 4 Ganancias de Pruebas Finales Amplificador en Configuración Puente**

Prueba Realizada	Módulo Puente		
	Entrada	Salida	Ganancia
Carga 4.7 [Ω] Entrada 2 [V <sub>pp</sub> ]	2,24	10,60	4,73
Carga 9.4 [Ω] Entrada 2 [V <sub>pp</sub> ]	2,24	12,40	5,54
Carga 15 [Ω] Entrada 2 [V <sub>pp</sub> ]	2,24	12,00	5,36
Carga 4.7 [Ω] Entrada 4.4 [V <sub>pp</sub> ]	4,40	20,00	4,55
Carga 9.4 [Ω] Entrada 4.4 [V <sub>pp</sub> ]	4,40	22,60	5,14
		<b>Ganancia Promedio</b>	5,06

Con respecto a la simulación su ganancia es de 8.05 para una carga de 8 [ $\Omega$ ] y una entrada de 5 [ $V_{pp}$ ] y su salida no se distorsiona como la del módulo. La razón de esto es debido tanto a las condiciones ideales del circuito de simulación, entre ellas están las pérdidas entre las conexiones de los componentes y las variaciones en el voltaje de alimentación y entrada del circuito y a su vez no se consideran las imperfecciones del circuito como son las conexiones en la placa, como también los instrumentos usados al no tener conexiones ideales sus conexiones.

Otro factor que perjudica el rendimiento del módulo es la condición de ambos integrados, como varios de estos pueden venir con problemas de fábrica, por ejemplo; Cuando se ordenaron estos módulos por lote tres de los seis integrados tienen un corto circuito entre la entrada de voltaje negativo y tierra, con los tres restantes fueron utilizados en los dos módulos de amplificación. Pero de los dos integrados utilizados del módulo en configuración puente se puede observar que en la señal resultante su semiciclo positivo está mucho más saturado que el semiciclo negativo, esto puede ser debido a que uno de los dos integrados presenta daños internos que no fueron detectados al hacer pruebas de continuidad por cada integrados, mientras que el otro integrado recibe o transmite esta señal ya distorsionada, dando también una explicación a la diferencia de temperatura entre ambos integrados, ya que el integrado puede generar pérdidas por los daños que esta tiene.

- Configuración Individual:

Por último, con respecto al módulo en configuración individual la señal resultante no tiene saturación o distorsión alguna para las entradas de voltaje y cargas utilizadas, mientras que su temperatura se mantuvo baja en comparación al módulo anterior, como este módulo utiliza un disipador de calor activo con un ventilador de 12 [V].

Ahora, en términos de la ganancia por cada prueba se tienen los siguientes valores:

**Tabla N° 5 Ganancias de Pruebas Finales Amplificador en Configuración Individual**

Prueba Realizada	Módulo Individual		
	Entrada	Salida	Ganancia
Carga 4.7 [ $\Omega$ ] Entrada 2 [ $V_{pp}$ ]	2,24	20,40	9,11
Carga 9.4 [ $\Omega$ ] Entrada 2 [ $V_{pp}$ ]	2,24	20,40	9,11
Carga 15 [ $\Omega$ ] Entrada 2 [ $V_{pp}$ ]	2,24	20,2	9,02
Carga 4.7 [ $\Omega$ ] Entrada 4.4 [ $V_{pp}$ ]	4,40	40,6	9,23
Carga 9.4 [ $\Omega$ ] Entrada 4.4 [ $V_{pp}$ ]	4,40	40,4	9,18
		<b>Ganancia Promedio</b>	9,13

Ahora, para el caso de simulación la ganancia obtenida es de 5.67, como se tiene que sea la ganancia de la configuración puente, pero el módulo individual construido presenta una ganancia de 9.13, por lo que al compararla con la simulación de la configuración individual no es la indicada.

Pero sí se puede comparar los resultados de este módulo con el módulo en configuración puente, como uno estos dos módulos es incluido en el amplificador final. Entonces, de la salida del módulo individual se observa que la salida no presenta distorsión alguna a diferencia del módulo puente, como el integrado utilizado no tiene problemas internos según lo que se observa en su salida. Además, la ganancia conseguida es cercana a la establecida en los cálculos en comparación al módulo puente que es cercana a la mitad de la ganancia total considerada. Y como otro punto a considerar al utilizar los módulos con un parlante de 8 [ $\Omega$ ] como carga el volumen percibido por el módulo individual es mayor al módulo puente.

Por lo tanto, el módulo individual es el más cercano a sus valores considerados en sus cálculos, aunque la máxima potencia solo será de 56 [W] que sigue siendo útil para su uso en vivo, por lo que este módulo es integrado para el amplificador final.



## Referencias

---

- [1] Teemu Kyttälä, *Solid-State Guitar Amplifiers*, First Edition. 2008.
- [2] Science Of Loud, “VALVE/TUBE Amp Circuits EXPLAINED! | Too Afraid To Ask”, You Tube. [En línea]. Disponible en: [https://www.youtube.com/watch?v=\\_170IIG9iic](https://www.youtube.com/watch?v=_170IIG9iic)
- [3] Douglas Self, *Audio Power Amplifier Design Handbook*, Fourth Edition. Elsevier, 2006.
- [4] “Ei-RC” - Electronic tubes factory y General Electric, “ECC83/12AX7”. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/121279/GEC/12AX7.html>
- [5] Merlin Blencowe, *Designing Tube Preamps For Guitar And Bass*. Merlin Blencowe, 2009.
- [6] Monolithic Power Systems, “How to Design a Flyback Converter in Seven Steps”. [En línea]. Disponible en: <https://www.monolithicpower.com/how-to-design-a-flyback-converter-in-seven-steps>
- [7] GreatScott!, “How does a modern Power Supply work?! (230V AC to 5/12V DC) DIY Flyback Converter!”, You Tube. [En línea]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=ycT-PItAzNk>
- [8] Texas Instruments y Jean Picard, “Under the Hood of Flyback SMPS Designs”, 2010. [En línea]. Disponible en: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup261/slup261.pdf>
- [9] Texas Instrument y Markus Zehendner, “How to Approach a Power-Supply Design – Part 6”, mar. 2023. [En línea]. Disponible en: [https://www.ti.com/lit/ab/slvafk6/slvafk6.pdf?ts=1709854157647&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ab/slvafk6/slvafk6.pdf?ts=1709854157647&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)
- [10] Intellijel, “1U Technical Specifications”. [En línea]. Disponible en: <https://intellijel.com/support/1u-technical-specifications/>
- [11] Midisoft, “EuroRack Dimensions”. [En línea]. Disponible en: [https://www.midisoft.de/EuroRackDimensions/EuroRack\\_Dimensions.html](https://www.midisoft.de/EuroRackDimensions/EuroRack_Dimensions.html)
- [12] National Semiconductor, “LM3875 Overture™ Audio Power Amplifier Series High-Performance 56W Audio Power Amplifier”. agosto de 2000. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/pdf/8889/NSC/LM3875.html>
- [13] Texas Instruments, “LM3886 Overture™ Audio Power Amplifier Series High-Performance 68W Audio Power Amplifier w/Mute”. marzo de 2013. [En línea]. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3886.pdf>
- [14] The Valve Wizard, “Heater / Filament Supplies”. [En línea]. Disponible en: [https://www.valvewizard.co.uk/heater.html#:~:text=The%20heater%20voltage%20should%20be,\(6V%20to%206.6V\).](https://www.valvewizard.co.uk/heater.html#:~:text=The%20heater%20voltage%20should%20be,(6V%20to%206.6V).)

- [15] ROHM Semiconductor, “Methods of Designing PWM Flyback Converter”, 2016. [En línea]. Disponible en: [https://pages.rohm.com/Tech\\_download02\\_En.html](https://pages.rohm.com/Tech_download02_En.html)
- [16] On Semiconductor, “NCP1217, NCP1217A Enhanced PWM Current–Mode Controller for High–Power Universal Off–Line Supplies”. julio de 2004. [En línea]. Disponible en: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp1217-d.pdf>
- [17] International Rectifier, “IRF520N”. 13 de mayo de 1998. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/pdf/68160/IRF/IRF520N.html>
- [18] Texas Instrument, “Webench™ Power Designer”, [En línea]. Disponible en: <https://webench.ti.com/power-designer/>
- [19] Onsemi, “WebDesigner+™ Power Supply”, [En línea]. Disponible en: <https://www.onsemi.com/design-tools/inputs>
- [20] Infineon Technologies, “SFH6156-3 Datasheet”. 31 de mayo de 2000. [En línea]. Disponible en: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/96294/INFINEON/SFH6156-3.html>
- [21] Texas Instruments, “TL431, TL432 Precision Programmable Reference”. octubre de 2023. [En línea]. Disponible en: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf?ts=1709840941247&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf?ts=1709840941247&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)
- [22] International Rectifier, “IRF3710S/L”. 13 de mayo de 1998. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/pdf/68149/IRF/IRF3710S.html>
- [23] Frederik Dostal y Analog Devices, “The Art of Generating Negative Voltages”. [En línea]. Disponible en: <https://www.powersystemsdesign.com/articles/the-art-of-generating-negative-voltages/37/9756>
- [24] Stack Exchange, “Modifying SMPS Power Supply to Produce a Negative Voltage”. [En línea]. Disponible en: <https://electronics.stackexchange.com/questions/525769/modifying-smmps-power-supply-to-produce-a-negative-voltage>

## Anexos

---

### Respuestas Entrevistas:

#### Participante N°1:

Joel Salazar (Ingeniero de Sonido DuocUC)

¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador o sistema de amplificación?

R: Dependiendo del área a cubrir, la cantidad de personas y si es un área cerrada o se busca que las cuerdas tengan la opción de utilizar su amplificador físico más una señal balanceada extra.

¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?

R: Entre 50 y 100 Watts máximo.

¿Cuál es el amplificador más utilizado y con qué lo tiene equipado?

R: Dependiendo del género musical que se toque depende el tipo de amplificador físico que sea microfoneado o la opción de usar un modelador digital de estos, como varía por cada artista.

¿Cuáles serían los usos que les da a sus amplificadores?

R: Tanto en estudio como en vivo se utilizan.

¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?

R: N/A

¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?

R:

- Para una puesta en vivo un problema es que no se cole la señal de otros instrumentos o ruidos a la señal microfoneada.
- Para los modeladores digitales tienen la desventaja de tener un sonido muy “Artificial”.
- Para los amplificadores utilizados el problema sería que la potencia utilizada es muy alta por parte del músico.

¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?

R: N/A



¿Por qué es tan crucial este problema?

R:

- Que el ruido y los otros instrumentos se filtren al microfonear un amplificador ensucian la mezcla final.
- Que el sonido muy artificial de los procesadores digitales no es deseado para un set-up en vivo.
- Que la potencia muy alta genera una mezcla de sonido poco homogénea, donde la guitarra se cola al resto de microfonía.

¿Qué se ha hecho para resolver los problemas?

R:

- Para evitar que se filtren otras señales se usa micrófonos más direccionales y/o que resistan la potencia extra del parlante del amplificador.
- Para los modeladores digitales no hay solución alguna.

Con lo que ha hecho para corregir estos problemas ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?

R: N/A

¿Qué le parece la idea?

R: Es buena idea.

¿Qué beneficios encuentra del diseño?

R:

- Versátil para distintos músicos y géneros musicales.
- Buena opción para personalizar el sonido con lo que quiera el usuario.
- Cómodo para el ingeniero de sonido para las opciones de tono y de método de captura.

¿Qué limitaciones encuentra del diseño?

R: La principal limitación sería el costo final del amplificador por todas las opciones que se tengan.

¿Qué le agregaría al diseño?

R: La posibilidad de manejo inalámbrico del amplificador.



**Participante N°2:**  
**Ine Ino (Músico Local y Sonidista)**

¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador?

R: Elegiría un amplificador con el que pueda conseguir un tono familiar (Que ya haya usado que me haya gustado de alguna parte) de acuerdo con el estilo que toco.

¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?

R: 40 Watts para un Roland Jazz Chorus y 85 para Fender Twin Reverb.

¿Cuál es su amplificador favorito y con qué lo tiene equipado?

R: Roland Jazz Chorus y Fender Twin Reverb.

¿Cuál sería los usos que les da a sus amplificadores?

R: Para grabaciones y puestas en Vivo, para ensayos depende de los amplificadores disponibles en la sala.

¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?

R: Vox AC-30 por su sonido de mucha ganancia.

¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?

R: En varias presentaciones muchos de los amplificadores son sensibles al ruido proveniente de la alimentación que estos tienen.

¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?

R: En el estudio con un amplificador con mucho ruido.

¿Por qué es tan crucial este problema?

R: En vivo no importa mucho, pero en el estudio el ruido entrante es molesto.

¿Qué se ha hecho para resolver los problemas?

R: Tratar de buscar donde arreglarlos, pero hay pocas opciones.

Con lo que ha hecho para corregir estos problemas ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?

R: No, como no hay lugares para arreglarlos.

¿Qué le parece la idea?

R: Espectacular y llamativa.

¿Qué beneficios encuentra del diseño?

R:

- Versatilidad para la búsqueda un sonido propio.
- La facilidad de traslado de este.
- Facilidad para expandir la línea que esté disponible.

¿Qué limitaciones encuentra del diseño?

R:

- Que la venta pueda ser difícil al no ser una marca con renombre.
- Posible complicación para el usuario al elegir los módulos por las opciones disponibles.

¿Qué le agregaría al diseño?

R:

- Tenga la opción de utilizar MIDI para la guitarra al computador.
- Opciones de módulos más experimentales en términos de sonidos.

### **Participante N°3:**

**Matías Becerra (Guitarrista de Parasyche)**

¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador?

R:

- Que permita un volumen fuerte en ocasiones en vivo y en estudio y también una opción de bajo volumen para ensayar en casa (Ej: Switch de Potencia).
- Que tenga 2 canales (Limpio y Distorsionado) que se puedan cambiar automáticamente.
- Que tenga MIDI.
- Que tenga Ecualización amplia para los 2 canales.
- Que tenga un FX loop.

¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?

R: 35 Watts para en vivo y estudio.

¿Cuál es su amplificador favorito y con qué lo tiene equipado?

R: Mesa Boogie Mark V.

¿Cuál sería los usos que le da a sus amplificadores?

R: Tanto en vivo con gabinete y para grabar con la salida balanceada y simulador de gabinete que tiene.

¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?

R: Los amplificadores con parlante incluido que vienen en los starter-pack.

¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?

R:

- Los potenciómetros a la larga tienden a fallar.
- Amplificadores que son muy potentes para su uso en el hogar.
- Ruido se filtra al amplificador.
- Los amplificadores digitales son complejos para alguien que no tenga experiencia con estos.

¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?

R: Todo el tiempo al vivir en departamento y por la alta ganancia de estos.

¿Por qué son tan cruciales estos problemas?

R:

- Los Amplificadores digitales son difíciles de utilizar, como los músicos solo van a tocar y nada más.
- Al estar en departamento no se puede hacer mucho ruido.
- La ganancia muy alta con volumen alto tiende a introducir ruidos de celulares u otros dispositivos.

¿Qué se ha hecho para resolver los problemas?

R: Vender los amplificadores.

Con lo que ha hecho para corregir estos problemas ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?

R: N/A

¿Qué le parece la idea?

R: Interesante

¿Qué beneficios encuentra del diseño?

R: La opción de dar una alternativa de equipamientos en un formato todo en uno.

¿Qué limitaciones encuentra del diseño?

R:

- El amplificador como no incluye un parlante tipo combo en su diseño es un costo extra.
- La opción digital puede ser complejo de utilizar para el usuario.

¿Qué le agregaría al diseño?

R:

- En la opción de modelación digital sería ideal agregar perillas físicas.
- Que sea fácil de usar para el usuario con el uso de un footswitch.
- Compatibilidad con otros softwares de modelación digital y pedaleras multiefectos para usuarios de estas.
- Opción de tener formato combo.
- Opción de simulación de gabinete para salida XLR.
- Tanto una salida por gabinete y salida digital del Cab. Sim. simultanea.
- Totalmente compatible con MIDI.
- Opción de edición WI-FI de modelador digital con el celular.

**Participante N°4:**  
**Nico La Selva (Músico y Sonidista)**

¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador?

R: Que el amplificador tenga “fidelidad” con el sonido de la guitarra (Ej: Roland Jazz Chorus y de la marca Laney).

¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?

R: En vivo en escenarios grandes requieren sobre 100 watts y en clubes o lugares techados se requieren con 60 watts como mínimo.

¿Cuál es su amplificador favorito y con que lo tiene equipado?

R: Hasta ahora es el Roland Jazz Chorus.

¿Cuál serían los usos que le da a sus amplificadores?

R: Se usa en vivo y en la grabación de un disco con gabinete, pero para el resto de las grabaciones se han hecho con caja directa.

¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?

R: Por el estilo que toco los amplificadores que puedan tener una saturación excesiva y ecualización muy agresiva y brillante.

¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?

R:

- Depende del cuidado y mantención que tenga los equipos con las bandas que trabajo y lo que busco para mi sonido.
- Falta de conocimiento de los músicos para poder adaptar su potencia para el entorno en el que está.

¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?

R: Hace tiempo, al trabajar en Piedra Roja donde la mantención y el poco cuidado nos jugó en contra.

¿Por qué es tan cruciales estos problemas?

R: N/A

¿Qué se ha hecho para resolver los problemas?

R:

- Reemplazarlo con otros amplificadores como eran arrendados.
- Como medida drástica se conectan los amplificadores por línea directa.

Con lo que ha hecho para corregir estos problemas ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?

R: Con la conexión directa es una solución poco prolija para conseguir el mejor sonido posible.

¿Qué le parece la idea?

R: Súper buena idea que puede competir con los plugins.

¿Qué beneficios encuentra del diseño?

R:

- Asegura que el músico puede configurar su sonido propio.
- Ahorro en el espacio para transportarlo.
- Versatilidad de uso en estadios y recintos pequeños.

¿Qué limitaciones encuentra del diseño?

R:

- El costo puede ser muy alto para lo que tenga.
- Que en la cadena de la señal pueden producirse por parte del usuario.

¿Qué le agregaría al diseño?

R:

- Una manilla.
- El Starter-Pack pueda tener una mayor variedad en efectos fuera del preamplificador y el amplificador de potencia.
- Uso de footswitch para los efectos.

## **Participante N°5:**

### **Cristian Travisany (Guitarrista de Parasyche)**

¿Qué es lo que Ud. Busca en un amplificador?

R:

- Que tenga pocas perrillas para que sea fácil de usar.
- Que la distorsión que pueda tener pueda tener la mayor definición posible.
- Que tenga FX loop.

¿Cuántos Watts son los que usa o busca utilizar?

R: 100 Watts con el único amplificador que tengo.

¿Cuál es su amplificador favorito y con que lo tiene equipado?

R: Piece of Shit #6 4x EL34/ 100W (De la marca de Alejandro Silva).

¿Cuáles serían los usos que les da a sus amplificadores?

R: Para el amplificador de uso en ensayos y uso en estudio, mientras que una pedalera multiefectos es para su uso en vivo.

¿Cuál sería el o los amplificadores menos confiables que ha utilizado o visto?

R: Marshall que venía con problemas por mantención o por mal uso.

¿Cuál es el problema o problemas que estos tenían y con qué ocurrencia pasaban?

R:

- Por errores de uso se quemaron componentes.
- El footswitch presenta Intermittencia.

¿Cuándo fue la última vez que tuvo estos problemas?

R: El footswitch sigue con problemas desde el año pasado

¿Por qué son tan cruciales estos problemas?

R: No son muy cruciales estos problemas.



¿Qué se ha hecho para resolver los problemas?

R: Se llevará a Alejandro Silva quien garantiza mantención de por vida.

Con lo que ha hecho para corregir estos problemas ¿Ha quedado satisfecho con el nuevo resultado o falta algo?

R: Aún no se ha hecho el cambio.

¿Qué le parece la idea?

R: Excelente.

¿Qué beneficios encuentra del diseño?

R:

- El transporte del amplificador es mucho más cómodo.
- Da la opción del usuario de elegir sus componentes para conseguir su sonido.
- En el uso de estos con una salida de audífonos se puede practicar sin molestar a nadie.

¿Qué limitaciones encuentra del diseño?

R:

- Usar un programa open-source puede perjudicar el módulo digital.
- El equilibrio de calidad de producto y el precio que pueda tener.
- Sea lo más resistente.

¿Qué le agregaría al diseño?

R:

- Que con la opción digital se pueda llegar a conseguir el sonido de álbumes clásicos.
- Interfaz para leer en Gpx y MIDI.

## Tablas de Presupuesto

Tabla N° 6 Presupuesto Circuito Preamplificador

Cantidad	Descripción	Precio Por Unidad (\$CLP)	Precio Total (\$CLP)
2	Potenciómetro 500kΩ (1A; 1B)	\$ 600	\$ 1.200
3	2.7nF	\$ 400	\$ 1.200
1	2nF	\$ 400	\$ 400
1	1nF	\$ 400	\$ 400
1	1uF	\$ 150	\$ 150
1	390pF	\$ 400	\$ 400
1	22nF	\$ 400	\$ 400
1	15nF	\$ 400	\$ 400
1	Potenciómetro 47kΩ (B)	\$ 600	\$ 600
1	68kΩ 1W	\$ 100	\$ 100
2	1MΩ 1W	\$ 100	\$ 200
2	2.2kΩ 1W	\$ 100	\$ 200
1	220kΩ 1W	\$ 100	\$ 100
3	470kΩ 1W	\$ 100	\$ 300
1	10kΩ 1W	\$ 100	\$ 100
3	100kΩ 1W	\$ 100	\$ 300
1	39kΩ 1W	\$ 100	\$ 100
1	820Ω 1W	\$ 100	\$ 100
1	2.2MΩ 1W	\$ 100	\$ 100
1	47kΩ 1W	\$ 100	\$ 100
1	510pF >300V	\$ 700	\$ 700
1	Switch DPDT (>300V)	\$ 800	\$ 800
1	Potenciómetro 220kΩ (B)	\$ 600	\$ 600
2	10kΩ 3W	\$ 200	\$ 400
2	22uF 400V	\$ 600	\$ 1.200
1	560pF	\$ 400	\$ 400
2	820nF	\$ 400	\$ 800
1	100pF	\$ 400	\$ 400
2	12AX7 / ECC83	\$ 32.000	\$ 64.000
1	Potenciómetros 1MΩ (A)	\$ 600	\$ 600
2	6.5mm Audio Jacks	\$ 600	\$ 1.200
2	Adaptador Tubo de Vacío	\$ 2.000	\$ 4.000
1	Transformador Aislante	\$ 38.000	\$ 38.000
		<b>TOTAL</b>	<b>\$ 119.950</b>

Tabla N° 7 Presupuesto Circuito Amplificador de Potencia

Cantidad	Descripción	Precio Por Unidad (\$CLP)	Precio Total (\$CLP)
1	Potenciómetros 10kΩ (A)	\$ 600	\$ 600
1	1MΩ	\$ 100	\$ 100
2	6.5mm Audio Jacks	\$ 600	\$ 1.200
2	1kΩ	\$ 100	\$ 200
2	LM3886	\$ 9.091	\$ 18.182
4	1000uF	\$ 400	\$ 1.600
4	100nF	\$ 400	\$ 1.600
2	47kΩ	\$ 100	\$ 200
2	15kΩ	\$ 100	\$ 200
2	1.5uF	\$ 400	\$ 800
1	51kΩ	\$ 100	\$ 100
1	Disipador de Calor 4.10 °C/W	\$ 5.000	\$ 5.000
		<b>TOTAL</b>	<b>\$ 29.782</b>

Tabla N° 8 Presupuesto Circuito Fuente de Poder Para Calentadores de Tubos

Cantidad	Descripción	Precio Por Unidad (\$CLP)	Precio Total (\$CLP)
1	Puente Rectificador GBJ2508LV	\$ 2.153	\$ 2.153
1	4700uF / 400 V	\$ 2.666	\$ 2.666
2	Diodo MUR460	\$ 776	\$ 1.552
1	560uH 1A	\$ 1.836	\$ 1.836
1	1uF	\$ 400	\$ 400
1	100nf	\$ 400	\$ 400
1	15uF	\$ 400	\$ 400
1	2.7uF / 20 V	\$ 400	\$ 400
1	6.8kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	2.7kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	0.1Ω / 1W	\$ 100	\$ 100
1	4.7kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	2.4kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	560Ω / 1W	\$ 100	\$ 100
1	MOSFET Canal N IRFI520N	\$ 1.147	\$ 1.147
1	TL431ACD	\$ 710	\$ 710
1	Optoacoplador SFH6156-3	\$ 951	\$ 951
1	NCP1217P100G	\$ 1.333	\$ 1.333
1	Transformador Flyback 18:06:05 8W	\$ 20.000	\$ 20.000
		<b>TOTAL</b>	<b>\$ 34.548</b>

Tabla N° 9 Presupuesto Circuito Fuente de Poder Para Amplificador de Potencia

<b>Cantidad</b>	<b>Descripción</b>	<b>Precio Por Unidad (\$CLP)</b>	<b>Precio Total (\$CLP)</b>
1	Puente Rectificador GBJ2508LV	\$ 2.153	\$ 2.153
1	4700uF / 400 V	\$ 2.666	\$ 2.666
1	Diodo 1N4007	\$ 830	\$ 830
1	Diodo MUR460	\$ 780	\$ 780
1	390uH 4A	\$ 1.836	\$ 1.836
1	1uF	\$ 400	\$ 400
1	100nf	\$ 400	\$ 400
1	68uF	\$ 400	\$ 400
1	3.3uF	\$ 400	\$ 400
1	22kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	2.7kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	0.1Ω / 1W	\$ 100	\$ 100
1	12kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	680Ω / 1W	\$ 100	\$ 100
1	6.8kΩ / 1W	\$ 100	\$ 100
1	MOSFET Canal N IRFI520N	\$ 1.147	\$ 1.147
1	TL431ACD	\$ 710	\$ 710
1	Optoacoplador SFH6156-3	\$ 951	\$ 951
1	NCP1217P100G	\$ 1.333	\$ 1.333
1	Transformador Flyback 21:06:17 150W	\$ 20.000	\$ 20.000
		<b>TOTAL</b>	<b>\$ 34.606</b>

Tabla N° 10 Valores de Voltaje de Salida del Ecuilizador

Frecuencia [Hz]	Valor [ $V_{pp}$ ]	Valor [dB]
10	0,72	-9,214616771
20	1,04	-6,020599913
30	1,16	-5,072106915
40	1,20	-4,777641778
50	1,20	-4,777641778
60	1,20	-4,777641778
70	1,20	-4,777641778
80	1,18	-4,923626553
90	1,16	-5,072106915
100	1,14	-5,223169673
200	1,00	-6,361266699
300	0,92	-7,085510152
400	0,88	-7,471613256
500	0,88	-7,471613256
600	0,88	-7,471613256
700	0,90	-7,27641651
800	0,92	-7,085510152
900	0,94	-6,898709627
1000	0,96	-6,715842038
2000	1,16	-5,072106915
3000	1,26	-4,353855797
4000	1,32	-3,949788075
5000	1,34	-3,819170732
6000	1,36	-3,690488532
7000	1,38	-3,563684971
8000	1,38	-3,563684971
9000	1,40	-3,438705986
10000	1,44	-3,194016857
20000	1,44	-3,194016857