



Facultad de Ingeniería
Universidad de Buenos Aires
Diseño de circuitos electrónicos (86.10)

Proyecto de diseño

Amplificador de potencia de audio clase G

1^{er} Cuatrimestre, 2019

Carosella Grau, Juan Manuel	97895	juancarosella96@gmail.com
Neumarkt Fernández, Leonardo	97471	leoneu928@gmail.com
Rizzo, Gonzalo Gabriel	96772	gonzalarizzo95@gmail.com

Índice

1. Introducción	2
2. Desarrollo amplificador	2
2.1. Esquemático y desarrollo	2
2.2. Polarización	6
2.3. Primera prueba con señal	8
2.4. Ganancias	9
2.5. Sensibilidad	9
2.6. Potencia de salida	10
2.7. Ancho de banda	10
2.8. Slew Rate	10
2.9. Impedancia de entrada	11
2.10. Impedancia de salida	11
2.11. Factor de amortiguamiento	11
2.12. Distorsión armónica y por intermodulación	11
2.13. Estabilidad y Margen de fase	11
2.14. Cálculo de disipadores	12
2.15. Verificación de embalamiento térmico	12
3. Bibliografía	12

1. Introducción

En el siguiente informe se busca presentar las mediciones sobre el circuito completo a implementar (tanto etapa preamplificadora como amplificador en sí).

Se presentan las simulaciones que se pretenden verificar en próximas mediciones y otros parámetros que no se incluyeron en el TP anterior (Como el cálculo de disipadores y resistencia de embalamiento térmico).

2. Desarrollo amplificador

2.1. Esquemático y desarrollo

A continuación, se muestran los correspondientes esquemáticos. En primer lugar, en la figura 1, se muestra el amplificador principal clase G diseñado. En la figura 2 se encuentra la etapa preamplificadora y en la figura 3 se encuentra ambas etapas integradas.

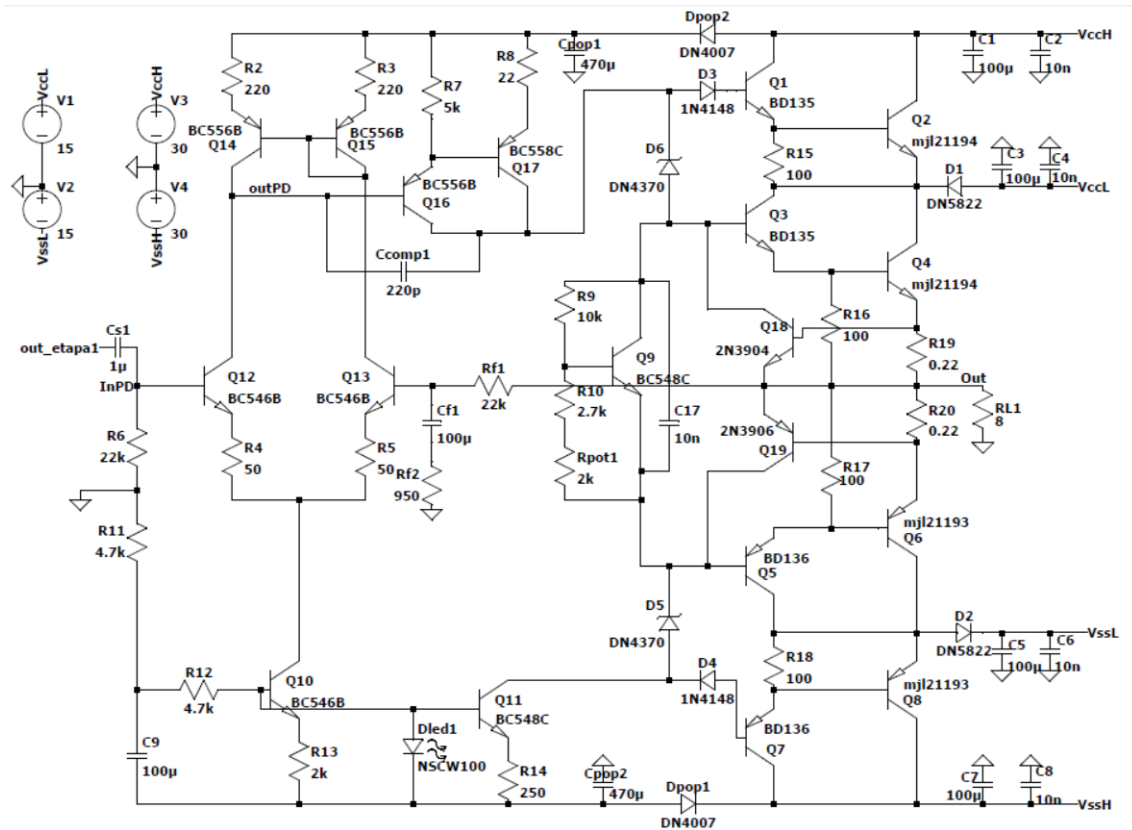


Figura 1: Esquemático de amplificador con clase G

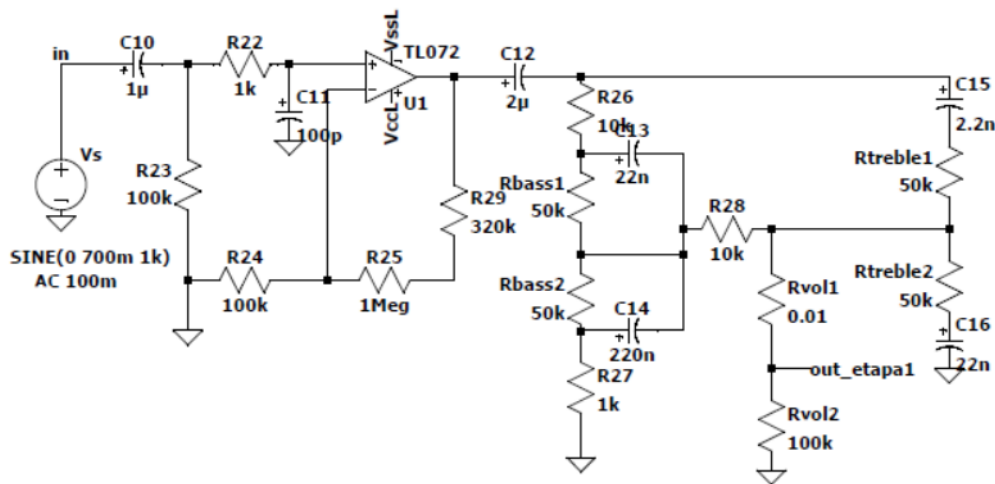


Figura 2: Esquemático Pre-amplificador propuesto

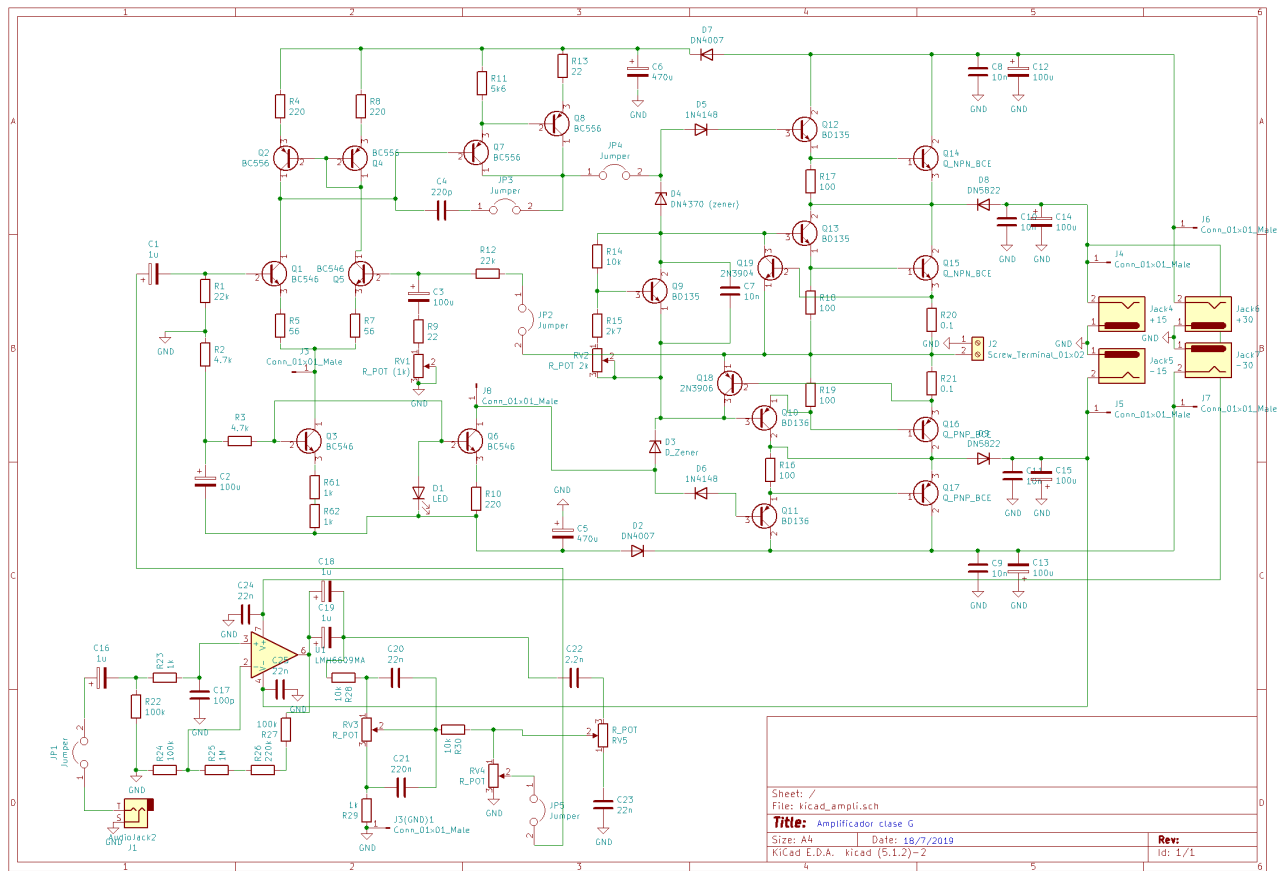


Figura 3: Esquemático del circuito completo a implementar

A continuación se muestran imágenes del PCB para el amplificador clase G a implementar:

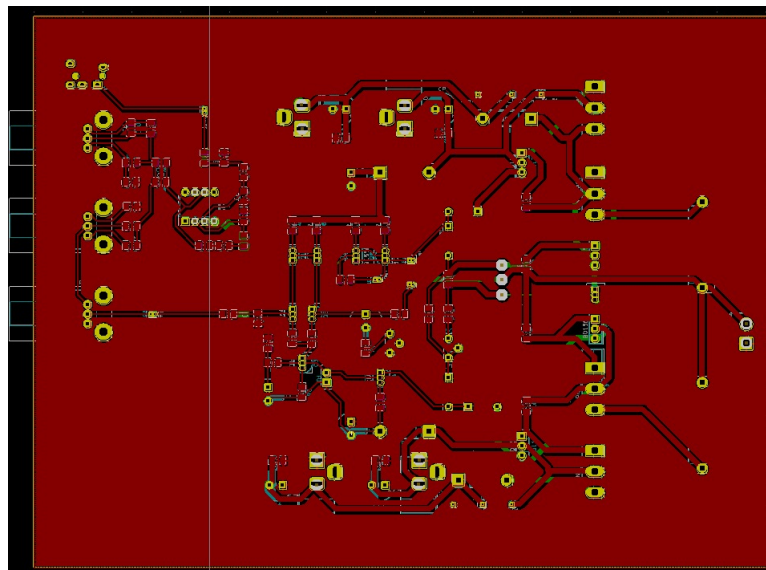


Figura 4: Vista de las pistas del PCB a implementar

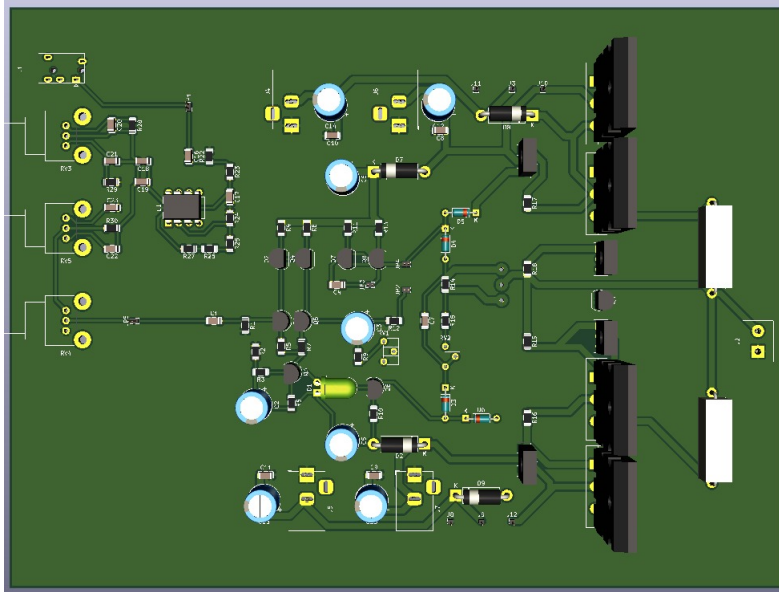


Figura 5: Vista superior del PCB a implementar

A continuación se muestran imágenes del PCB para la fuente a implementar:

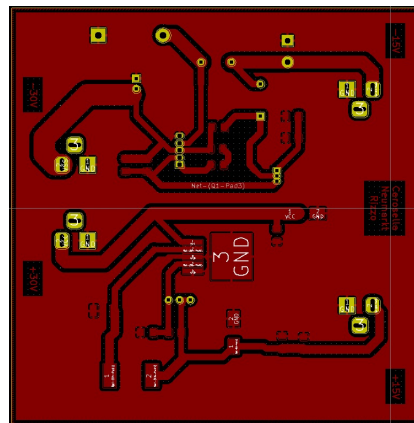


Figura 6: Vista de las pistas del PCB de la fuente a implementar

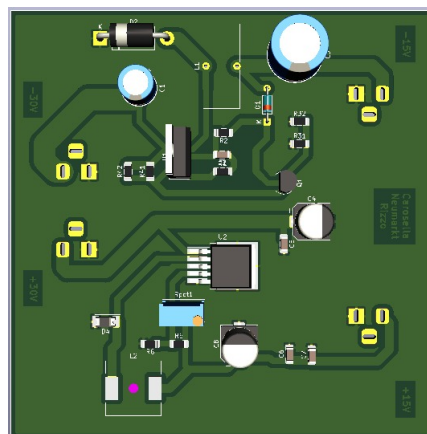


Figura 7: Vista superior del PCB de la fuente a implementar

A continuación se muestra en el cuadro 1 la lista de componentes a utilizar para la realización del amplificador clase G con sus respectivas especificaciones:

Se optó para el proyecto realizar una etapa de salida clase G, a modo de cumplir con el requerimiento de realizar un proyecto que presente algún tipo de conmutación en el circuito. Basándonos en el libro *AudioPower Amplifier Design Handbook* de Douglas Self, optamos por la realización de una arquitectura para el amplificador de 3 etapas:

- 1) Etapa de entrada
- 2) Amplificación de tensión
- 3) Etapa de potencia a la salida

Para la etapa de entrada, se optó por aplicar un Par diferencial (PD) a fin de obtener una entrada con mayor inmunidad al ruido posible (se aprovecha el alto rechazo al modo común de los pares diferenciales) y aprovechar la linealidad que tienen los pares diferenciales en comparación con las entradas con un solo transistor.

Aplicamos una carga activa para tener una ganancia mas grande que con una carga resistiva y que dependa de g_m . En la salida de los emisores NPN, se incluyeron resistencias pequeñas para mejorar la excursión y la linealidad e la etapa por medio de realimentación local. Las resistencias en los emisores PNP de la carga activa para mejorar la copia de corriente en las ramas del diferencial, además la resistencia R27 también se incluye para dicho n. Luego, se polariza el par diferencial con una fuente de corriente simple, a modo de independizar la polarización de la fuentes de alimentación (a diferencia de utilizar una resistencia, por ejemplo).

Luego, se incluye una compensación dada por Ccomp2 y Rcomp2, ya que al analizar las simulaciones, se obtiene una oscilación en la señal de salida del PD.

Para la etapa de ganancia de tensión, se utilizó un par Darlington PNP a fin de obtener una buena ganancia de corriente en la etapa de amplificación. Se le agrega una compensación con Ccomp1, para mantener un buen margen de fase en el circuito ($MF = 62^\circ$).

En la etapa de salida se implementó un amplificador clase G. A fin de obtener de una eficiencia mayor que en un clase B o AB, en la clase G se realiza una conmutación de las fuentes de alimentación a la salida según la señal lo amerita. En cuanto la señal de salida supera cierto umbral, se utilizan las fuentes de alimentación con mayor tensión, esto evita que ante señales de poco volumen se disipe un exceso de potencia innecesaria. La etapa fue implementada con transistores en modo Darlington, de este modo se obtiene una mejor ganancia de corriente a la salida y menor impedancia de salida.

Utilizamos un multiplicador de V_{be} para polarizar los transistores. Observamos que se utilizan los diodos Zenner D5 y D7 para aprovechar la tensión fija del multiplicador de V_{be} y mantener una diferencia de tensión entre las bases de los transistores de baja señal con los de alta señal, de modo que si la señal lo requiera, los transistores de alta señal ya estarán encendidos a tiempo antes de que los transistores de baja señal no tengan suficiente tensión de colector para la señal.

Por último, la inclusión de los diodos D1 y D2 se utiliza para que cuando la señal realice la conmutación y necesite mayor tensión de alimentación, las fuentes V_{ccL} y V_{ssL} queden sin efecto. Se utilizaron diodos Schottky para asegurar tiempo de acción rápida.

Se incluyeron capacitores cerca de las fuentes para filtrar ruidos de las mismas, y los diodos D9 y D8, con los capacitores C5 y C6 para evitar el ruido “pop” y “click” al encender y apagar el circuito.

2.2. Polarización

Se simuló los valores en reposo de los transistores de la etapa amplificadora clase G, junto con la máxima potencia disipada en cada uno. Los resultados se muestran en el cuadro 2:

Componente	Tipo	Modelo	Valor	Tolerancia	Potencia	Tensión máx.
R2	película metálica	-	220 Ω	0.10 %	<50uW	-
R3	película metálica	-	220 Ω	0.10 %	<50uW	-
R4	película metálica	-	50 Ω	0.10 %	<50uW	-
R5	película metálica	-	50 Ω	0.10 %	<50uW	-
R6	película metálica	-	22k Ω	0.1 %/0.5 %	<50uW	-
R7	película metálica	-	5k Ω	0.1 %/0.5 %	<300uW	-
R8	película metálica	-	22 Ω	0.1 %/0.5 %	<50mW	-
R9	película metálica	-	10k Ω	0.10 %	<1mW	-
R10	película metálica	-	2.7k Ω	0.10 %	<1mW	-
Rpot1	Potenciómetro	-	5k Ω	-	<1mW	-
R11	película metálica	-	4.7k Ω	0.1 %/0.5 %	<170mW	-
R12	película metálica	-	4.7k Ω	0.1 %/0.5 %	<170mW	-
R13	película metálica	-	2k Ω	0.1 %/0.5 %	<5mW	-
R14	película metálica	-	250 Ω	0.1 %/0.5 %	<80mW	-
R15	película metálica	-	100 Ω	0.10 %	<80mW	-
R16	película metálica	-	100 Ω	0.10 %	<80mW	-
R17	película metálica	-	100 Ω	0.10 %	<80mW	-
R18	película metálica	-	100 Ω	0.10 %	<80mW	-
R19	alambre	-	0.1 Ω	0.10 %	5W	-
R20	alambre	-	0.1 Ω	0.10 %	5W	-
RF1	película metálica	-	22k Ω	0.10 %	<50mW	-
RF2	película metálica	-	500 Ω	0.10 %	<5mW	-
Rpot2	Potenciómetro	-	1k Ω	-	-	-
Rcomp2	película metálica	-	1 Ω	0.10 %	-	-
C1	electrolítico	-	100uF	-	-	<30V
C2	cerámico	-	10nF	-	-	<30V
C3	electrolítico	-	100uF	-	-	<15V
C4	cerámico	-	10nF	-	-	<15V
C5	electrolítico	-	100uF	-	-	<30V
C6	cerámico	-	10nF	-	-	<30V
C7	electrolítico	-	100uF	-	-	<15V
C8	cerámico	-	10nF	-	-	<15V
C9	electrolítico	-	100uF	-	-	<30V
Cs	electrolítico	-	1uF	-	-	
Cf	electrolítico	-	100uF	-	-	
Ccomp1	cerámico	-	220pF	-	-	
Ccomp2	cerámico	-	10nF	-	-	
Cpop1	electrolítico	-	470uF	-	-	<30V
Cpop2	electrolítico	-	470uF	-	-	<30V
D1	Schottky	MBR1645				
D2	Schottky	MBR1645				
D3	Silicon	1n4148				
D4	Silicon	1n4148				
D5	Zener	N4370				
D6	Zener	N4370				
Dpop1	Rectifier	RR2L4s				
Dpop2	Rectifier	RR2L4s				
Dled	Led	NSCW100				

Cuadro 1: Lista de componentes para el amplificador clase G

Transistor	V_{BQ}	V_{CQ}	V_{EQ}	I_{CQ}	P_{max}
Q1 (BD135)	3.425V	30V	14.82V	26.663pA	120mW
Q2 (MJL21194)	14.82V	30V	14.82V	20.428pA	7W
Q3 (BD135)	1.189V	14.82V	529.91mV	5.342mA	1W
Q4 (MJL21194)	529.91mV	14.81V	-167.67uV	2.63mA	3W
Q5 (BD136)	-1.217V	-14.82V	-522.78mV	-5.221mA	1W
Q6 (MJL21193)	-522.78mV	-14.82V	-721.07uV	-2806mA	3W
Q7 (BD136)	-3.453V	-30V	-14.82V	-26.634pA	120mW
Q8 (MJL21193)	-14.82V	-30V	-14.82V	-17.52pA	7W
Q9 (BC548C)	-516.2mV	1.189V	-1.217V	9.05mA	22mW
Q10 (BC546B)	-26.3V	-676.53mV	-26.93V	1.186mA	32mW
Q11 (BC546B)	-26.3V	-3.45V	-26.93V	9.25mA	223mW
Q12 (BC546B)	-31.67mV	27.89V	-646.88mV	591.557uA	17mW
Q13 (BC546B)	-31.86mV	28.58V	-646.88mV	591uA	17mW
Q14 (BC556B)	28.58V	28.58V	29.19V	-591.29uA	0.8mW
Q15 (BC556B)	28.58V	25.58V	29.19V	-588uA	0.4mW
Q16 (BC556B)	27.88V	3.42V	28.45V	-186.64uA	4.7mW
Q17 (BC556B)	28.45V	3.42V	29.12V	-9.065mA	236mW
Q18 (2N3904)	-167.67uV	1-19V	-445.12uV	1.203pA	10pW
Q19 (2N3906)	-721.07uV	-1.22V	-445.12uV	-1.228pA	10pW

Cuadro 2: Punto de reposo de los transistores y máxima potencia disipada en operación

Se verifico la corriente del amplificador operacional U1 (TL072), siendo la corriente que consume de $14,19mA$, consumiendo $425,83mW$. También se midieron las fuentes V1 ($-22.17mA$, $-332.5mW$), V2 ($-22.21mA$, $-333.33mW$), V3 ($-10.44mA$, $-313.04mW$) y V4 ($-13.23mA$, $396.95mW$).

2.3. Primera prueba con señal

Se realizaron las primeras pruebas con señal al circuito completo.

Para una señal de $V_s = 0,8V$, $R_{vol1} = 2k\Omega$, $R_{vol2} = 98k\Omega$, se produce el recorte notorio por saturación para una señal senoidal sin carga, con una tensión máxima $V_{out} = 25,32V$.

Para una señal de $V_s = 0,8V$, $R_{vol1} = 3k\Omega$, $R_{vol2} = 97k\Omega$, se produce el recorte notorio por saturación para una señal senoidal con carga $RL = 8\Omega$ a la salida, con una tensión máxima $V_{out} = 24,528V$ (Con $35,035W$ sobre RL).

Se repiten las mediciones pero con una señal cuadrada de $1kHz$ de frecuencia. Para una señal de $V_s = 0,8V$, $R_{vol1} = 1\Omega$, $R_{vol2} = 100k\Omega$, se produce el recorte notorio por saturación para una señal cuadrada sin carga, con una tensión pico $V_{out} = 25,31V$.

Para una señal de $V_s = 0,8V$, $R_{vol1} = 1\Omega$, $R_{vol2} = 100k\Omega$, se produce el recorte notorio por saturación para una señal cuadrada con carga $RL = 8\Omega$ a la salida, con una tensión pico a la salida $V_{out} = 24,538V$ (Con $43,411W$ sobre RL).

Para las señales cuadradas se verifico que la salida no presente oscilaciones, amortiguamientos ni sobreimpulsos como se puede apreciar en la figura 8.

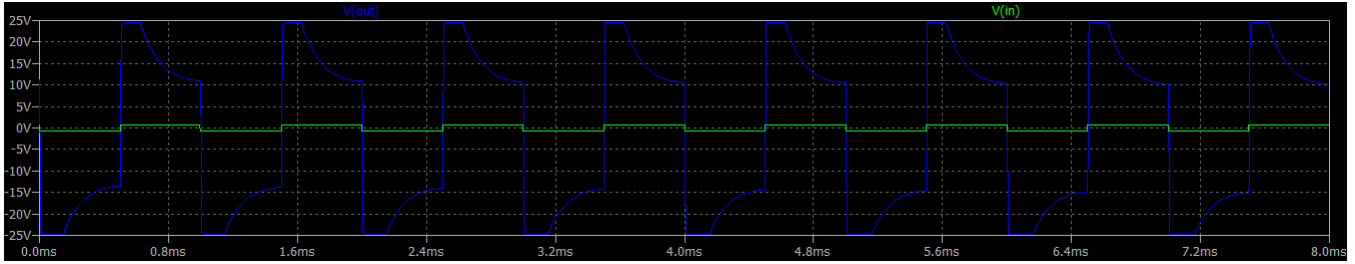


Figura 8: Señal cuadrada aplicada de 1kHz de frecuencia

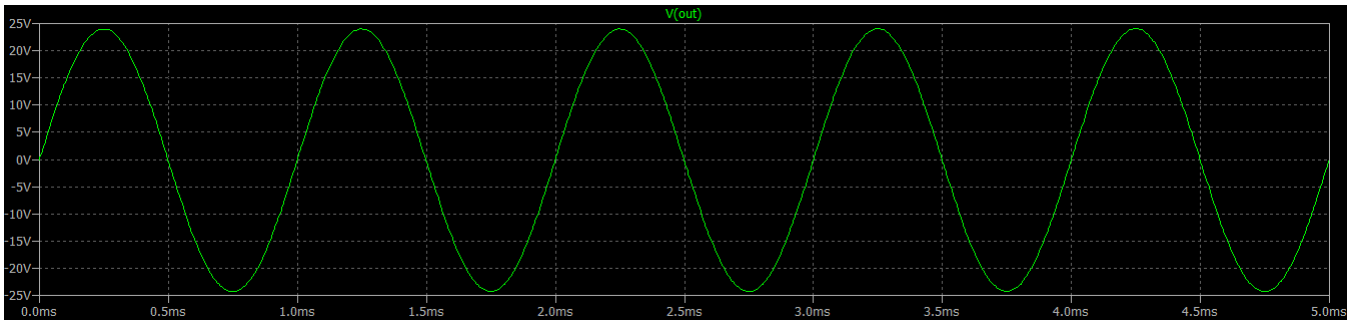
2.4. Ganancias

Para el cálculo de las ganancias, aplicamos a la entrada una tensión senoidal tal que a la salida se produce una tensión del 90 % a la que se produce el recorte, es decir, de acuerdo a lo calculado previamente $V_{out} = 22,08V$.

Para esto, aplicamos al circuito completo una tensión $V_s = 0,7V(1kHz)$ ($R_{vol1} = 1,5k$, $R_{vol2} = 98,5k$), obteniéndose a la salida una tensión $V_{out} = 22,1572V$, es decir, se obtiene una ganancia de tensión de $A = 23,968 \frac{V}{V}$.

Repetimos la medición para una tensión 10 veces menor a la anterior, es decir, queremos que $V_{out} = 2,208V$. Las condiciones fueron, $V_s = 0,7V(1kHz)$ ($R_{vol1} = 91k$, $R_{vol2} = 9k$), obteniéndose a la salida una tensión $V_{out} = 2,0885V$, es decir, se obtiene una ganancia de tensión de $A = 24,18 \frac{V}{V}$.

Por lo tanto, podemos verificar que no hay cambios significativos en la ganancia de corriente sobre el rango de tensiones de entrada de trabajo. En la figura 9 se puede observar la máxima tensión nominal, sin recorte, sobre la carga.

Figura 9: Máxima tensión sin recorte sobre la carga RL

Para constatar con lo medido, podemos observar que la ganancia f del realimentador, teóricamente es $f = \frac{950\Omega}{950\Omega + 22k\Omega} = 1/24,158 \frac{V}{V}$. Considerando la expresión de la ganancia total realimentada $A = \frac{a}{1+af} \approx 1/f = 24,158 \frac{V}{V}$.

Luego, verificamos el valor de la ganancia de lazo " af ", cortando el lazo de realimentación y cortocircuitando la entrada del amplificador " a ". Se obtuvo un valor de $af = 230,22$, la cuál es mucho mayor a 1, por lo tanto aproximar la ganancia total por $1/f$ es correcto.

2.5. Sensibilidad

Medimos el valor eficaz de una señal senoidal de 1kHz aplicada a la entrada ($V_{in}(RMS) = 693,82mV$ con $V_s = 0,7V$ a $1kHz$, $R_{vol1} = 1\Omega$ y $R_{vol2} = 100k\Omega$), que produce la potencia especificada a la salida con carga nominal, siendo esta última $V_{out}(RMS) = 16,742V$.

2.6. Potencia de salida

Se obtiene a la salida la mayor amplitud posible sin recorte a $1kHz$ y se mide $V_{out} = 23,567V$. Se calcula la potencia disipada como se pide en el enunciado como: $P = \frac{V_{out}^2}{RL} = 69,43W$ ($35,035W$ RMS). También se midió la potencia de las fuentes de alimentación de $30V$, siendo esta $-24,126W$, a $804mA$ de consumo, y la alimentación de $15V$, con $-2,43W$ a $161,63mA$ de consumo.

Se repitió lo mismo pero utilizando una onda cuadrada de $1kHz$, obteniéndose $V_{out} = 24,53V$, por lo tanto $P = 75,21W$ ($19,485W$ RMS), siendo la potencia entregada por la fuente de alimentación de $30V$, de $-8,905W$ a $296,83mA$ de consumo.

2.7. Ancho de banda

Se calcula el ancho de banda solo del amplificador clase G, ya que el preamplificador tiene un procesamiento de la señal en la cuál afecta los graves y agudos.

Se puede observar en la figura 10, la respuesta en frecuencia a baja frecuencia. Esto sería a una tensión $V_{out} = 2,41$ ($V_{in} = 100mV$, la misma se considera como 10 % de la máxima especificada). A estas condiciones, se obtiene un ancho de banda tal que la frecuencia de corte inferior es $f_i = 7,62Hz$ y la frecuencia de corte superior $f_h = 203,7kHz$, con una ganancia de magnitud $7,65dB$.

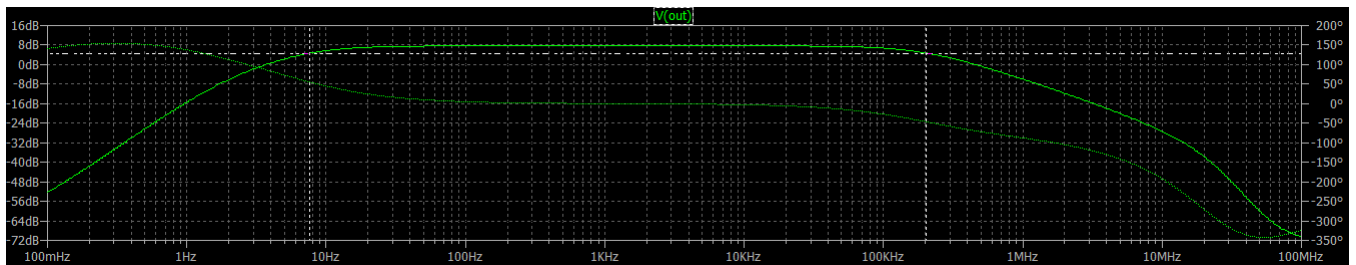


Figura 10: Respuesta en frecuencia a baja potencia

Se repite el cálculo para una señal de alta potencia ($V_{out} = 24,03V$, $V_{in} = 1V$), obteniéndose la figura 11. El ancho de banda de la señal a estas condiciones fue $f_i = 6,65Hz$, $f_h = 233,88kHz$ y una ganancia de magnitud $27,65dB$.

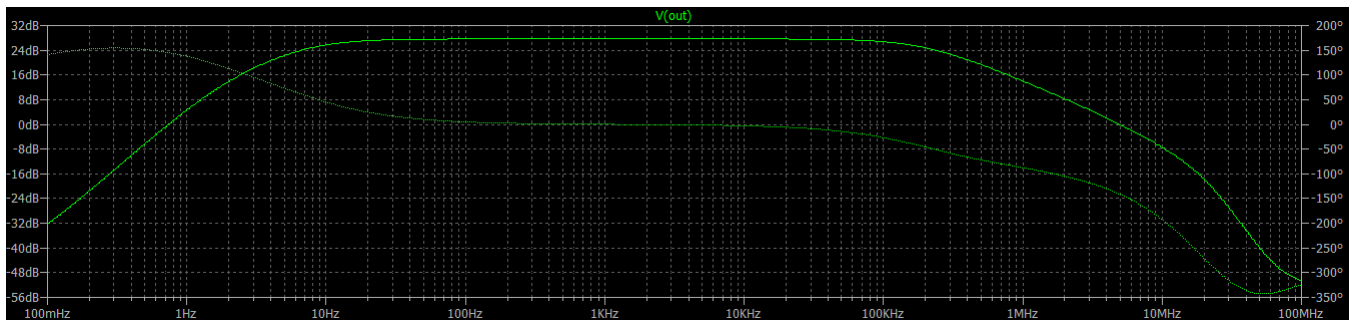


Figura 11: Respuesta en frecuencia a alta potencia

2.8. Slew Rate

Se aplicó una cuadrada a modo de obtener el valor numérico del SR, calculando la pendiente de la recta obtenida en la figura 12. A partir del gráfico, se obtuvo un valor de $SR = 5,167V/\mu seg$ lo que implica un ancho de banda de potencia de $f_{PBW} = 33,5kHz$. También puede observarse un pico en la recta, el cuál se debe a la conmutación de las fuentes de salida.

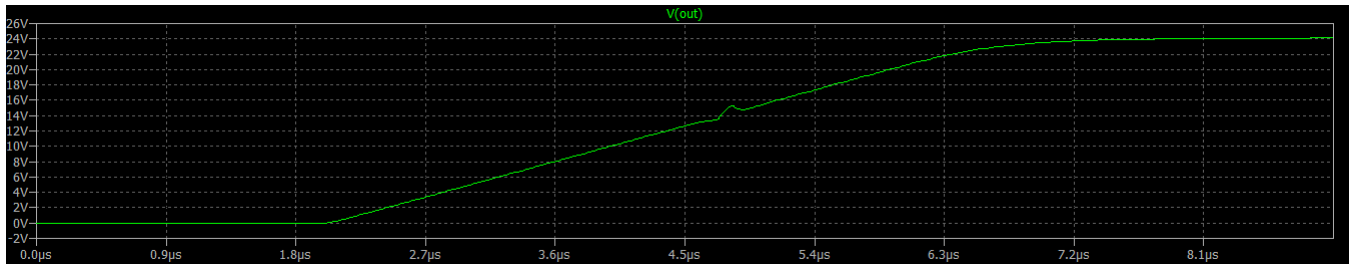


Figura 12: Escalón aplicado a la señal para medir el SR

2.9. Impedancia de entrada

Para el cálculo de la impedancia de entrada del amplificador, se procedió colocando una señal de $V_{in} = 500mV$ a $1kHz$ en la entrada del amplificador clase G(sin el pre-amplificador) y se varió un resistor en serie con la fuente de señal a modo de obtenerse una señal 50 % menor a la aplicada V_{in} . Se obtuvo a $V_{in_{amplificador}} = 256mV$ que la impedancia de entrada era $Z_i = 21k\Omega$.

Se procedió de la misma manera variando la frecuencia de $100Hz$ a $10kHz$, obteniéndose el mismo valor de impedancia de entrada.

También se hizo lo mismo con la etapa pre-amplificadora, obteniéndose una impedancia de entrada de $Z_{in} = 100k\Omega$.

2.10. Impedancia de salida

Para medir la impedancia de salida, se midió la tensión de salida con y sin carga RL , a una entrada $V_s = 0,7V$ ($R_{vol1} = 1\Omega$ y $R_{vol2} = 100k\Omega$), obteniéndose $V_{outS/C} = 23,5894V$ y $V_{outC/C=23,644062V}$. Mediante el cálculo $Z_o = RL(\frac{V_{S/C}}{V_{C/C}} - 1)$, se obtuvo $Z_o = 0,0185\Omega$.

2.11. Factor de amortiguamiento

Se calcula el factor de amortiguamiento como $\frac{RL}{Z_o} = 431,55$.

2.12. Distorsión armónica y por intermodulación

A un $1kHz$ de frecuencia, utilizando la directiva *.FOUR* del LTspice, se obtuvo una distorsión armónica del 0,014348 %.

Para definir la distorsión por intermodulación, se define en primer lugar un tono puro de baja frecuencia de $100Hz$ y luego otro tono de alta frecuencia de $5kHz$, y se aplica la suma a la entrada del amplificador, a una relación de amplitudes de 4 a 1 entre ambas fuentes. Luego se observa el espectro de frecuencias a la salida y se calcula la IMD como la suma cuadrática de las amplitudes de los subtonos alrededor de $5kHz$ y se lo divide por la amplitud del mismo. Se determina la IMD para potencias de 0,1W, 1W, 10W y 90 % de la potencia máxima:

Potencia [W]	V_{op} [V]	V_{ip} [mV]	IMD [%]
0.1	1.789	74.53	0.08062
1	5.65	236	0.09642
10	17.88	745	0.06937
19.19	21.21	883	0.1

2.13. Estabilidad y Margen de fase

Se obtuvo un sistema estable midiendo el margen de fase de la ganancia de lazo. Se obtuvo un margen de fase de $MF = 79,2^\circ$ a $150kHz$ como se puede apreciar en la figura 13.

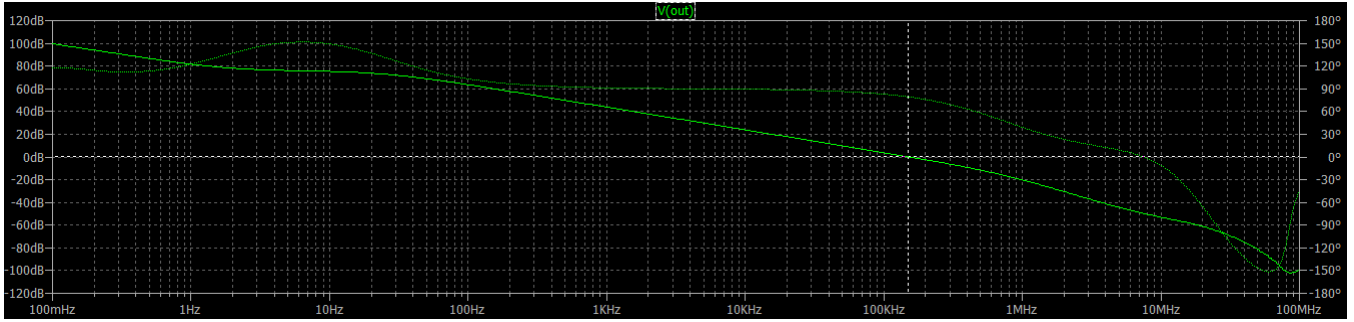


Figura 13: Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo para la estabilidad

2.14. Cálculo de disipadores

Para el cálculo de disipadores, se consideró el peor caso en el cuál los transistores disipan la mayor potencia posible. Esto es crítico en el caso de los transistores de potencia de salida cuando se trabaja en con la alimentación más alta. Para ese caso, sabemos por los datos de los datasheet de todos los transistores en la salida que la resistencia térmica de los transistores es de $R_{j-c} = 0,7^\circ\text{C}/\text{W}$. Considerando que se acoplan térmicamente los 4 en el mismo disipador más el multiplicador de V_{be} y los drivers internos que conforman la malla de control de embalamiento, se puede utilizar la analogía circuital de modelos en paralelo para los cálculos de disipación. Medimos que para los transistores Q2 y Q8, la máxima potencia disipada es 7W , para Q4 y Q6 es 3W , mientras que la suma de Q3, Q5 y Q9 no supera los 250mW (lo cuál está considerado en las potencias de 7W y 3W). Esta condición se da para $0,64V_{cc} = 0,64 \cdot 30\text{V} = 19,2\text{V}$. Sin embargo, se verificó por simulación y el peor caso se da para $V_{in} = 0,9\text{V}$. Finalmente la temperatura máxima de los transistores es de 150°C la cuál se multiplica por un factor de seguridad del 80 %, y se considera una temperatura ambiente de 40°C nuevamente por cuestiones de seguridad. Se tiene que el disipador debe tener la siguiente resistencia térmica:

$$R_{d-a} = \frac{0,8 \cdot 150^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{(7\text{W} + 3\text{W}) \cdot 2} - \frac{0,7^\circ\text{C}/\text{W}}{2} - \frac{1^\circ\text{C}/\text{W}}{2} = 3,15^\circ\text{C}/\text{W} \quad (1)$$

Por lo tanto, se considera que los disipadores necesarios para el circuito pueden ser ZD6, ZD7, ZD8, ZD16, ZD28 ó ZD30, cuyas resistencias térmicas son $2,9^\circ\text{C}/\text{W}$, $2,6^\circ\text{C}/\text{W}$, $2,9^\circ\text{C}/\text{W}$, $2,2^\circ\text{C}/\text{W}$, $2,9^\circ\text{C}/\text{W}$, $2,4^\circ\text{C}/\text{W}$ respectivamente.

2.15. Verificación de embalamiento térmico

Utilizando la fórmula vista en clase y considerando $R_{j-a}Q1 = 10^\circ\text{C}/\text{W}$, $B_{min} = 8$ se calcula:

$$R_E > \frac{R_{j-a}Q1 \cdot V_{cc} \cdot K}{(B_{min} + 1)} = \frac{10^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 30\text{V} \cdot 2}{(8 + 1)} = 0,0333\Omega \quad (2)$$

Por lo tanto, se verifica que el valor de $R_E = 0,1\Omega$ es correcto.

3. Bibliografía

- Diapositivas de clase
- Gray, Paul R. y Meyer, Robert G. Análisis y diseño de circuitos integrados.
- Rashid, Muhammad. Circuitos microelectrónicos, análisis y diseño
- Self, Douglas. Audio Power Amplifier Design Handbook.