



**FACULTAD  
DE INGENIERIA**

Universidad de Buenos Aires

Departamento de Electrónica

## 66.10 Circuitos Electrónicos II

Proyecto: Amplificador de Audio de Potencia Clase G

**Chaure Fernando** 90389  
**Comber Natasha** Intercambio  
**Marchi Pablo** 90603  
**Zurita Francisco** 89722

11 de agosto de 2012

Cuatrimestre / Año	1.º cuatrimestre 2012
Profesores:	Ing. Alberto Bertuccio

Fecha de entrega	Firma

Nota	Fecha de aprobación			Firma

Observaciones: \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Preamplificador . . . . .	1
1.2. Amplificadores de Potencia . . . . .	1
1.3. Principales Especificaciones de un Amplificador . . . . .	5
1.4. Fuentes de Alimentación . . . . .	8
<b>2. Objetivos</b>	<b>12</b>
<b>3. Desarrollo</b>	<b>13</b>
3.1. Diseño del Amplificador de Audio . . . . .	13
3.1.1. Primer Análisis . . . . .	13
3.1.2. Etapa de Entrada . . . . .	18
3.1.3. Slew Rate . . . . .	18
3.1.4. Protección Contra Cortocircuitos . . . . .	19
3.2. Simulaciones . . . . .	19
3.2.1. Polarización . . . . .	19
3.2.2. Respuesta en Frecuencia . . . . .	19
3.2.3. Slew Rate . . . . .	20
3.2.4. Estabilidad . . . . .	21
3.3. Diseño de la Fuente de Alimentación Lineal . . . . .	22
3.4. Fuente Conmutada . . . . .	23
3.4.1. Controlador . . . . .	24
3.4.2. Determinación de la inductancia del primario . . . . .	24
3.4.3. Selección del núcleo . . . . .	25
3.4.4. Determinación del numero de espiras del primario . . . . .	26
3.4.5. Determinación del numero de espiras del secundario . . . . .	26
3.5. Diseño del Preamplificador . . . . .	27
3.5.1. Control de Volumen . . . . .	27
3.5.2. Control de Tonos . . . . .	28
3.6. Realización del Circuito Impreso . . . . .	30
3.6.1. Criterios de Diseño . . . . .	30
3.6.2. Disipadores . . . . .	31
3.6.3. Circuito Implementado . . . . .	31
3.6.4. Fuente Lineal . . . . .	32
3.6.5. Preamplificador . . . . .	33
3.7. Mediciones . . . . .	33
3.7.1. Polarización . . . . .	33
3.7.2. Ganancia . . . . .	33
3.7.3. Respuesta en Frecuencia . . . . .	34
3.7.4. Impedancia de Entrada . . . . .	34
3.7.5. Impedancia de Salida . . . . .	34
3.7.6. Slew Rate . . . . .	35
3.7.7. Factor de amortiguamiento . . . . .	35
3.8. Comparativa Mediciones-Simulaciones . . . . .	36
3.9. Errores y Modificaciones al Diseño Original . . . . .	36
3.9.1. Protecciones contra cortocircuitos . . . . .	36
<b>4. Conclusiones</b>	<b>37</b>

**5. Anexos** **38**

5.1. TL494 . . . . . 38

5.1.1. Terminales del TL494 . . . . . 38

5.1.2. Seteo de frecuencia de trabajo . . . . . 39

## 1. Introducción

El presente informe detalla el diseño e implementación de un amplificador de audio clase G. En la realización de este proyecto han sido volcados los conocimientos de la materia Circuitos Electrónicos II. En la Figura 1, se muestra el diagrama en bloques de las partes fundamentales del proyecto.

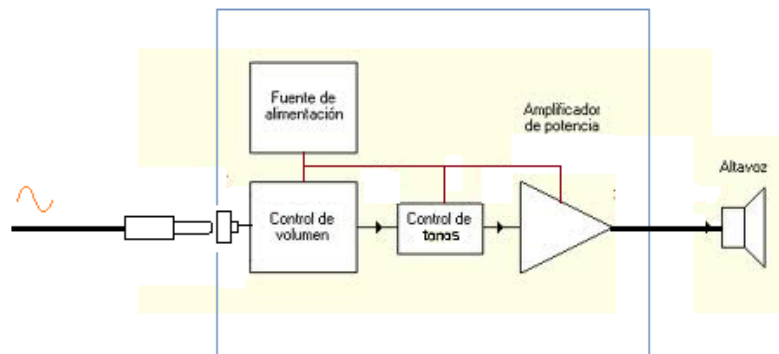


Figura 1: Esquema en bloques.

### 1.1. Preamplificador

Un preamplificador es un circuito que permite adaptar las diferentes señales de entrada para luego poder ingresarlas a una etapa de potencia. Este circuito puede servir para adaptar señales de diferentes fuentes, por ejemplo: micrófonos, reproductores de mp3, salidas de placas de sonido de pc, etc. Como todos estos dispositivos no tienen el mismo nivel de salida, el preamplificador es quien se encarga de llevar a todas estas señales a una tensión de estipulada que luego entra a la etapa de potencia anteriormente nombrada. Los preamplificadores suelen ser de baja potencia y de realizarse de forma adecuada no deben distorsionar en gran medida la señal.

Alguno de los controles que pueden tener los preamplificadores son:

- Control de volumen
- Control de tono
- Control de balance
- Selector de canal de entrada
- Amplificación

### 1.2. Amplificadores de Potencia

Un amplificador debe satisfacer ciertos requerimientos especiales. Uno de los más importantes es el de entregar una señal con una cantidad específica de potencia a una carga con niveles aceptablemente bajos de distorsión. Otro objetivo común en el diseño es minimizar la impedancia de salida, de tal forma que la ganancia de voltaje quede relativamente poco afectada

por el valor de la impedancia de carga. Una etapa de salida bien diseñada debe cumplir con estas características de funcionamiento, consumiendo poca potencia en estado de reposo, sin que esto represente una limitación importante en la respuesta en frecuencia del amplificador.

Los amplificadores de potencia se clasifican generalmente en seis tipos: A, B, AB, C y G para diseños analógicos y clases D y E para los diseños de conmutación.

### Amplificadores Clase A

En esta clase de amplificadores se usa un solo transistor. El emisor seguidor es la etapa de salida clase A mas utilizada. La corriente de salida circula durante todo el ciclo de la señal de entrada, ya que el transistor esta polarizado con una corriente continua. Esta es una de las grandes desventajas de este tipo de amplificador ya que consume potencia en ausencia de señal y por lo tanto es lógico esperar un rendimiento pobre que en general no supera el 25 %. Como ventaja la distorsión introducida suele ser baja. En la Figura 2 se muestra un ejemplo de este tipo de amplificador.

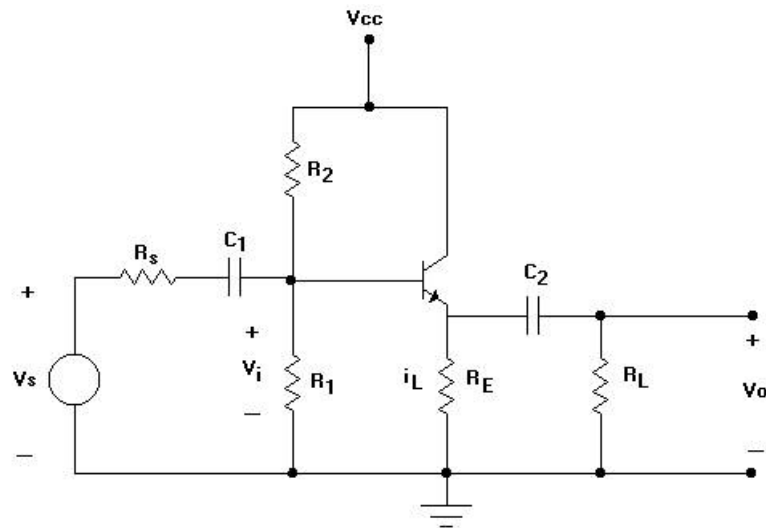


Figura 2: Ejemplo, amplificador clase A

### Amplificador Clase B

Esta clase de amplificadores se compone de un par de transistores (uno pnp y otro npn) conectados de forma tal que no se encuentren ambos en la zona de modo activo directo en el mismo instante de tiempo. Es decir, si suponemos tener una entrada senoidal, durante un semiciclo uno de los transistores se encuentra en la región activa, conduciendo corriente, mientras que el otro se encuentra en corte y durante el otro semiciclo viceversa. Una ventaja de esta amplificador sobre la clase A, es que los transistores no disipan potencia en ausencia de señal, lo cual mejora la vida útil de los transistores y el rendimiento notablemente, alcanzando un máximo del 78 %. La desventaja en este tipo de amplificadores es la llamada “distorsión por cruce”. Es fácil detectar su procedencia al analizar la Figura 3.



Figura 3: Ejemplo, salida clase B.

Se observa que hay un intervalo de tensiones en el cual los transistores no conducen, ese rango generalmente esta dado por  $\pm 0.7$  V y esta dado por las curvas características de transferencia.

### Amplificador Clase “AB”

Este tipo de amplificadores recurre a la misma topología utilizada en la etapa de salida de los amplificadores clase B, con la salvedad de que aquí en los transistores circulan una corriente de polarización a modo de reducir notablemente la “distorsión por cruce”. Existen diferentes formas de logra dicho tipo de polarización. Las mas sencillas implican agregar un resistor o diodos, por los que circula una corriente fija dada por el circuito de polarización o fuente de corriente. La otra forma es utilizar los circuitos conocidos como multiplicadores de VBE , que resulta ser la forma empleada en este trabajo práctico.

### Amplificador Clase C

La corriente de salida solo circula durante menos de medio ciclo de la señal de entrada. Y luego se complementa la salida con un circuito compuesto de capacitores e inductores. La clase C trabaja para una banda de frecuencias estrecha y resulta muy apropiado en equipos de radiofrecuencia. Esto es debido al fenómeno de resonancia el cual se genera a la salida del amplificador cuando es sintonizado (la impedancia capacitiva e inductiva se cancelan a una frecuencia previamente calculada), aunque no trabaja arriba de 180 grados de ciclo, este amplificador a la salida genera una señal de ciclo completo de señal para la frecuencia fundamental. En la Figura 4 se muestra un ejemplo de una amplificador de esta clase. No se utiliza en sonido, por su gran nivel de distorsión y por que su operación no esta destinada para amplificadores de gran señal o gran potencia.



Figura 4: Ejemplo, amplificador clase C.

### Amplificador Clase D

Esta clase de amplificadores usa señales de pulso (digitales). El uso de técnicas digitales hace posible obtener una señal que varía a lo largo del ciclo completo para producir la salida a partir de muchas partes de la señal de entrada. La principal ventaja de la operación en clase D es que los transistores MOSFET de salida trabajan solo en corte y saturación por lo que teóricamente no se disipa potencia en forma de calor y la eficiencia general puede ser muy alta, de entre 90 % a 99 %. En la práctica los MOSFETS solo disipan potencia cuando se encuentran conduciendo (saturación) debido a la pequeña resistencia de encendido que poseen, llamada  $R_{dson}$ , de todas maneras esta potencia es despreciable ya que  $R_{dson}$  es del orden de las milésimas de ohm. Se utilizan transistores MOSFET ya que son los únicos capaces de conmutar a las elevadas frecuencias de trabajo, del orden de las centenas de KHz llegando a los MHz en algunos casos.

### Amplificadores Clase G

Un amplificador clase G funciona conmutando fuentes de alimentación. Para analizar su funcionamiento tendremos en cuenta un circuito básico como se muestra en la Figura 5. Mientras el nivel de la señal de entrada sea pequeño (dentro del margen de  $\pm V_1$ ), el amplificador toma la potencia de la fuente  $V_1$ . Si la señal de entrada excede el nivel de tensión dado por  $V_1$ , el circuito automáticamente corta el suministro dado por  $V_1$  y conmuta a la fuente de alimentación  $V_2$  como puede verse en la Figura 6. De esta forma la disipación de potencia es compartida por los transistores de salida, logrando así una menor disipación de potencia y una mayor eficiencia. En la práctica, la clase G se considera linealmente pobre, comparada con la clase B, dado que la conmutación de las fuentes de alimentación se realiza mediante unos diodos, dando de esta manera un resultado alineal, ya que los mismos deben almacenar y desalojar cargas.



Figura 5: Ejemplo, amplificador clase G.

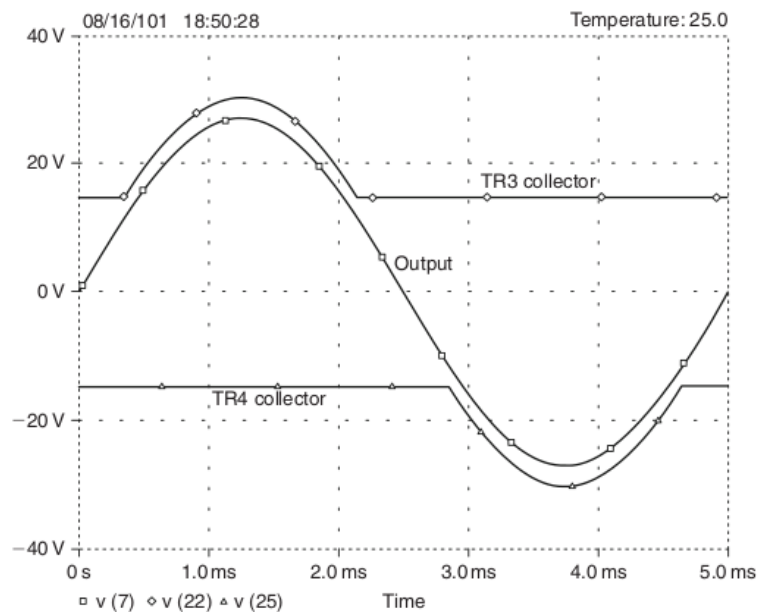


Figura 6: Encendido de fuentes V2 en salidas clase G.

### 1.3. Principales Especificaciones de un Amplificador

#### Potencia Máxima

Potencia máxima eficaz, o potencia media a régimen continuo es la potencia eléctrica real verificable con instrumentos que puede proporcionar la etapa de salida a una frecuencia de 1 kHz (frecuencias medias) sobre la impedancia nominal especificada por el fabricante (normalmente  $4\Omega$ ,  $6\Omega$  u  $8\Omega$ ) y viene dada por la expresión  $P_O = \frac{V_{O(rms)}^2}{Z_O}$ . Donde:

$P_O$  es la potencia de salida



$V_{O(rms)}$  es la tensión eficaz de salida

$Z_O$  es la impedancia de salida

Se especifica la potencia máxima del amplificador en función de una determinada impedancia, generalmente  $8\Omega$ . Por ejemplo: 100 WRMS sobre  $8\Omega$ . Cabe destacar que si el amplificador es estéreo hay que tener en cuenta si la potencia se refiere a ambos o a cada uno de los canales.

## Respuesta en Frecuencia

Es un rango de frecuencias dentro del cual el amplificador responde de igual forma (respuesta plana). Este rango se espera que como mínimo incluya las audiodfrecuencias ( 20 a 20kHz). Pueden especificarse las frecuencias de corte, en donde la potencia cae a la mitad o la tensión de salida cae en 3dB o sino un rango de frecuencias en donde se cumple que la variación en la tensión de salida no supera una cota dado por el fabricante.

## Rango Dinámico

El rango dinámico(DR) es el conjunto de valores entre los niveles de mayor y menor salida, en donde el amplificador reproduce fielmente. En general viene especificado en decibels y en donde el límite superior esta acotado por la distorsión mientras que el menor esta restringido por el ruido de salida. El rango dinámico se calcula con la relación entre ambos limites, de la siguiente forma:

$$DR = \frac{S + N}{N} \quad (1)$$

donde:

S es la señal máxima permitida

N es la señal de ruido

DR es el rango dinámico

## Distorsión Armónica Total

Si en un sistema no lineal introducimos un tono de frecuencia  $f_0$ , en la salida tendremos ese mismo tono (con una amplitud y fase posiblemente diferentes) y, sumado a el, otros tonos de frecuencia  $2f_0, 3f_0, \dots$  llamados armónicos del tono fundamental . Por lo tanto la THD se calcula de la siguiente forma:

$$THD = \frac{\sum Potencia\ de\ los\ armonicos}{Potencia\ de\ la\ frecuencia\ fundamental} = \frac{P_0 + P_1 + \dots + P_N}{P_0} \quad (2)$$

Es decir, la distorsión armónica es el valor rms de componentes armónicos de la señal de salida, expresadas como un porcentaje rms del fundamental. Visto de otra forma, la distorsión describe la variación de la forma de onda de la salida del equipo, con respecto a la señal esperada, si el sistema fuese lineal, con respecto a una determinada entrada y se debe básicamente a la alinealidad de los mismos.

## Distorsión por Intermodulación

Es la distorsión que se produce cuando dos o mas señales atraviesan simultáneamente un sistema no lineal. Si dos tonos son reproducidos a la vez, pueden interactuar entre sí en el equipo y producir, asimismo, otros nuevos tonos, que son ni más ni menos que la suma y la diferencia de los dos tonos originales (es lo que se conoce como la frecuencia de batido o pulsaciones). Generalmente, los nuevos tonos no son armónicos entre sí ni con los anteriores debido a que la señal salida no es una combinación lineal de la entrada.

## Distorsión por Intermodulación Transitoria

Este tipo de distorsión se da principalmente por el retardo que sufre la señal al ser realimentada negativamente. Todo amplificador demora un tiempo entre que la señal de entrada es aplicada y se obtiene la salida correspondiente, llamado tiempo de tránsito. Es decir, cuando utilizamos una realimentación negativa es esperable que al colocar una entrada inmediatamente obtengamos un efecto de la realimentación que afecte a la misma, pero debido a este tiempo de tránsito aparece un efecto no deseado y por lo tanto este tipo de distorsión. Esta altamente relacionada con el slew rate y con el ancho de banda a lazo abierto del sistema.

## Slew Rate

Es la máxima pendiente que puede tener la tensión de entrada sin sufrir deformaciones se mide generalmente en  $\frac{V}{\mu s}$  y se calcula como:

$$SR = F(max) \times 2\pi \times V_p \quad (3)$$

$F(max)$ = Frecuencia máxima de operación

$V_p$ = Tensión pico de onda

## Sensibilidad

Este parámetro es una relación entre el valor de tensión de entrada que es necesario para producir la máxima potencia de salida y dicha señal de salida. Por lo general se especifica en decibels a una determinada impedancia. Si la señal de entrada supera el valor especificado por la sensibilidad no existe ninguna garantía que la señal de salida no sufra un recorte que termine dañando algún componente.

## Relación Señal a Ruido

La relación señal/ruido se define como el cociente que existe entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe. Este margen es medido en decibels. A su vez también es importante definir la figura de ruido. La magnitud del ruido generado por un dispositivo electrónico, por ejemplo un amplificador, se puede expresar mediante la denominada figura de ruido (F), que es el resultado de dividir la relación señal/ruido en la entrada  $(S/R)_{entrada}$  por la relación señal/ruido en la salida  $(S/R)_{salida}$ , cuando los valores de señal y ruido se expresan en números simples :

$$F = \frac{(S/R)_{salida}}{(S/R)_{entrada}} \quad (4)$$

## Impedancia de Entrada

Es la impedancia equivalente que vería un generador aplicado a la entrada del amplificador. Para el caso particular de este tipo de amplificador (de tensión) buscamos que sea relativamente alta y no cargue a la etapa anterior. Claramente depende de la frecuencia de operación pero un valor típico para el rango de audiofrecuencias es de  $10K \Omega$ .

## Impedancia de Salida

Es la impedancia equivalente que vería un generador aplicado a la salida del amplificador. En el caso particular del amplificador de audio buscamos que sea muy baja dado que las cargas son relativamente bajas y de lo contrario nos acortarían la amplitud de la señal de salida. Claramente depende de la frecuencia de operación pero un valor típico para el rango de audiofrecuencias es de décimas o centésimas de  $\Omega$ .

## Factor de Amortiguamiento

Indica la relación entre la impedancia nominal del parlante a conectar y la impedancia de salida del amplificador. Un factor de amortiguamiento alto permite mayor control del movimiento de los altavoces (evita oscilaciones) y por tanto reduce la distorsión, especialmente en graves.

## 1.4. Fuentes de Alimentación

### Fuentes Lineales

Este tipo de fuentes tienen un diseño relativamente simple, que puede llegar a ser más complejo cuanto mayor es la corriente que deben suministrar, en líneas generales siguen el esquema de la Figura 7.



Figura 7: Esquema fuente lineal típica.

En primer lugar el transformador adapta los niveles de tensión y proporciona aislamiento galvánico. El circuito que convierte la corriente alterna en continua se llama rectificador, luego suelen llevar un circuito que disminuye el rizado. La regulación, o estabilización de la tensión a un valor establecido, se consigue con un componente denominado regulador de tensión. La salida puede ser simplemente un capacitor.

Las ventajas de las fuentes lineales son una mejor regulación, velocidad y buenas características EMC. Y sus principales desventajas son el bajo rendimiento del rectificador y el tamaño del transformador utilizado.

## Fuentes Conmutadas

Una fuente conmutada es un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica mediante transistores en conmutación. Mientras que un regulador de tensión utiliza transistores polarizados en su región activa de amplificación, las fuentes conmutadas utilizan los mismos conmutándolos activamente a altas frecuencias (20-100 kHz típicamente) entre corte y saturación. La forma de onda cuadrada resultante es aplicada a transformadores con núcleo de ferrita (Los núcleos de hierro no son adecuados para estas altas frecuencias) para obtener uno o varios voltajes de salida de corriente alterna que luego son rectificados (Con diodos rápidos) y filtrados para obtener los voltajes de salida de corriente continua. Las ventajas de este método incluyen menor tamaño y peso del núcleo, mayor eficiencia y por lo tanto menor calentamiento. Las desventajas comparándolas con fuentes lineales es que son mas complejas y generan ruido eléctrico de alta frecuencia que debe ser cuidadosamente minimizado para no causar interferencias a equipos próximos a estas fuentes. La Figura 8 muestra un esquema en bloques de este tipo de fuente.



Figura 8: Diagrama en bloques fuente conmutada.

La regulación se obtiene con el conmutador, normalmente un circuito PWM (Pulse Width Modulation) que cambia el ciclo de trabajo. Aquí las funciones del transformador son las mismas que para fuentes lineales pero su posición es diferente. El segundo rectificador convierte la señal alterna pulsante que llega del transformador en un valor continuo. La salida puede ser también un filtro de condensador o uno del tipo LC. Las fuentes conmutadas obtienen un mejor rendimiento, menor coste y tamaño comparadas con las lineales.

Existen diversas topologías para este tipo de fuente, aquí solo se mencionarán algunas.

**Topología Flyback:** Dada su sencillez y bajo costo, es la topología preferida en la mayoría de los convertidores de baja potencia (hasta 100 w). En la Figura 9 se muestran los principios de esta topología de fuente conmutada. Cuando T conduce, la corriente crece linealmente en el primario del transformador. Cuando T se bloquea, el flujo en el transformador cesa generando una corriente inversa en el secundario que carga el condensador a través del diodo alimentando la carga. El condensador mantiene la tensión en la carga durante el período en que T conduce.



Figura 9: Topología Flyback.

La regulación de tensión en la salida se obtiene mediante comparación con una referencia fija, actuando sobre el tiempo de encendido del transistor, por tanto la energía transferida a la salida mantiene la tensión constante independientemente del valor de la carga o del valor de la tensión de entrada. Los estados del transistor se controlan por modulación de ancho de pulso (PWM) a frecuencia fija. Como se observa en la Figura 10, esta topología puede implementarse con múltiples bobinados secundarios de manera tal de proveer de manera independiente varias tensiones.



Figura 10: Topología flyback con salidas multiples.

**Topología Forward:** Como se ve en la Figura 11 es algo más complejo que el sistema Flyback pero rentable en cuanto a costes para potencias de 100 a 250w. Cuando el transistor está conduciendo, la corriente crece en el primario del transformador transfiriendo energía al secundario. La corriente pasa a través de la inductancia  $L$  a la carga, acumulándose energía magnética en  $L$ . Cuando  $T$  se apaga, la corriente en el primario cesa invirtiendo la tensión en el secundario. En este momento  $D2$  queda polarizado inversamente bloqueando la corriente de secundario, pero  $D3$  conduce permitiendo que la energía almacenada en  $L$  se descargue alimentando a la carga. El tercer devanado permite aprovechar la energía que queda en el transformador devolviéndola a la entrada, vía  $D1$ .

Contrariamente al método Flyback, la inductancia cede energía a la carga todo el tiempo, esto hace que los diodos soporten la mitad de la corriente y los niveles de rizado de salida sean más bajos.

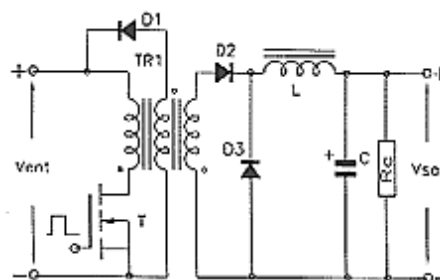


Figura 11: Topología Forward.

**Topología Push-Pull:** Esta topología mostrada en la Figura 12, se desarrolló para aprovechar mejor los núcleos magnéticos. En esencia consisten en dos convertidores Forward

controlados por dos entradas en contrafase. Los diodos D1 y D2 en el secundario, actúan como dos diodos de recuperación. Idealmente los períodos de conducción de los transistores deben ser iguales, el transformador se excita simétricamente y al contrario de la topología Forward no es preciso prever entrehierro en el circuito magnético, ya que no existe asimetría en el flujo magnético y por tanto componente continua. Ello se traduce en una reducción del volumen del núcleo del orden del 50 % para una misma potencia.

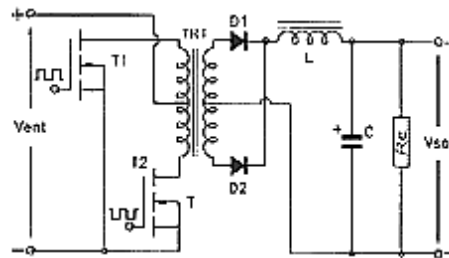


Figura 12: Topología Push-Pull.

## 2. Objetivos

El proyecto consiste en el diseño e implementación de un amplificador de audio que cumpla con las siguientes especificaciones.

### Especificaciones iniciales (típicas) de diseño:

- Potencia de Salida: desde 25 W a 100 W RMS @ 8  $\Omega$
- Salida Clase G
- Distorsión armónica total(THD):  $< 0.002\%$  a 1 kHz ,  $< 0.01\%$  a 10 kHz: 20W (Baja tensión)
- Distorsión armónica total(THD):  $<0.003\%$  a 1 kHz ,  $< 0.02\%$  a 10 kHz: 50W (Alta tensión)
- Respuesta en frecuencia:  $\pm 0.1$  dB, 10 Hz – 30 kHz
- SNR:  $< -85$  dB (20 Hz – 20 kHz)
- Offset DC:  $< \pm 25$  mV
- Impedancia de entrada: 10 kohm
- Sensibilidad: 1V RMS
- Protección por cortocircuito y sobrecarga a la salida
- Alimentación: 220 VAC  $\pm 10/-20\%$ , 50 Hz
  - Alta tensión:  $\sim \pm 35$ V a  $\pm 50$ V (Fuente conmutada)
  - Baja tensión:  $\sim \pm 20$ V a  $\pm 25$ V (Fuente lineal)
- Eficiencia:  $> 70\%$

### Características opcionales:

- Control de volumen VCA
- Boost  $+10$  dB @ 30 Hz
- Ecualizador gráfico 5 bandas:  $\pm 12$  dB @ 64Hz, 250Hz, 1kHz, 4kHz, 12kHz
- Modulador / Demodulador FM para Public Address

### 3. Desarrollo

#### 3.1. Diseño del Amplificador de Audio

##### 3.1.1. Primer Análisis

El planteo comenzó focalizándose en un circuito mucho mas sencillo para el análisis. Por ende nos planteamos comprender el funcionamiento de un amplificador elemental con salida clase B como el de la Figura 13.



Figura 13: Amplificador simplificado.

El primer desafío constó en plantear una correcta polarización. Al encontrarse el circuito realimentado negativamente es esperable que la tensión de continua en el nodo de salida  $V_{out}$  sea muy cercana a cero. Este resultado puede comprenderse analizando el par diferencial y el efecto de la realimentación. Cuando el transistor Q2 se encuentre polarizado su tensión de base sea muy pequeña dado que circula una corriente baja. Por lo tanto, si la tensión  $V_{out}$  no fuese un valor cercano a cero ya sea un valor negativo o positivo, produciría una tensión sobre el terminal de la base de Q1 distinto del correspondiente a Q2. Esto produciría que la corriente de Q2 se incremente o baje con respecto a la de Q1 y la salida también se vea afectada. Planteando que  $V_{out}$  aumentara:

$$V_{out} \nearrow \Rightarrow V_{EB1} \searrow \Rightarrow I_{C1} \searrow \Rightarrow I_{C2} \nearrow \Rightarrow V_{B3} \nearrow \Rightarrow I_{C3} \nearrow \Rightarrow V_{B4} \searrow \Rightarrow V_{out} \searrow$$

Siguiendo con este razonamiento si asumimos que  $V_{out}$  es cercano a 0 volts. Entonces analizando el circuito llegamos a las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_{CC}}{R_6} = \frac{(V_{E3} - (-V_{cc}))}{R_5}$$

$$V_{E3} = V_{B3} - 0,7V$$

Donde:

$$V_{B3} = (I_{C1} \times R_3 - V_{CC})$$

$$I_{C1} = \frac{(V_{CC} - 0,7V)}{2R_4}$$

$$V_{E3} = (V_{CC} - 0,7) \frac{R_3}{2R_4} - V_{CC} - 0,7V$$



$$V_{CC}R_5/R_6 = \left[ (V_{CC} - 0,7V) \times \frac{R_3}{2R_4} - 0,7V \right]$$

Aproximando obtuvimos la siguiente relación:

$$V_{CC} \times \frac{R_5}{R_6} + 0,7 = V_{CC} \times \frac{R_3}{2R_4}$$

Notando que el termino  $\frac{R_5}{R_6}$  debía ser menor que la unidad debido a que  $R_5$  es una resistencia de realimentación para la estabilidad de la polarización y  $R_6$  es la que define la ganancia de esa etapa, y suele ser bastante alta para tener una alta ganancia de lazo abierto. Al tener una alta ganancia a lazo abierto la ganancia de lazo cerrado queda completamente definida por el realimentador. Observando el circuito:

$$V_{out} = V_{in} \times \left( 1 + \frac{R_8}{R_{10}} \right) \Rightarrow A_V = \left( 1 + \frac{R_8}{R_{10}} \right)$$

Utilizando la sensibilidad requerida en las especificaciones, se estipula que al tener 1V rms en la entrada debemos tener máxima potencia de la señal de salida, asignamos a  $R_8 = 22k\Omega$  y a  $R_{10} = 1k\Omega$ . De esta manera se obtiene una ganancia de 23 veces con una potencia máxima de 66 Wrms sobre una carga de  $8\Omega$  cumpliendo con los requisitos. Asignando una tensión de alimentación de  $V_{cc} = 35V$ , simulamos el circuito:

— Operating Point —

I(R1):	-0.000492201	device_current
Ie(Q1):	0.000392712	device_current
Ie(Q2):	0.00116932	device_current
I(R8):	-4.57521e-007	device_current
I(R6):	0.000730688	device_current
I(R5):	0.000731219	device_current
I(R3):	-0.00116632	device_current
I(R2):	-1.36041e-006	device_current
I(R4):	0.00156204	device_current

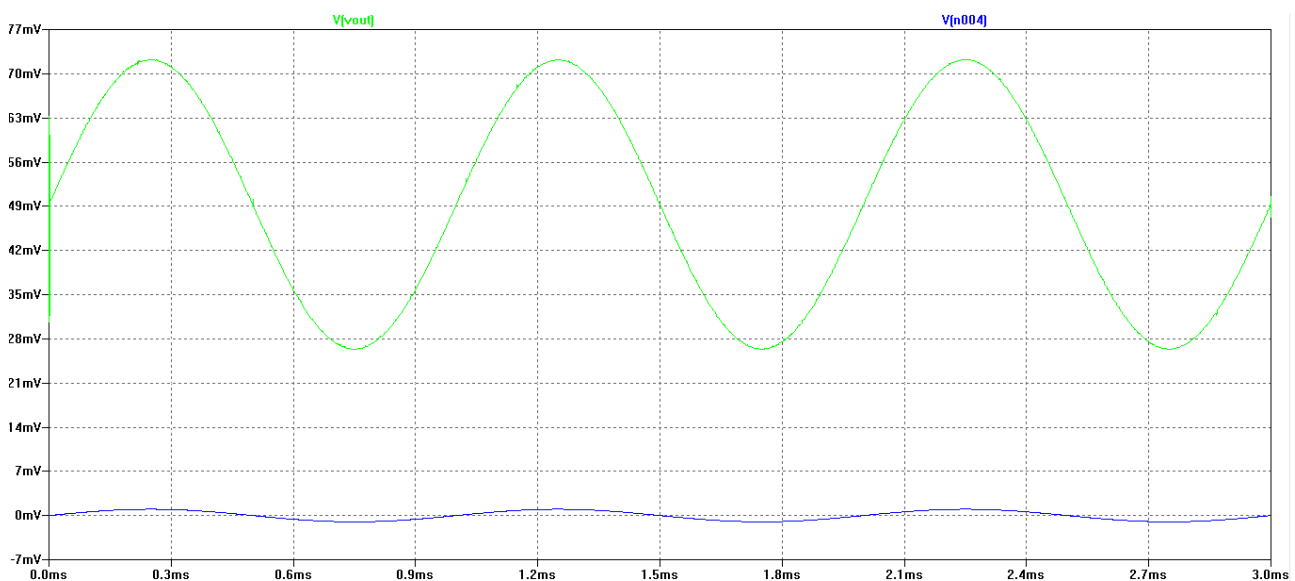


Figura 14: Respuesta temporal del 1<sup>er</sup> prototipo.



Figura 15: Respuesta en frecuencia del 1<sup>er</sup> prototipo.

Los valores asignados fueron elegidos con el criterio de lograr una corriente de alrededor de 1mA para la etapa de entrada y de una relación entre  $\frac{R5}{R6}$  de 0.001 veces. Obteniendo el resultado de que el circuito amplifica 22.85 veces y posee una alta inestabilidad. Notar que el circuito simulado posee una resistencia de carga de 100  $\Omega$ . Realizando una simulación habiendo compensado el circuito para que no se produzcan oscilaciones se obtuvo:



Figura 16: Respuesta temporal luego de compensar.

Como puede observarse otro cambio que deberíamos lograr era bajar la resistencia de salida del circuito para que etapa de salida pudiese entregar mayor potencia sin llegar al recorte. Por ende aplicando una cantidad significativa de cambios pasamos a analizar el siguiente circuito:

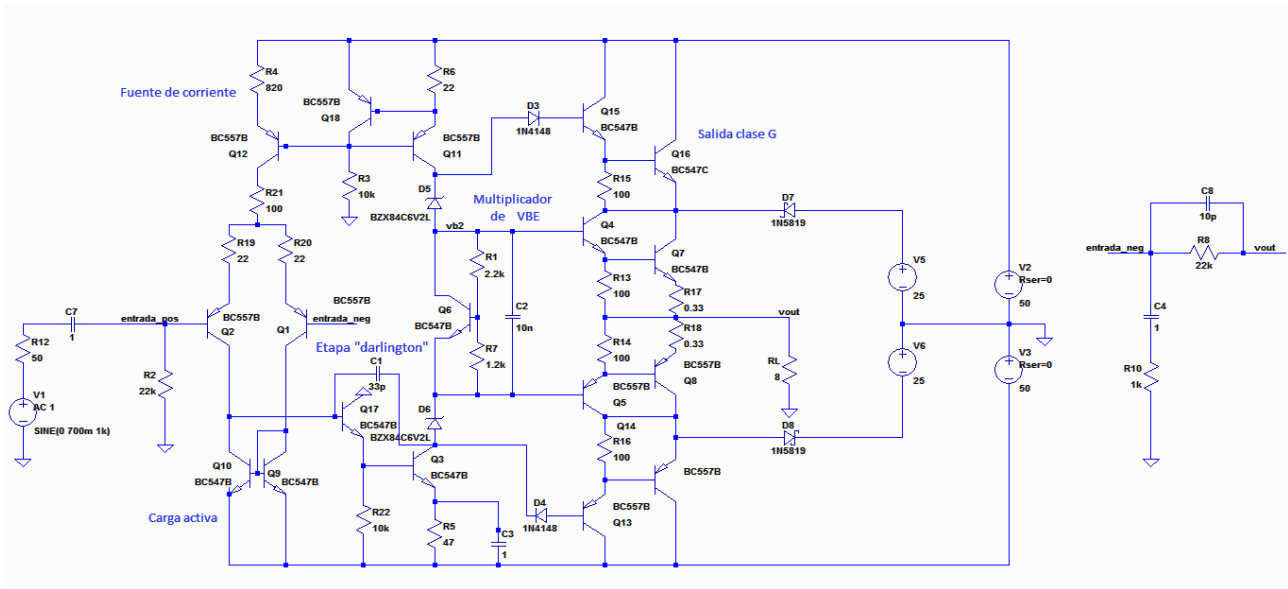


Figura 17: Amplificador mejorado.

La primera diferencia que podemos apreciar es el reemplazo de la resistencia  $R_4$  del circuito anterior por una fuente de corriente. Este cambio logra que la corriente de polarización del par diferencial sea más estable frente a variaciones tanto por parte de la fuente de alimentación como así también por la temperatura de operación. Esta corriente es vital para definir las propiedades de pequeña señal y las distorsiones que puedan ocurrir en la primera etapa. Para calcular dicha corriente recorreremos la malla de control de dicha fuente aplicando la ley de Kirchhoff obtenemos que:

$$V_2 - V_{R4} - V_{BEQ12} + V_{BEQ11} + V_{R6} - V_2 = 0$$

Asumiendo que los dos transistores son exactamente iguales podemos asumir que sus  $V_{BE}$  también lo serán. Por ende:

$$-I_{CQ12} * R_4 + I_{CQ11} * R_6 = 0$$

Llegando a la siguiente relación:

$$I_{CQ12} = I_{CQ11} \times \frac{R_6}{R_4}$$

Por ende las corrientes  $I_{CQ12}$  e  $I_{CQ11}$  quedan determinadas por la relación entre  $R_6$  y  $R_4$ . Para calcular la corriente  $I_{CQ11}$  realizamos la suposición de que el la tensión  $V_{BEQ18} = 0,7V$  y en consecuencia  $I_{CQ11} = V_{BEQ18}/R_6$ . Los valores de resistencias normalizados adoptados logran que la corriente del par diferencial se mantenga alrededor de 1 mA. Este valor lo establecimos como norma, ya que valores mayores incorporarían más ruido a la primera etapa, y valores menores disminuirían la ganancia.

La segunda gran diferencia es la aplicación de una carga activa en reemplazo de resistores en el par diferencial lo cual nos introduce un aumento en la amplificación sumado a que se logra un lazo de realimentación que estabiliza la polarización, es decir, tiende a igualar las corrientes por ambas ramas del amplificador diferencial, disminuyendo los efectos de los desapareamientos.

La tercera diferencia radica en la modificación de la etapa de ganancia por una etapa darlington para aumentar aun más la ganancia de lazo abierto. Además en esta etapa se ha colocado un capacitor entre la base y el colector, de lo que sería  $Q_3$  del circuito anterior, que produce un polo dominante para altas frecuencias. Este tipo de compensación se basa en el hecho de que la ganancia de la etapa es lo suficientemente grande como para que la capacitancia

reflejada por efecto Miller también lo sea. La ventaja es que con capacidades pequeñas se logra estabilizar el sistema y estas suelen venir incluidas en el circuito integrado.

La cuarta diferencia es la utilización de un circuito adicional entre las bases de  $Q_5$  y  $Q_4$ . Posee dos funciones elementales: la primera es establecer una corriente de polarización en los transistores de salida que produce una notable disminución de la distorsión por cruce por cero. Para entender este efecto analizamos el primer circuito planteado, como observamos cuando un transistor de la etapa de salida clase B se encuentra en conducción el otro se encuentra en corte. Al disminuir la tensión de la salida del emisor común ( $2^{da}$  etapa) a niveles cercanos al cero, ninguno de los transistores se encuentra en la región activa y en ese instante se produce una deformación de la señal como se observa en la Figura 18. Claramente este tipo de distorsión será mas apreciable a señales de baja amplitud donde los efectos son mas apreciables. Para modificar este comportamiento se agregaría una "fuente" de tensión entre las bases de la etapa de salida clase B. Esta fuente polariza ambos transistores y produce por los mismos una corriente constante dependiendo exponencialmente de su valor. Esta "fuente" es reemplazada por el multiplicador donde como se ha analizado en clase, si el mismo es alimentado con una fuente de corriente constante vale afirmar que:

$$V_{CEQ6} = \left(\frac{R_1}{R_7} + 1\right) \times V_{BEQ6}$$

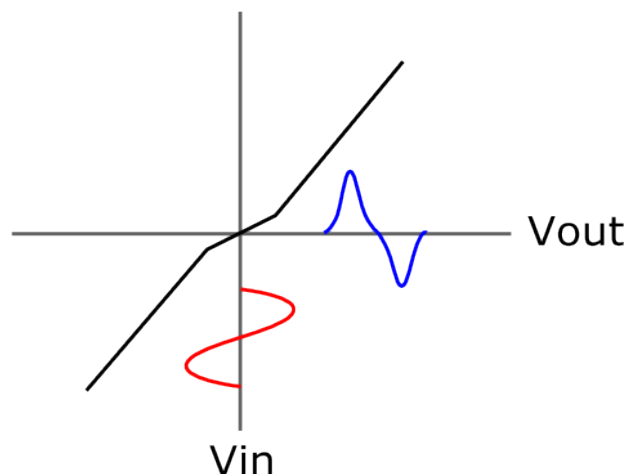


Figura 18: Deformación por falta de Multiplicador  $V_{be}$

Ahora bien la segunda función elemental se observa en esta ecuación. El transistor  $Q_6$  del multiplicador se acoplará térmicamente con la etapa de salida de forma tal que si estos transistores se embanan térmicamente, es decir, un aumento de la temperatura produce un aumento de corriente que vuelve a producir un aumento de temperatura. Pero si el transistor  $Q_6$  esta acoplado terminamente con la etapa de salida, al aumentar la temperatura producirá una disminución en el valor de la tensión  $V_{BE}$  ( $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ), disminuyendo la tensión  $V_{CEQ6}$ , bajando la corriente de los transistores y produciendo un lazo de realimentación negativa.

La quinta gran diferencia es la utilización de otro tipo de etapa de salida, la llamada clase G. En esta etapa los transistores están en configuración seguidor por emisor, ya que es sabida de ser menos propensa a oscilaciones parásitas o locales.  $R_{15}$  es el clásico resistor del emisor para los drivers de bajas. Los drivers  $Q_{16}$  y  $Q_{17}$  tienen sus propios resistores de emisor  $R_{13}$  y  $R_{16}$ , que cumplen su rol de establecer una razonable corriente en los drivers cuando se prenden a modo de incrementar su transconductancia y además acelerar el apagado de los dispositivos de altas al proveer una salida para los portadores de las bases de los mencionados dispositivos. Los colectores de los drivers están conectados a los rieles de altas para minimizar los saltos

de ganancia causados por el cambio abrupto en la tensión de colector cuando se produce la conmutación.

$C_{13}$  y  $R_{32}$  conforman la red Zobel encargada de hacer ver a la bobina como una carga resistiva. La red conformada por  $L_1$  y  $R_{33}$  aíslan al amplificador de carga capacitiva, aplanando la respuesta en frecuencia.

### 3.1.2. Etapa de Entrada

Debido a que se piensa utilizar realimentación para mejorar las características del circuito, se implementa una entrada diferencial, cuya implementación más simple es un par diferencial. En parte porque se puede mejorar fácilmente utilizando:

- Fuente de corriente para su polarización, aumentando su relación de rechazo en modo común
- Realimentaciones locales para disminuir distorsiones debido a alinealidades.
- Un par de transistores en paralelo para mejorar la relación señal-ruido.
- Una fuente de corriente espejo como carga para aumentar la ganancia de corriente a la salida de esta etapa y cancelar el 2<sup>da</sup> armónica.

### 3.1.3. Slew Rate

El capacitor de compensación  $C$  conectado alrededor del par Darlington hace que esta etapa actúe como un integrador, y la corriente que carga el punto de compensación es justamente  $I_x$ . Se puede observar que la corriente máxima disponible para cargar  $C$  es  $2I_1$ , donde  $I_1$  es la corriente en reposo por cada dispositivo en la etapa de entrada. Es decir, a grandes valores de  $V_i$  las corrientes del par diferencial se desequilibran,  $I_1$  crece hasta su valor máximo  $2I_1$  y la corriente por la otra rama del par se anula, por ende es fácil ver que por la carga activa deja de circular corriente y toda la corriente de la primer rama del par se transforma en  $I_x$ . El circuito por lo tanto opera en forma no lineal. Si la etapa de entrada actuara de forma lineal produciría una corriente  $I_x$  muy grande y el slew rate no produciría ninguna limitación.

$$V_o = \frac{1}{C} \int 2I_1 dt$$

$$SR = \frac{dV_o}{dt} = \frac{2I_1}{C}$$

Por lo tanto, realizando el cálculo para nuestro circuito, siendo  $I_1 = 2.2\text{mA}$  y  $C = 120\text{pF}$ . Obtenemos:

$$SR = 36 \frac{V}{\mu s}$$

### 3.1.4. Protección Contra Cortocircuitos

A modo de reducir las consecuencias de los accidentes, se agregaron además, circuitos de protección contra cortocircuitos. El funcionamiento básico es que usa los resistores de la salida para sensar la corriente que pasa por ellos. Cuando la corriente excede el valor máximo permitido, el cual se elige para una sobrecarga determinada (esto incluye el caso extremo de cortocircuito), la tensión que cae en esta resistencia enciende en transistor, el cual comienza a drenar corriente de la entrada de la etapa de salida, a fin de limitar la corriente de salida. Un problema que se podría tener es el de tener un corto interno pero no notarlo, en cuyo caso las protecciones estarían constantemente en funcionamiento. Entonces, para notarlo, se reemplazo un diodo de las protecciones por un LED, a fin de que cuando las protecciones estén funcionando, el LED se polarice y su señal luminosa nos informe del problema.

### 3.2. Simulaciones

### 3.2.1. Polarización

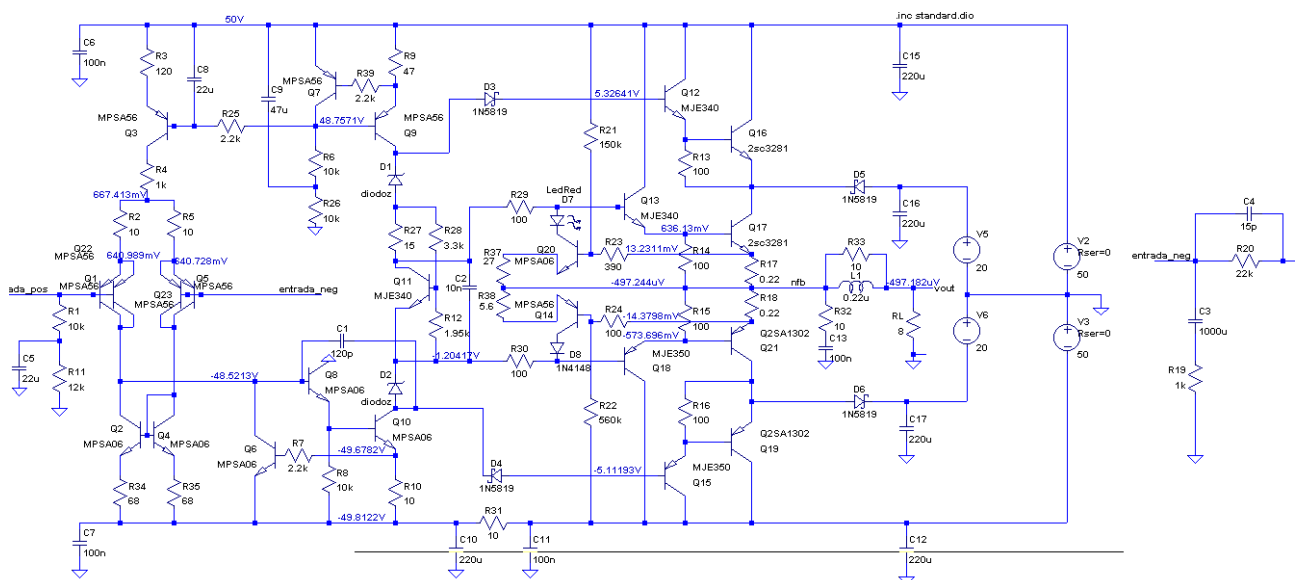


Figura 19: Tensiones de polarización.

### 3.2.2. Respuesta en Frecuencia

Se realizó un barrido en frecuencias de la ganancia del circuito a lazo cerrado para poder observar el ancho de banda del mismo. Como resultado se obtuvo una ganancia de 27.19dB y se mantiene en el mismo con un error de  $\pm 0.1\text{dB}$  entre 5Hz y 66.55kHz. Estos resultados se pueden observar en la Figura 20, por lo tanto el diseño cumple el requerimiento de banda plana en las frecuencias utilizadas.

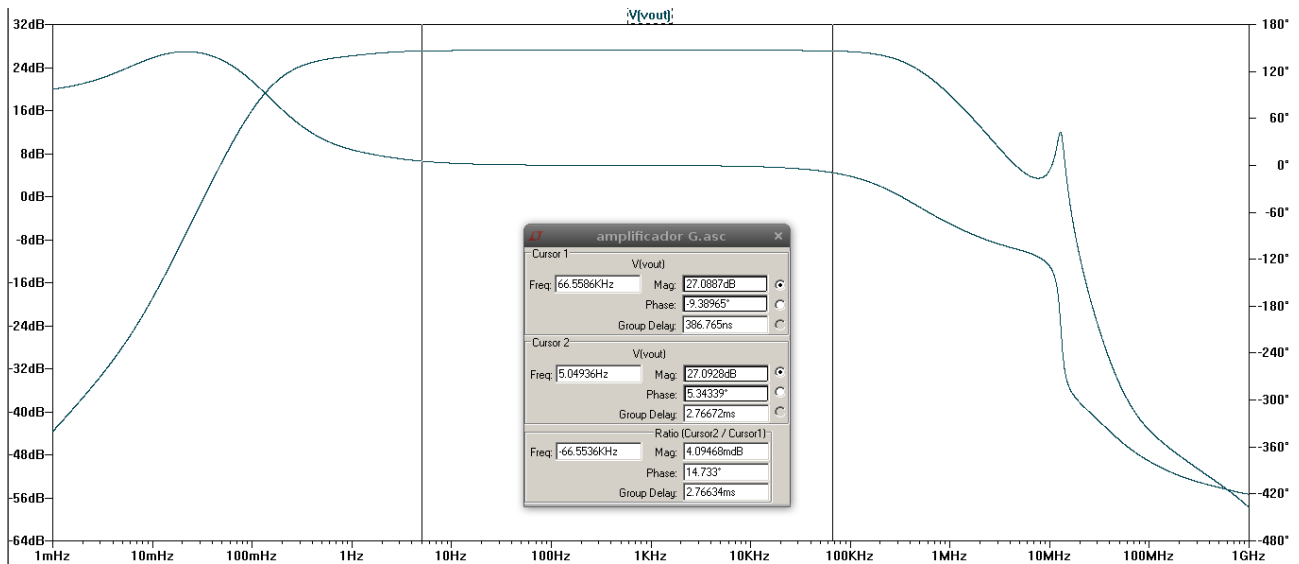


Figura 20: Respuesta en frecuencia.

### 3.2.3. Slew Rate

Para esta simulación se utilizó el circuito de la Figura 21, en el cual la entrada al amplificador es una señal escalón. Se simuló y se tomaron las tensiones en dos puntos, luego se aproxima el slew rate como la pendiente entre estos puntos. Como se ve en la Figura 22 con los puntos elegidos se obtuvo un slew rate de  $37 \frac{V}{\mu S}$ .

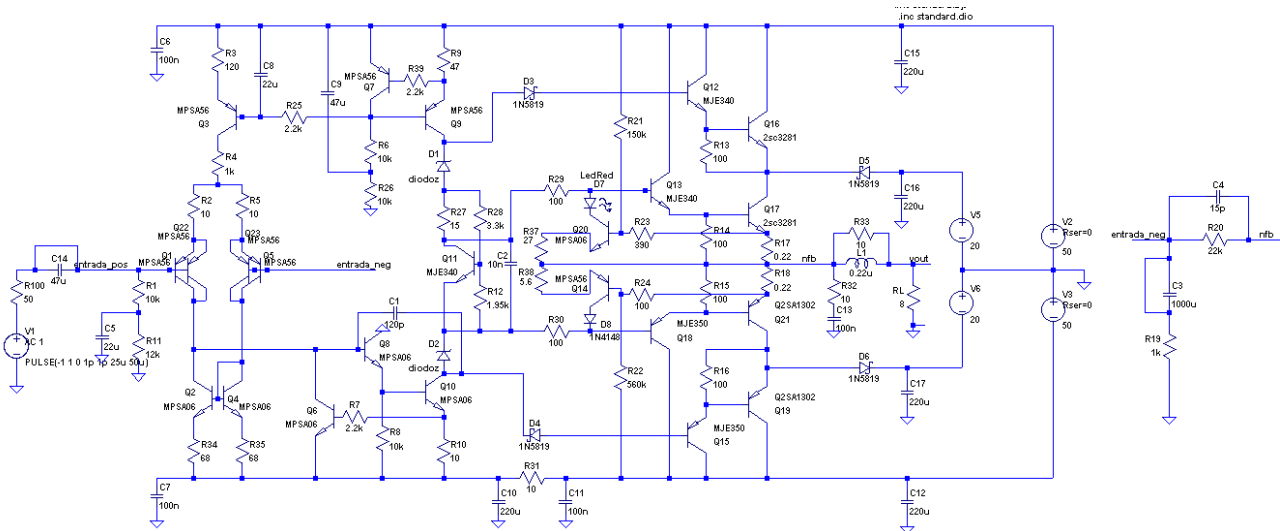


Figura 21: Circuito utilizado para obtener slew rate.

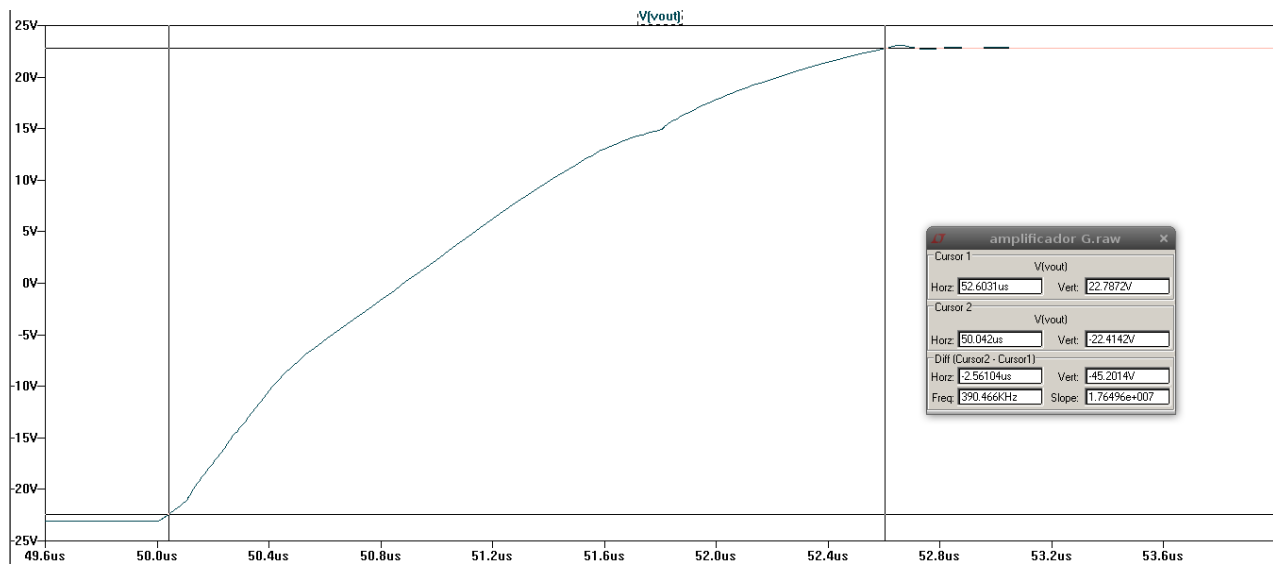


Figura 22: Simulación del slew rate.

### 3.2.4. Estabilidad

Para obtener el margen de ganancia y fase del circuito se simuló la respuesta en frecuencia de la ganancia a lazo abierto ( $T$ ), para eso se modificó la topología del circuito como se ve en la Figura 23. Para obtener el margen de ganancia se determinó la ganancia con un ángulo de  $-180^\circ$ , dando un margen de 51db. Por otro lado, el margen de fase resultó de  $139^\circ$ , siendo la diferencia entre la fase a 0db y  $-180^\circ$ . Los resultados de la simulación se observan en la Figura 24.

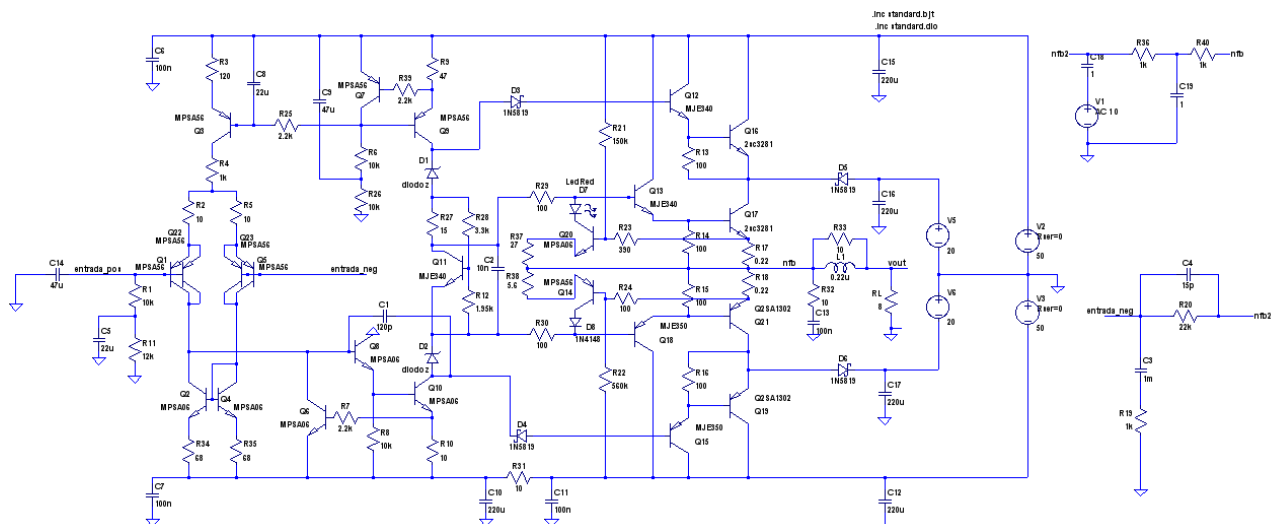


Figura 23: Circuito utilizado en análisis de estabilidad.



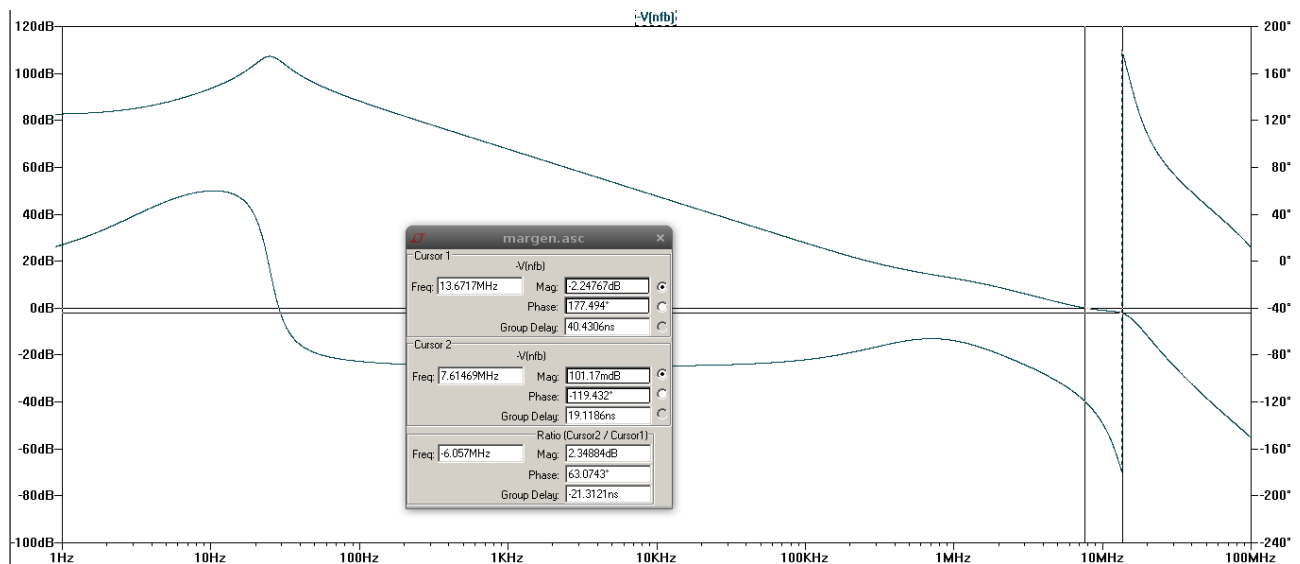


Figura 24: Respuesta en frecuencia de T.

### 3.3. Diseño de la Fuente de Alimentación Lineal

En líneas generales, todo el amplificador estará alimentado por cuatro rieles, dos de alta tensión y dos de baja. Los rieles de altas serán suministrados por una fuente lineal mientras que para los de bajas, se reducirá la tensión de los rieles altos con una fuente conmutada. En esta sección se detallará el diseño de la fuente lineal. La misma consiste esencialmente de tres bloques:

- Transformador 220/36+36
- Rectificador de onda completa
- Divisor capacitivo

El transformador reduce de  $220V_{rms}$  a  $72V_{rms}$ , es decir, tensión pico de  $72V_{rms} * \sqrt{2} = 101,82V$ .

Para el rectificador de onda completa se usaron diodos 6A10 en paralelo con capacitores de  $100nF$  para reducir ruido. La caída en los diodos es de aproximadamente  $0,7V$ , reduciendo la tensión a la salida de este bloque a  $101,82V - 2 * 0,7V = 100,4V$

Finalmente para el divisor capacitivo, se colocaron dos hileras de capacitores en paralelo, dando un divisor de  $2200\mu F * 4 = 8800\mu F$ . El punto medio del divisor toma la tensión de tierra, y los otros,  $\pm 50,2V$ .

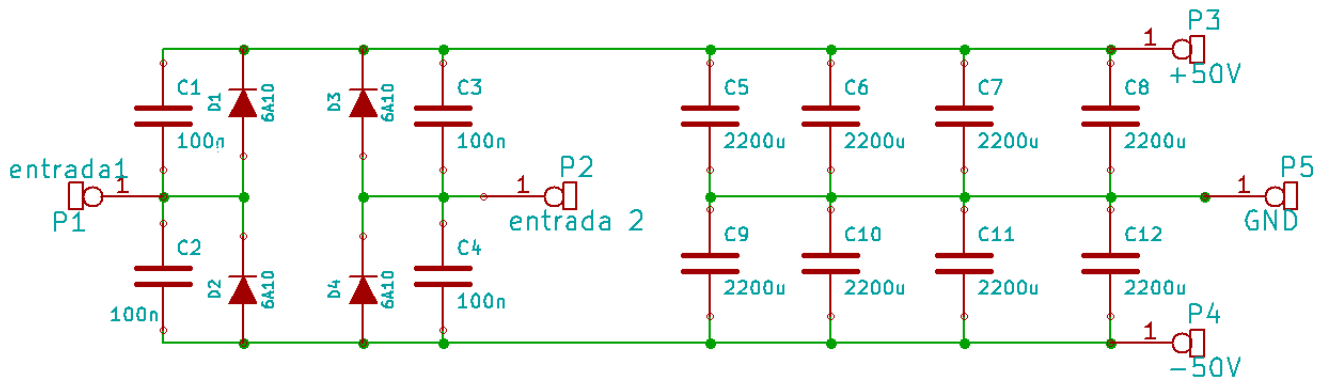


Figura 25: Esquema de la fuente lineal

### Ripple

Para calcular el factor de rizado  $F_r = \frac{V_{ca}}{V_{cd}}$  vamos a separar los casos entre el riel alto y el bajo, porque no ven la misma carga.

El riel alto además de ver el amplificador, alimenta la fuente de switching, así que las impedancias de entrada quedan en paralelo, empeorando el factor de ripple. Aproximadamente la impedancia de entrada de la switching son  $500\Omega$ , despreciando todo menos la resistencia en serie que se ve del bobinado del relé y el bobinado del primario. Luego,  $500\Omega$  en paralelo con la resistencia de entrada simulada del amplificador  $1,8k\Omega$  es aproximadamente  $400\Omega$ . Ve también un capacitor de  $220\mu F$ . Por tanto, el factor de rizado queda:

$$F_r = \frac{1}{\sqrt{3}(4fRC - 1)}$$

$$F_r = \frac{1}{\sqrt{3}(4 \times 50Hz \times 400\Omega \times (8800 + 220)\mu F - 1)}$$

$$F_r = 0,00046$$

El riel bajo ve aproximadamente  $R_i = \frac{-50V}{-25mA} = 2k\Omega$ , valor de corriente obtenido por simulación sin señal. Ve también un capacitor de  $220\mu F$ . Por tanto, el factor de rizado queda:

$$F_r = \frac{1}{\sqrt{3}(4fRC - 1)}$$

$$F_r = \frac{1}{\sqrt{3}(4 \times 50Hz \times 2k\Omega \times (8800 + 220)\mu F - 1)}$$

$$F_r = 0,00016$$

Para el peor caso de carga, es decir con una entrada de  $V_i = 1V_{rms}$ , la carga vista será  $R_i = \frac{-50V}{-4A} = 12,5\Omega$  y  $F_r = 0,026$  en el pico del semiciclo negativo. Este caso será sumamente inusual de ver.

### 3.4. Fuente Conmutada

Para este tipo de fuente utilizaremos la topología Flyback con dos salidas, debido a su sencillez y bajo costo, su esquema puede observarse en la Figura 9. se Utilizaron dos bobinas de salida para generar 20V c/u; aprovechando el aislamiento galvánico generado por las bobinas acopladas se conectaron de forma tal de obtener dos bornes de  $\pm 20V$ , como se observa en la

Figura 26 . Para controlar el ancho del pulso que activa el mosfet se utilizo un TL494, con un divisor a la salida para reescalar a una tension que el integrado pueda manejar fácilmente.

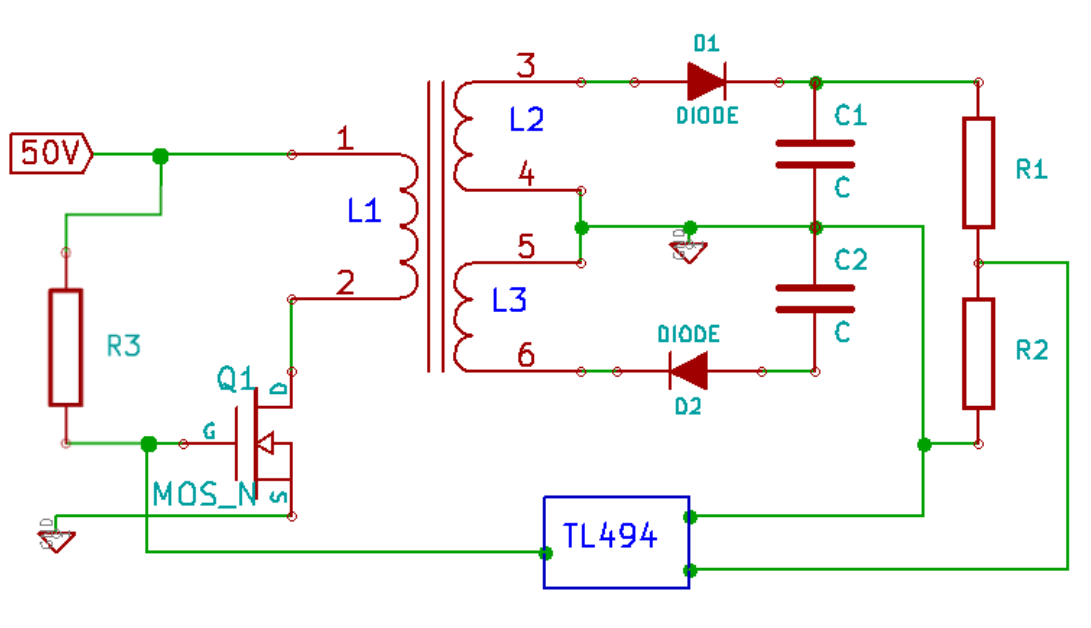


Figura 26: Esquema basico fuente conmutada.

### 3.4.1. Controlador

Se utilizó el circuito integrado TL494 como circuito de control de la fuente conmutada. El método de control es mediante la modulación del ancho de pulso, las características y funcionalidades de este integrado se explican en la Sección 5.1. Para facilitar la comparación de tensiones se utilizo la referencia de 5V integrada en el TL494, por lo tanto se definieron:  $R1=33k\Omega$  y  $R2=8,2k\Omega$  para que la salida se establezca en 20V.

### 3.4.2. Determinación de la inductancia del primario

La fuente flyback se diseño para operar en modo discontinuo. Para asegurar esto, la inductancia del bobinado primario ( $L_P$ ) necesita estar limitada a un valor máximo. Por lo tanto, debe determinarse este valor a carga máxima, para esto se requiere definir la potencia de entrada como:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta}$$

Donde  $\eta$  es la eficiencia del inductor.

En una inductor/transformador flyback se puede asumir que este valor es cercano al 80 %, y como la potencia máxima de salida  $P_{out}$  esta definida a 40W ( $2A \times 20V$ ). Por lo tanto  $P_{in}=50W$ .

La potencia de entrada también puede ser definida como el producto de la energía almacenada ( $E_{in}$ ) el campo magnético y para la frecuencia de funcionamiento de nuestra fuente vale que:

$$P_{in} = E \times fs = \frac{Lp \times I_{pk}^2}{2} \times fs \quad (5)$$

Este razonamiento requiere que la inductancia del primario sea definida, pero para ello sería necesario conocer el pico de corriente  $I_{pk}$ . Este pico de corriente puede ser definido como:

$$I_{pk} = V_{in(min)} \times \frac{t_{ON(max)}}{L_P}$$

donde  $V_{in(min)}$  es el mínimo voltaje de entrada y el  $t_{ON(max)}$  es el máximo tiempo en un nivel alto de tensión. Por lo tanto, para limitar la inductancia del primario para asegurar operación discontinua, la inductancia máxima es determinada por:

$$L_P \leq V_{in(min)} \times \frac{t_{ON(max)}}{I_{pk}} = \frac{V_{in(min)}}{I_{pk}} \times \delta_{max} \times T_s \quad (6)$$

donde  $\delta_{max}$  es el máximo duty cycle alcanzado por el TL494 (45 %),  $T_s$  el período de la frecuencia de funcionamiento de la fuente switching ( $T_s = 12,5 \times 10^{-6}$  a una frecuencia de operación de 80kHz), una tensión mínima  $V_{in(min)} = 46V$  y una  $I_{pk} = 4,83A$ . Combinando las ecuaciones 6 y 5 es posible determinar la máxima inductancia del primario:

$$L_{P(max)} = \frac{V_{in(min)}^2 \times \delta_{max}^2 \times T_s}{2 \times P_{in(max)}} = 54\mu H$$

### 3.4.3. Selección del núcleo

Se utilizara el método de calcular el producto de área para determinar el tamaño del núcleo del inductor, definiendo como:

$$Ap = \left( \frac{2 \times E \times 10^4}{B_m \times K_u \times K_j} \right)^{1,14}$$

donde:

$K_j$  = coeficiente de densidad de corriente.

$B_m$  = máxima densidad de flujo

$K_u$  = factor de utilización de ventana

$Ap$  = producto de área

$$E = \text{Energía Acumulada} = L_P \times \frac{I_{pk}^2}{2} = 625\mu J$$

Aunque esta ecuación empírica es utilizada para núcleos con un único inductor. Para modificarla se debe suponer que el secundario utilizará una energía similar al primario, por lo tanto:

$$Ap = 2 \times \left( \frac{2 \times E \times 10^4}{B_m \times K_u \times K_j} \right)^{1,14}$$

Para valores de  $B_m = 0.32T$   $K_j = 500$  y  $K_u = 0.3$ . Obtenemos un  $Ap = 556 mm^4$  Por lo tanto, y por cuestiones de disponibilidad usamos el núcleo E30/15/7 el cual tiene un  $Ap = 4800 mm^4$

### 3.4.4. Determinación del numero de espiras del primario

Una vez seleccionado el núcleo es elegido el mínimo entrehierro(Ig) requerido se calcula como:

$$Ig = \frac{1,26 \times L_{P(max)} \times I_{pk}^2}{(Ac * Bm^2)}$$

Donde Ac es el área efectiva del núcleo, para nuestro caso Ac=0.6 cm<sup>2</sup>. Por lo tanto, el mínimo entrehierro será de Ig=0.25mm

Como este entrehierro no es comercial debimos implementarlo manualmente. Por ende los siguientes cálculos fueron realizados solo como una aproximación. Siguiendo con el razonamiento:

$$N_p = 1000 \times \sqrt{\frac{LP(max)}{Al}}$$

donde asignamos un valor característico al Al de 250 mH obteniendo: Np=15

### 3.4.5. Determinación del numero de espiras del secundario

Para garantizar funcionamiento en modo discontinuo en la máxima corriente de carga, es necesario limitar la inductancia de los devanados secundarios a un cierto valor máximo. La pendiente de corriente negativa es:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_s}{t_{fly}} = \frac{V_o + V_D}{L_s}$$

donde:

$I_s$  es la corriente pico del secundario.

$t_{fly}$  es el tiempo de caída.

$V_o$  es la tensión de salida,  $V_d$  es la tensión de caída en el diodo de salida.

$L_s$  la inductancia del secundario.

El duty cycle de la fuente se define como:

$$\delta_r = \frac{t_{fly}}{T_s}$$

y la corriente de carga  $I_o$  esta relacionada con el pico de corriente en el secundario como:

$$I_s = \frac{2 \times I_o}{\delta_r}$$

Combinando estas últimas 3 ecuaciones obtenemos que:

$$L_s \leq \frac{\delta_r^2 \times (V_o + V_D) \times T_s}{2 \times I_o} = 12,97 \mu H$$

Por último:

$$N_s = 1000 \times \sqrt{\frac{L_s}{Al}} = 8$$

### 3.5. Diseño del Preamplificador

Los circuitos propuestos para esta etapa fueron extraídos del libro “Small Signal Audio Design” del autor Douglas Self.

El preamplificador mono se compone de dos etapas, que se detallarán de manera separada a continuación. Las mismas son.

- Control de Volumen.
- Control de Tonos (Agudos, Medios y Graves).

Los niveles de línea en los equipos de audio de consumo son de un valor nominal de 0.3162 Volts eficaces. Debido a esto, los cálculos se realizaron en función de obtener una ganancia total de 10 dB(3 veces), de forma tal que con una entrada de línea de 0.3162  $V_{ef}$  se tenga una salida de 1  $V_{ef}$  a máximo volumen.

#### 3.5.1. Control de Volumen

Para el control de Volumen se utilizó un control activo del tipo “Baxandall”, como el que se observa en la Figura 27. El mismo consta de dos etapas, alrededor de cada uno de los operacionales que se aprecian en el circuito. El primero presenta una configuración de seguidor, con el objeto de adaptar impedancias entre la entrada y la segunda etapa, y el segundo es un amplificador inversor.

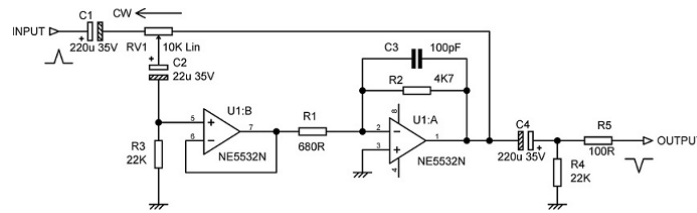


Figura 27: Control de volumen Baxandall.

Por medio del potenciómetro de Control de Volumen (Rv1) se regula la proporción de la señal de entrada que será amplificada. La máxima ganancia del sistema, igual a la máxima ganancia de la segunda etapa, será:

$$|A_v| = \frac{2,2k\Omega}{680\Omega} = 3,23 \simeq 10,2dB$$

Los capacitores C1, C2 y C4 cumplen la función de filtros de continua, y el capacitor C3 se agrega para asegurar la estabilidad en alta frecuencia.

Para corroborar lo dicho se procedió a simular el circuito para distintos seteos del potenciómetro, como se observa en la Figura 28. Los resultados(Figura 29) fueron los esperados dando una respuesta plana en las frecuencias de trabajo y una ganancia máxima de 10dB.

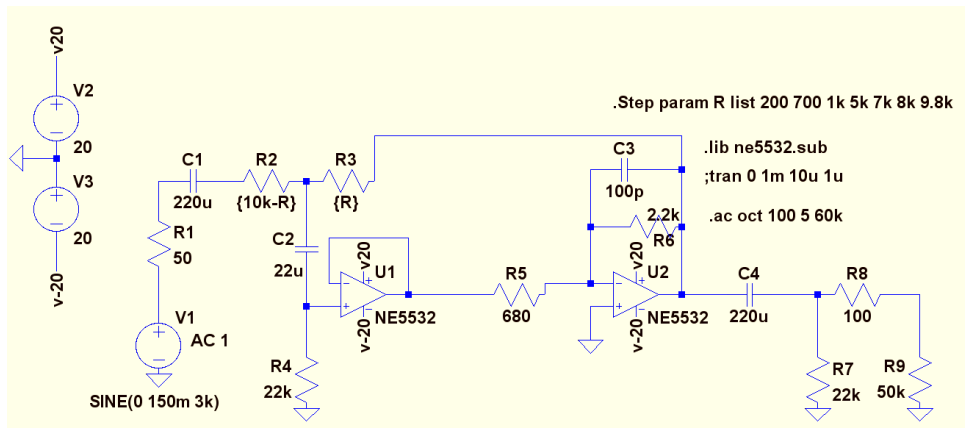


Figura 28: Circuito implementado para la simulación del control de volumen.

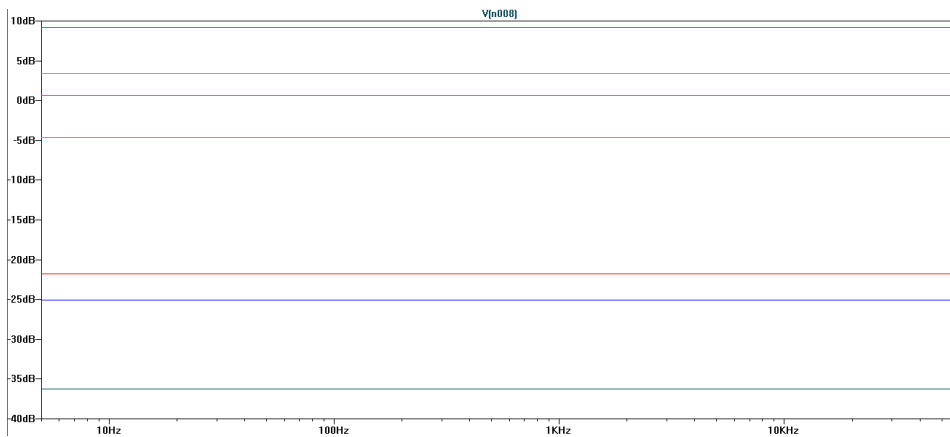


Figura 29: Resultados de la simulación del control de volumen.

### 3.5.2. Control de Tonos

El circuito elegido es un control de tonos del tipo Baxandall Tribanda, con control de agudos, medios y graves.

El circuito funciona de la siguiente forma: En bajas frecuencias, el capacitor C4 se comporta como un circuito abierto, estando únicamente conectada la rama que comprende al potenciómetro RV1 (control de bajos). El mismo modifica la ganancia del operacional en configuración amplificadora de tensión para bajas frecuencias. En medias frecuencias, el capacitor C1 se comporta como un cortocircuito, fijando para la etapa de bajos una ganancia unitaria. El capacitor C4 también permitirá el paso de la señal, mas el capacitor C3 estará aún abierto. De esta forma, por medio del potenciómetro RV2 (control de medios) se definirá la ganancia del operacional en configuración amplificadora de tensión para medias frecuencias. En altas frecuencias el capacitor C2 también actuará como un cortocircuito, quedando tanto el control de bajos como el de medios con ganancia unitaria. El capacitor C3 se comportará como un cortocircuito, permitiendo que el potenciómetro RV3 (control de altos) defina la ganancia del operacional en configuración amplificadora de tensión para altas frecuencias.

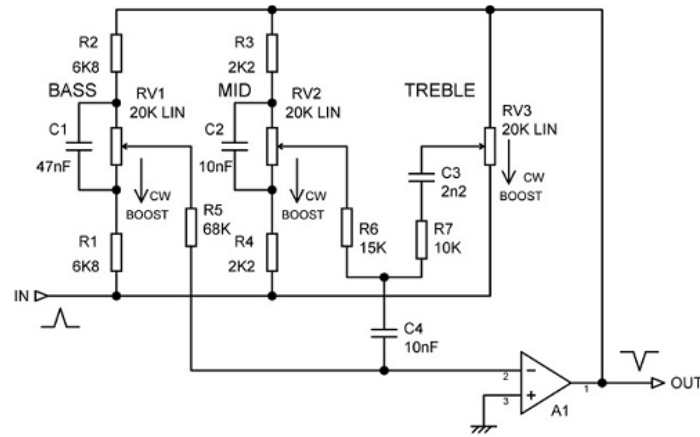


Figura 30: Control de tonos Bandaxall Tribanda.

El esquema utilizado para la simulación se observa en la Figura 31 y las ganancias en dB para las variaciones de los distintos potenciómetros en la Figura 32.

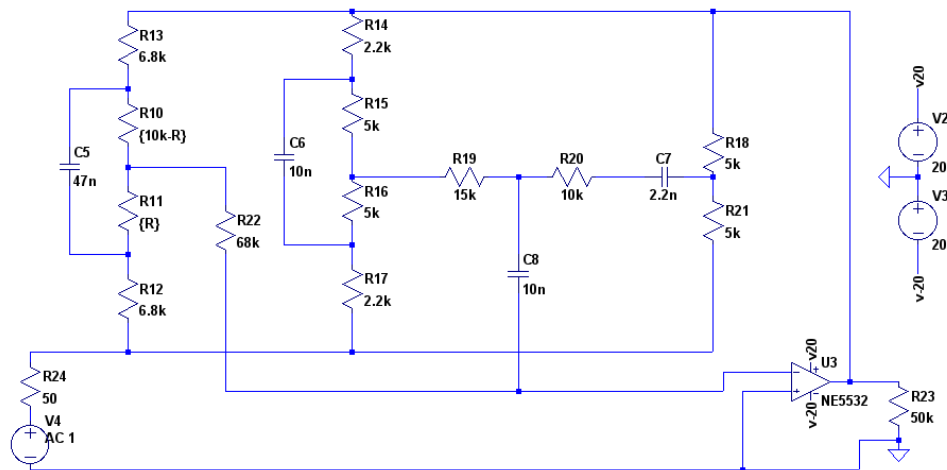


Figura 31: Circuito implementado para la simulación del control de tonos.



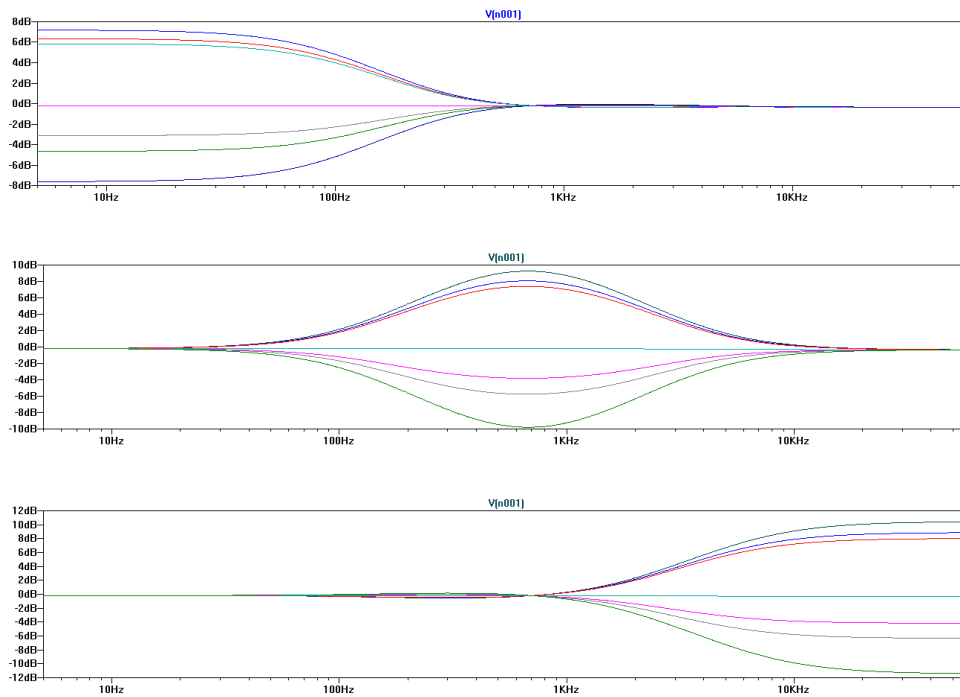


Figura 32: Resultados de la simulación del control de tonos.

### 3.6. Realización del Circuito Impreso

#### 3.6.1. Criterios de Diseño

A la hora de la implementación de los circuitos, se tomaron en cuenta las siguientes reglas de diseño:

- Se cuidó que los caminos de los conductores de alimentación sean suficientemente anchos para reducir la resistividad parásita y que estén dispuestos uno próximo al otro, con el objetivo de disminuir el campo eléctrico generado por ellos.
- Para el cálculo de los capacitores de desacople tuvimos en cuenta el ancho de banda con el que estábamos trabajando, de modo que funcionen a la frecuencia correspondiente y presenten poca impedancia.
- Se trató de hacer lo mas cortos y eficientes posibles los recorridos de los caminos de señal, para poder reducir la interferencia con los demás elementos del circuito.
- Conexiones de masas, alimentación y señal sin lazos cerrados, con el objeto de no concatenar ruido.
- Las líneas de señal y masa se separaron lo máximo posible para reducir las capacitancias parásitas.
- Las masas de alimentación y del camino de señal se separaron para que el ruido de la línea no contamine la señal. Solo se unen en un punto.
- Disipadores en el borde de la placa para facilitar instalación y optimizar la disipación de calor.

## Distribución general

La ubicación de los elementos del circuito respeta lo mejor posible las etapas originales del amplificador de potencia. Ésto facilita el seguimiento visual de los componentes y permite detectar fallas mas rápidamente. Laminos de los conductores de alimentación se hicieron los suficientemente anchos y dispuestos uno próximo al otro. Al estar cerca los caminos positivos y los negativos y no rodear el circuito, su campo eléctrico no afecta al resto de los componentes. También se realizó un plano de masa en forma de estrella, para no concatenar ruido, con una parte dedicada a la entrada y la otra a la salida. Esto permite disminuir el ruido y proteger la señal de entrada.

## Los resistencias en el emisor de salida

Estas dos resistencias son de baja R y es importante que no se vean muy alteradas. Para evitar el cambio de temperatura hemos cuidado a que ninguna pista pasa debajo de estas dos resistencias. Además, los caminos que las conectan con la salida son anchos y perfectamente simétricos. De ésta forma, las pistas no sólo incorporan poca resistencia en serie sino que además, la incorporan en igual magnitud, cuestión de no perder la simetría a la salida, y que la degeneración de los transistores de salida sea lo mas simétrica posible.

### 3.6.2. Disipadores

Sabiendo que:

$$\theta_{ja} = \frac{T_{jm} - T_a}{P_D}$$
$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}$$

En la cual  $\theta_{ja}$  es la resistencia térmica juntura-ambiente. Para cada transistor que maneje altas corrientes se calcula el valor del disipador requerido teniendo en cuenta la potencia disipada y su resistencia térmica. En el caso del transistor del multiplicador  $V_{be}$ , que requiere estar a la misma temperatura que los de la salida clase B, se ubicará en el mismo disipador para evitar el embalamiento térmico.

### 3.6.3. Circuito Implementado

En la Figura 26 se puede observar el circuito impreso realizado para el amplificador. Son indicadas las entradas y la salida de señal y los bornes de la alimentación.

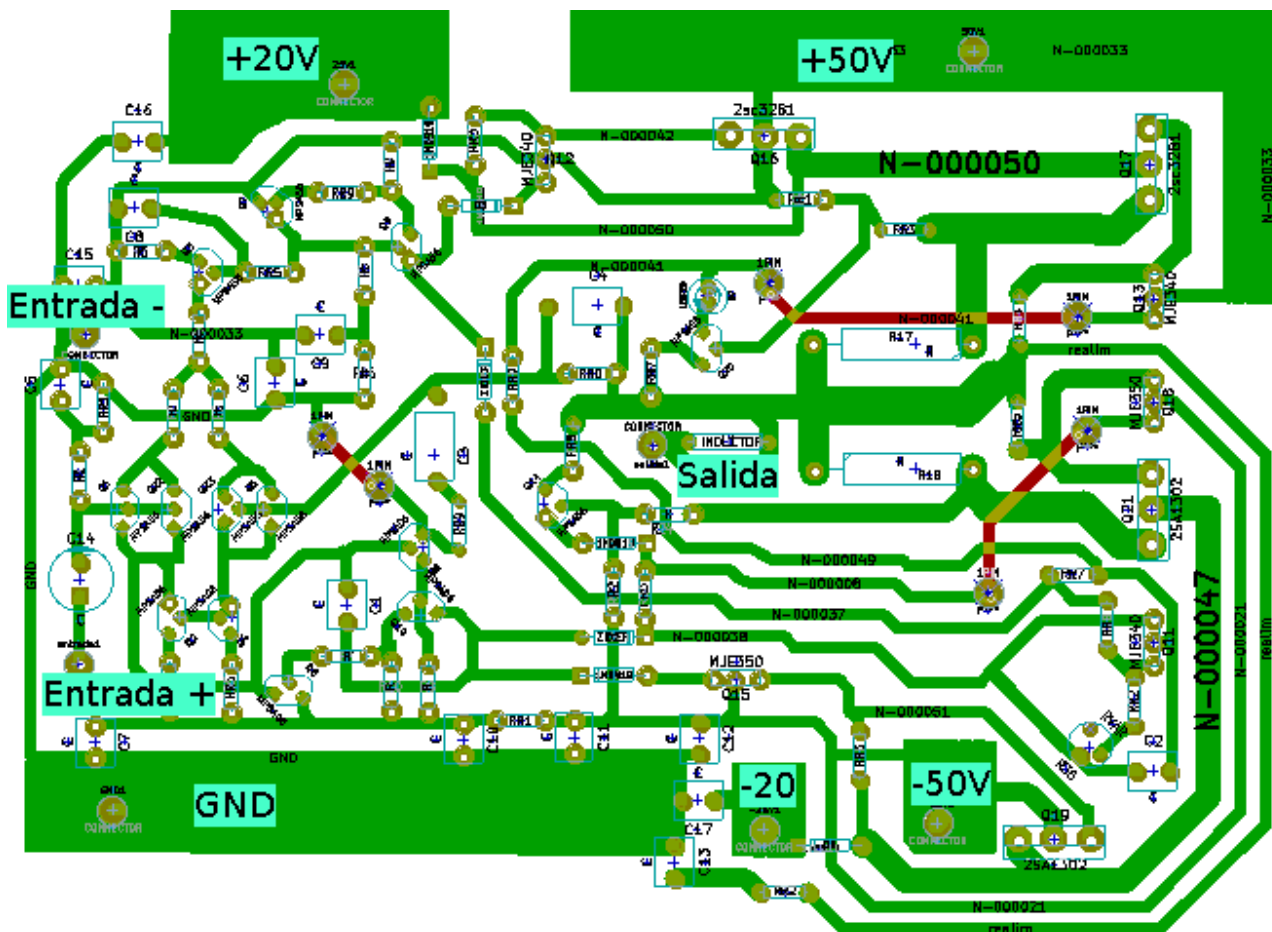


Figura 33: Circuito impreso del amplificador.

### 3.6.4. Fuente Lineal

Para este circuito se utilizaron pistas de 4mm de ancho. Los diodos utilizados en el puente son 6A10 los cuales pueden soportar las corrientes requeridas por el amplificador, ya que soportan hasta 6A; y poseen una caída de tensión en directa menor a 1V. En la Figura 34 se muestra el circuito impreso implementado.

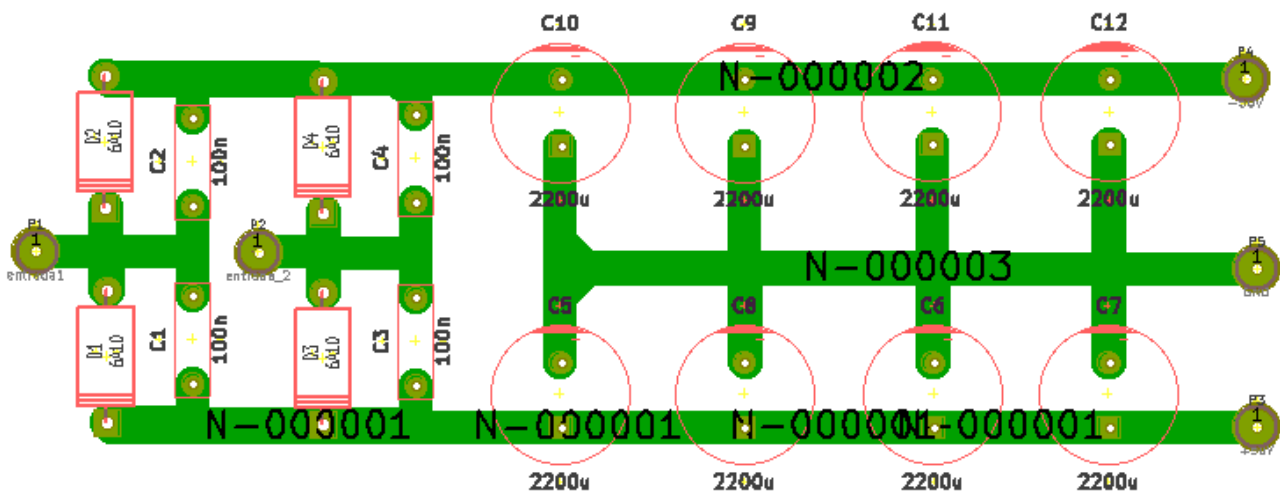


Figura 34: Circuito impreso de la fuente lineal.

### 3.6.5. Preamplificador

En este impreso se debió tener en cuenta las posiciones y sentido de giro de los potenciómetros para lograr un frente coherente y ordenado. Se agrego un conector jack a la salida para facilitar la desconexión con el amplificador de potencia de ser necesario. Se utilizaron amplificadores operacionales NE5532, típicos en este tipo de aplicaciones debido a sus buenas prestaciones y bajo ruido.

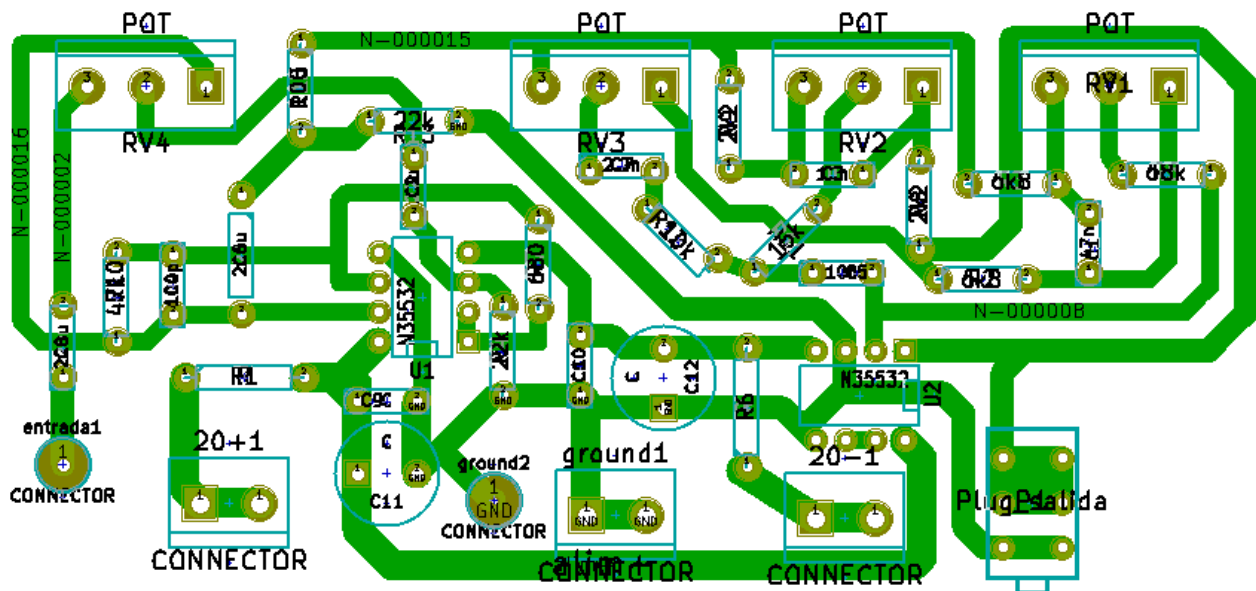


Figura 35: Circuito impreso del preamplificador.

## 3.7. Mediciones

### 3.7.1. Polarización

Al medir la polarización del circuito se regulo el multiplicador  $V_{be}$  de forma tal de obtener corrientes similares a la salida. En el Cuadro 3.7.1 se observan las mediciones que se tomaron para verificar la correcta polarización del circuito.

Resistor	Tensión entre bornes
RL	59,2mV
R17	14,2mV
R18	15,8mV
R10	137.8mV
R5	21.3mV
R2	20.8mV
R4	4.187V
R8	659.4mV

### 3.7.2. Ganancia

Con una entrada senoidal de 1kHz cuya amplitud se fue variando y registrando las tensiones de salidas sobre la carga de  $8\Omega$  se realizo el Cuadro 3.7.2. De estas mediciones se obtiene que

la ganancia es de 23 veces  $\simeq 27.2\text{dB}$ . Por otro lado, la última medición confirma que se cumple el requerimiento de potencia a la salida, ya que se obtienen  $65.6\text{W RMS}$ .

Vin(pico)	Vout(pico)
200mV	4.6V
500mV	11.5
1	23V
1.41V1	32.4V

### 3.7.3. Respuesta en Frecuencia

Obtencion de banda de frecuencia en que la ganancia se mantiene constante con un error de  $0.1\text{dB}$ . Estas mediciones se realizaron ingresando una señal senoidal, de amplitud tal, que sobre la carga hubiese  $2\text{V}$  pico. Luego se buscaron frecuencias donde la ganancia decreciera  $0.1\text{dB}$ , esto es, tension pico de  $1.97\text{V}$  a la salida.

- Frecuencia inferior:  $7.7\text{Hz}$
- Frecuencia superior:  $85\text{kHz}$

### 3.7.4. Impedancia de Entrada

Para realizar esta medición se aplico senoidal de  $1\text{kHz}$  y de amplitud tal que a la salida del amplificador hubiese una de  $6\text{V}$  pico. Luego se agrego en serie con la entrada una resistencia de  $4.7\text{k}\Omega$  y un potenciómetro de  $10\text{k}\Omega$ , al que se fue variando hasta que la salida mostrara  $3\text{V}$  pico. Por lo tanto, la resistencia de entrada del amplificador y la del serie resistor-potenciómetro eran iguales, midiendo esta última se obtuvo una resistencia de entrada de  $10.52\text{k}\Omega$ .

### 3.7.5. Impedancia de Salida

Se determino el valor de la impedancia de salida midiendo la tensión de salida dos veces, una en vacío ( $V_o$ ) y otra con carga nominal ( $V_c$ ) y a una frecuencia de  $1\text{KHz}$ . Resultando:

- $V_o = 2.2939$
- $V_c = 2.2750$
- $R_{carga} = 8.4\Omega$

Luego se puede calcular la impedancia de salida (asumiendo que es totalmente resistiva) con la expresión:

$$Z_o = R_{carga} \times \left( \frac{V_o}{V_c} - 1 \right) \simeq 0.07\Omega$$

### 3.7.6. Slew Rate

Para obtener el valor del Slew Rate del circuito se procedió a ingresar una señal rectangular de 1kHz al amplificador y observar la salida del mismo. Los resultados se muestran en la Figura 36.

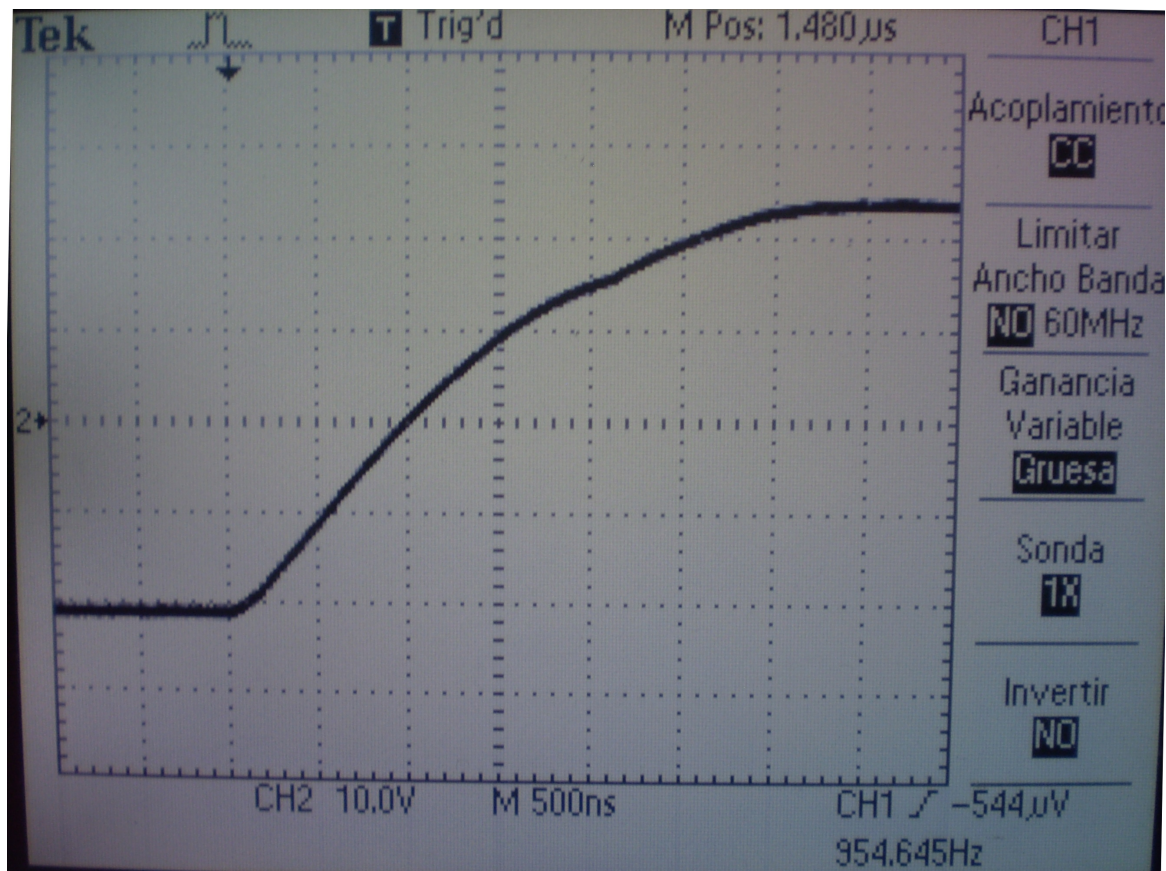


Figura 36: Resultados Slew Rate

Por lo tanto el Slew Rate se calcula:

$$SlewRate = \frac{10V \times 4,4}{6 \times 500ns} = 14,67 \frac{V}{\mu s}$$

### 3.7.7. Factor de amortiguamiento

Habiendo medido previamente la impedancia de salida, se calcular el factor de amortiguamiento como:

$$FA = \frac{R_{CARGANOMINAL}}{Z_{SALIDA}} = 114,28$$

El factor de amortiguamiento será diferente a distintas frecuencias, el que aqui se calcula es el de 1kHz, debido a que a esa frecuencia se midió la impedancia de salida.

### **3.8. Comparativa Mediciones-Simulaciones**

### **3.9. Errores y Modificaciones al Diseño Original**

#### **3.9.1. Protecciones contra cortocircuitos**

Como se puede ver en la sección 3.1.4 se diseñaron las protecciones utilizando una resistencia en el emisor de los transistores para definir la corriente a la cual estos conducirían. Pero esto es una falla ya que con este diseño los límites de corriente empezarían a depender de la corriente de emisor de las protecciones, disminuyendo la eficiencia de las mismas.

## 4. Conclusiones



## 5. Anexos

### 5.1. TL494

El TL494 es un circuito de control de modulación de ancho de pulso a frecuencia constante. La modulación del pulso de salida es lograda comparando la forma de onda triangular entregada por el oscilador interno con cualquiera de las señales de control. Estas señales pueden ser sacadas del circuito del control de tiempo muerto (deadtime control) o del amplificador de error. La entrada de control de tiempo muerto es comparada directamente con una compensación de 120mV (que fija un tiempo muerto por default). El comparador PWM compara la señal de control creada por los amplificadores de error con la triangular. La función del amplificador de error es supervisar la tensión de salida y proporcionar la ganancia suficiente de modo que unos pocos milivolts de error en su entrada causen una señal de control de amplitud suficiente para proporcionar control de modulación del 100 %. Los amplificadores de error también pueden ser usados para supervisar la corriente de salida y proporcionar la limitación de corriente con la carga.

#### 5.1.1. Terminales del TL494

Se procede a detallar las terminales de este integrado tal como se muestran en la Figura 5.1.

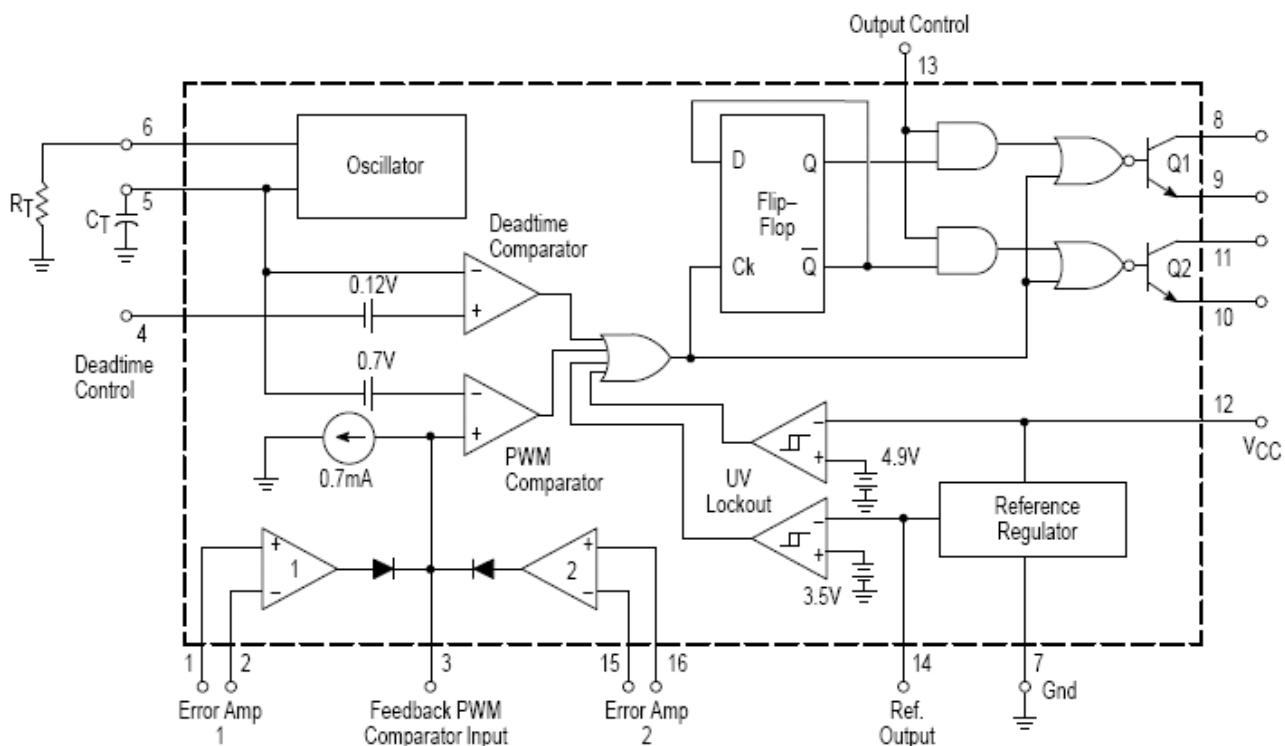


Figura 37: Diagrama en bloques del circuito interno del integrado TL494.

1. Terminal positivo del comparador 1, utilizado para la realimentación.
2. Terminal negativo del comparador 1, utilizado para la realimentación.
3. Terminal de realimentación del PWM y terminal positivo del comparador PWM. Se utiliza para evitar efectos parásitos.

4. Terminal del circuito de control de tiempo muerto (deadtime control). Se utiliza para evitar efectos parásitos
5. Terminal del oscilador. Para que el oscilador funcione se conecta un capacitor entre terminal y masa.
6. Terminal del oscilador. Para que el oscilador funcione se conecta un resistor entre terminal y masa.
7. Terminal del regulador de referencia. Para que el regulador funcione se conecta este terminal a masa.
8. Terminal de drain del transistor 1.
9. Terminal de source del transistor 1
10. Terminal de drain del transistor 2
11. Terminal de source del transistor 2
12. Terminal de alimentación del circuito
13. Terminal de salida utilizado como control. Se utiliza para evitar efectos parásitos.
14. Terminal que brinda la tensión de referencia de 5V del regulador de referencia interno del circuito.
15. Terminal positivo del comparador 2, utilizado para la realimentación.
16. Terminal negativo del comparador 2, utilizado para la realimentación.

### 5.1.2. Seteo de frecuencia de trabajo

Dado que se deseaba una frecuencia de 80kHz se utilizó el gráfico de la Figura 38 para determinar el valor del resistor y capacitor en las terminales del TL494.

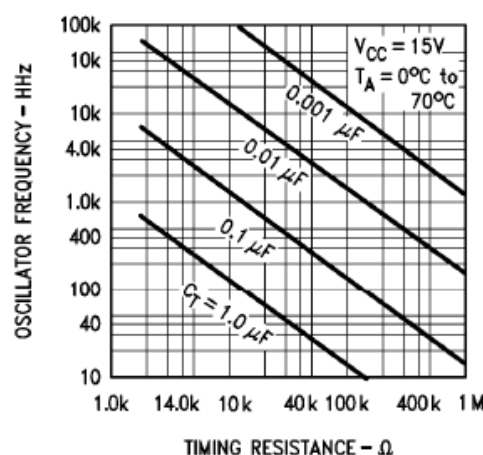


Figura 38: Frecuencias de trabajo del TL494 en función del RC en los terminales .