



**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

17 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. Elección de valores . . . . .	19
3.2. Simulaciones . . . . .	22
3.2.1. Polarización . . . . .	22
3.2.2. Respuesta en Frecuencia . . . . .	22
3.2.3. Slew Rate . . . . .	23
3.2.4. Estabilidad . . . . .	23
3.2.5. Eficiencia . . . . .	25
3.2.6. Impedancia de entrada . . . . .	25
3.2.7. Impedancia de salida . . . . .	25
3.2.8. Distorsión . . . . .	27
3.3. Diseño de la Fuente de Alimentación Lineal . . . . .	28
3.4. Fuente Conmutada . . . . .	29
3.4.1. Controlador . . . . .	30
3.4.2. Llave conmutadora . . . . .	30
3.4.3. Determinación de la inductancia del primario . . . . .	30
3.4.4. Selección del núcleo . . . . .	31
3.4.5. Determinación del número de espiras del primario . . . . .	32
3.4.6. Determinación del número de espiras del secundario . . . . .	32
3.4.7. Circuito Implementado . . . . .	33
3.5. Diseño del Preamplificador . . . . .	33
3.5.1. Control de Volumen . . . . .	34
3.5.2. Control de Tonos . . . . .	35
3.5.3. Circuito Implementado . . . . .	36
3.6. Realización del Circuito Impreso . . . . .	37
3.6.1. Criterios de Diseño . . . . .	37
3.6.2. Disipadores . . . . .	39
3.6.3. Circuito Impreso del Amplificador . . . . .	41
3.6.4. Circuito Impreso de la Fuente Lineal . . . . .	42
3.6.5. Circuito Impreso de la Fuente Conmutada . . . . .	42
3.6.6. Preamplificador . . . . .	43
3.7. Mediciones . . . . .	43
3.7.1. Polarización . . . . .	43
3.7.2. Ganancia . . . . .	43
3.7.3. Respuesta en Frecuencia . . . . .	44
3.7.4. Impedancia de Entrada . . . . .	44
3.7.5. Impedancia de Salida . . . . .	44
3.7.6. Slew Rate . . . . .	45

3.7.7.	Factor de amortiguamiento . . . . .	45
3.7.8.	Distorsión . . . . .	45
3.8.	Comparativa Mediciones-Simulaciones . . . . .	53
3.9.	Errores y Modificaciones al Diseño Original . . . . .	53
3.9.1.	Protecciones contra cortocircuitos . . . . .	53
<b>4.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>54</b>
<b>5.</b>	<b>Anexos</b>	<b>55</b>
5.1.	TL494 . . . . .	55
5.1.1.	Terminales del TL494 . . . . .	55
5.1.2.	Configuración de frecuencia de trabajo . . . . .	56

## 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.

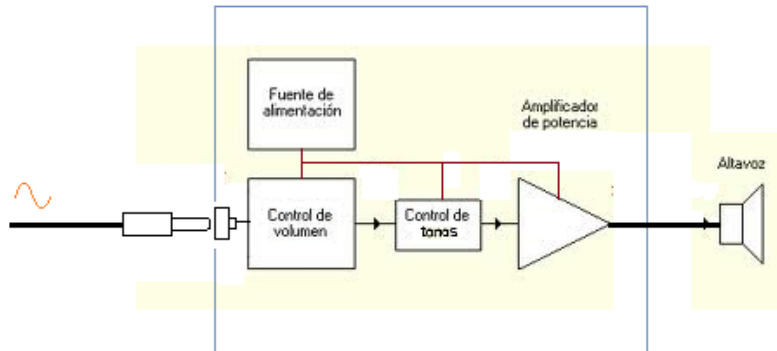


Figura 1: Esquema en bloques.

### 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.

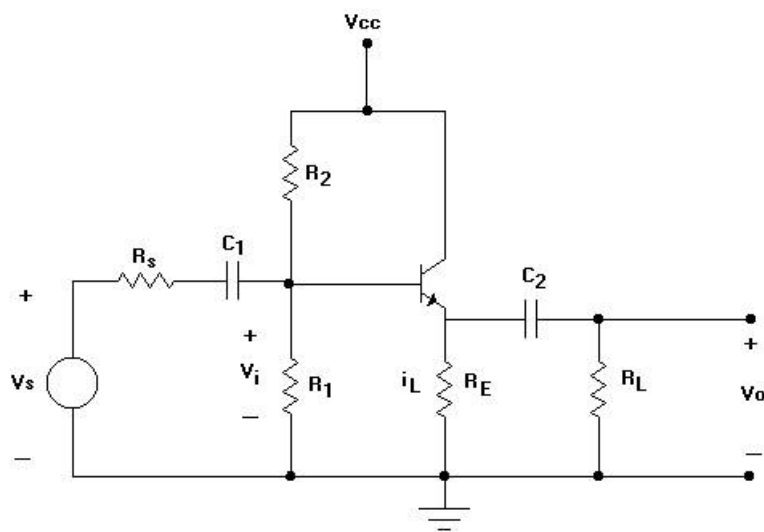


Figura 2: Ejemplo, amplificador clase A

### 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 util 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.

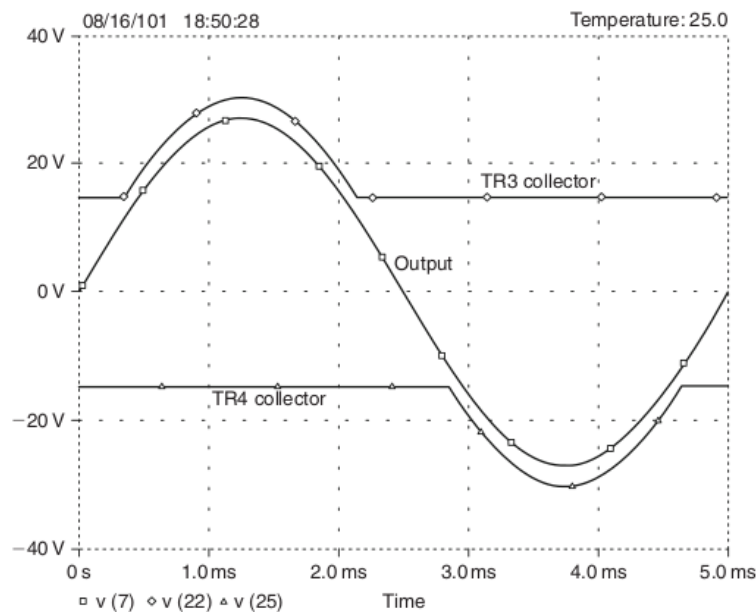


Figura 6: Encendido de fuentes V2 en salidas clase G.

### 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 salida sin sufrir deformaciones. Generalmente se mide 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.

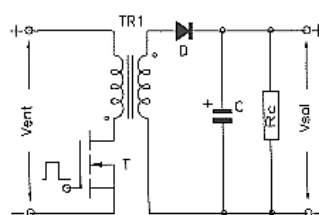


Figura 9: Topología Flyback.

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.

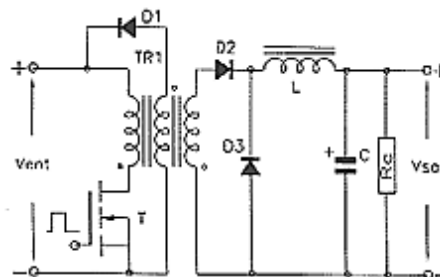


Figura 11: Topología Forward.

**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.

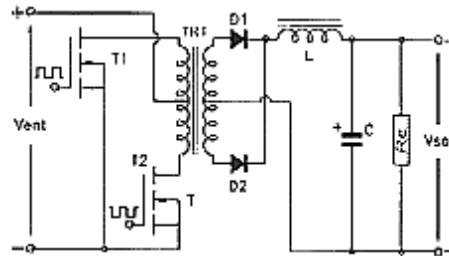


Figura 12: Topología Push-Pull.

## 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

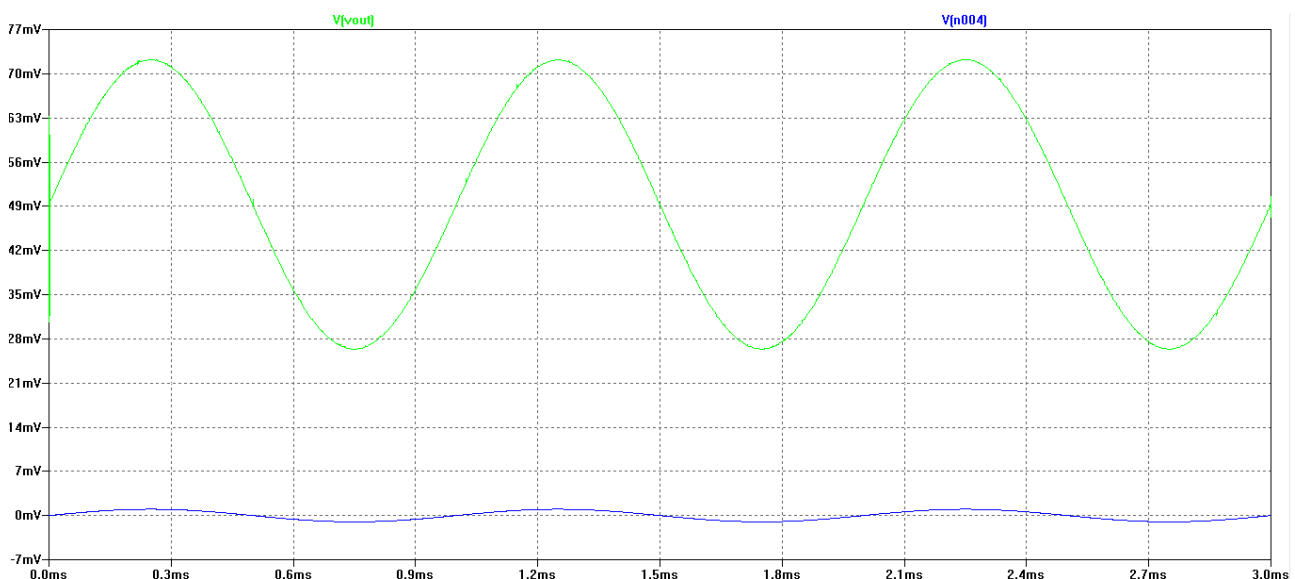


Figura 14: Respuesta temporal del 1<sup>er</sup> prototipo.



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:

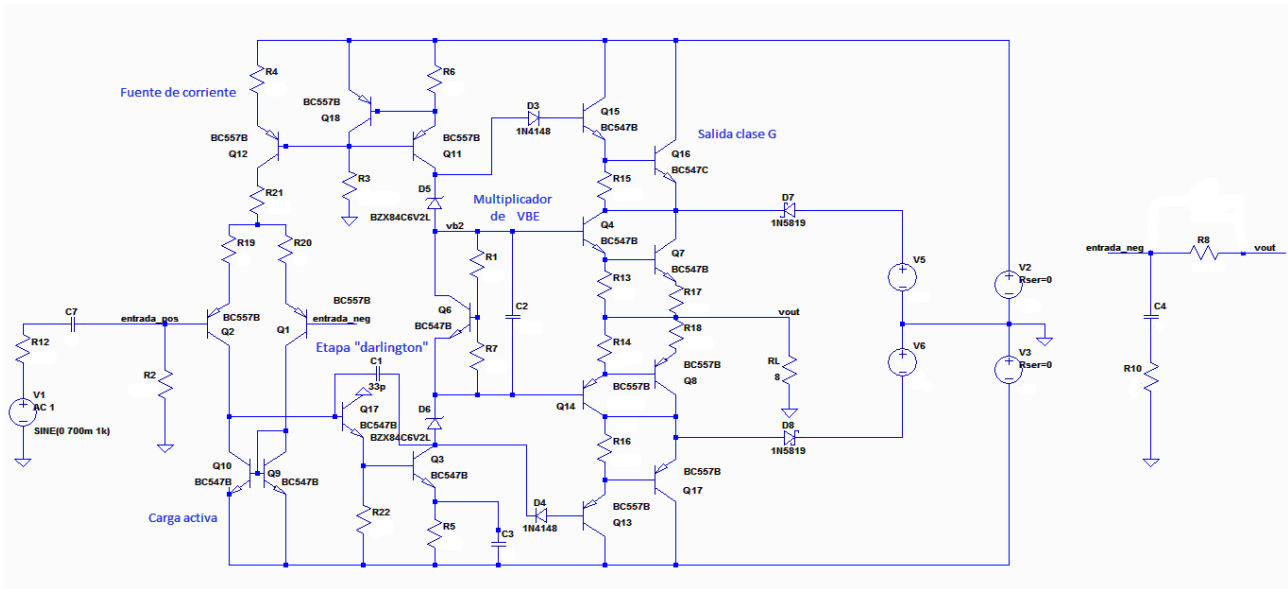


Figura 17: Amplificador básico con algunas mejoras.

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. Además aumenta su relación de rechazo en modo común. 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 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 e impidiendo la aparición de distorsión por 2<sup>da</sup> armónica.

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,  $C_1$ , 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 realimentación local que linealiza la etapa se ve incrementada tal que a fines prácticos elimina la distorsión por alinealidad totalmente. La carga del colector del VAS,  $Q_9$ , forma una fuente de corriente, y se agrega el capacitor  $C_3$  para que no haya realimentación en señal, aumentando así la ganancia.

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<sup>da</sup> 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  $Q_6$  está acoplado térmicamente 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. El capacitor  $C_2$  se agrega para corregir la impedancia inductiva que muestra este multiplicador al resto del circuito.

La quinta gran diferencia es la utilización de otro tipo de etapa de salida, la llamada clase G. Esto se relaciona al hecho de que quiere utilizarse para la reproducción de música, la cual, la

mayor parte del tiempo se encuentra en niveles bajos y solo tiene picos temporales. Este hecho hace que sea eficiente el uso de una salida 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.  $R_{15}$  y  $R_{14}$  son los clásicos resistores de emisor para los drivers de bajas. Los drivers  $Q_{12}$  y  $Q_{15}$  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.

Cuando una tensión positiva excede el riel de bajas ( $D_6$  y  $D_5$  son los responsables de definir cuando se utilizara el riel de bajas o altas),  $D_3$  pasa a conducción,  $Q_{15}$  y  $Q_{16}$  se prenden mientras que  $D_7$  se apaga y, por lo tanto, la corriente es suministrada al riel de altas, con la caída de tensión y consumo de potencia debidos a  $Q_{15}$  y  $Q_{16}$ . Los picos de tensiones negativas tienen un desarrollo análogo. La conmutación en la clase G trae acarreado un problema de alinealidad en los diodos de conmutación. Estos diodos en general deben conducir grandes cantidades de corriente antes de conmutar, y una consiguiente acumulación de cargas. Al conmutar las cargas acumuladas mantienen la corriente durante un corto tiempo mientras son barridas de la juntura. Esta corriente es suministrada por el transistor de altas. Cuando el diodo corta completamente, este exceso de corriente que conducía el transistor de altas pasa directamente hasta el de bajas y a la resistencia de degeneración. Este problema se puede eliminar con un diodo de alta recombinación, como ser el diodo Schottky de potencia, que son más rápidos y acumulan menos carga.

Mientras la señal se mantenga en baja potencia, un amplificador de baja potencia lo hará más eficiente. La mayor parte del tiempo son los rieles de baja tensión los que proveen la potencia de salida, habiendo baja caída de tensión entre riel y salida y consecuentemente, menor disipación. Pero, cuando aparecen picos de alta tensión, se activan los rieles de alta tensión, causando mayor gasto de energía durante esos cortos periodos de tiempo.

Modificando levemente al circuito anterior para mejorar algunas propiedades y agregando bloques para obtener nuevas características, resultara el esquema de la Figura 19. Se detallarán estas modificaciones y se calcularán los valores de todos los elementos utilizados para su implementación.

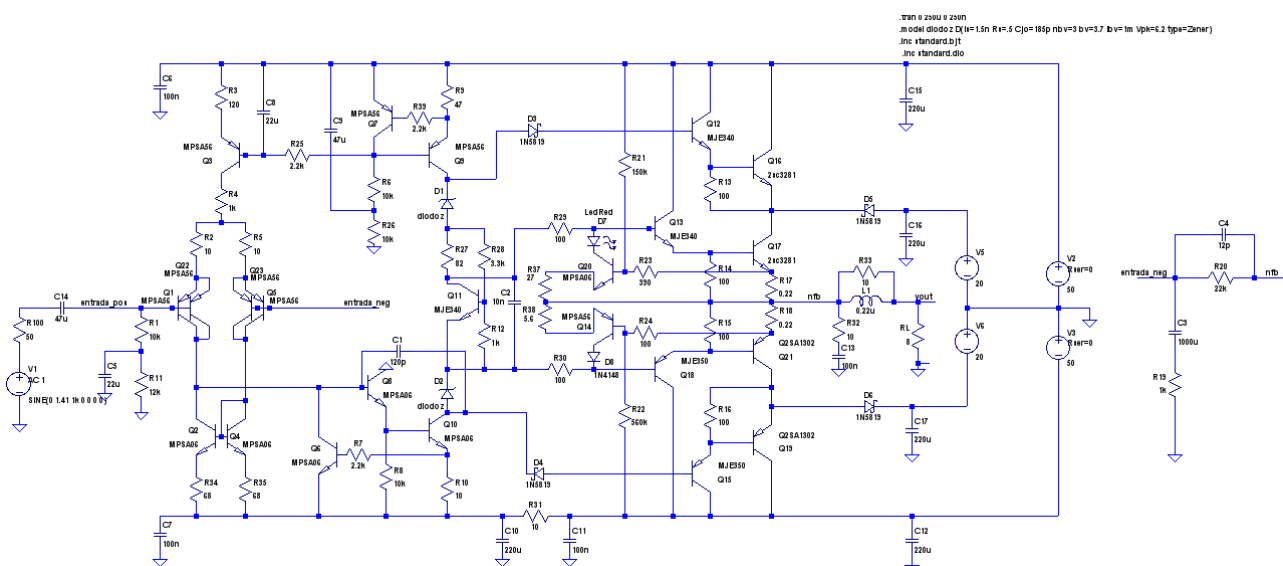


Figura 19: Amplificador que se implementará.

Como se puede observar, tanto  $Q_{14}$  y  $Q_{20}$   $Q_6$  como (como sus resistencias y diodos relacionados) componen 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 esten funcionando, el LED se polarice y su señal luminosa nos informe del problema.

La entrada diferencial también fue modificada,  $C_5$  ayuda a fijar la impedancia para señal, sin afectar la "vista" en polarización por la entrada del mismo. Esto ultimo es importante ya que para minimizar desapareamientos es recomendable que ambas entradas del par tengan la misma resistencia en polarización. Otra modificación es la utilización de dos transistores en paralelo a la entrada, esto produce dos beneficios. El primero es debido a que los  $\beta$  equivalentes de cada par de transistores son más similares entre si que dos  $\beta$  individuales debido a la dispersión de los mismos, disminuyendo así el desapareamiento. El segundo beneficio se debe a que la corriente de polarización que fluye por cada transistor es la mitad que antes, disminuyendo así el ruido Shot generado por estos transistores.

Otra pequeña modificación es el agregado de la resistencia  $R_{27}$  al multiplicador  $V_{BE}$ , para independizarlo de la corriente que circula por el mismo.

Un componente fundamental agregado en este último circuito es el capacitor  $C_4$  en la realimentación, esta puede usarse para compensar por adelanto de fase y así no depender exclusivamente de  $C_1$  para definir la respuesta en altas frecuencias.

Para alimentar todo el circuito se han utilizado el par positivo y negativo de rieles de alta tensión. Sin embargo hay un pequeño circuito RC que filtra los rieles que van a las etapa VAS y de entrada. Esto las provee de una fuente de tensión mucho mas limpia que la porción de alta corriente de ese mismo riel, que alimenta a la etapa de salida. Esta porción de riel siempre tiene mucho ripple y ruido que contaminaría las etapas mas sensibles de no ser filtrada. En nuestro circuito, el filtro está formado por  $C_{10}$  y  $R_{31}$ .

A la salida se agrego un bloque que mejora la relación entre el amplificador y su carga.  $C_{13}$  y  $R_{32}$  conforman la red Zobel encargada de prevenir inestabilidades en altas frecuencias debido a cargas demasiado inductivas. La red conformada por  $L_1$  y  $R_{33}$  aíslan al amplificador de carga capacitiva, aplanando la respuesta en frecuencia.

Con la topologia actual se procederá a seleccionar los valores de los componentes utilizados.

### 3.1.2. Elección de valores

#### Generalidades

Las fuentes de altas tensiones fueron implementadas con una fuente lineal, ya que esta alimenta al par diferencial el cual es muy sensible al ruido. La tension elegidas es de  $\pm 50V$  debido a la facilidad de obtener un transformador de esta relación con la potencia requerida. Las tensiones de bajas serán de  $\pm 20V$  ya que esta tension permite alimentar al preamplificador correctamente. Se opto por una potencia de salida mayor a 50W y una ganancia tal, que tanto el bloque realimentador como las resistencias en serie de la entrada sean fácilmente obtenidos usando valores normalizados. Debido a esto, se definió una ganancia de 23 veces, dando como

resultado:  $R_{19} = 1k\Omega$  y  $R_{20} = 22k\Omega$  para la realimentación y  $R_1 = 10k\Omega$  y  $R_{11} = 12k\Omega$  para la impedancia de entrada.

### Par Diferencial

Lo primero que debe definirse en esta etapa es la corriente de polarización ya que si es demasiado grande se disipa potencia innecesariamente (con el aumento de ruido que esto implica) y si existe una desigualdad en la corriente de cada rama, esto empeoraría el offset. En cambio si la corriente es pequeña, disminuye la transconductancia del par, la cual reduce el slew rate ya que no hay suficiente corriente para cargarlo. Otro beneficio de aumentar la corriente es la disminución de la distorsión, al aumentar la linealidad, ya que se disminuye la resistencia a lineal interna de los transistores. Una corriente que cumple estos requisitos es 5mA, la cual fija el valor  $R_3 = 120\Omega$ .

### Etapa de Amplificación de Tensión

Para polarizar esta etapa se utilizó una corriente cercana a los 15mA debido a que esta dentro del rango de valores óptimos de funcionamiento debido a que no es tan alta como para disipar demasiada potencia y suficientemente alta como para tener una ganancia alta. Para establecer esta corriente de polarización se debe utilizar un valor de  $R_9 = 47\Omega$  en la fuente, dando una corriente de polarización de 13,8mA.

Teniendo esta corriente de polarización se puede buscar la resistencia  $R_{27}$  para estabilizar el multiplicador  $V_{BE}$ , para esto se definieron las resistencias  $R_{12}$  y  $R_{28}$  para que el multiplicador tuviera una caída de  $4V_{BE}$ . Para eso se simuló el circuito de la Figura 20 variando la resistencia en valores normalizados. Como se puede ver en la Figura 21,  $R_1 = 82\Omega$  es el valor que mas linealiza  $V_{CE}$ , de esta manera, minimizamos la dependencia de la corriente a la multiplicación de  $V_{BE}$ , por ende, se adoptara este valor.

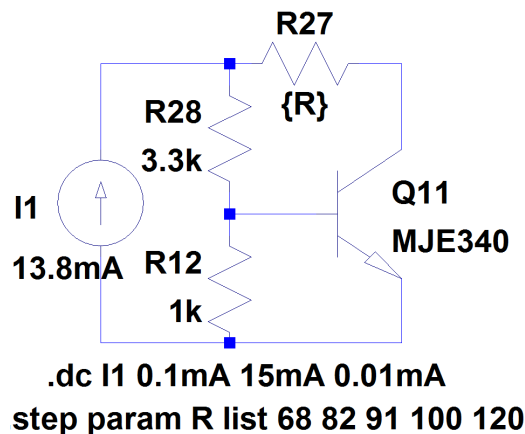


Figura 20: Circuito usado para simular el  $V_{be}$ .

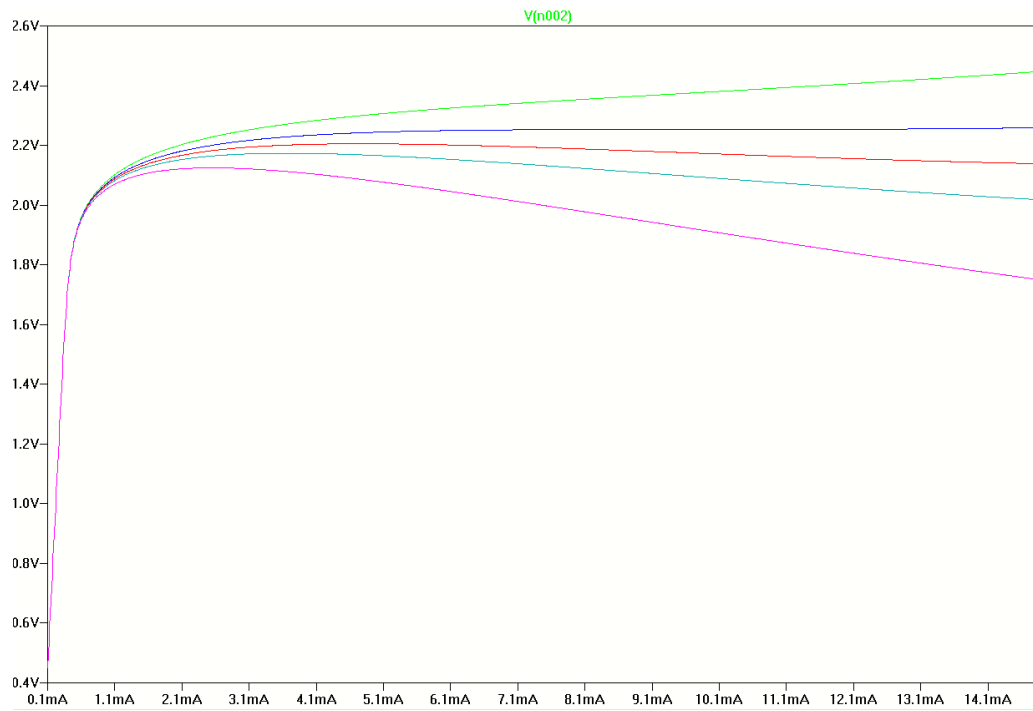


Figura 21:  $V_{CE}$  en función de varios valores comerciales de resistencias  $R_1$ .

### Slew Rate

El capacitor de compensación  $C_1$  conectado alrededor del par Darlington hace que esta etapa actúe como un integrador. Se puede observar que la corriente máxima disponible para cargar  $C_1$  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 pasa a cargar a  $C_1$ . Debido a lo dicho anteriormente el slew rate se puede calcular usando:

$$V_o = \frac{1}{C_1} \int 2I_1 dt$$

$$SR = \frac{dV_o}{dt} = \frac{2I_1}{C_1}$$

Por lo tanto, realizando el calculo para nuestro circuito, siendo  $I_1 \simeq 2,7mA$  y  $C_1=120pF$ . Obtenemos:

$$SR = 45 \frac{V}{\mu s}$$



## 3.2. Simulaciones

### 3.2.1. Polarización

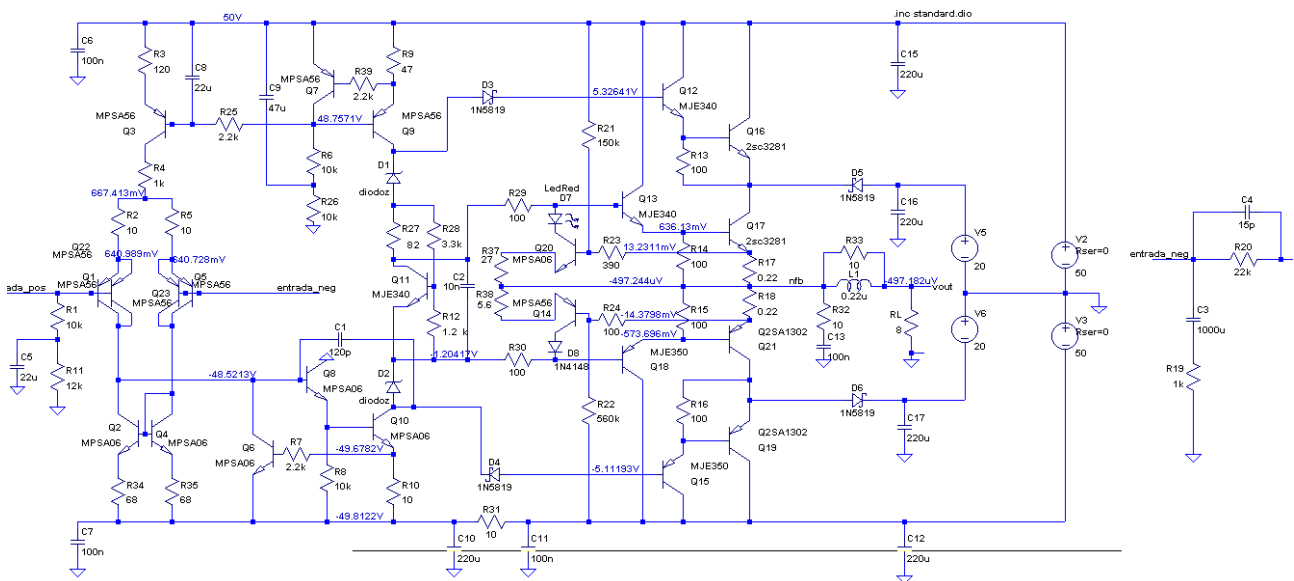


Figura 22: Tensiones de polarización.

### 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 23, por lo tanto el diseño cumple el requerimiento de banda plana en las frecuencias utilizadas.

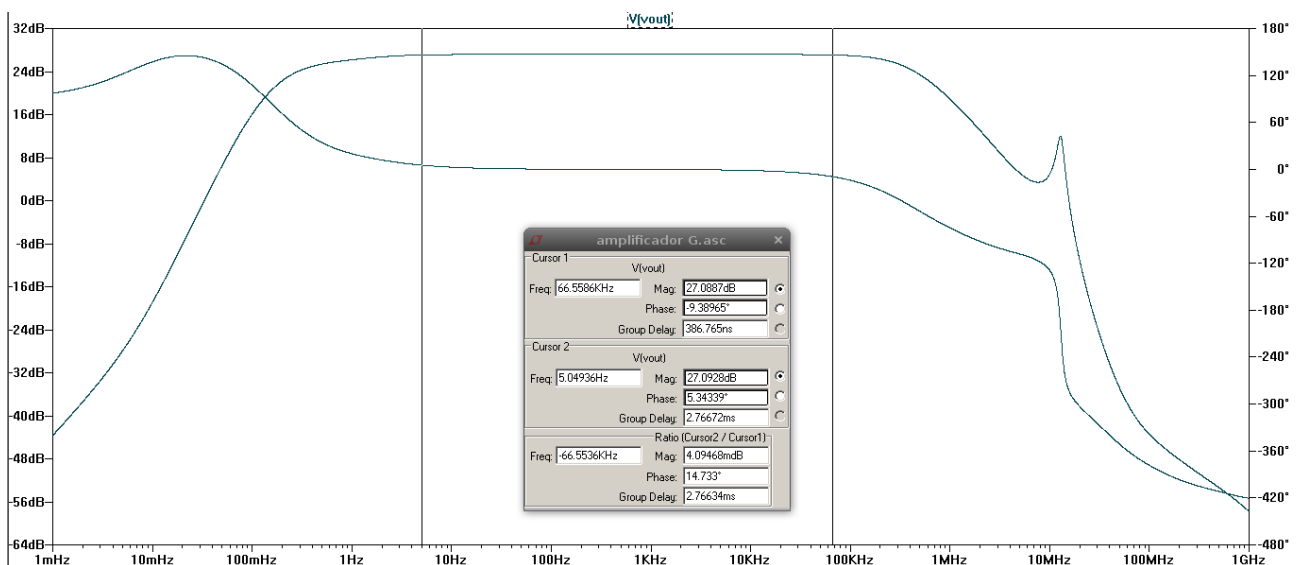


Figura 23: Respuesta en frecuencia.

### 3.2.3. Slew Rate

Para esta simulación se utilizó el circuito de la Figura 24, 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 25 con los puntos elegidos se obtuvo un slew rate de  $37 \frac{V}{\mu s}$ .

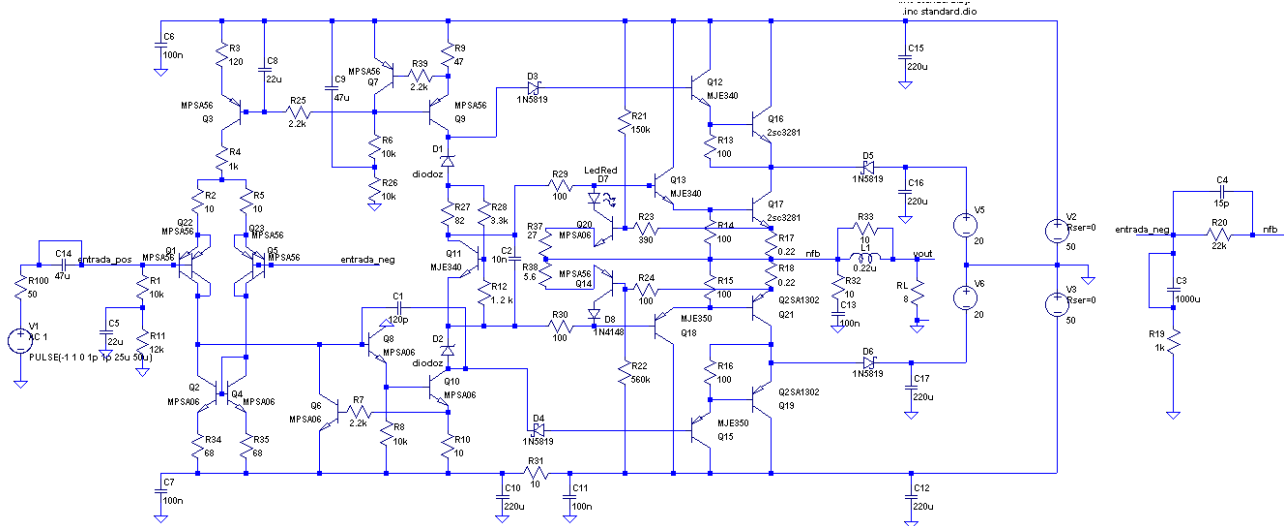


Figura 24: Circuito utilizado para obtener slew rate.

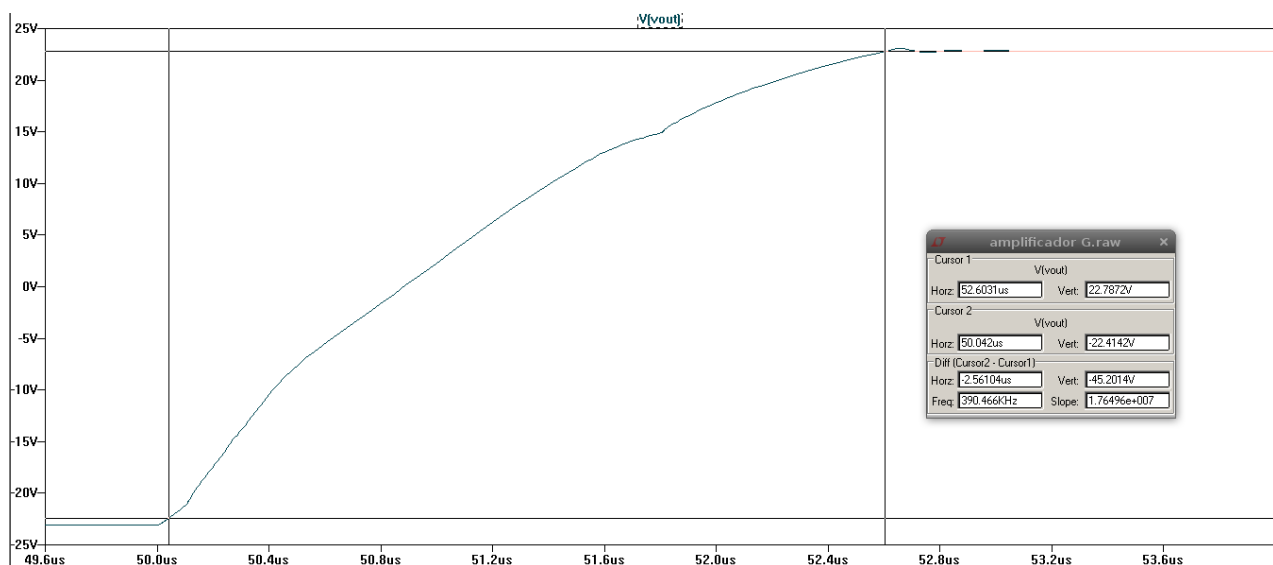


Figura 25: Simulación del slew rate.

### 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 esto se modificó la topología del circuito como se ve en la Figura 26. Para obtener el margen de ganancia se determinó la ganancia con un ángulo de  $-180^\circ$ , dando un margen de 3.9dB. Por otro lado, el margen de fase resultó de  $72^\circ$ , siendo la diferencia entre la fase a 0dB y  $-180^\circ$ . Los resultados de la simulación se observan en la Figura 27.

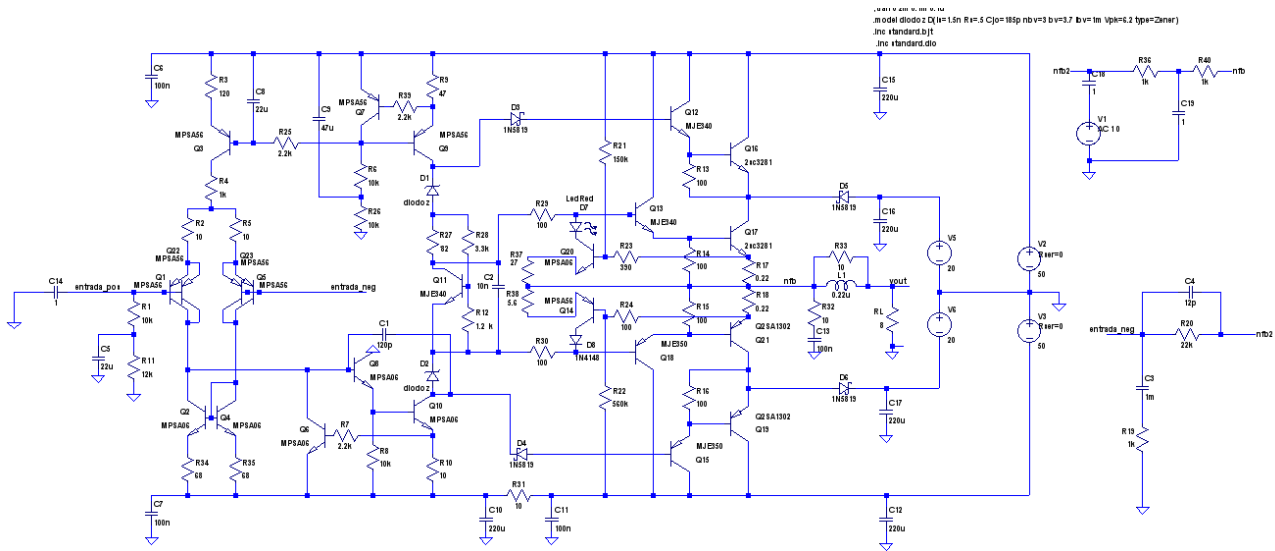


Figura 26: Circuito utilizado en análisis de estabilidad.

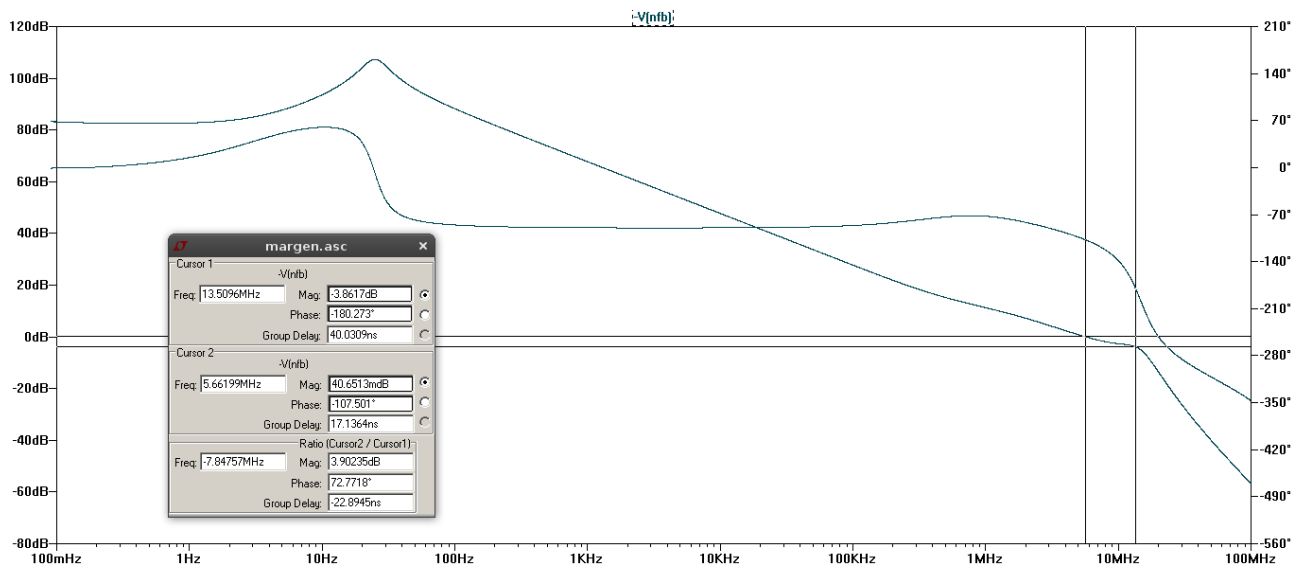


Figura 27: Respuesta en frecuencia de T.

### 3.2.5. Eficiencia

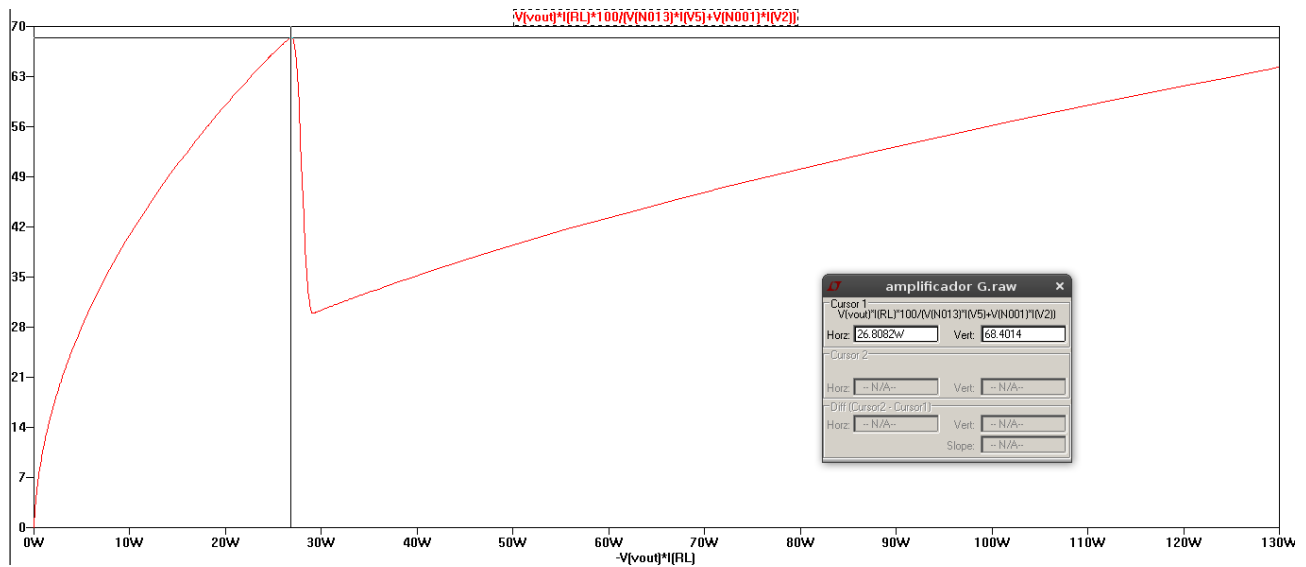


Figura 28: Eficiencia del amplificador en función a la potencia disipada en la carga.

### 3.2.6. Impedancia de entrada

Para simular la impedancia de entrada simplemente se puso una fuente de señal a la entrada y se dividió por la corriente que pasaba por ella. Mostramos ahora los resultados de esa simulación.

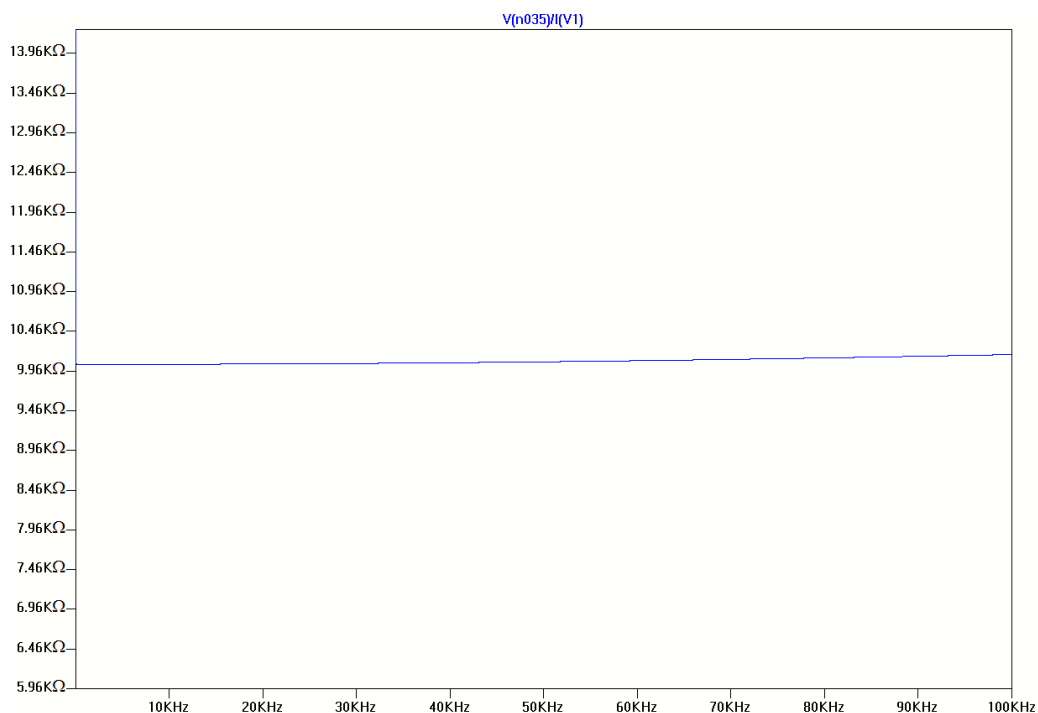


Figura 29: Resistencia de entrada en función de la frecuencia.

### 3.2.7. Impedancia de salida

La impedancia de salida se la simuló de dos formas. Una aplicando Thévenin y pasivando la entrada, poniendo una fuente de señal a la salida desacoplada por un capacitor, como se ve en la figura.

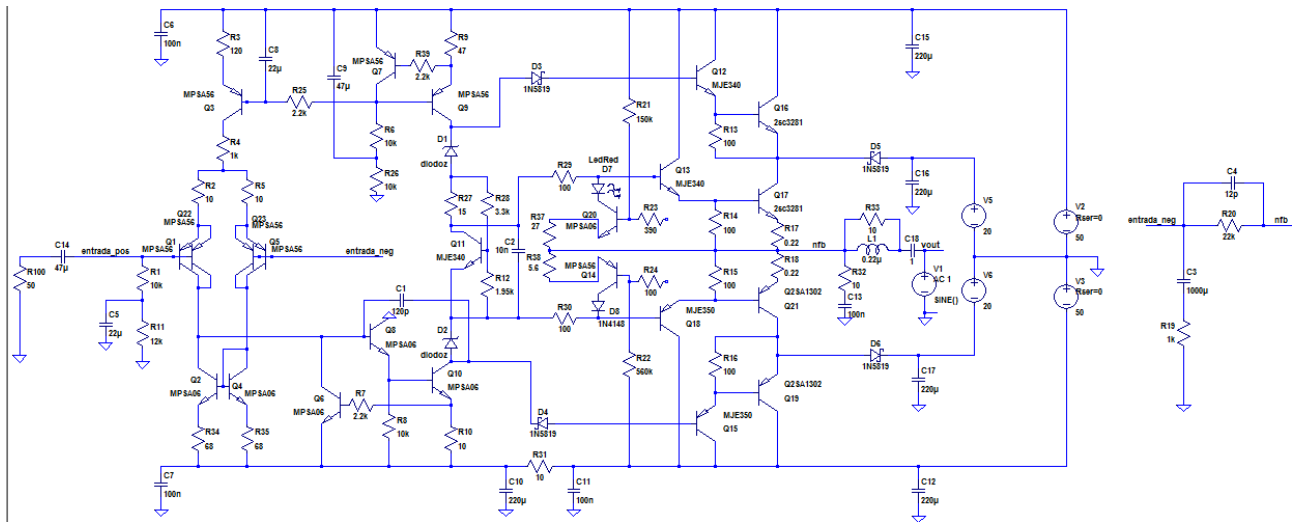


Figura 30: Circuito para la simulación de la impedancia de salida.

Luego se dividió la corriente que pasaba por ella por la tensión y tenemos la impedancia vista por la entrada en función de la frecuencia.

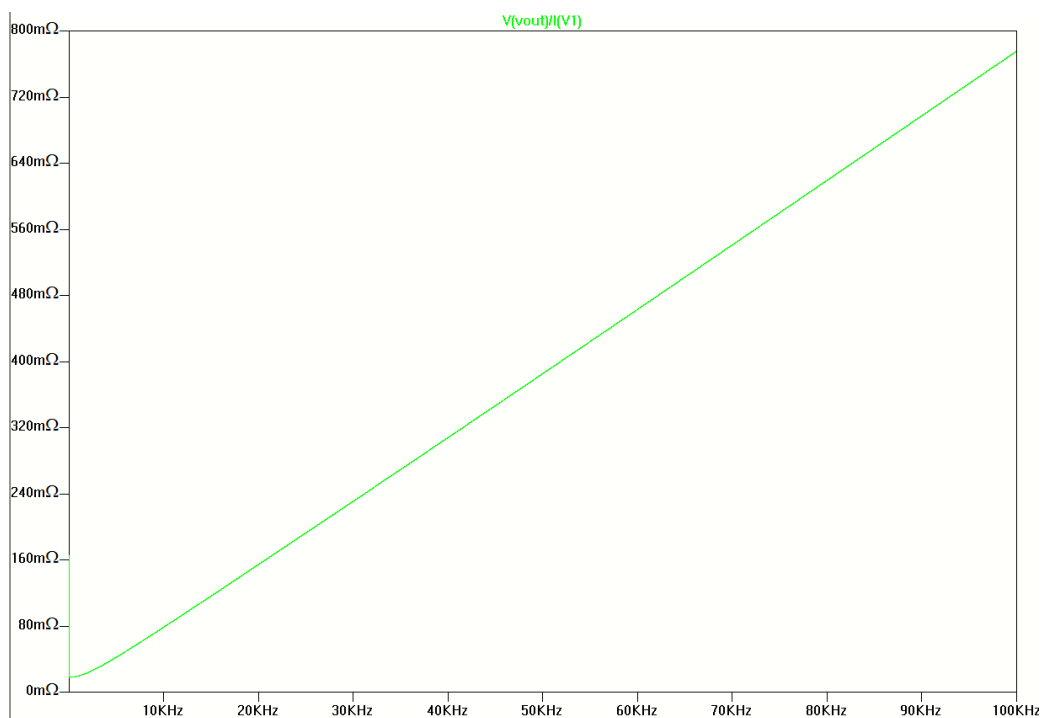


Figura 31: Simulación de la impedancia de salida.

La otra simulación que se hizo fue la de la misma medición. Poniendo carga infinita y de  $8\Omega$ , luego aproximando con  $R_{out} = 8\Omega \left( \frac{V_{inf}}{V_{8\Omega}} - 1 \right)$ .

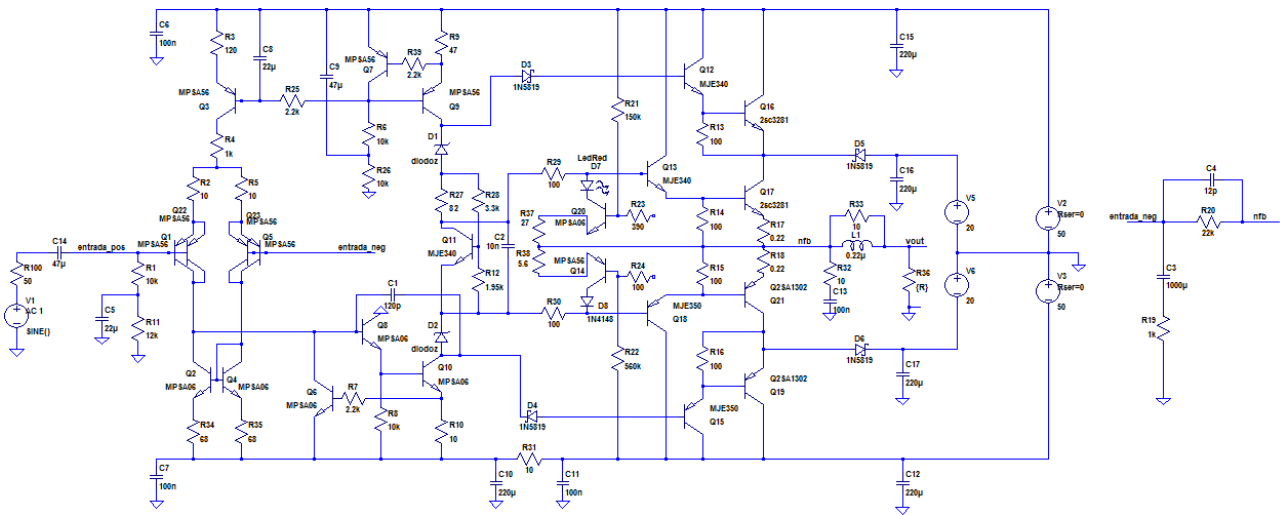


Figura 32: Circuito para la medición de la impedancia de salida.

El resultado obtenido a  $1kHz$  que fue la frecuencia a la que se lo midió, se puede ver en la figura. El resultado de la aproximación es de  $18m\Omega$ .

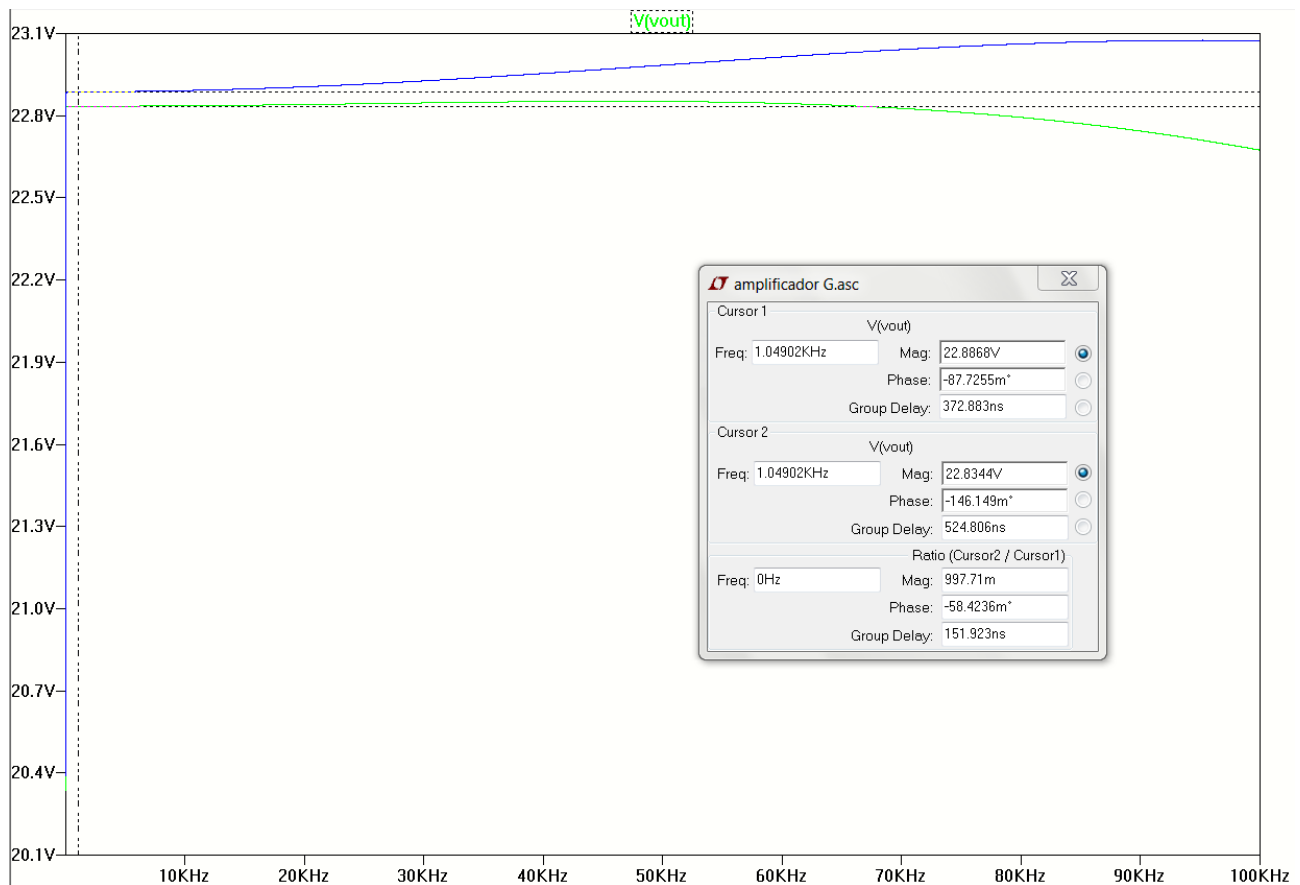


Figura 33: Simulación de la medición de la impedancia de salida.

### 3.2.8. Distorsión

Se simuló el circuito para cada caso en el que se midió distorsión, dando los siguientes resultados.

- A  $0,3V_{rms}$ ,  $1kHz$ , sin carga: THD=0,011222%

- A  $0,3V_{rms}$ ,  $7kHz$ , sin carga: THD=0,014968 %
- A  $0,3V_{rms}$ ,  $1kHz$ , con carga: THD=0,002572 %
- A  $0,3V_{rms}$ ,  $7kHz$ , con carga: THD=0,015194 %
- A  $1V_{rms}$ ,  $1kHz$ , sin carga: THD=0,001564 %
- A  $1V_{rms}$ ,  $7kHz$ , sin carga: THD=0,015398 %
- A  $1V_{rms}$ ,  $1kHz$ , con carga: THD=0,008341 %
- A  $1V_{rms}$ ,  $7kHz$ , con carga: THD=0,037159 %

### 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 detallara 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,  $\pm 50,2V$ .

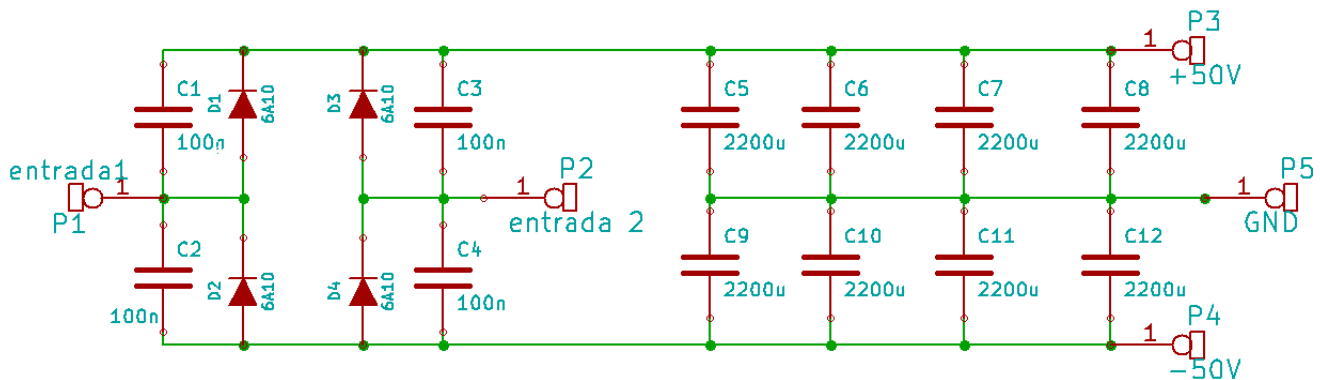


Figura 34: Esquema de la fuente lineal

## 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 35. Para controlar el ancho del pulso que activa el mosfet se utilizó un TL494, con un divisor a la salida para reescalar a una tensión que el integrado pueda manejar fácilmente.



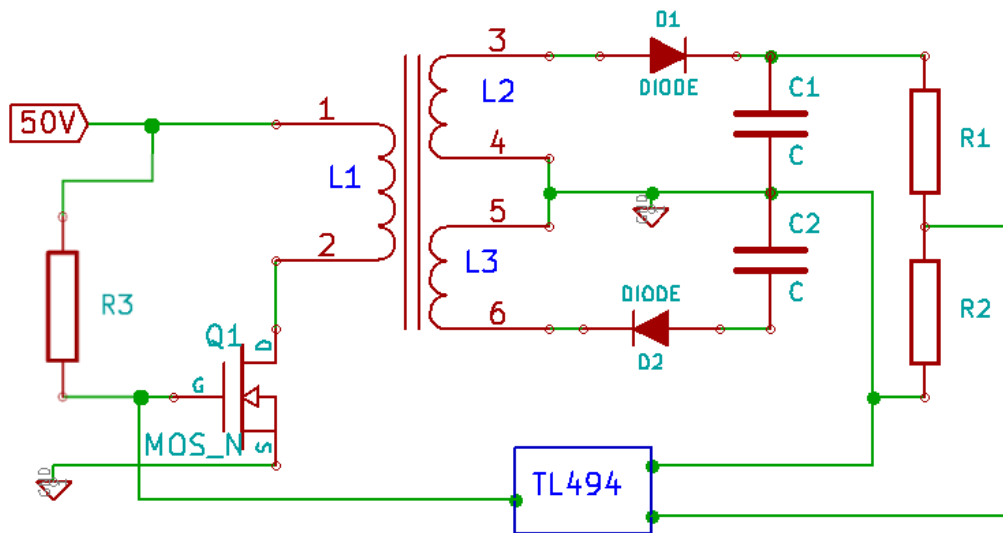


Figura 35: Esquema basico fuente conmutada.

### 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 utilizó 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. Este sensado de tensión se aplicó a ambos comparadores del integrado, para poder utilizar ambas salidas simultáneamente y exigir menor corriente a cada una.

### 3.4.2. Llave conmutadora

Esta se implementó con un mosfet que pudiera soportar las corrientes que circularían por el devanado primario. Para controlar la tensión de gate del transistor se utilizó una resistencia de  $3,3k\Omega$  en el colector de los transistores de salida del TL494, por los que pueden circular 400mA, siendo la resistencia utilizada más que suficiente para saturarlos. Por lo tanto, el gate del mosfet puede ir desde los 50V de alimentación hasta los 1.3V, debido al  $V_{CE}$  de los transistores del TL494. Teniendo en cuenta los picos de tensión que se generan en las conmutaciones, se protegió el transistor con un snub. Se implementó un circuito con relé para retrasar el paso de corriente por los inductores, de modo de permitir que el TL494 se encienda primero. De otra forma, el TL494 encendía después, no funcionaba de PWM en el transitorio inicial y se quemaba el MOSFET. El circuito de retraso se implementó con un capacitor grande y un BC548, cuya juntura base-emisor esté en paralelo con el capacitor. Así el delay viene dado por lo que tarda en cargarse el capacitor, y es de aproximadamente 3 segundos, valor que permite el correcto funcionamiento de la fuente.

### 3.4.3. Determinación de la inductancia del primario

La fuente flyback se diseñó 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:

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

#### 3.4.4. Selección del núcleo

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

$$Ap = \left( \frac{2 \times E \times 10^4}{Bm \times Ku \times Kj} \right)^{1,14}$$

donde:

$Kj$  = coeficiente de densidad de corriente.

$Bm$  = máxima densidad de flujo

$Ku$  = factor de utilización de ventana

$Ap$  = producto de área

$E$  = Energía Acumulada =  $L_P \times \frac{I_{pk}^2}{2}$

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:

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

Para valores de  $B_m=0.32T$   $K_j=500$  y  $K_u=0.3$ . Obtenemos un  $A_p=4134mm^4$  Por lo tanto, y por cuestiones de disponibilidad usamos el núcleo E30/15/7 el cual tiene un  $A_p= 4800 mm^4$

### 3.4.5. Determinación del número de espiras del primario

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

$$I_g = \frac{1,26 \times L_{P(max)} \times I_p k^2}{(A_c * B_m^2)}$$

Donde  $A_c$  es el área efectiva del núcleo, para nuestro caso  $A_c=0.6 cm^2$ . Por lo tanto, el mínimo entrehierro será de  $I_g=0.25mm$

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

$$N_p = 1000 \times \sqrt{\frac{L_{P(max)}}{A_l}}$$

donde asignamos un valor característico al  $A_l$  de 250 mH obteniendo:  $N_p=15$

### 3.4.6. Determinación del número 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:

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

### 3.4.7. Circuito Implementado

Como se observa en la Figura 36 se agregaron a la configuración explicada del TL494 un rele que otorga un delay entre el encendido de cada tipo de fuente, otorgando a la lineal tiempo más que suficiente de cargar sus capacitores de salida.

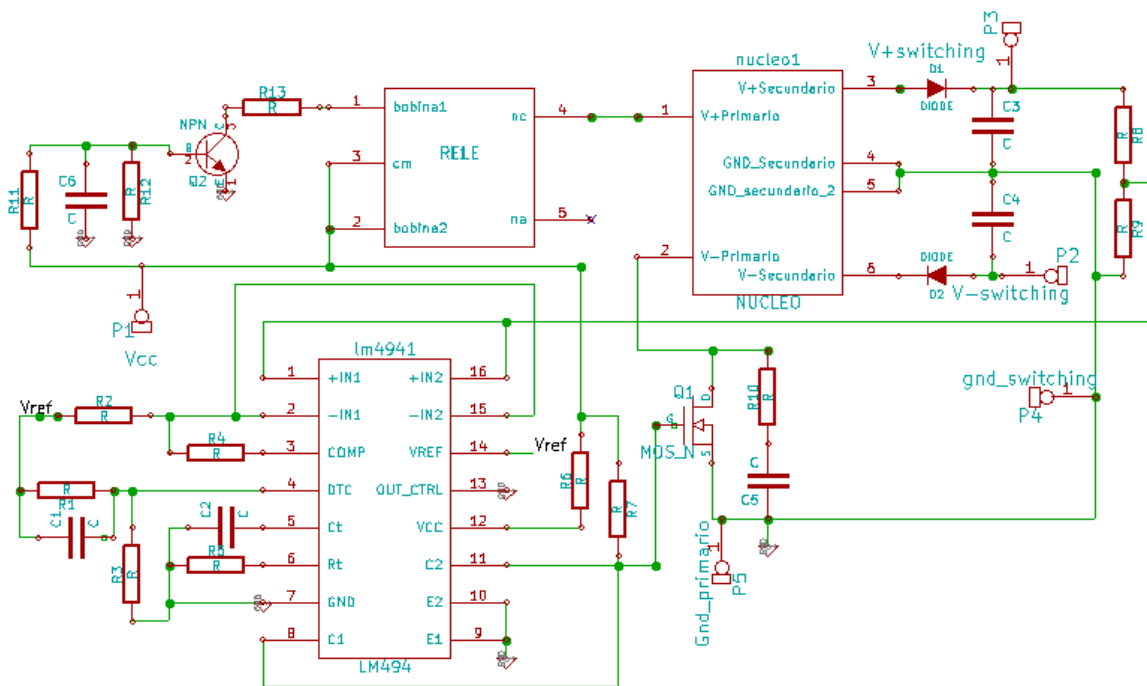


Figura 36: Esquema de la fuente conmutada, implementada.

## 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 37. 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.

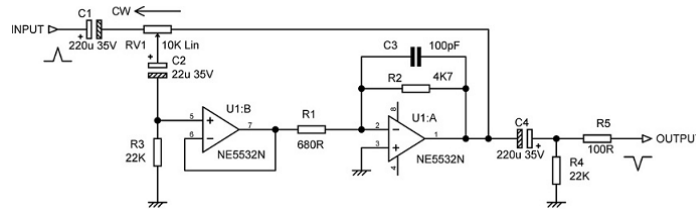


Figura 37: Control de volumen Baxandall.

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 38. Los resultados(Figura 39) fueron los esperados dando una respuesta plana en las frecuencias de trabajo y una ganancia máxima de 10dB.

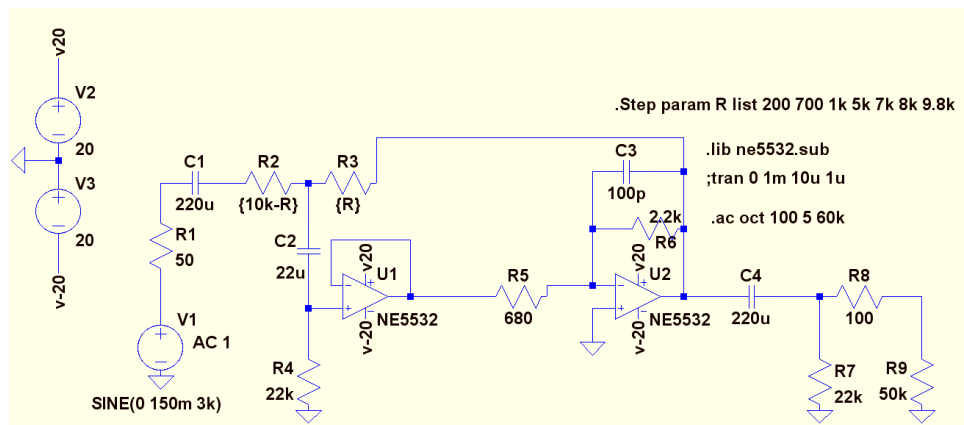


Figura 38: Circuito implementado para la simulación del control de volumen.

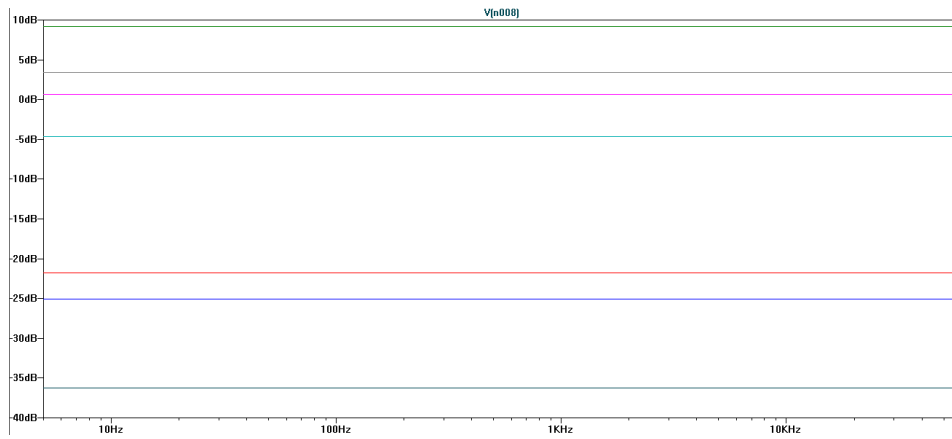


Figura 39: Resultados de la simulación del control de volumen.

### 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.

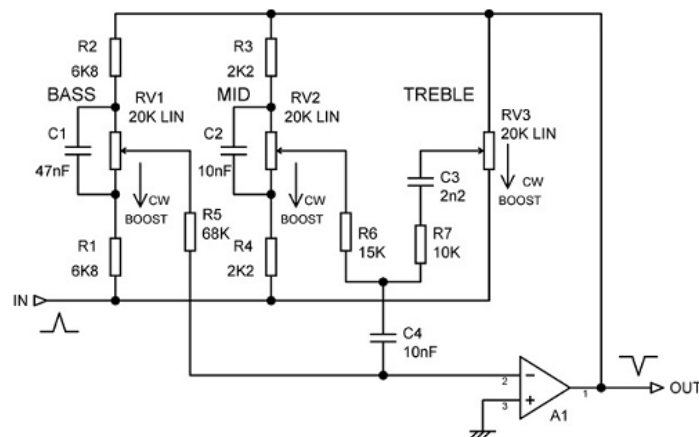


Figura 40: Control de tonos Bandaxall Tribanda.

El esquema utilizado para la simulación se observa en la Figura 41 y las ganancias en dB para las variaciones de los distintos potenciómetros en la Figura 42.

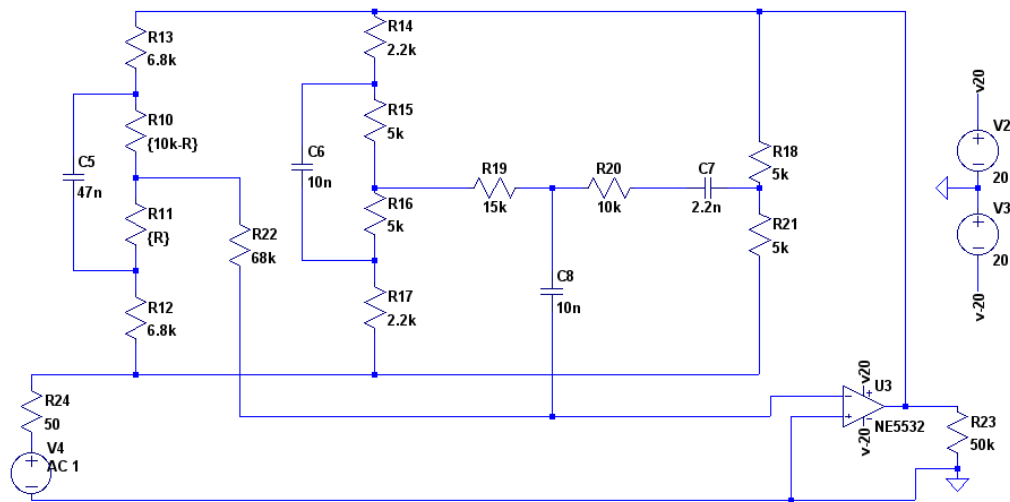


Figura 41: Circuito implementado para la simulación del control de tonos.

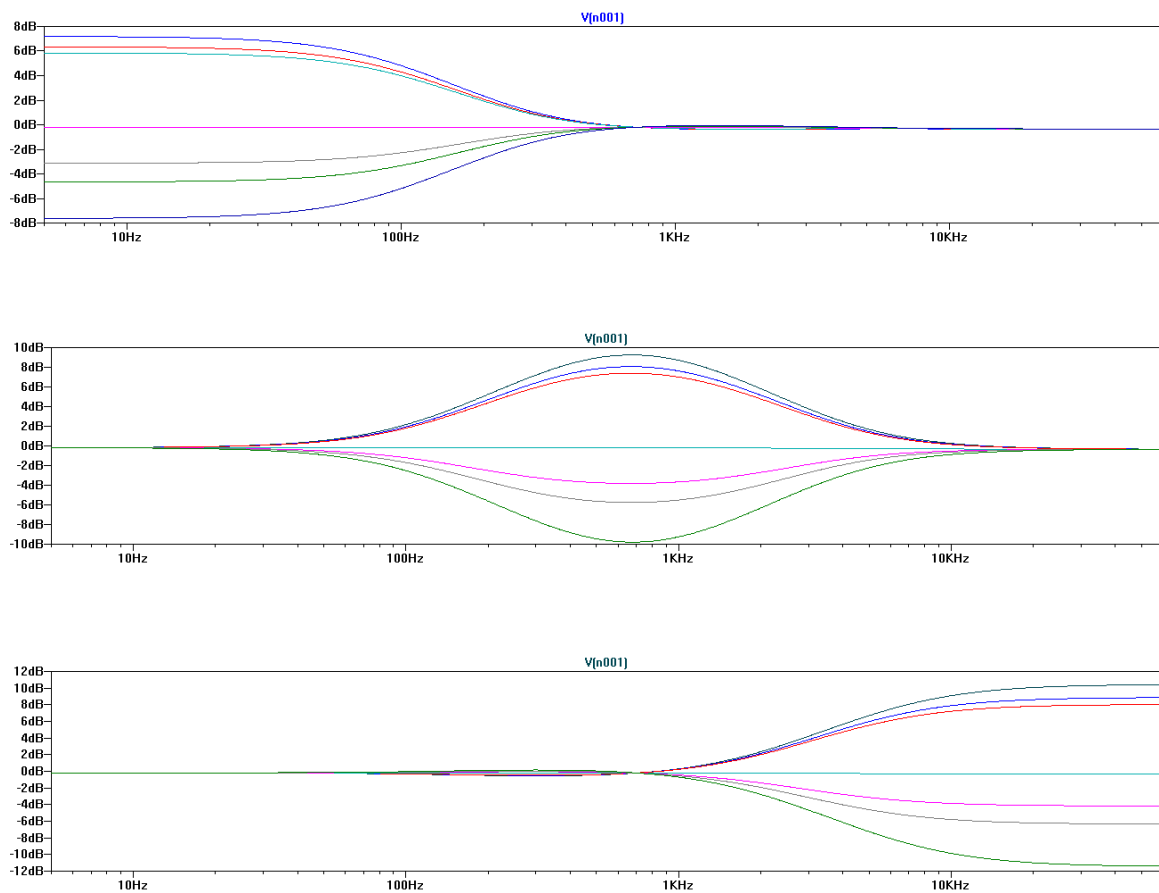


Figura 42: Resultados de la simulación del control de tonos.

### 3.5.3. Circuito Implementado

Como se observa en la Figura 43, el preamplificador implementado es la unión de los dos subcircuitos explicados, se agregaron filtros en las alimentaciones debido al alto ruido que la fuente conmutada agrega a esta delicada etapa.

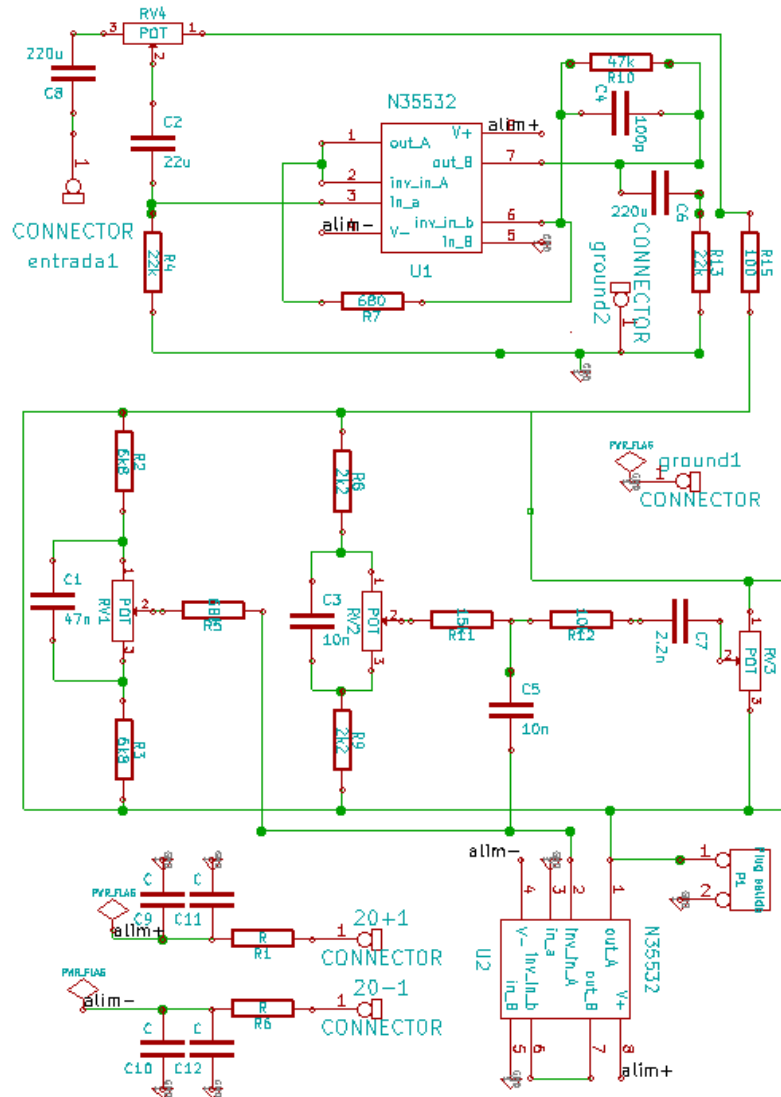


Figura 43: Preamplificador implementado.

### 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.
- La señal de realimentación se cuidó de no tomarla inmediatamente del nodo donde convergen las corrientes de salida, sino de un punto que tiene la misma tensión pero no circulan corrientes tan altas, para minimizar el ruido y la distorsión por toma de realimentación.

### **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. Los caminos de los conductores de alimentación se hicieron lo 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.

### **Tecnología de Materiales**

Donde fue posible se utilizó resistencias de metalfilm de potencias superiores a las calculadas, no solo para tener un rango mayor de funcionamiento en caso de sobrepasar las condiciones limite, sino que de esta forma se minimiza el ruido Flicker que estas podrían agregar. En los circuitos donde fue necesario se utilizaron placas fotosensibles de manera que el pcb quedara nítido y no hubiera que corregir ninguna pista.

### **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

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 así mantener a todos a la misma temperatura. Los otros dos transistores que deben disipar demasiada potencia se pondrán en sus disipadores propios. Sabiendo que:

$$\theta_{ja} = \frac{T_{jm} - T_a}{P_D}$$

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cd} + \theta_{da}$$

En la cual:

$P_D$  es la potencia que debe disipar el transistor.

$T_{jm}$  es la temperatura máxima en la juntura.

$T_a$  es la temperatura ambiente.

$\theta_{ja}$  es la resistencia térmica juntura-ambiente.

$\theta_{da}$  es la resistencia térmica disipador-ambiente.

$\theta_{jc}$  es la resistencia térmica juntura-encapsulado.

$\theta_{cd}$  es la resistencia térmica encapsulado-disipador.

En todos los transistores se utilizó mica y silicona termoconductora, por lo tanto en todos los casos se tiene una  $\theta_{cd} = 1,5^\circ\text{C}/\text{W}$ . Por otro lado en los cuatro transistores se tiene de su hoja de datos:  $T_{jm} = 150^\circ\text{C}$  y según sus datasheet los MJE350/MJE340 tienen un  $\theta_{jc}$  de  $0,63^\circ\text{C}/\text{W}$ , mientras que en los 2sa1302/2sc2381 es de  $0,83^\circ\text{C}/\text{W}$ ; la temperatura en el gabinete se supuso de  $40^\circ\text{C}$ .

Según las simulaciones la potencia disipada en los transistores  $Q_{16}$  y  $Q_{19}$  es poco menor a 12W. De las ecuaciones anteriores se tiene:

$$\theta_{da} = \frac{T_{jm} - T_a}{P_D} - \theta_{jc} - \theta_{cd}$$

Por lo tanto el  $\theta_{da}$  para estos transistores debe ser de  $6,84^\circ\text{C}/\text{W}$ . Se adquirieron dos disipadores ZD-6 (como se observa en la Figura 44) de un  $\theta_{da} = 2,9^\circ\text{C}/\text{W}$  los cuales fueron fáciles de obtener y de una resistencia térmica más que suficiente.

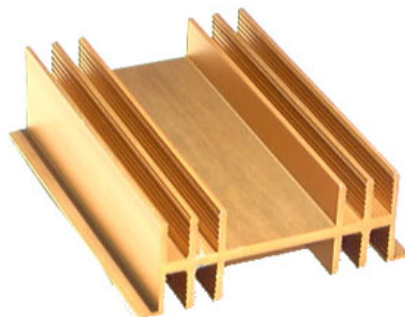


Figura 44: Disipador ZD-6.

En el caso de  $Q_{18}$  (que debe disipar 0.5W),  $Q_{13}$  (que debe disipar 0.5W),  $Q_{17}$  (que debe disipar 5.33W),  $Q_{21}$  (que debe disipar 6.35W) y  $Q_{11}$  (que debe disipar 30mW), los cuales deben estar en el mismo disipador. Llamando a la resistencia térmica de los MJE350/MJE340  $\theta_{jc1} = 0,63^{\circ}C/W$  y  $\theta_{jc2} = 0,83^{\circ}C/W$  a las de los 2sa1302/2sc2381. Se puede armar el siguiente circuito térmico:

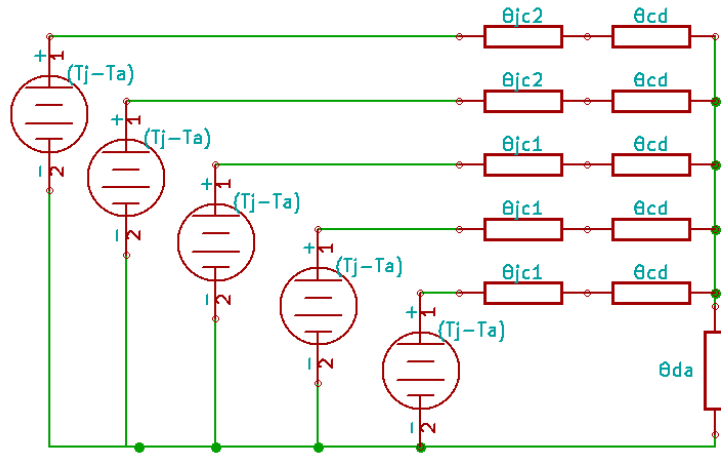


Figura 45: Circuito térmico del disipador de varios transistores.

Como las temperaturas de las junturas deben ser iguales, la igualdad de algunas resistencias térmicas y perdiendo la relación de potencias disipadas (luego se supondrá el caso extremo de 7W por transistor), se puede simplificar el circuito, resultando el siguiente circuito:

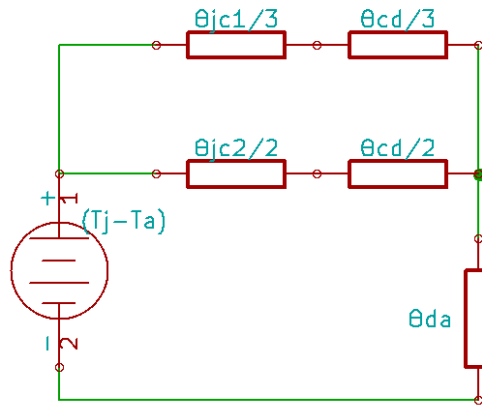


Figura 46: Circuito térmico simplificado del disipador de varios transistores.

Siendo la resistencia equivalente resultante de  $0,44^{\circ}C/W$ , por lo tanto el  $\theta_{da}$  para estos transistores debe ser de  $2,7^{\circ}C/W$ . Debido a esto se adquirió un disipador ZD-14 (como se observa en la Figura 47) el cual tiene una  $\theta_{da} = 1^{\circ}C/W$ , dando un amplio rango de seguridad.

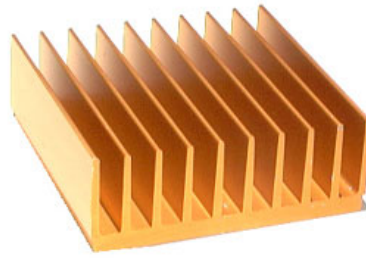


Figura 47: Disipador ZD-14.

### 3.6.3. Circuito Impreso del Amplificador

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.

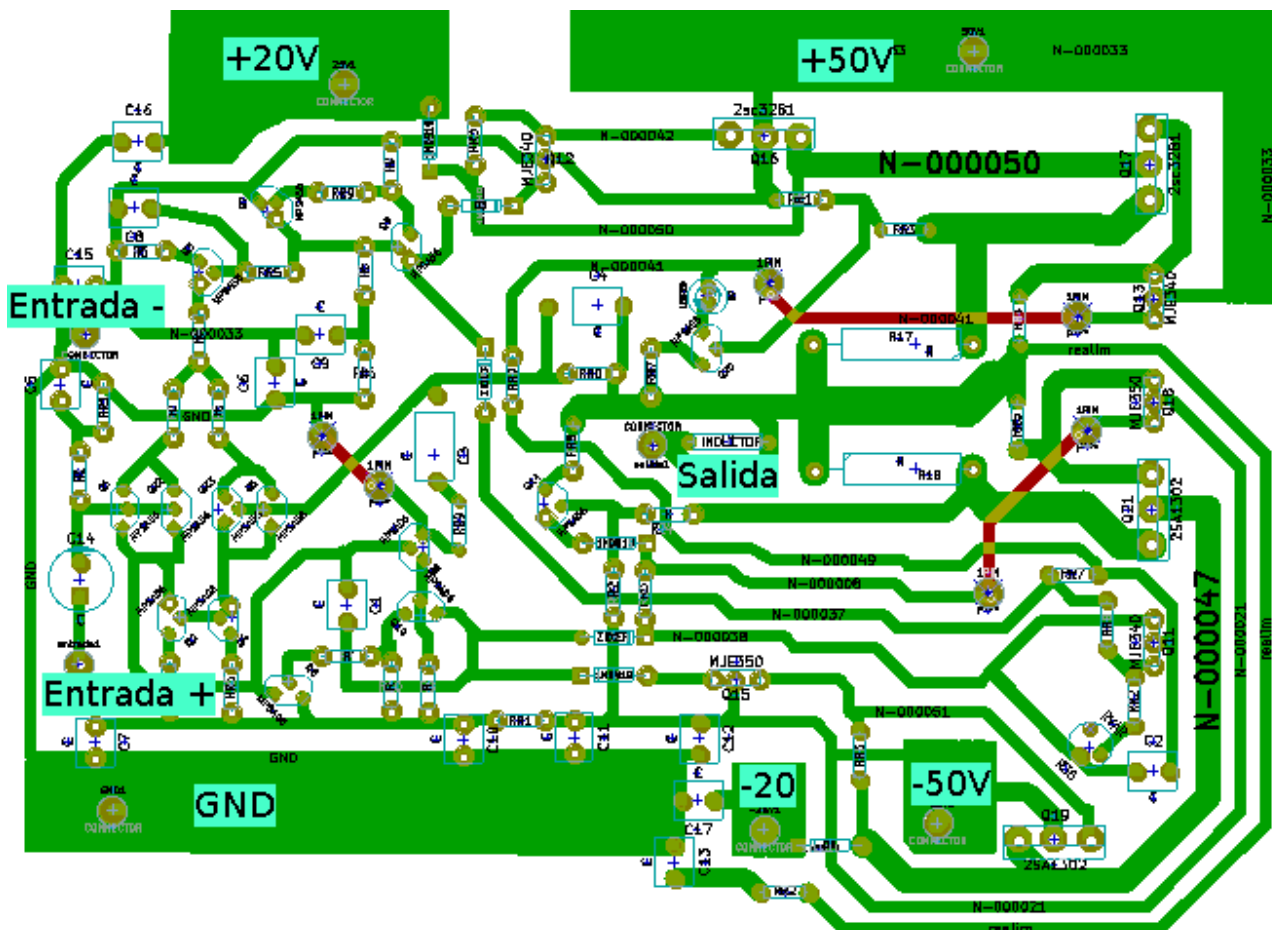


Figura 48: Circuito impreso del amplificador.

### 3.6.4. Circuito Impreso de la 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 49 se muestra el circuito impreso implementado.

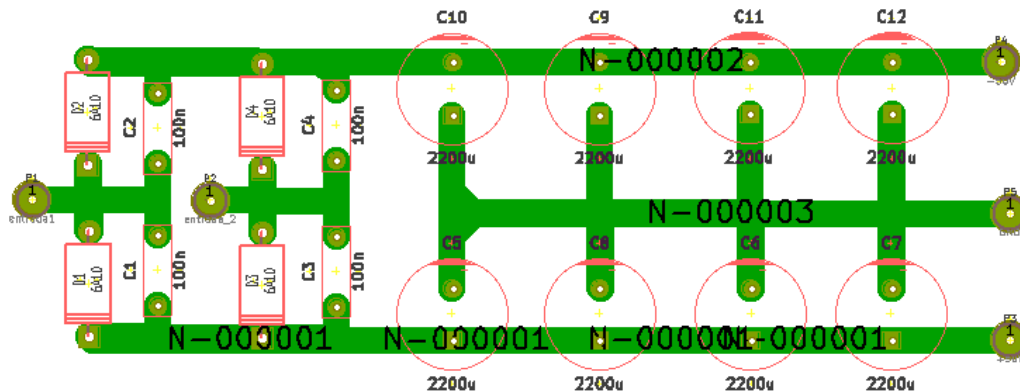


Figura 49: Circuito impreso de la fuente lineal.

### 3.6.5. Circuito Impreso de la Fuente Conmutada

Para la realización de este impreso se tuvo especial cuidado en obtener un transistor que pudiese soportar tanto la corriente que fluye por el devanado como los picos de tensión generados por la conmutación(aun teniendo en cuenta el snub utilizado, los picos podrían dañar a otros transistores).

En la Figura 50 se muestra el circuito impreso implementado.

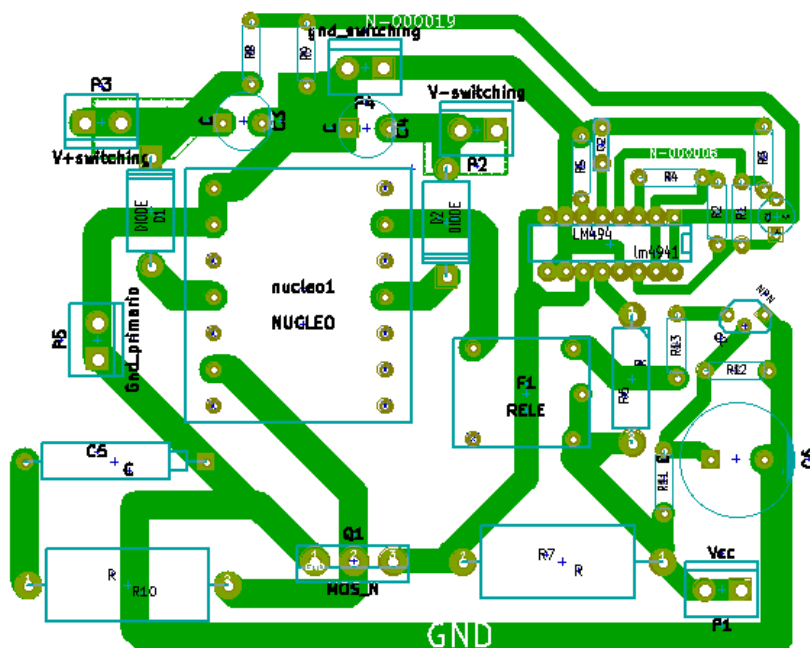


Figura 50: Circuito impreso de la fuente conmutada.

### 3.6.6. 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 agregó 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.

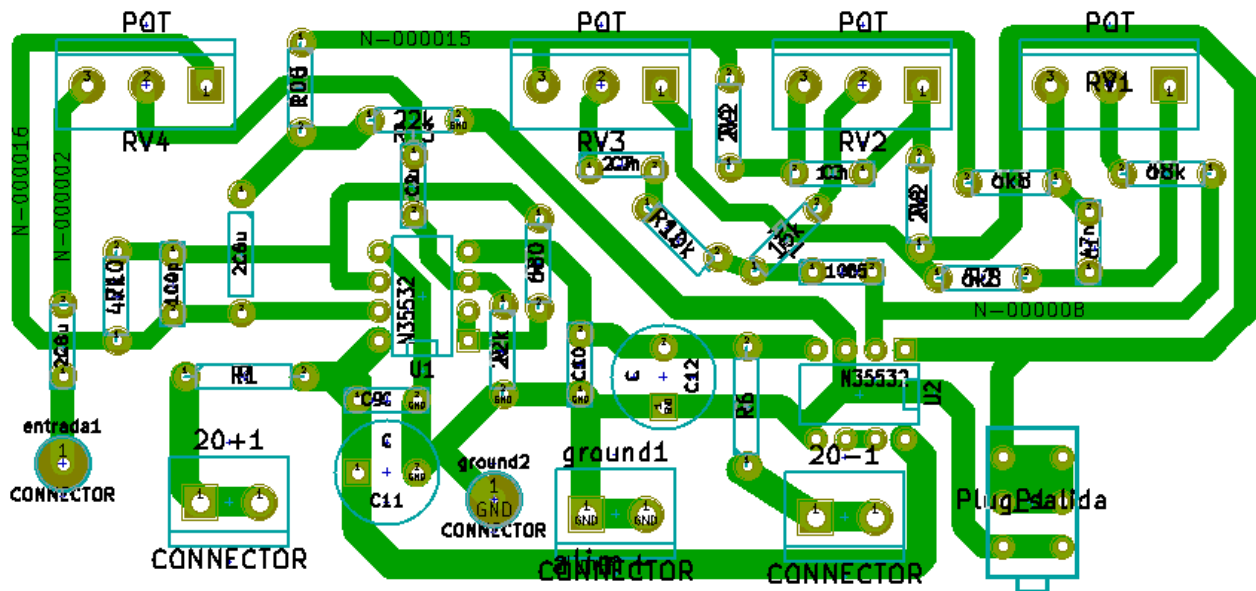


Figura 51: Circuito impreso del preamplificador.

## 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

Obtención 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, tensión 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 aplicó senoidal de  $1\text{kHz}$  y de amplitud tal que a la salida del amplificador hubiese una de  $6\text{V pico}$ . Luego se agregó 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 determinó 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 52.

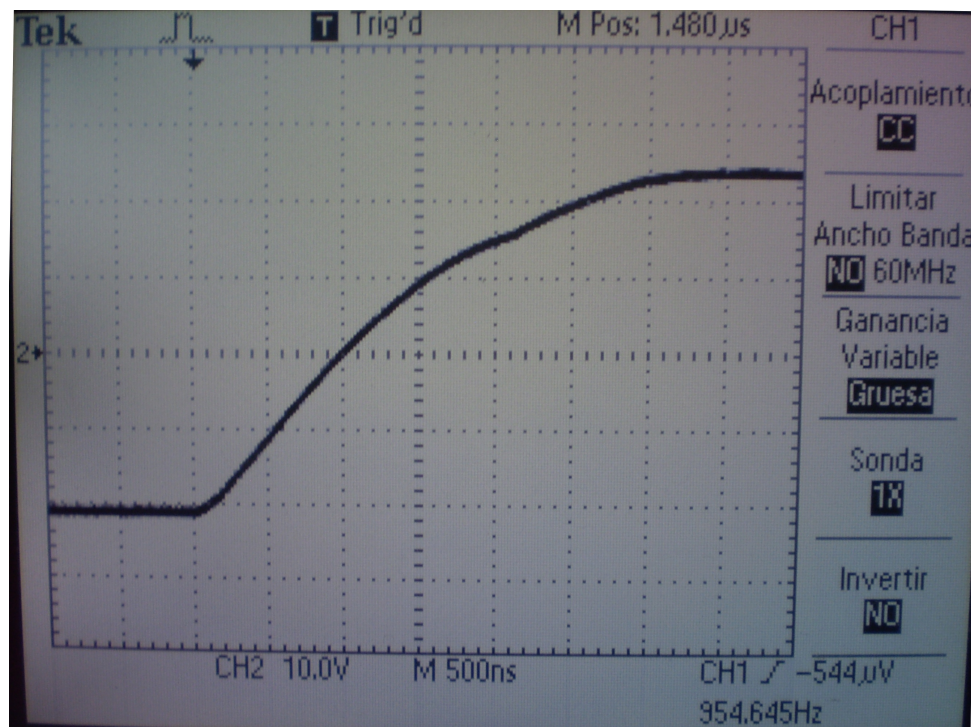


Figura 52: Resultados Slew Rate

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.

### 3.7.8. Distorsión

Para medir distorsión se utilizó el software Spectralab en conjunto con una placa externa de sonido de baja distorsión, alrededor del 0,003 %, tanto como para regular la amplitud de la señal de entrada como para recibir la señal de salida y poder analizarla en la computadora. Dado que la placa de sonido contaba con una entrada máxima de  $1V_{rms}$ , no podría tomar directamente la señal de salida, por lo cual se construyeron dos divisores de tensión. El primero fue para tratar la salida de la señal de 0,3V, es decir  $V_o = 23 \times 0,3V = 6,9V$ . Se utilizaron resistores de AQUÍ! para atenuar TANTAS! veces y obtener VOLTAJE! a la salida. Idénticamente con la señal de



$1V$ , se atenuó de  $V_o = 23 \times 1V = 23V$  a  $lallalaV$  con un divisor formado por PEPEPEP!. De esta forma se fueron realizando las mediciones de distorsión armónica y distorsión por intermodulación, a distintas frecuencias y amplitudes, las cuales se detallaran a continuación.

## THD

Para medir THD se generó una onda senoidal de frecuencia  $1kHz$  y  $7kHz$  de baja tensión,  $0,3V_{rms}$  y de alta tensión,  $1V_{rms}$ , primero con salida abierta y luego con una carga de  $8\Omega$ . Graficamos ahora los resultados:

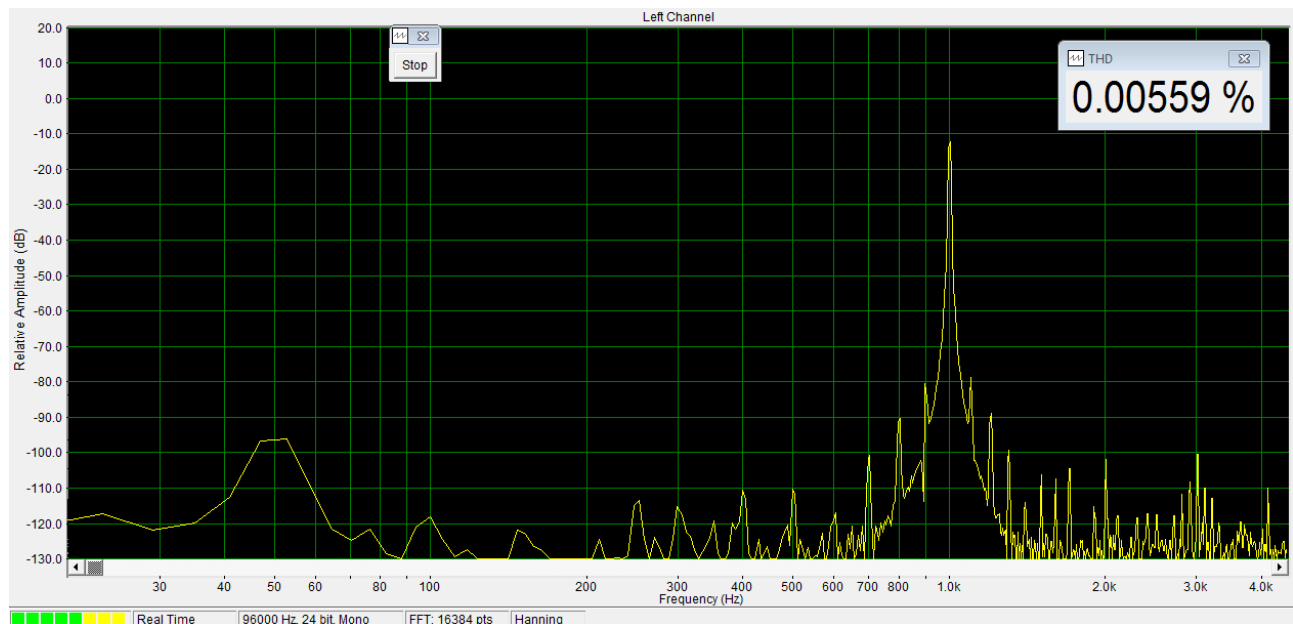


Figura 53: THD a  $1kHz$ ,  $0,3V_{rms}$ , span 20-4520Hz, sin carga.

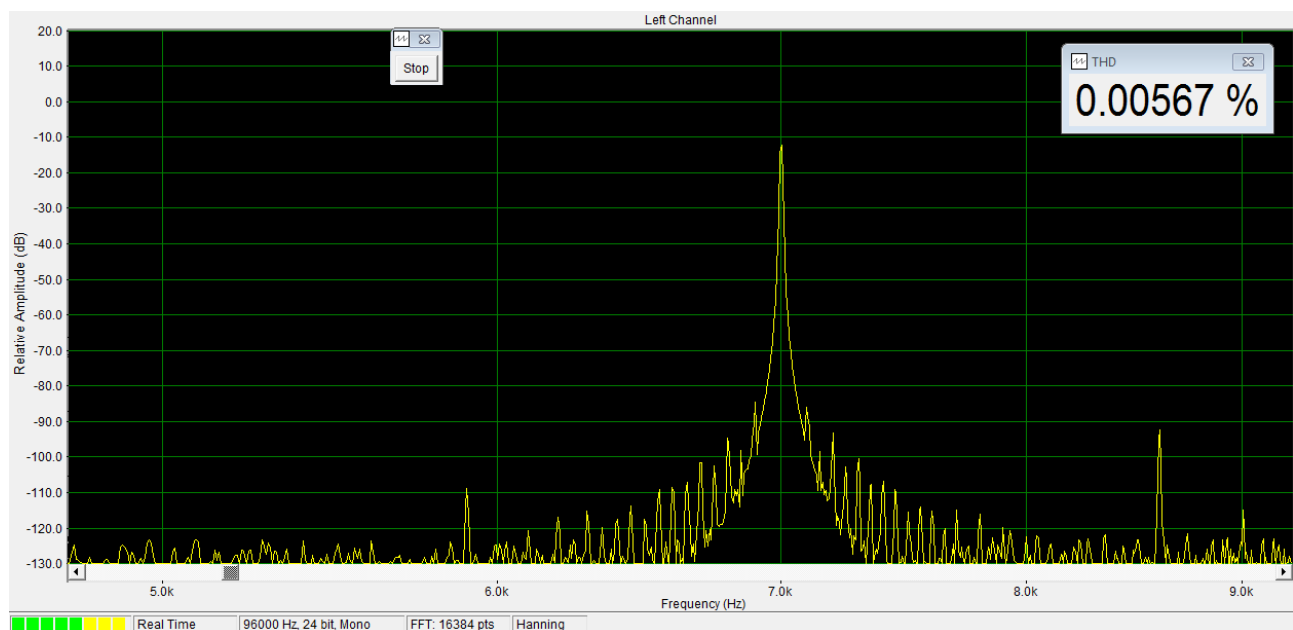


Figura 54: THD a  $7kHz$ ,  $0,3V_{rms}$ , span 4750-9250Hz, sin carga.

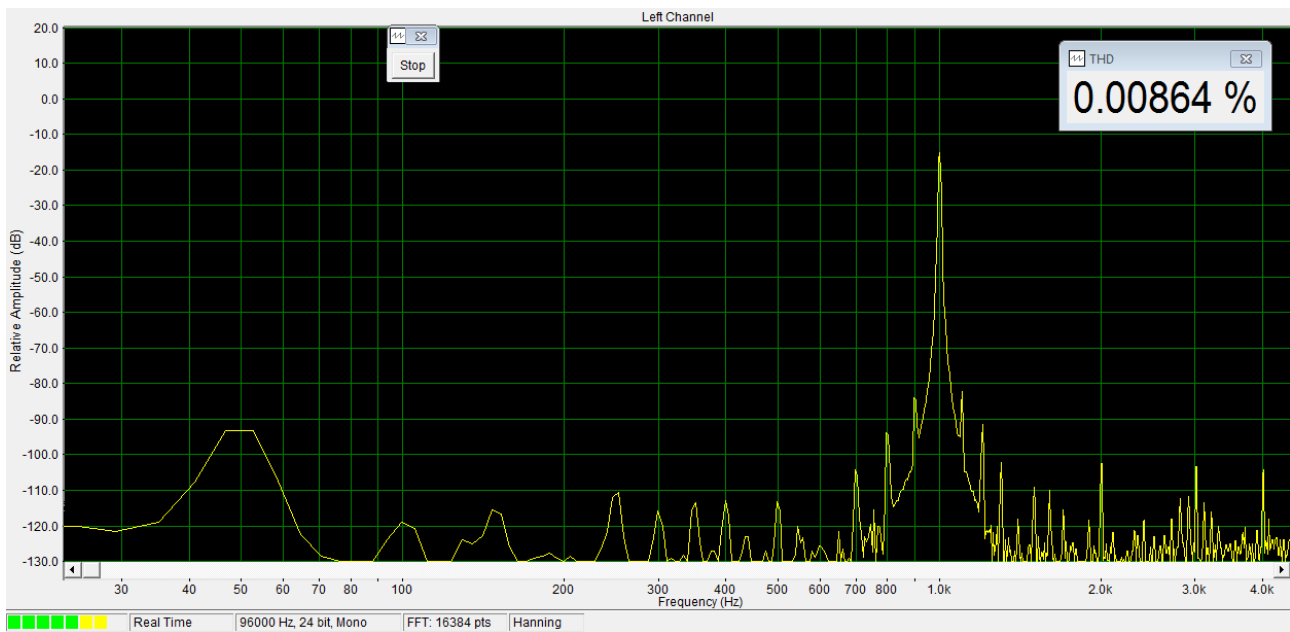


Figura 55: THD a 7kHz,  $1V_{rms}$ , span 20-4520Hz, sin carga.

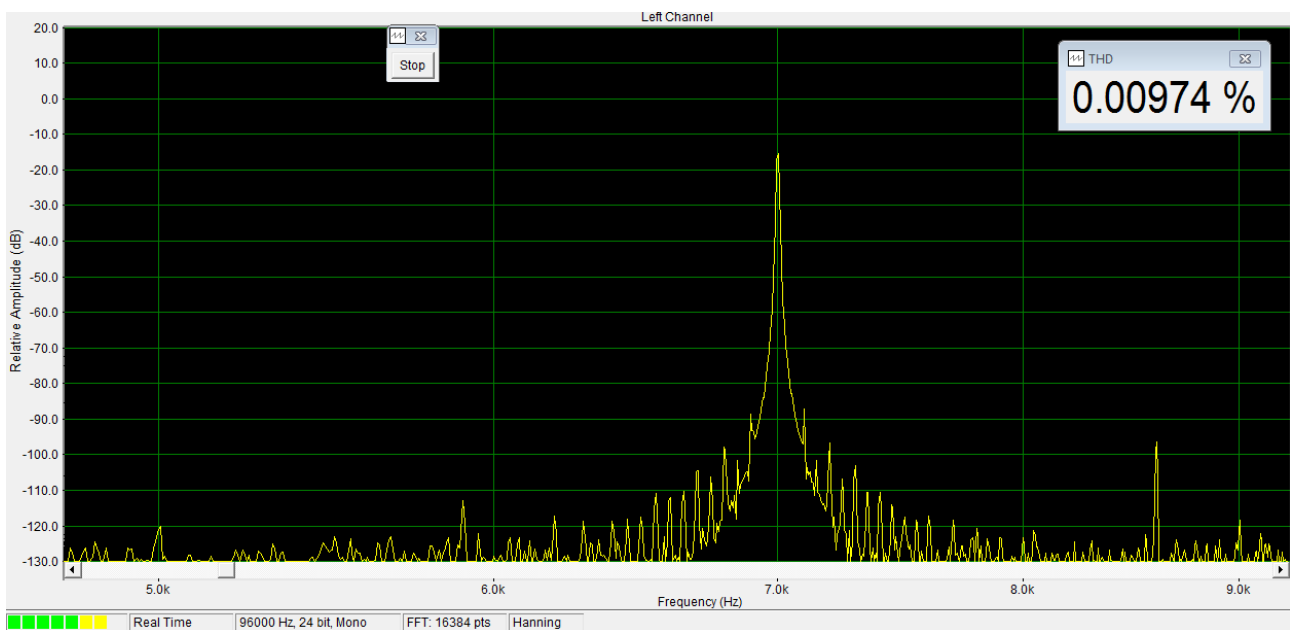


Figura 56: THD a 7kHz,  $1V_{rms}$ , span 4750-9250Hz, sin carga.

Ahora realizamos las mismas mediciones pero con carga.

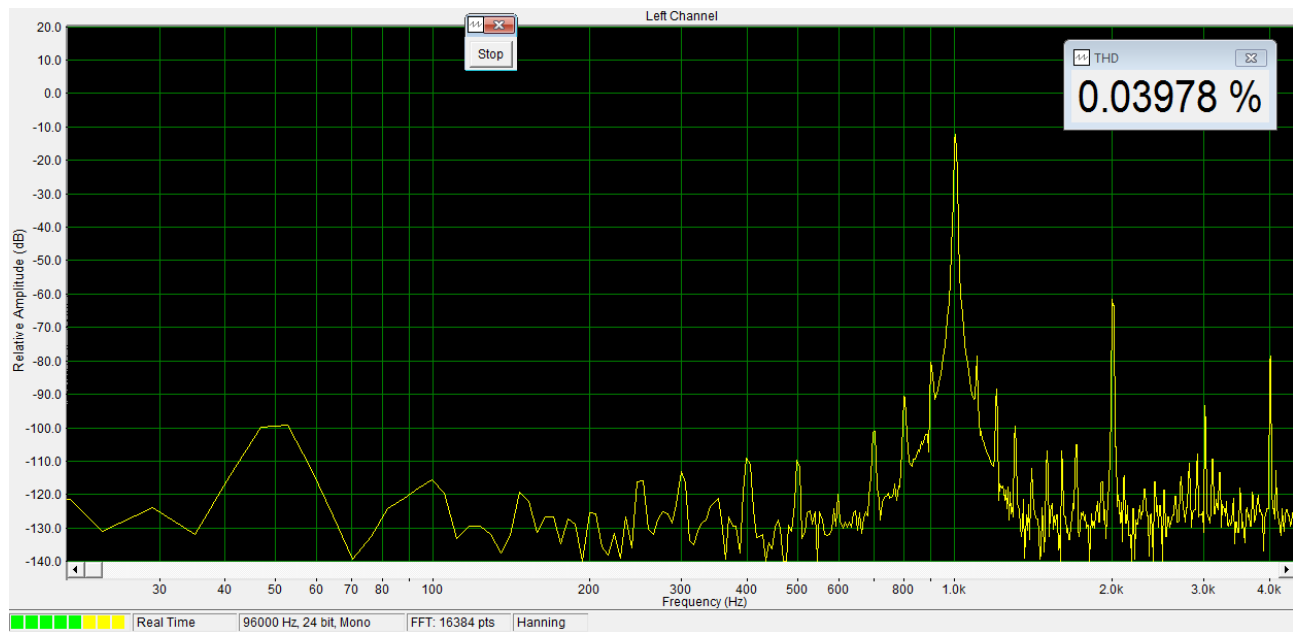


Figura 57: THD a 1kHz,  $0,3V_{rms}$ , span 20-4520Hz, con carga.

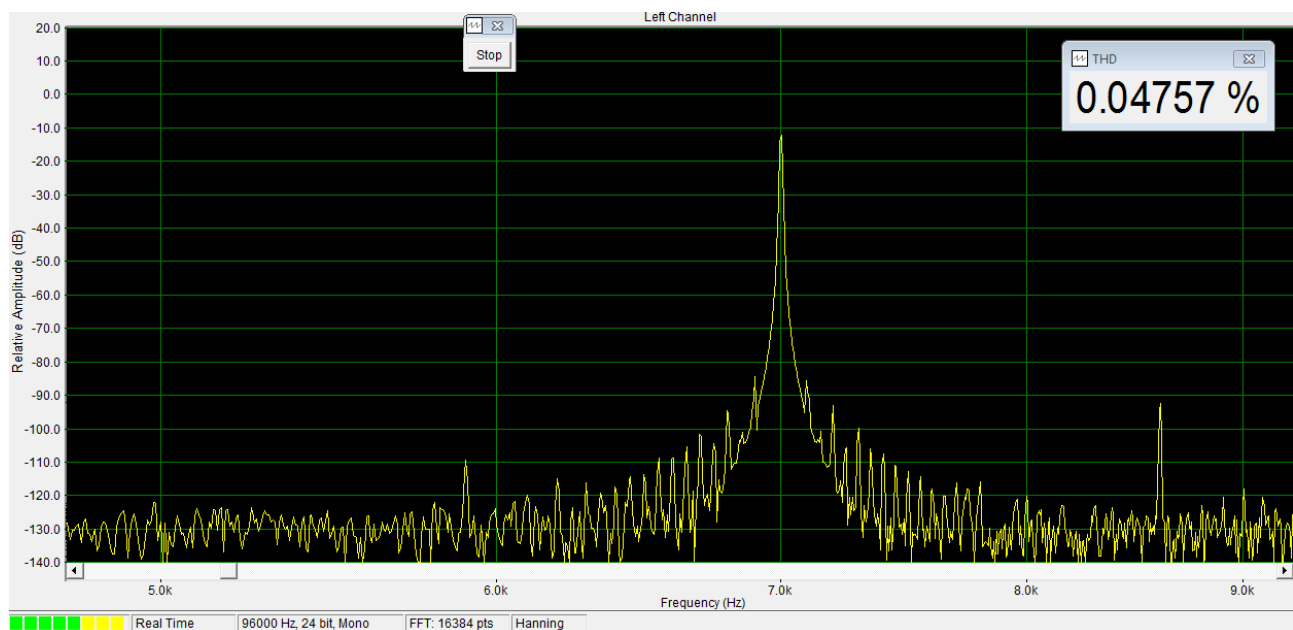


Figura 58: THD a 7kHz,  $0,3V_{rms}$ , span 4750-9250Hz, con carga.

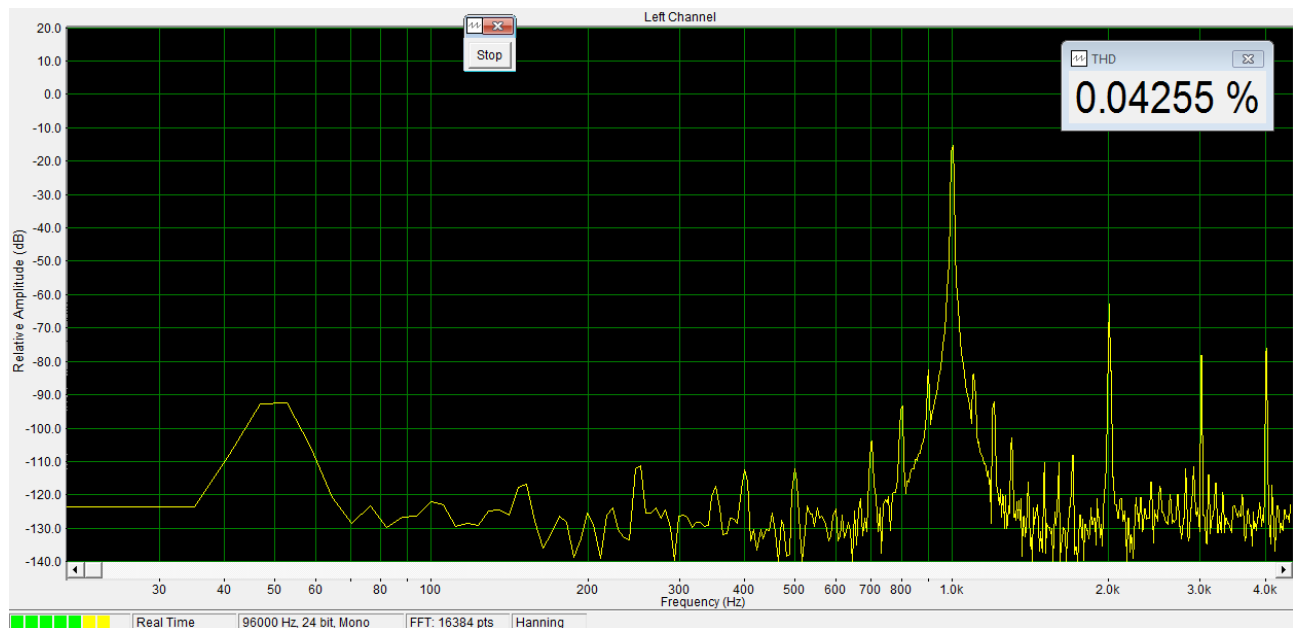


Figura 59: THD a 7kHz,  $1V_{rms}$ , span 20-4520Hz, con carga.

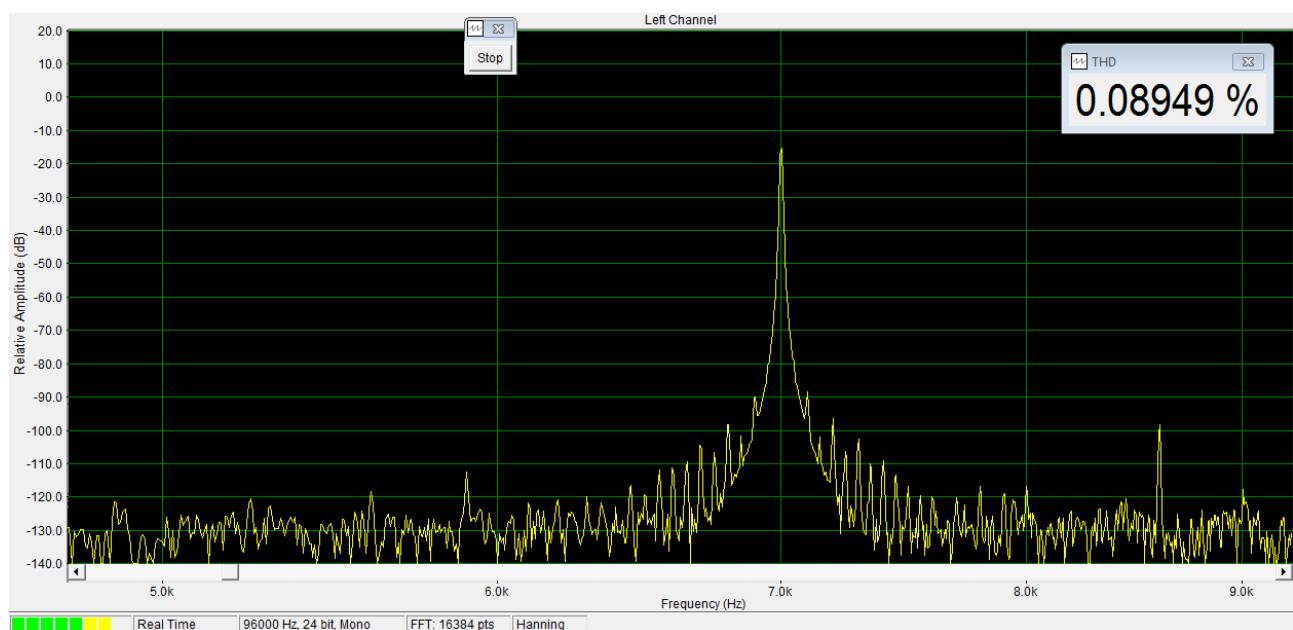


Figura 60: THD a 7kHz,  $1V_{rms}$ , span 4750-9250Hz, con carga.

La principal razón del aumento de la distorsión cuando hay carga es la existencia de las protecciones. Como fue explicado anteriormente, las mismas comienzan a drenar corriente que va a la salida, antes de alcanzar el valor máximo, ya que el transistor que la drena comienza a polarizarse. Esta deformación que le produce a la onda de salida al suavizarle los picos, es lo que provoca el aumento de THD.

## IMD

Para medir la intermodulación se generaron dos señales, una de  $100\text{Hz}$ , a  $0\text{dB}$  y otra a  $5000\text{Hz}$  a  $-12\text{dB}$ . Los resultados fueron:

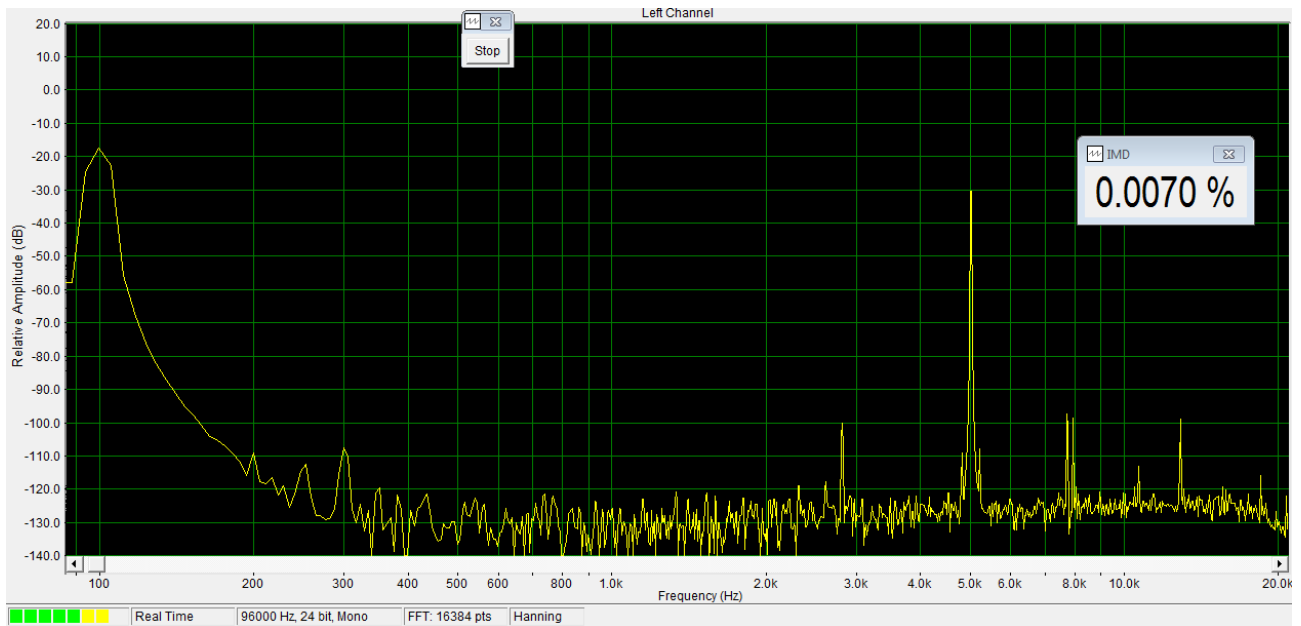


Figura 61: IMD a  $0,3V_{rms}$ , span 20-22000Hz, sin carga.

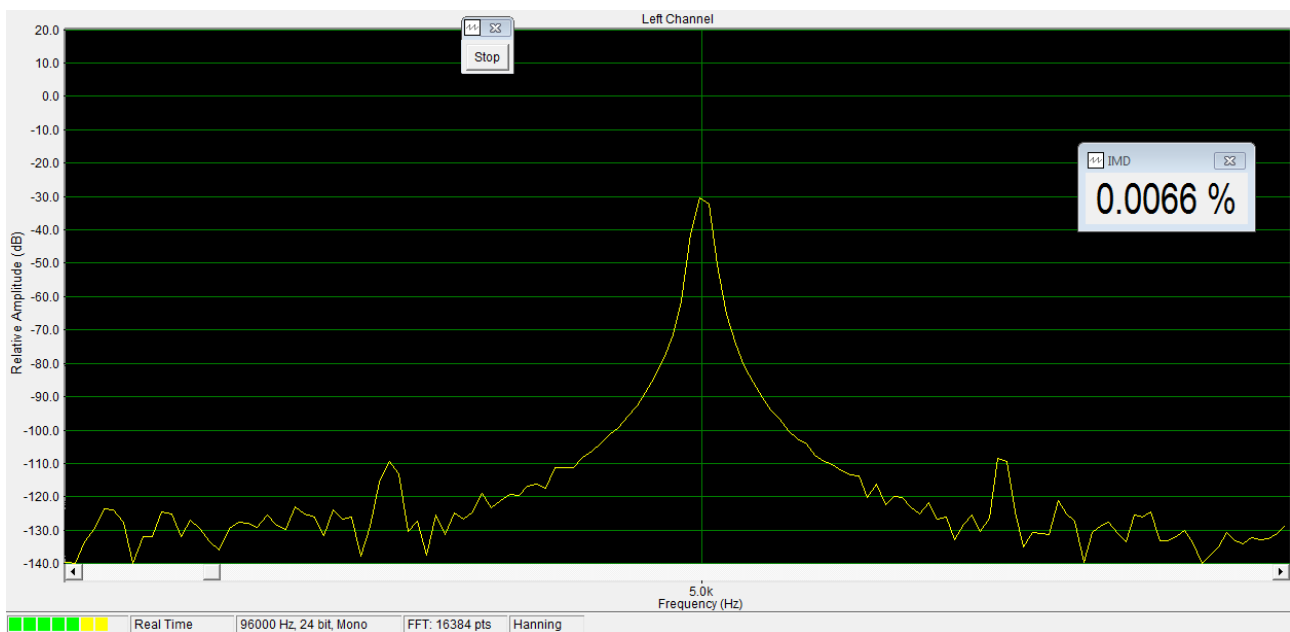


Figura 62: IMD a  $0,3V_{rms}$ , span 4600-5400Hz, sin carga.

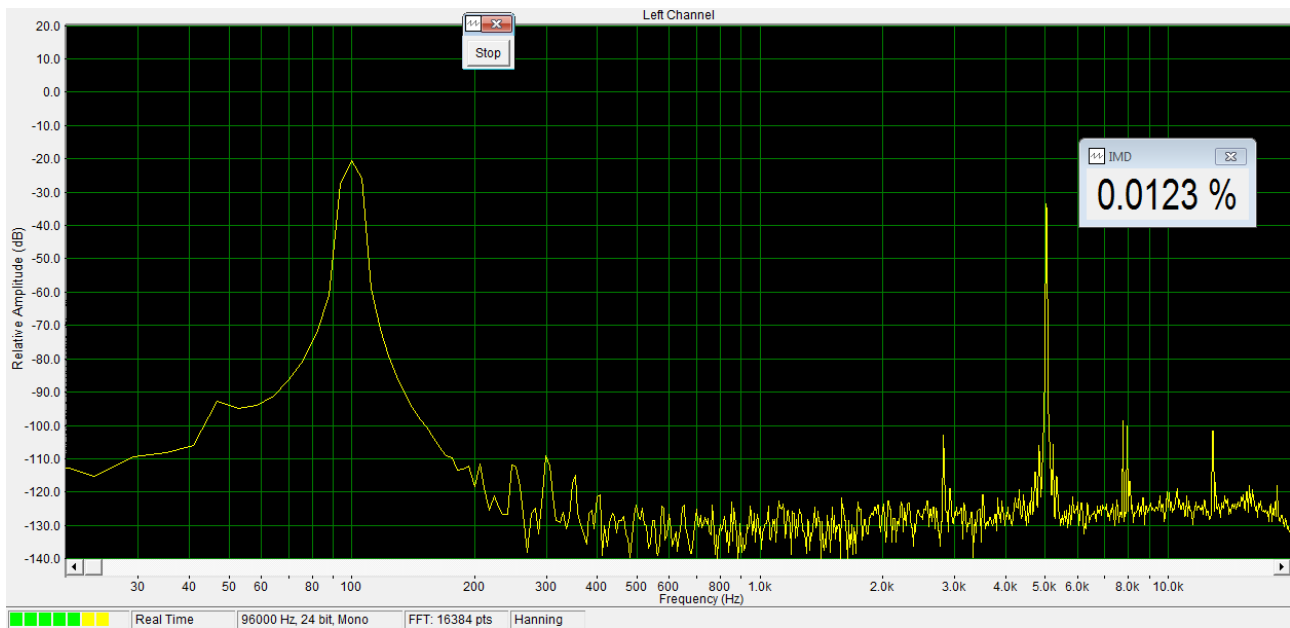


Figura 63: IMD a  $1V_{rms}$ , span 20-22000Hz, sin carga.

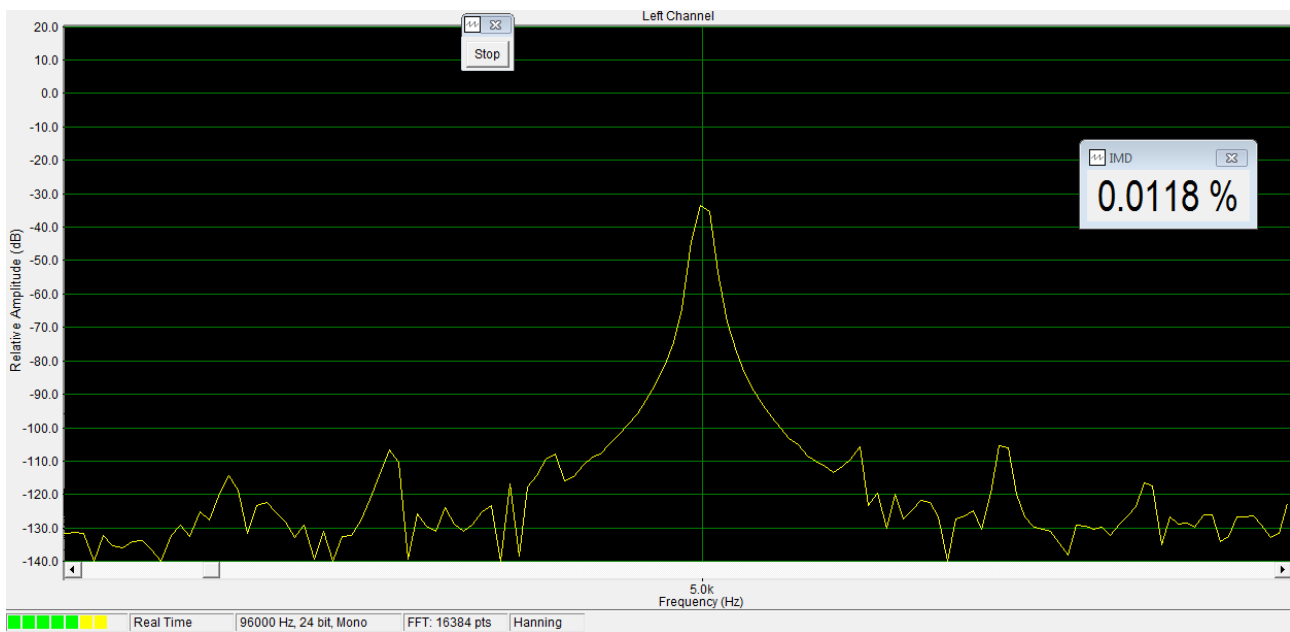


Figura 64: IMD a  $1V_{rms}$ , span 4600-5400Hz, sin carga.

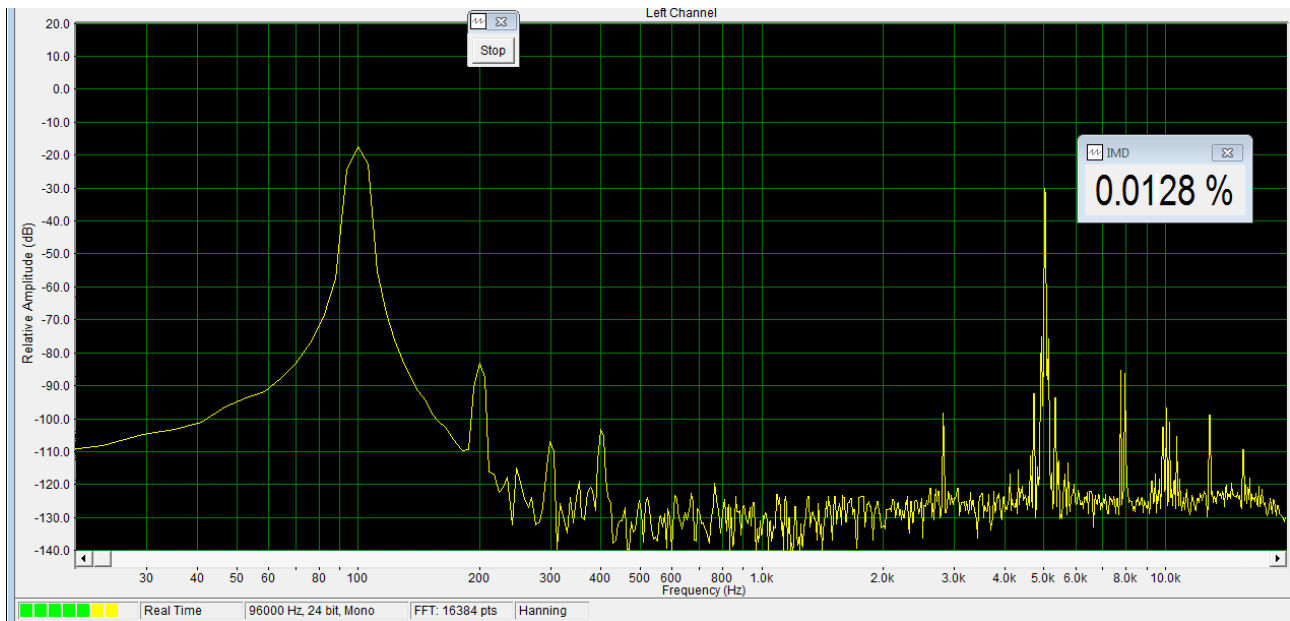


Figura 65: IMD a  $0,3V_{rms}$ , span 20-22000Hz, con carga.

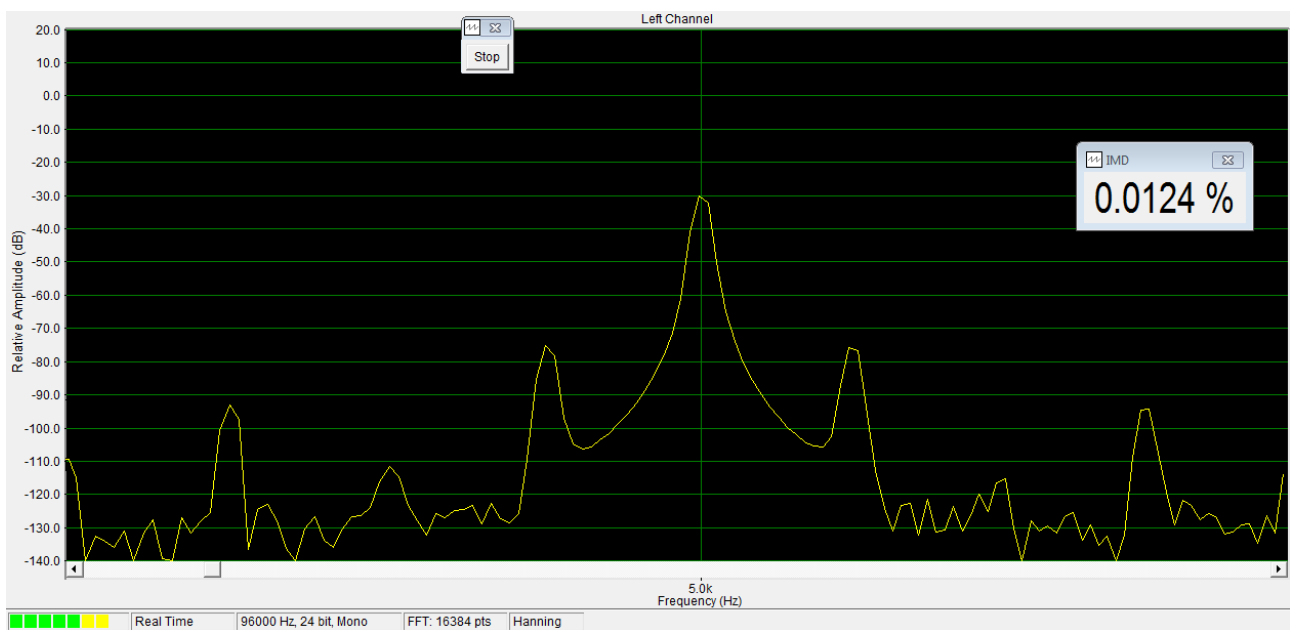


Figura 66: IMD a  $0,3V_{rms}$ , span 4600-5400Hz, con carga.

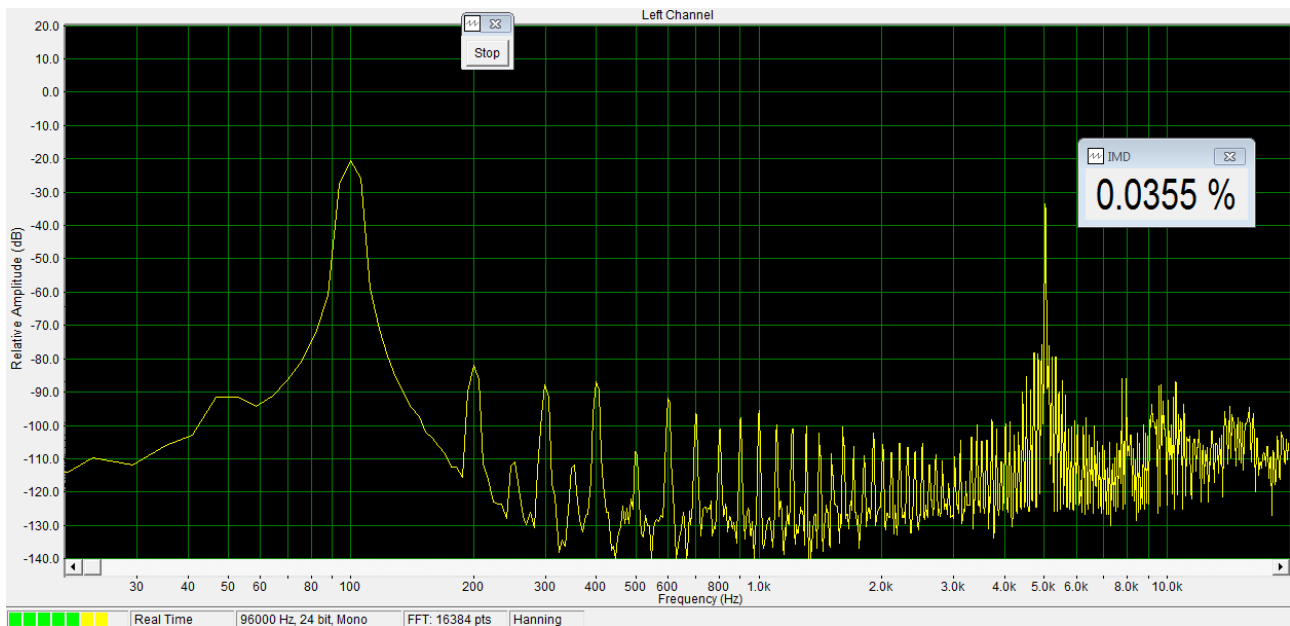


Figura 67: IMD a  $1V_{rms}$ , span 20-22000Hz, con carga.

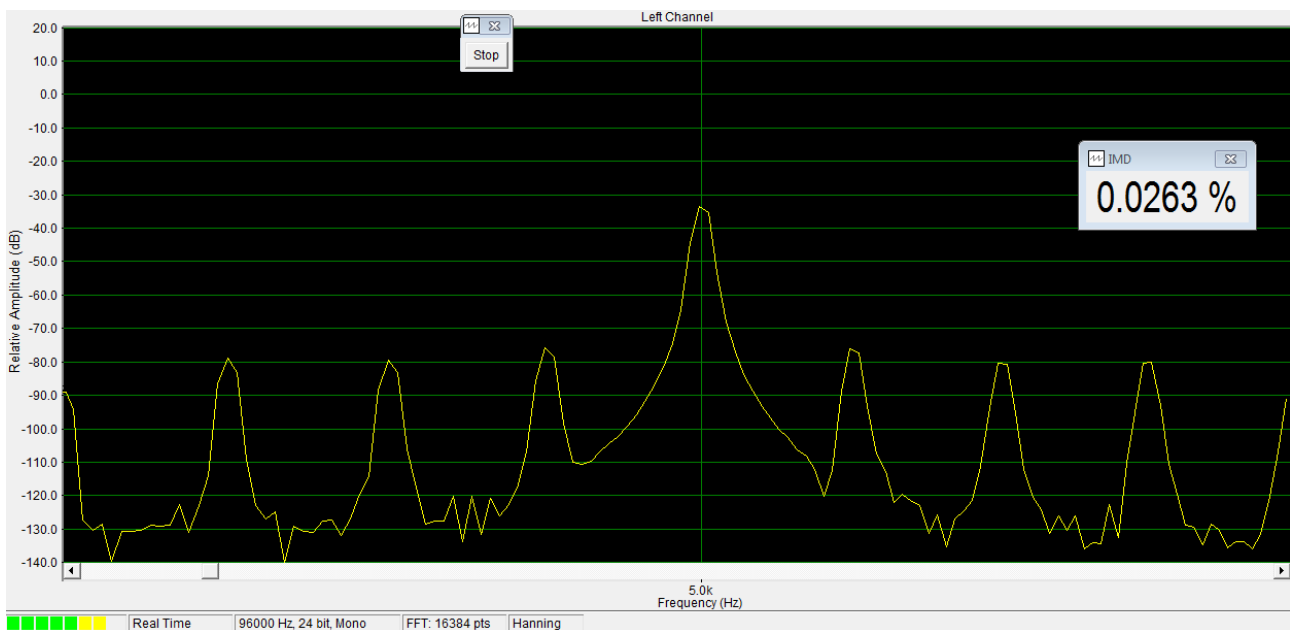


Figura 68: IMD a  $1V_{rms}$ , span 4600-5400Hz, con carga.

### 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 3.1.1 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.

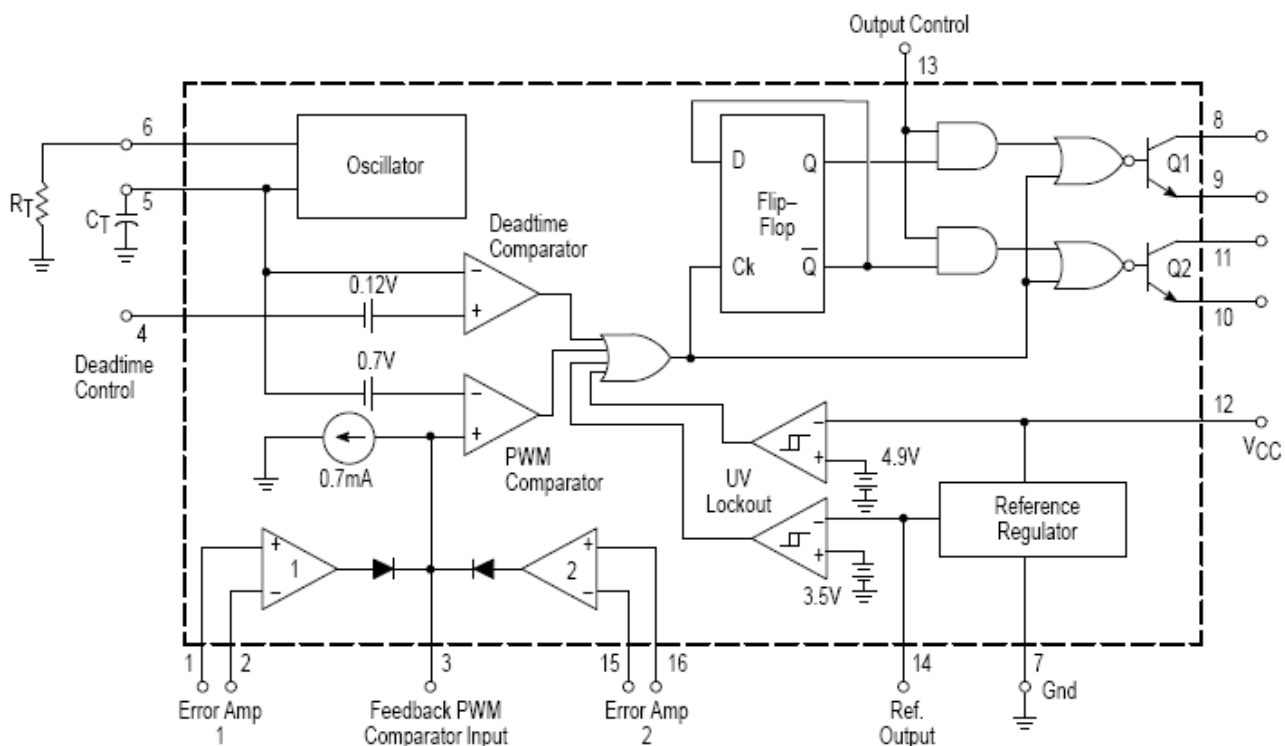


Figura 69: Diagrama en bloques del circuito interno del integrado TL494.

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. Configuración de frecuencia de trabajo

Dado que se deseaba una frecuencia de 80kHz se utilizó el gráfico de la Figura 70 para determinar el valor del resistor y capacitor en los terminales del TL494.

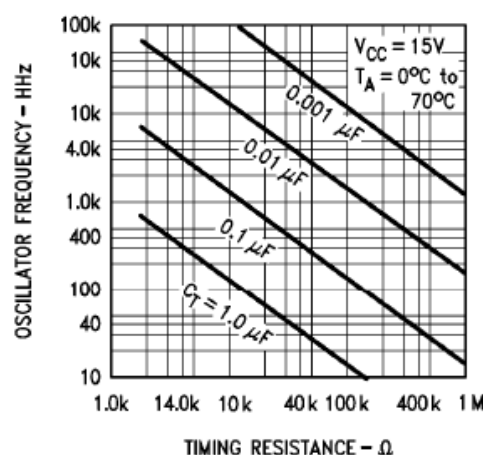


Figura 70: Frecuencias de trabajo del TL494 en función del RC en los terminales .