



**FACULTAD
DE INGENIERIA**

Universidad de Buenos Aires

Departamento de Electrónica

66.10 Circuitos Electrónicos II

Proyecto: Etapa de Potencia Mono Clase G

Chaure Fernando	90389
Combier Natasha	Intercambio
Marchi Pablo	90603
Müller Miguel	86130
Zurita Francisco	89722

9 de julio de 2012

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

Fecha de entrega	Firma

Nota	Fecha de aprobación			Firma

Obsevaciones: _____

Índice

1. Introducción	1
1.1. Preamplificador	1
1.2. Amplificadores de Potencia	1
1.3. Principales Especificaciones de un Amplificador	5
1.4. Fuentes de Alimentación	8
1.4.1. Fuentes Lineales	8
1.4.2. Fuentes Conmutadas	9
2. Objetivos	10
3. Desarrollo	11
3.1. Diseño del Amplificador de Audio	11
3.1.1. Primer Análisis	11
3.1.2. Etapa de Entrada	12
3.1.3. Slew Rate	13
3.1.4. Protección Contra Cortocircuitos	13
3.2. Cálculos de las Fuentes de Alimentación	13
3.3. Simulaciones	13
3.3.1. Polarización	13
3.3.2. Respuesta en Frecuencia	13
3.3.3. Slew Rate	14
3.3.4. Estabilidad	15
3.4. Realización del Circuito Impreso	16
3.4.1. Criterios de Diseño	16
3.4.2. Desarrollo de los Criterios	17
3.4.3. Disipadores	18
3.4.4. Circuito Implementado	19
3.4.5. Fuente Lineal	19
3.5. Mediciones	20
3.5.1. Respuesta en Frecuencia	20
3.6. Comparativa Mediciones-Simulaciones	20
3.7. Errores y Modificaciones al Diseño Original	20
3.7.1. Protecciones contra cortocircuitos	20
4. Conclusiones	21
5. Anexos	22

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.

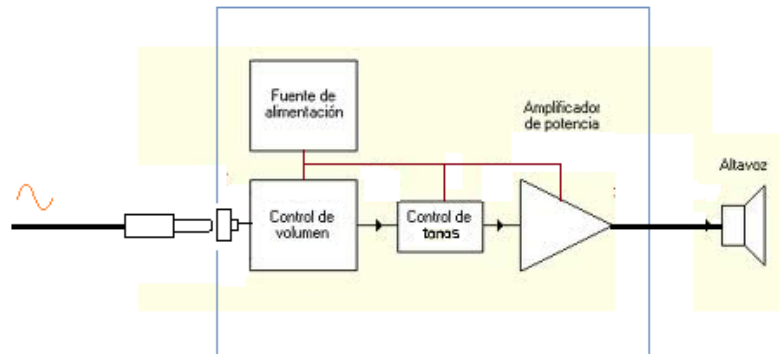


Figura 1: Esquema en bloques.

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.

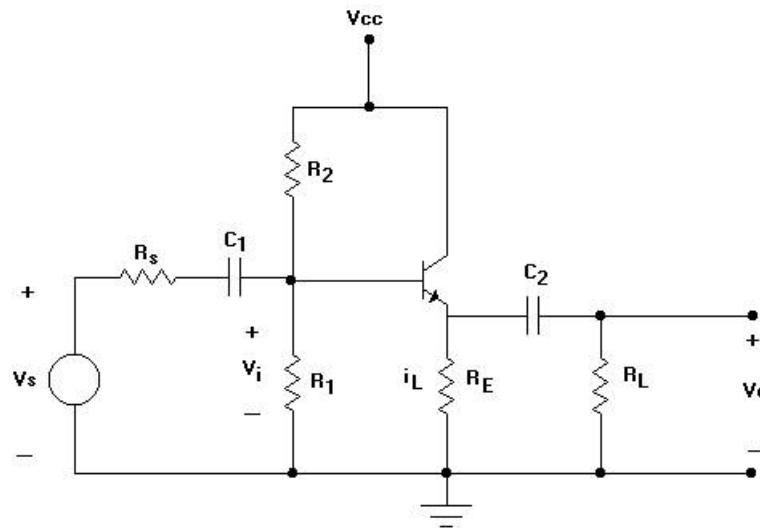


Figura 2: Ejemplo, amplificador clase A

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 ± 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.

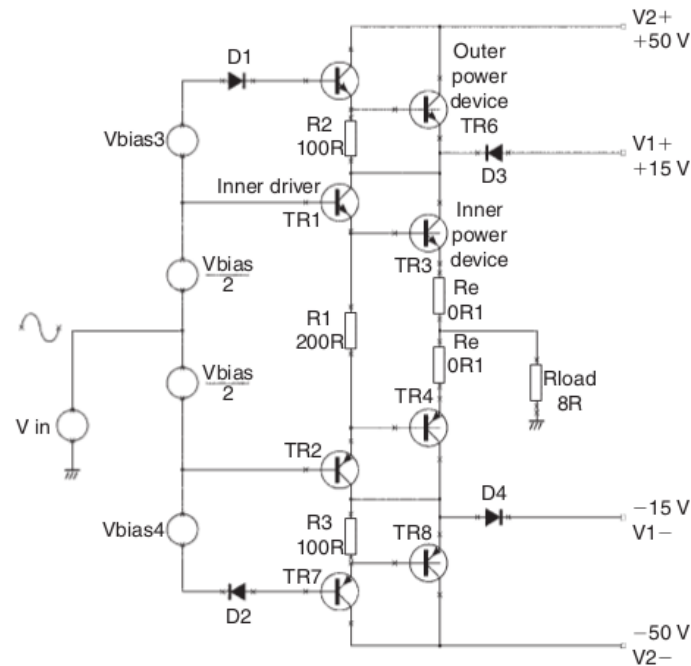


Figura 5: Ejemplo, amplificador clase G.

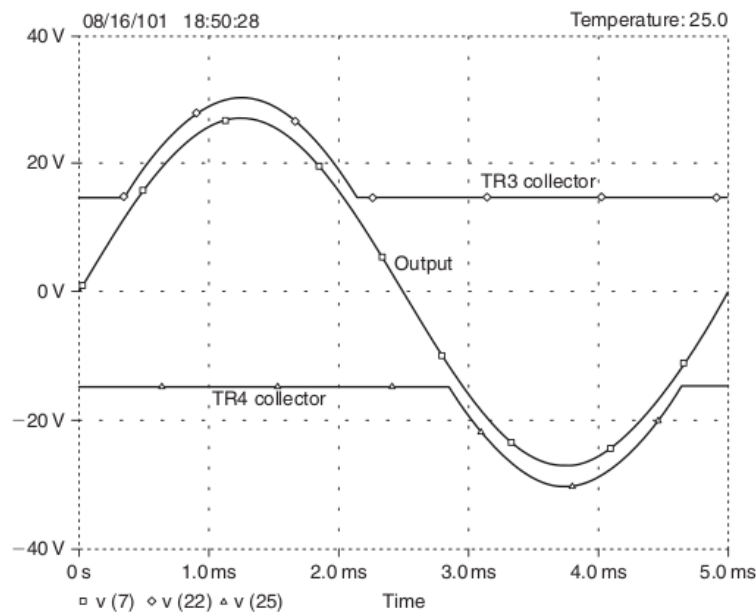


Figura 6: Encendido de fuentes V2 en salidas clase G.

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 4Ω , 6Ω u 8Ω) 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 8Ω . Por ejemplo: 100 WRMS sobre 8Ω . 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 Ω .

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

1.4.1. 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.

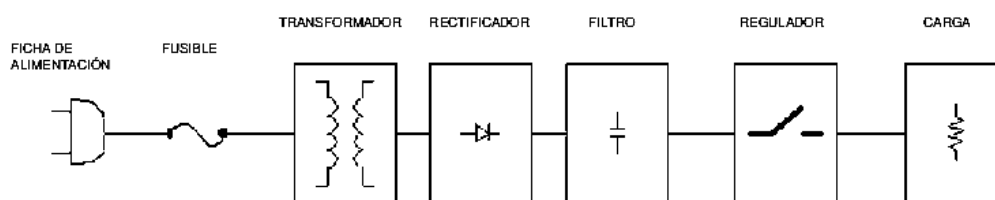


Figura 7: Esquema fuente lineal típica.

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.

1.4.2. 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 rectificadas (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.

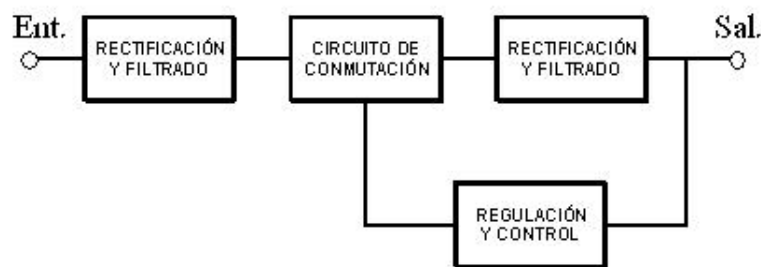


Figura 8: Diagrama en bloques fuente conmutada.

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.

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 Ω
- 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: ± 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 ± 50 V (Fuente conmutada)
 - Baja tensión: $\sim \pm 20$ V a ± 25 V (Fuente lineal)
- Eficiencia: $> 70\%$

Características opcionales:

- Control de volumen VCA
- Boost +10 dB @ 30 Hz
- Ecualizador gráfico 5 bandas: ± 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 9.

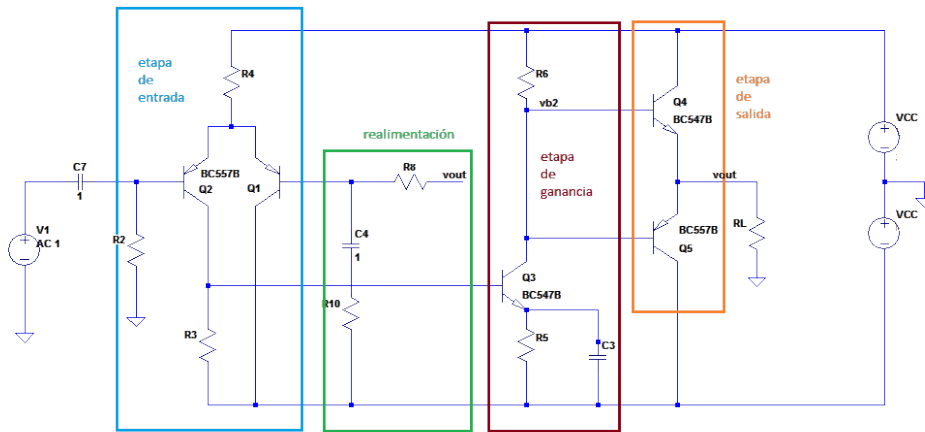


Figura 9: Amplificador simplificado.

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 8Ω 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

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 $\frac{R_5}{R_6}$ 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 100Ω . Realizando una simulación habiendo compensado el circuito para que no se produzcan oscilaciones obtuvimos

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^{da} 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 calculo 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

3.2. Cálculos de las Fuentes de Alimentación

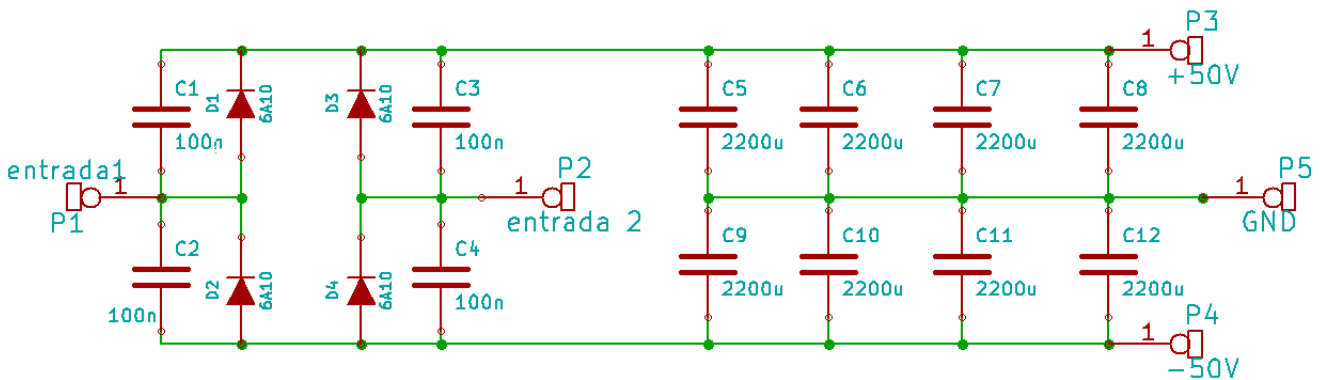


Figura 10: Esquema de la fuente lineal

3.3. Simulaciones

3.3.1. Polarización

3.3.2. 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 27.21db y

un ancho de banda que va desde los 770mHz hasta los 612kHz. Como se puede observar en la Figura 11 el ancho de banda supera los requerimientos básicos pedidos.

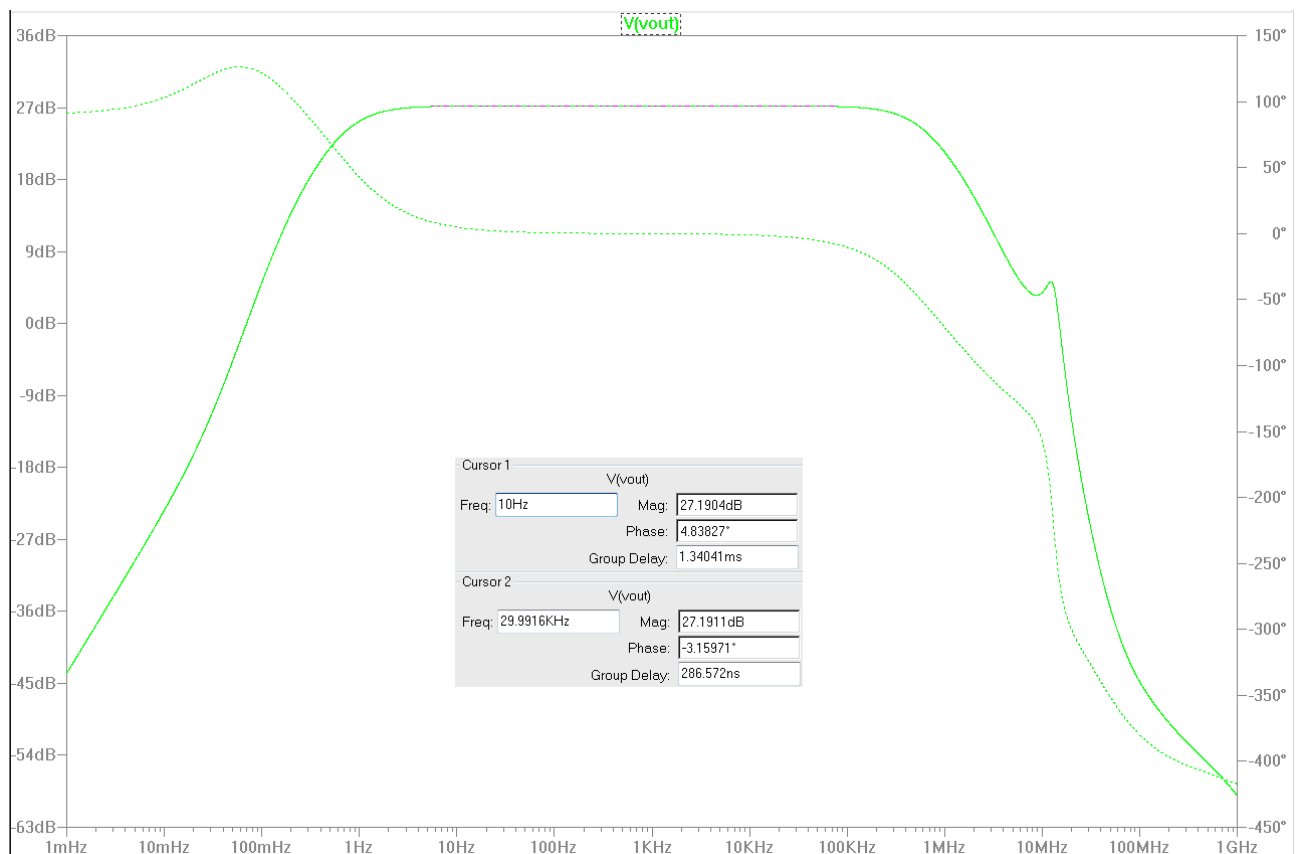


Figura 11: Respuesta en frecuencia.

3.3.3. Slew Rate

Para esta simulación se utilizó el circuito de la Figura 12, 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 13 con los puntos elegidos se obtuvo un slew rate de $20,2 \frac{V}{\mu S}$.

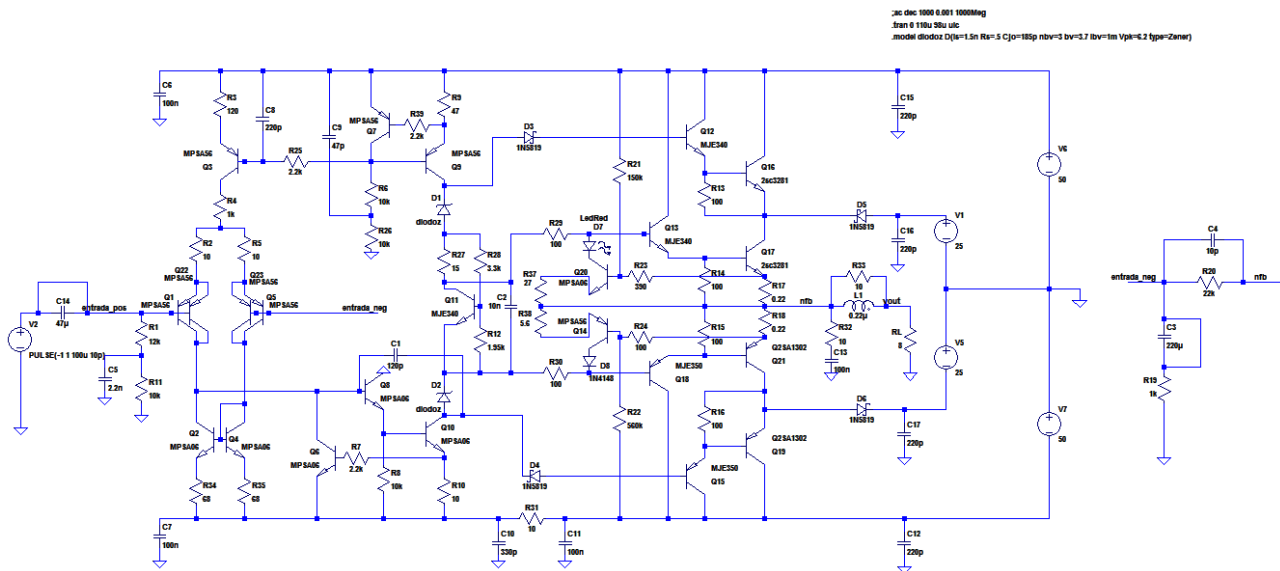


Figura 12: Circuito utilizado para obtener slew rate.

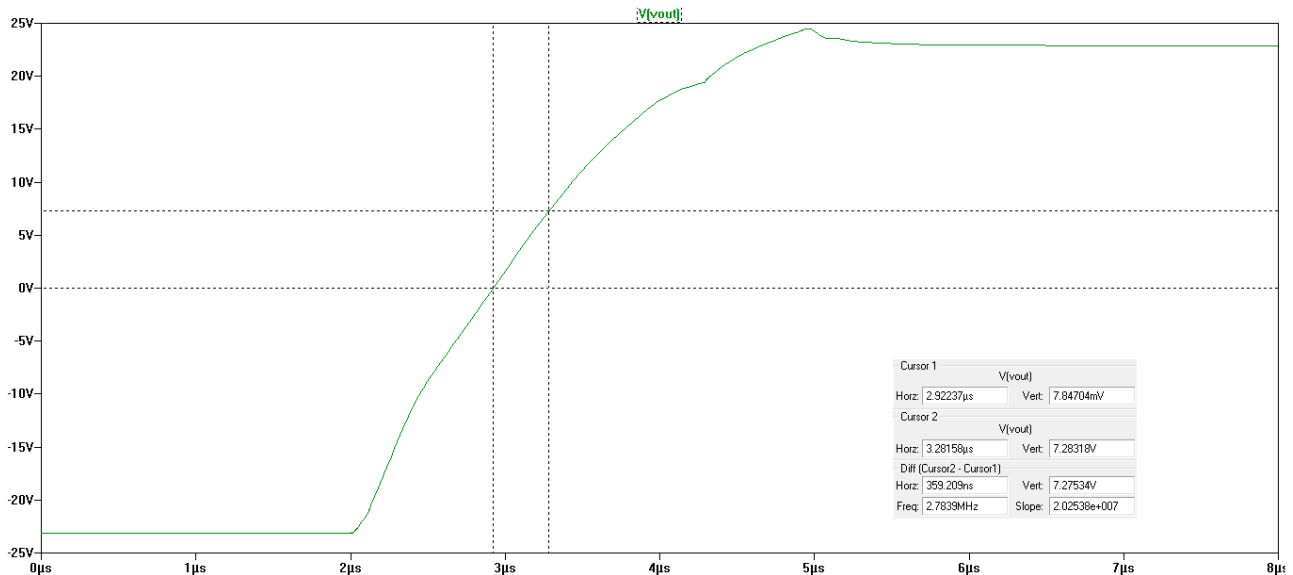


Figura 13: Simulación del slew rate.

3.3.4. 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 14. Para obtener el margen de ganancia se determinó la ganancia con un ángulo de -180° , dando un margen de 11db. Por otro lado, el margen de fase resultó de 67° , siendo la diferencia entre la fase a 0db y -180° . Los resultados de la simulación se observan en la Figura 15.

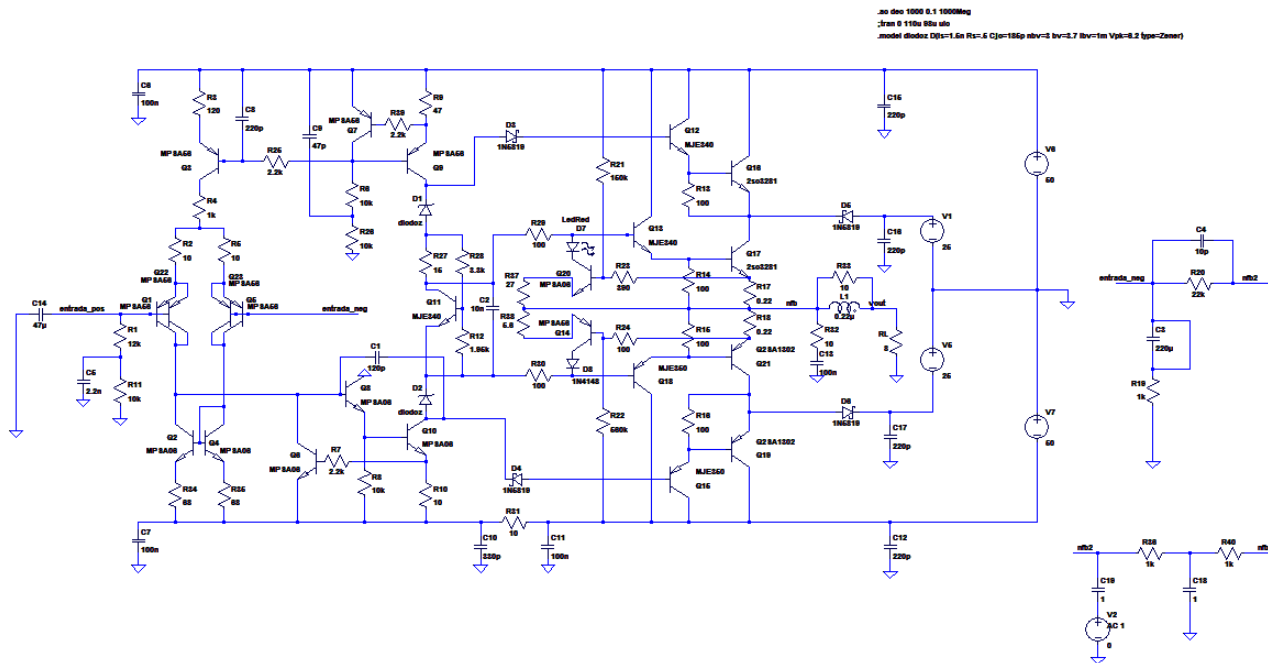


Figura 14: Circuito utilizado en análisis de estabilidad.

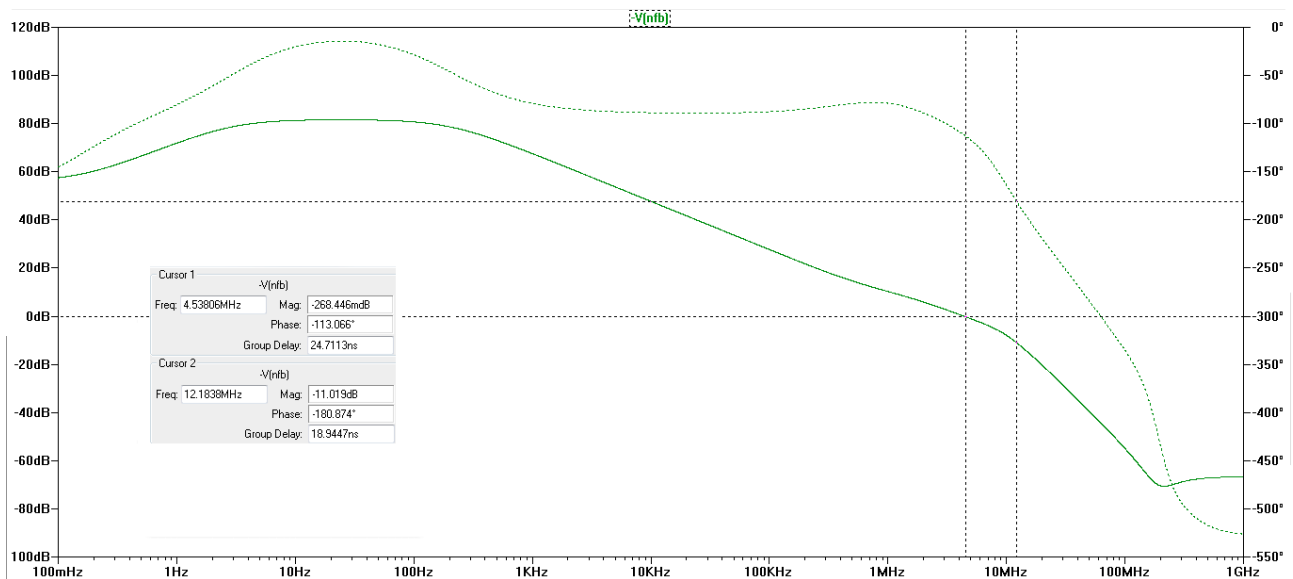


Figura 15: Respuesta en frecuencia de T.

3.4. Realización del Circuito Impreso

3.4.1. Criterios de Diseño

Para obtener un circuito impreso que tenga un buen rechazo de ruido y distorsión, hay que cuidar algunas reglas de diseño.

- Caminos de los conductores de alimentación suficientemente anchos y dispuestos uno próximo al otro, con el objetivo de disminuir el área efectiva y por lo tanto la impedancia.

- Capacitores de desacople del valor adecuado, de modo que funcionen a la frecuencia correspondiente.
- Líneas de señal generando la menor área compatible con la distribución de los elementos con su camino de retorno. Especialmente los caminos de alta corriente y/o velocidad como para líneas de gran sensibilidad.
- Área efectiva del circuito lo más pequeña posible.
- Conexiones de masas y alimentación sin bucles.
- Capacidades parásitas entre masa y las líneas de señal minimizadas al alejar pistas.
- Masas de entrada y salida unidas a un solo punto en común.
- Disipadores en el borde de la placa para facilitar instalación y optimizar su disipación.

3.4.2. Desarrollo de los Criterios

Ahora vamos a mostrar como fue dibujado el PCB. Son indicadas las entradas y la salida de señal y los bornes de la alimentación.

Reglas generales de dibujo

El circuito tiene una área efectiva lo más pequeña posible con pistas tal que se minimizan las capacidades parásitas entre masa y las pistas de señal. Queremos que las conexiones de masa y alimentación no tengan bucles. Para ello, intentamos de evitar los bucles y las pistas paralelas de mucha longitud y la cercanía entre ellas. Las líneas de señal encierran la menor área posible compatible con la distribución de los elementos en su camino de retorno, cuidando especialmente los caminos de alta corriente y/o tensión de las líneas de gran sensibilidad. Para disminuir el ruido hemos intentado evitar los puentes en la medida de lo posible, reduciéndolos a 3.

Repartición general

La geometría del circuito respeta lo mejor posible las etapas originales del amplificador de potencia. Esta disposición permite proteger la señal de entrada la cual es una de las mas débiles en tensión. De hecho, cuidamos que la entrada no sea mezclada con otras pistas de mayor corriente como por ejemplo la alimentación, para evitar la inducción de ruido. Para eso tambien separamos las masas del circuito en dos lazos que se juntan en un punto unico, separando asi el camino de la corriente de alimentación del camino de la señal. Este dibujo le permite tambien a juntar los transistores que calentan lo que permite de compartir los disipadores.

Alimentación

Caminos de los conductores de alimentación suficientemente anchos y dispuestos uno próximo al otro, con el objetivo de disminuir el área efectiva y por lo tanto la impedancia. Además, al estar cerca los caminos positivos y los negativos y no atravesar el circuitos, su campo eléctrico no afecta al resto. También hicimos un plano de masa en 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. Agregamos después los capacitores de desacople del valor adecuado, de modo que funcionen a la frecuencia correspondiente. Lo hacemos lo más cerca del componente alimentado que sea posible.

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.

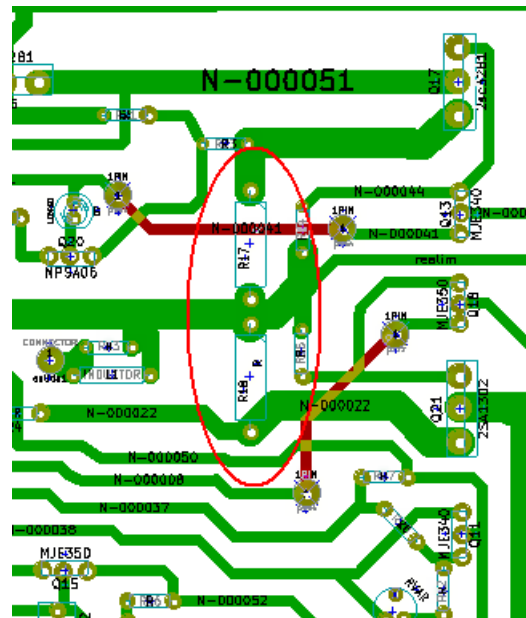


Figura 16: Circuito impreso del amplificador.

Puntos que se pueden mejorar

La disposición de las entradas y salida hacen que la conexión no sea tan sencilla. Por ejemplo la conexión con la salida se hace en el medio del circuito. También resultó ser después de la implementación que un disipador dificultaba el acceso a una de los bornes de las alimentaciones. Hemos visto también que faltaba una pista por un error en el dibujo del esquemático al principio. Para arreglar eso no hubo más remedio que hacer un puente más.

3.4.3. Disipadores

Para el calculo de los disipadores se utilizo la ley experimental:

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

$$\theta_{ia} = \theta_{ic} + \theta_{cs} + \theta_{sa}$$

En la cual θ_{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 Vbe, que requiere estar a la misma temperatura que los de la salida clase B, se ubicará en el mismo disipador para disminuir la diferencia de temperaturas entre ellos.

3.4.4. Circuito Implementado

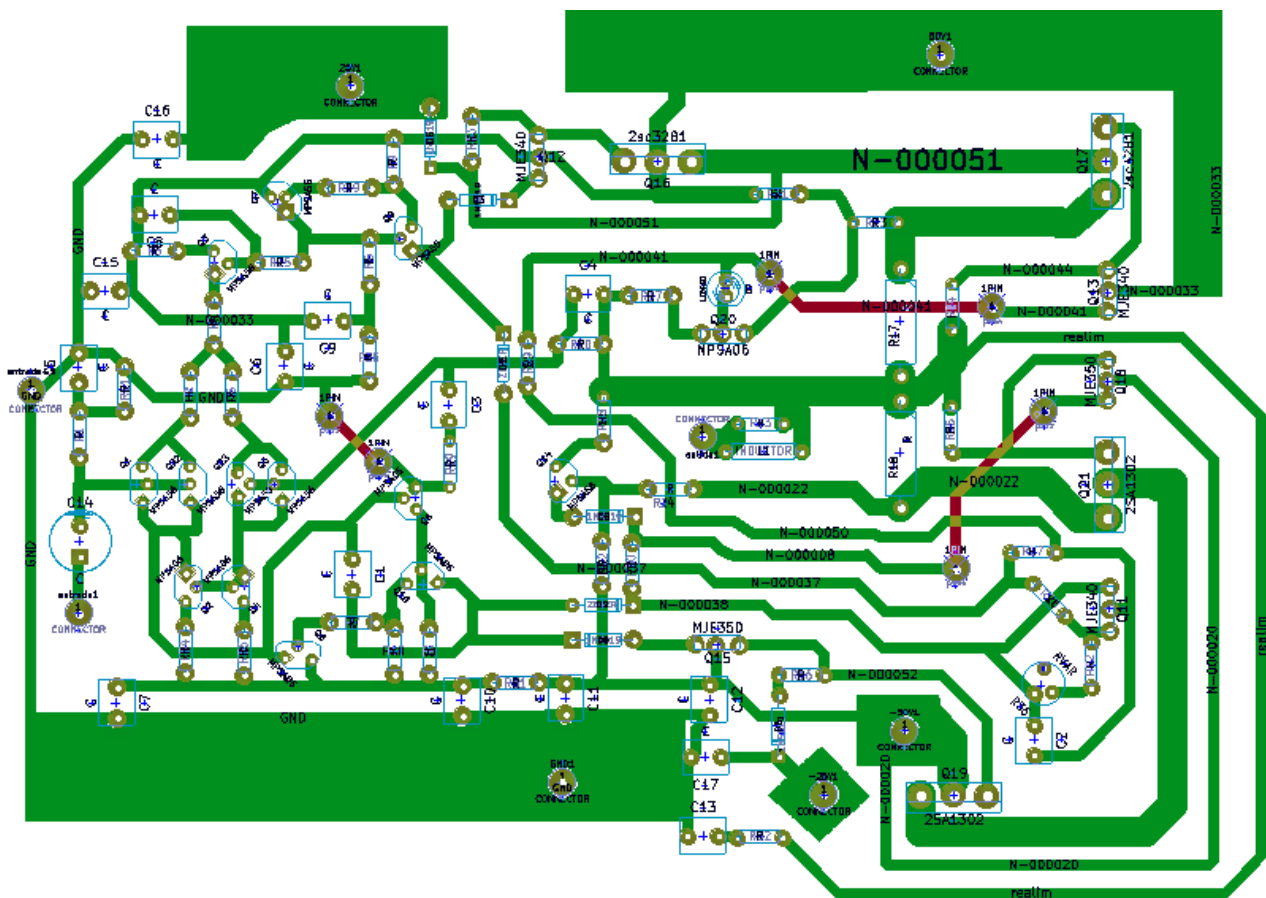


Figura 17: Circuito impreso del amplificador.

3.4.5. 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 18 se muestra el circuito impreso implementado.

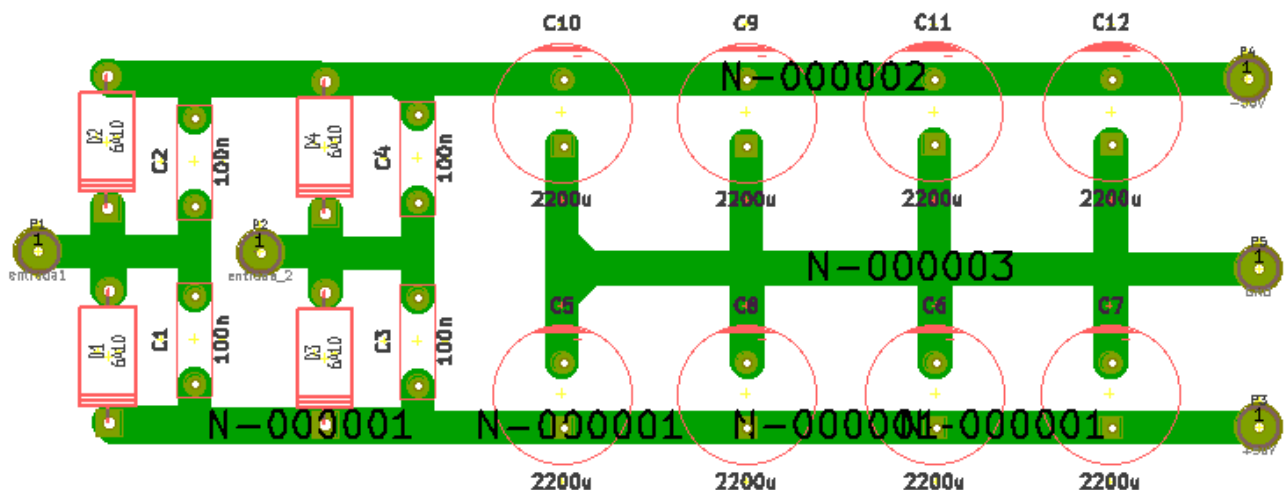


Figura 18: Circuito impreso de la fuente lineal.

3.5. Mediciones

3.5.1. Respuesta en Frecuencia

Estas mediciones se realizaron con una carga de 8Ω .

- Frecuencia de corte inferior: 7,7Hz
- Frecuencia de corte superior: 530KHz

3.6. Comparativa Mediciones-Simulaciones

3.7. Errores y Modificaciones al Diseño Original

3.7.1. 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