



# FACULTAD DE INGENIERIA

Universidad de Buenos Aires

CIRCUITOS ELECTRÓNICOS II - 66.10  
DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS - 86.10

## Trabajo práctico final

---

### Diseño y construcción de un amplificador clase G - mediciones

---

*Alumnos:*

LUNA Diego

Padrón N° 75451

[diegorluna@gmail.com](mailto:diegorluna@gmail.com)

NEUMARKT FERNÁNDEZ Leonardo Padrón N° 97471

[leoneu928@gmail.com](mailto:leoneu928@gmail.com)

RIZZO Gonzalo Gabriel

Padrón N° 96772

[gonzalarizzo95@gmail.com](mailto:gonzalarizzo95@gmail.com)

*Docentes:*

Ing. BERTUCCIO José Alberto

Ing. MARCHI Edgardo

Ing. BULACIO Matías

Ing. D'ANGIOLO Federico

Ing. GAMEZ Pablo

12 de Diciembre de 2019



# Índice

<b>Índice</b>	<b>I</b>
<b>1. Consideraciones previas al diseño</b>	<b>1</b>
1.1. Objetivo y requerimientos de usuario . . . . .	1
1.2. Especificaciones . . . . .	1
<b>2. Diseño circuital</b>	<b>2</b>
2.1. Circuito Pre-amplificador . . . . .	2
2.2. Fuente <i>Switching</i> . . . . .	2
2.3. Circuito amplificador . . . . .	4
<b>3. Simulaciones</b>	<b>7</b>
3.1. Polarización . . . . .	7
3.2. Ganancia de lazo . . . . .	9
3.3. Ancho de banda . . . . .	11
3.4. Ancho de banda de potencia . . . . .	13
3.5. Impedancias de entrada y salida . . . . .	15
3.6. THD . . . . .	18
3.7. Slew Rate . . . . .	20
<b>4. Prototipo</b>	<b>23</b>
4.1. Ensamblado del prototipo . . . . .	23
<b>5. Validación del prototipo</b>	<b>26</b>
5.1. Instrumental . . . . .	26
5.2. Mediciones . . . . .	31
5.2.1. Polarización . . . . .	31
5.2.2. Ancho de banda . . . . .	33
5.2.3. Ancho de banda de potencia . . . . .	37
5.2.4. Impedancias de entrada y salida . . . . .	40
5.2.5. Sensibilidad . . . . .	41
5.3. THD . . . . .	43
5.3.1. Slew Rate . . . . .	44
<b>6. Observaciones</b>	<b>47</b>
<b>7. Conclusiones</b>	<b>48</b>
<b>8. Bibliografía</b>	<b>49</b>
<b>Apéndices</b>	<b>51</b>

<b>A. Hojas de datos</b>	<b>51</b>
A.1. BD135 . . . . .	51
A.2. BD136 . . . . .	51
A.3. BC556 . . . . .	51
A.4. MJL21193 . . . . .	51
A.5. MJL21194 . . . . .	51
A.6. 1N4148 . . . . .	52
A.7. 1N4370 . . . . .	52
A.8. 1N4007 . . . . .	52
A.9. 1N5822 . . . . .	52
A.10. Metal film resistor . . . . .	52
A.11. Carbon film resistor . . . . .	52
A.12. Ceramic capacitor . . . . .	53
A.13. Electrolytic Aluminum capacitor . . . . .	53

## Índice de figuras

2.1. Circuito pre-amplificador.	2
2.2. Circuito <i>Step Down</i> .	3
2.3. Circuito <i>Step Up</i> .	3
2.4. Vista 3D del PCB de la fuente switching interna.	4
2.5. Esquemático de amplificador con clase G.	5
2.6. PCB del amplificador.	6
2.7. Vista 3D del PCB del amplificador.	6
3.1. Circuito simulado mostrando los valores de polarización.	8
3.2. Ganancia de lazo (simulación).	10
3.3. Ancho de banda a baja potencia (simulación).	12
3.4. Ancho de banda de potencia (simulación).	14
3.5. Valores de impedancia de entrada (simulación).	16
3.6. Valores de impedancia de salida (simulación).	17
3.7. THD en función de la frecuencia (simulación).	18
3.8. THD en función de la potencia (simulación).	19
3.9. Tiempo de crecimiento (simulación).	21
3.10. Tiempo de crecimiento, zoom sobre la pendiente (simulación).	22
4.1. Ensamblado del prototipo.	23
4.2. Detalle del amplificador.	24
4.3. Detalle del amplificador.	25
4.4. Detalle de la fuente de alimentación interna.	25
5.1. Fuente de alimentación <i>M10SP3010E</i> .	26
5.2. Multímetro <i>MT-1707</i> .	27
5.3. Osciloscopio <i>ATTEN ADS1102CAL</i> .	28
5.4. Generador de señales <i>FG-8002</i> .	28
5.5. Generador de señales <i>GWINSTEK GAG-810</i> .	29
5.6. LCR <i>PROTOMAX VA511</i> .	30
5.7. Banco de medición para el ancho de banda.	33
5.8. Medición de $f_l$ a baja potencia, mostrando el corrimiento de fase.	34
5.9. Cálculo del corrimiento de fase para $f_l$ a baja potencia.	35
5.10. Cálculo del corrimiento de fase para $f_h$ a baja potencia.	36
5.11. Medición de $f_l$ a máxima potencia, mostrando el corrimiento de fase.	38
5.12. Medición de $f_l$ a máxima potencia, mostrando el corrimiento de fase.	39
5.13. Banco de medición para el ancho de banda.	40
5.14. Medición de la sensibilidad del circuito amplificador.	42
5.15. Medición del THD en función de la frecuencia.	43
5.16. Medición del THD en función de la potencia.	44
5.17. Verificación de tiempo de crecimiento del generador.	45
5.18. Medición del Slew Rate del circuito amplificador.	46
7.1. Último día de mediciones	48

## Índice de cuadros

3.1. Punto de reposo de los transistores y máxima potencia disipada en operación. . . . .	7
5.1. Primer punto de operación. . . . .	32
5.2. Segundo punto de operación. . . . .	32
5.3. Valores significativos del ancho de banda a baja potencia. . . . .	33
5.4. Comparación de ancho de banda a baja potencia. . . . .	33
5.5. Valores significativos del ancho de banda a máxima potencia. . . . .	37
5.6. Comparación de ancho de banda a máxima potencia. . . . .	37
5.7. Comparación de impedancias de entrada y salida (a 1 kHz) . . . . .	41
5.8. Comparación del Slew Rate. . . . .	46

## 1. Consideraciones previas al diseño

### 1.1. Objetivo y requerimientos de usuario

El objetivo del presente trabajo es armar un circuito amplificador que amplifique una señal de audio que será reproducida en un Bafle (asumimos respuesta resistiva pura en todo el ancho de banda). Debe proveer al usuario con una buena calidad de sonido (algo subjetivo, no obstante acá solo se consideran medidas reales) con volumen alto, sin consumir mucha más energía de la necesaria, ni ser muy grande y pesado. Es decir, debe tener baja distorsión (THD), alta relación señal-ruido (SNR), eficiencia razonable y buena potencia máxima de salida.

### 1.2. Especificaciones

A continuación se enumeran las especificaciones que fueron tenidas en consideración para la implementación del amplificador de audio.

- Máxima Potencia de Salida:  $\geq 40\text{WRMS}@8\Omega$
- Salida clase **G**
- THD:  $< 0,1\% @ 1\text{kHz}$ ,  $< 0,2\% @ 10\text{kHz}$ , a  $40\text{WRMS}@8\Omega$
- Slew-Rate:  $> 5 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$
- Impedancia de entrada:  $> 21\text{k}\Omega$
- Sensibilidad:  $1,1\text{V pico } @8\Omega$
- Ancho de banda:  $10\text{Hz} \longrightarrow 50\text{kHz}$
- Factor de amortiguamiento:  $> 100$
- Ancho de banda de potencia:  $> 30\text{kHz}$
- Alimentación:
  - Baja tensión:  $\pm 15\text{V nominal}$  (*desde transformador de  $10\text{V} + 10\text{V}$* ), *ripple máximo 10%*
  - Alta tensión:  $\pm 35\text{V nominal}$  (*desde fuente switching implementada de  $15\text{V} + 15\text{V}$  más fuente de alimentación de  $25\text{V} + 25\text{V}$* ), *ripple máximo 10%*
- Máxima excusión:  $25\text{V}$

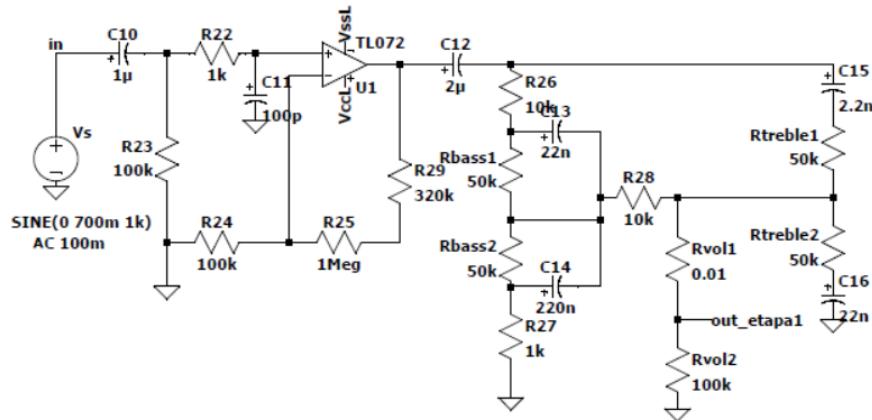
## 2. Diseño circuital

### 2.1. Circuito Pre-amplificador

El circuito pre-amplificador consta de un integrado *TL072* con una configuración de realimentación paralelo-serie, que tiene como fin, amplificar la señal de entrada para ser tratada mediante los filtros siguientes al capacitor de acople  $C_{12}$ .

Los filtros tienen como fin disminuir el volumen de las frecuencias bajas o altas a modo de incluir una etapa de procesamiento de señal al proyecto. Esto se logra con los potenciómetros incluidos en la placa, para que el ajuste sea de fácil manejo.

Por último, se utiliza un divisor resistivo para controlar el volumen del amplificador en conjunto.



**Figura 2.1:** Circuito pre-amplificador.

### 2.2. Fuente *Switching*

El circuito amplificador se alimenta con 4 tensiones diferentes, las cuales son  $+35V$ ,  $+15V$ ,  $-35V$  y  $-15V$ , para ello se diseñaron dos fuentes switching, una *step down* para bajar de  $35V$  a  $15V$  y una *step up* para subir de  $-35V$  a  $-15V$ .

A partir de las hojas de datos de los reguladores **LM2576** y **LM2577**, en configuraciones indicadas para entregar las alimentaciones correspondientes. Se implementaron los siguientes circuitos tomados de las hojas de datos:

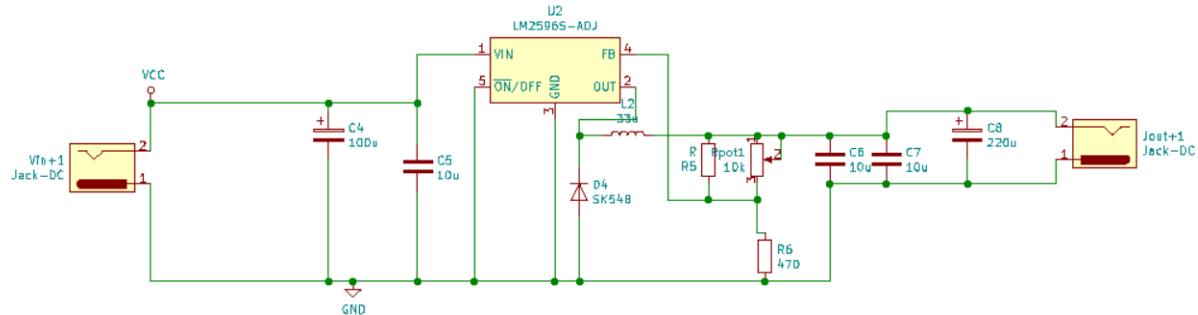


Figura 2.2: Circuito Step Down.

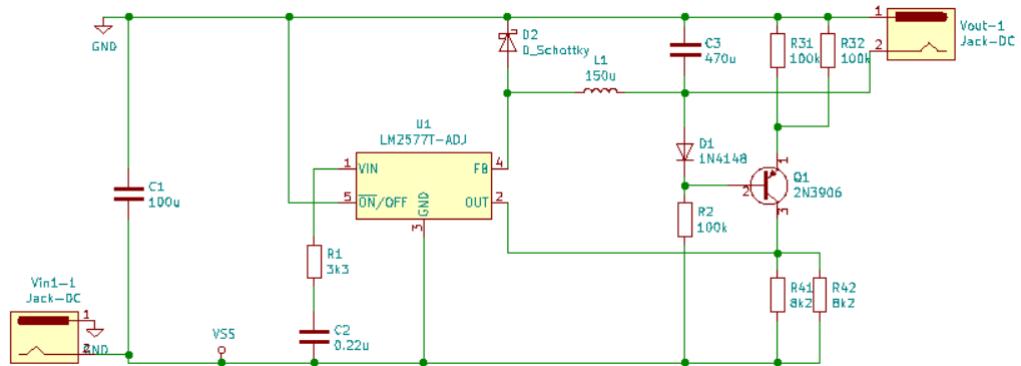
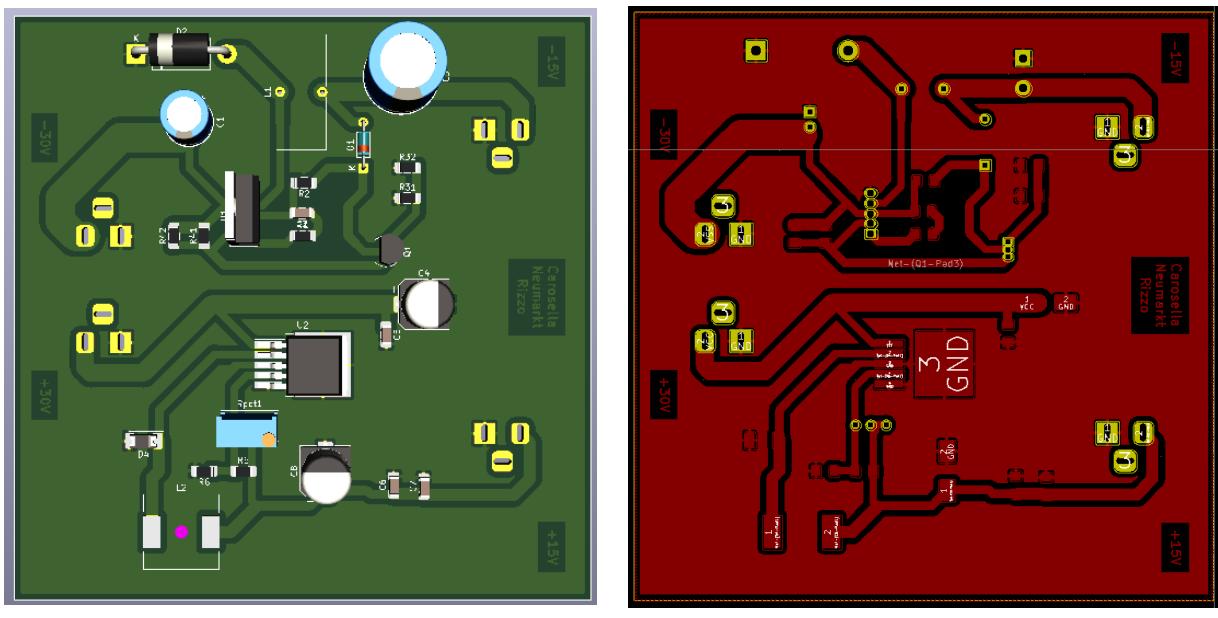


Figura 2.3: Circuito Step Up.

Luego se diseñó el PCB de la fuente *Switching* en *Kicad* a partir de los circuitos mencionados, el resultado se puede observar a continuación:



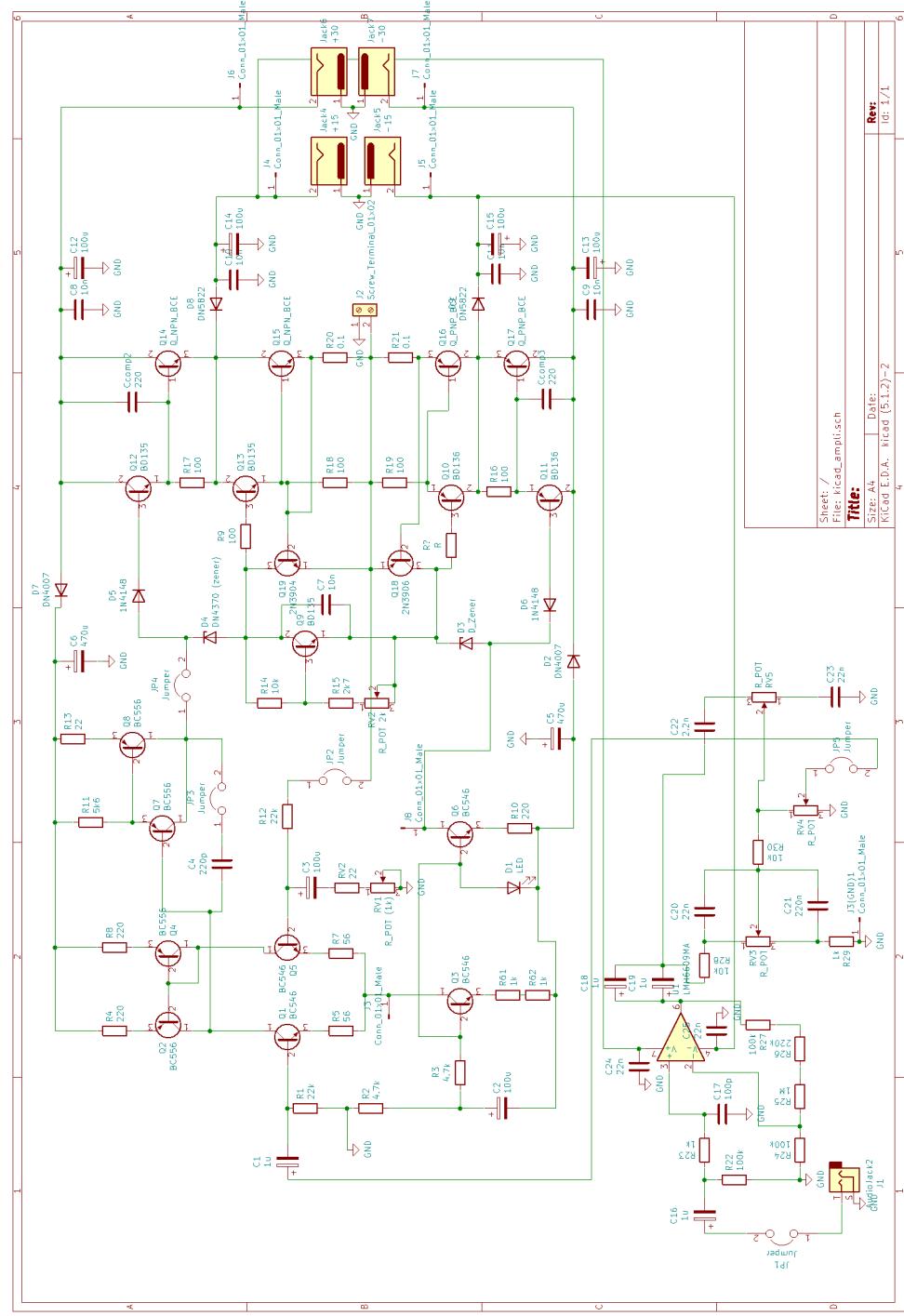
(a) Vista superior.

(b) Vista inferior.

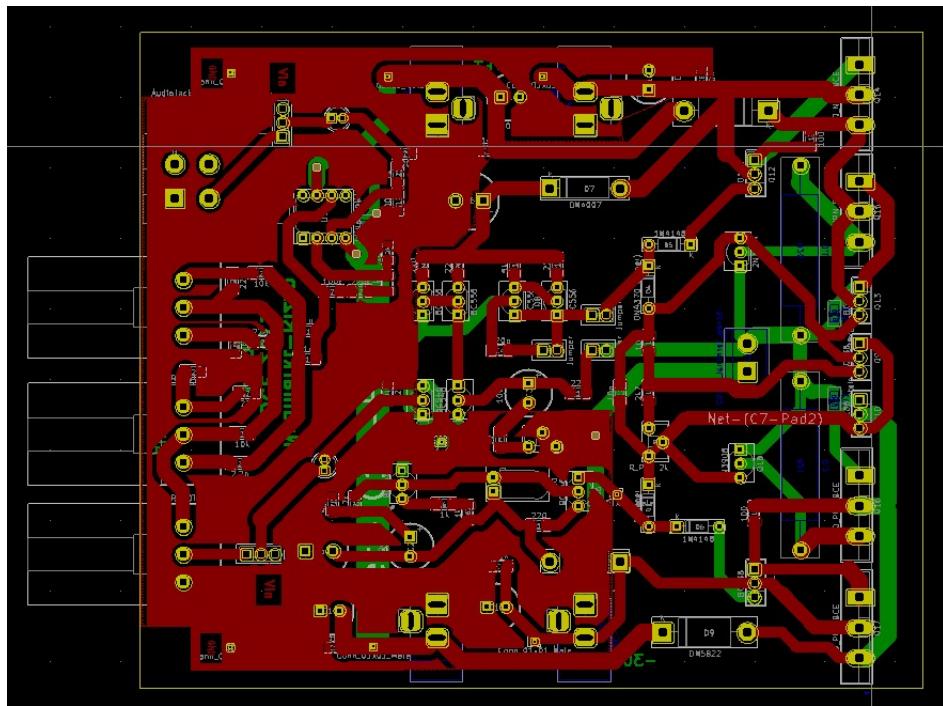
**Figura 2.4:** Vista 3D del PCB de la fuente switching interna.

### 2.3. Circuito amplificador

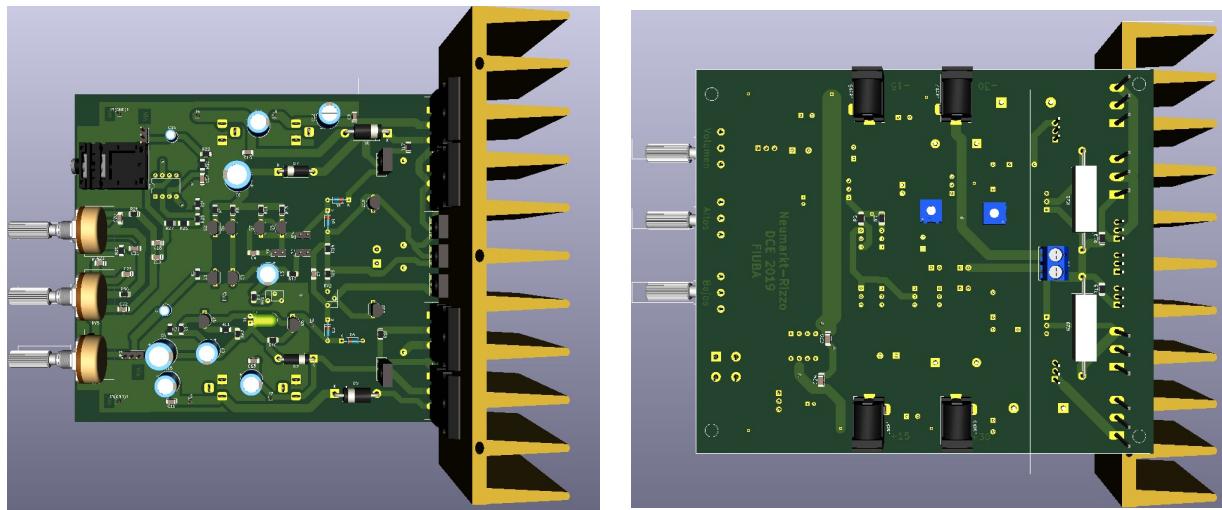
A continuación, se muestran el esquemático del circuito implementado en *Kicad*. En primer lugar, en la figura [2.5] muestra el amplificador principal clase G diseñado junto con el circuito de pre-amplificador. Luego se prosiguió por realizar el diseño del PCB. Para ello se aplicó un plano de masa en la capa superior de la placa. Por otro lado se utilizaron pistas anchas y cortas, de un espesor de 60mils a 118mils y separaciones entre pistas mayores a 12mils. A continuación se muestran imágenes del PCB para el amplificador clase G a implementar:



**Figura 2.5:** Esquemático de amplificador con clase G.



**Figura 2.6:** PCB del amplificador.



**(a)** Vista superior.

**(b)** Vista inferior.

**Figura 2.7:** Vista 3D del PCB del amplificador.

### 3. Simulaciones

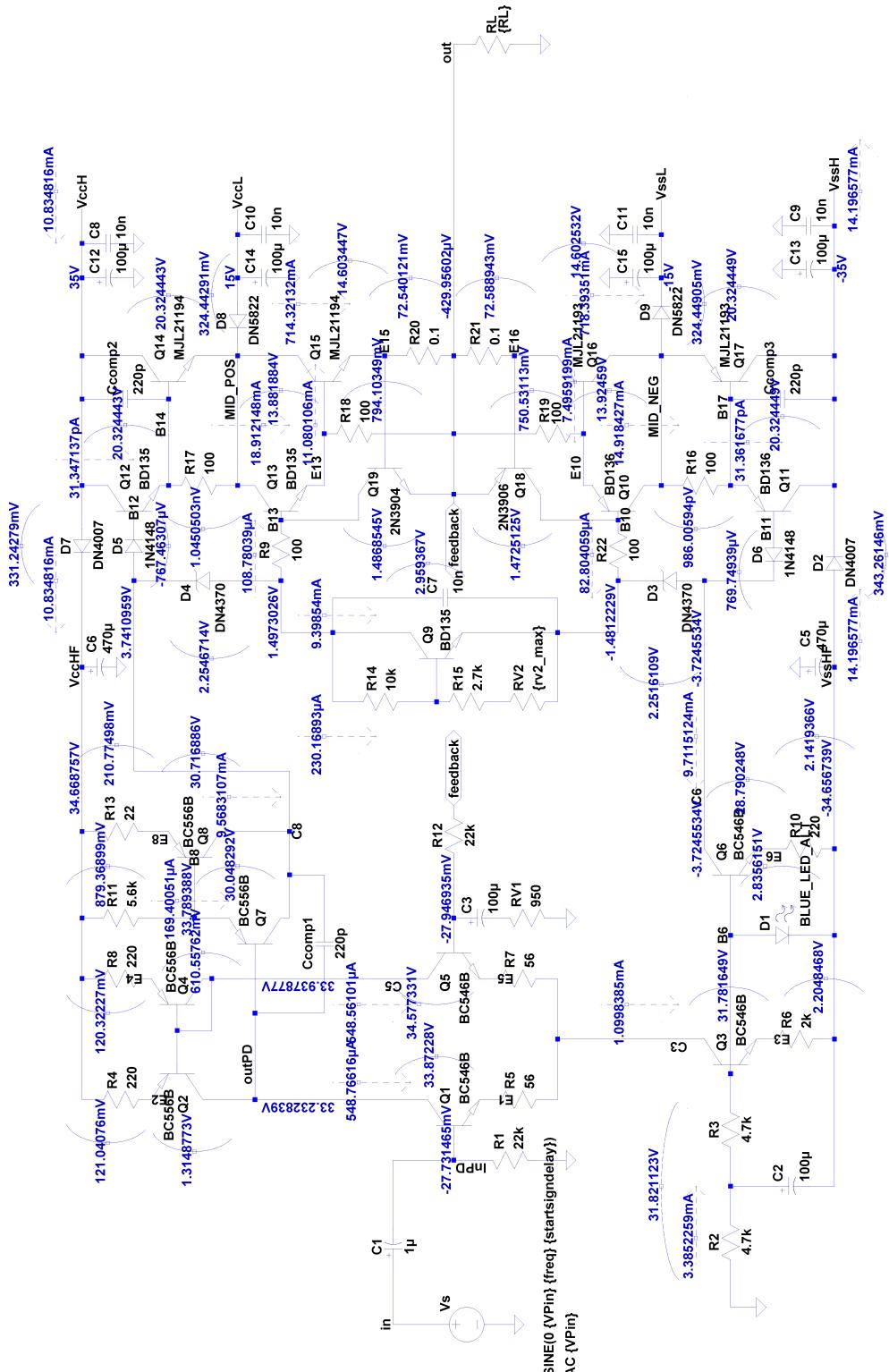
#### 3.1. Polarización

Se simularon 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 [3.1]

Transistor	$V_{BEQ}$	$V_{CEQ}$	$I_{CQ}$	$P_Q$
$Q_1$ (BC546C)	612mV	33,87V	549 $\mu$ A	18,6mW
$Q_2$ (BC556B)	-610mV	-1,31V	549 $\mu$ A	722 $\mu$ W
$Q_3$ (BC546B)	631mV	31,78V	1,1mA	35mW
$Q_4$ (BC556B)	-610mV	33,78V	549 $\mu$ A	334mW
$Q_5$ (BC546B)	612mV	34,6V	549 $\mu$ A	19mW
$Q_6$ (BC546B)	693mV	28,8V	9,71mA	280mW
$Q_7$ (BC556B)	-557mV	30V	170 $\mu$ A	5mW
$Q_8$ (BC556B)	-669mV	30,71V	9,57mA	294mW
$Q_9$ (BD135)	676mV	2,96V	9,40mA	28mW
$Q_{10}$ (BD136)	-722mV	13,9V	15mA	208mW
$Q_{11}$ (BD136)	10,95V	20,32V	31pA	1,1anoW
$Q_{12}$ (BD135)	-10,93V	20,32V	31pA	1,1anoW
$Q_{13}$ (BD135)	693mV	13,88V	18,9mA	263mW
$Q_{14}$ (MJL21194)	1,04nV	20,32V	26pA	522pW
$Q_{15}$ (MJL21194)	722mV	14,6V	714mA	10,43W
$Q_{16}$ (MJL21193)	-678mV	14,6V	718mA	10,49W
$Q_{17}$ (MJL21193)	-986mV	20,32V	1,76pA	459pW
$Q_{18}$ (2N3906)	-72mV	1,47V	1,47pA	2,2pW
$Q_{19}$ (2N3904)	72mV	1,48V	1,58pA	2,3pW

**Cuadro 3.1:** Punto de reposo de los transistores y máxima potencia disipada en operación.

En la figura [3.1] se pueden verificar los resultados de la simulación con las referencias en el circuito pertinente.

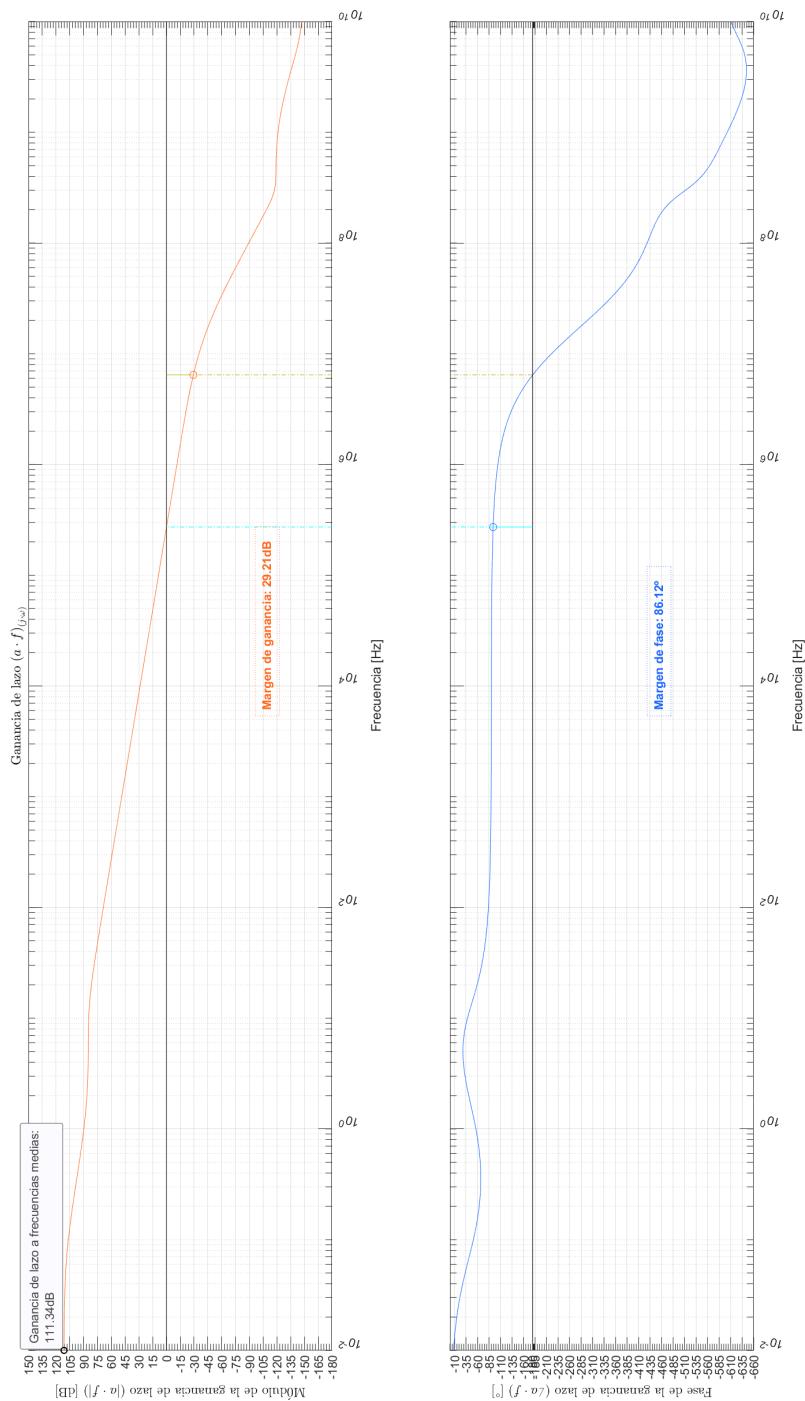


**Figura 3.1:** Circuito simulado mostrando los valores de polarización.

### 3.2. Ganancia de lazo

En la figura [3.2] se puede observar la ganancia de lazo del circuito, simulado a distintas frecuencias. A su vez, se especifica el margen de ganancia y de fase, para verificar la correcta estabilización del circuito. Obteniéndose de este modo:

- Margen de ganancia: 29,21dB
- Margen de fase: 86,12°



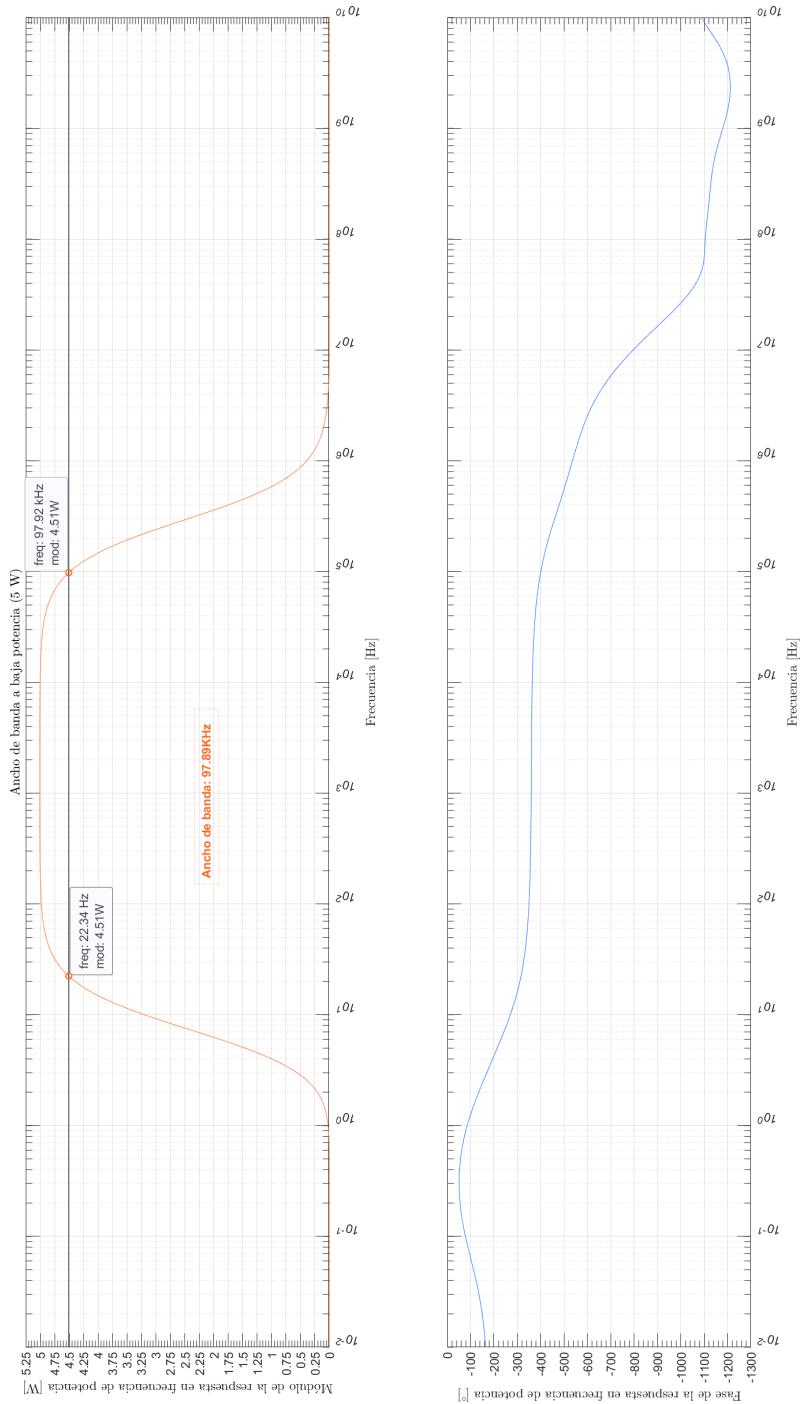
**Figura 3.2:** Ganancia de lazo (simulación).

### 3.3. Ancho de banda

En la figura [3.3] se muestra el resultado de la simulación del ancho de banda del circuito.

Obtenemos un ancho de banda de  $97,89\text{kHz}$  con frecuencias de corte:

- $f_l = 22,34\text{Hz}$
- $f_h = 97,92\text{kHz}$

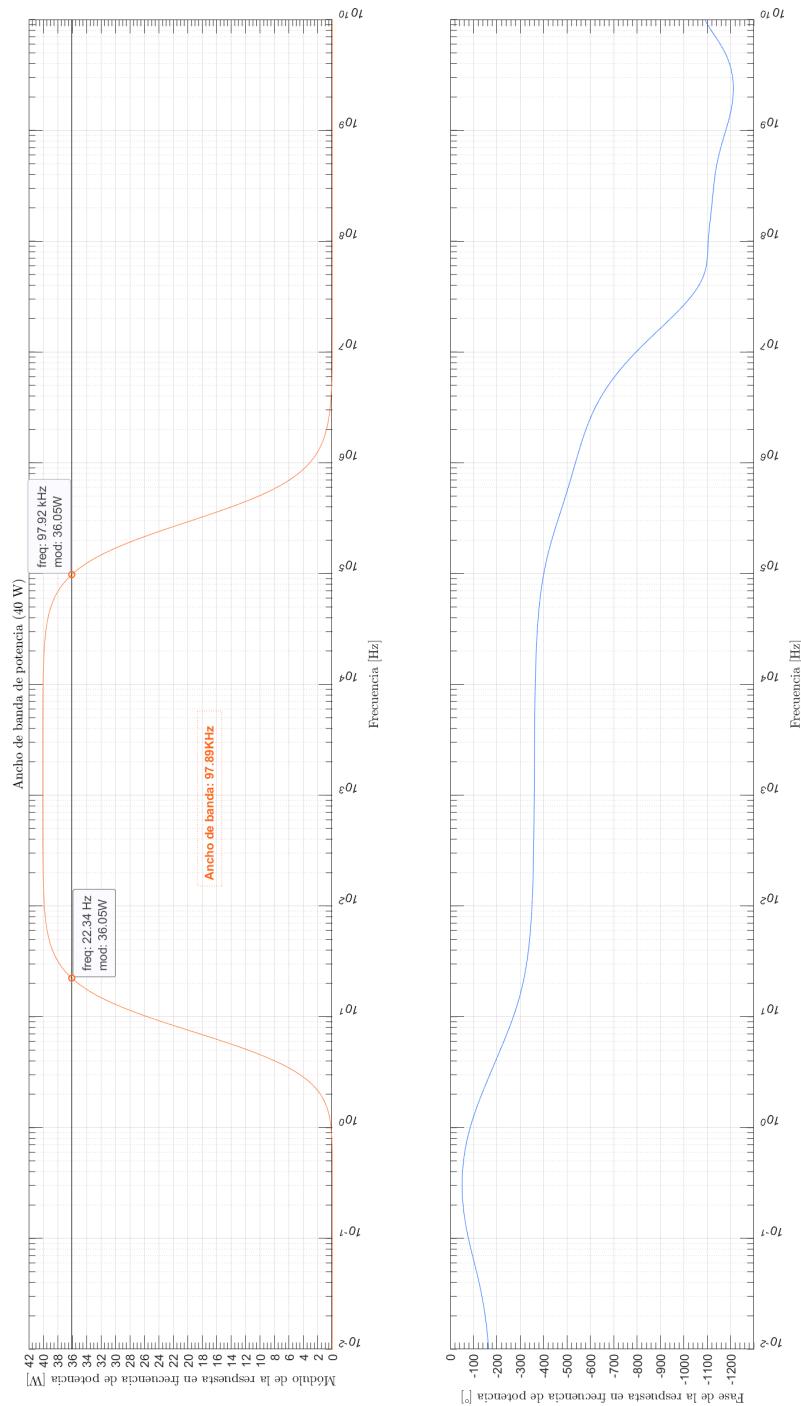


**Figura 3.3:** Ancho de banda a baja potencia (simulación).

### 3.4. Ancho de banda de potencia

En la figura [3.4], se observa el resultado de la simulación del ancho de banda de potencia simulado. Obtenemos en el circuito un ancho de banda de potencia de  $97,89\text{kHz}$  con frecuencias de corte:

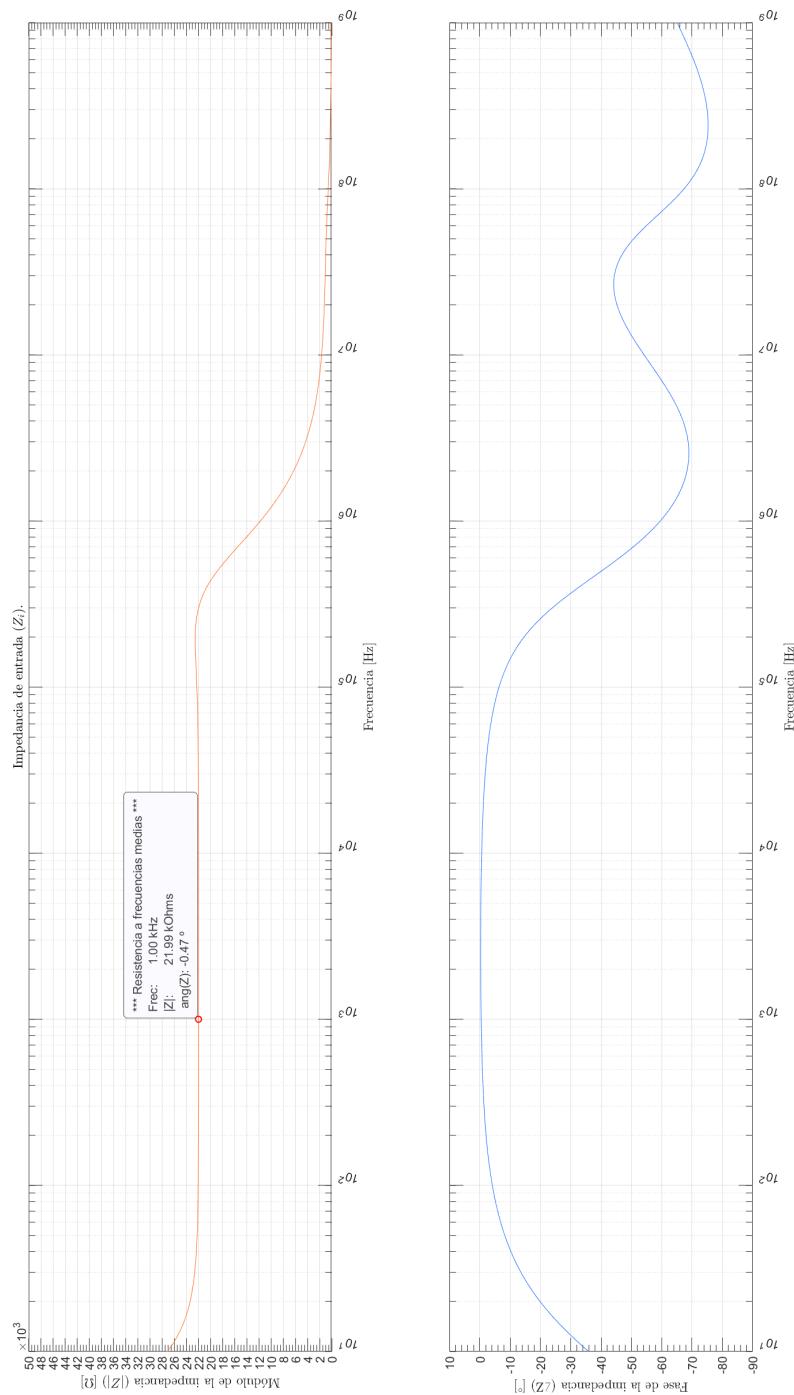
- $f_l = 22,34\text{Hz}$
- $f_h = 97,84\text{kHz}$



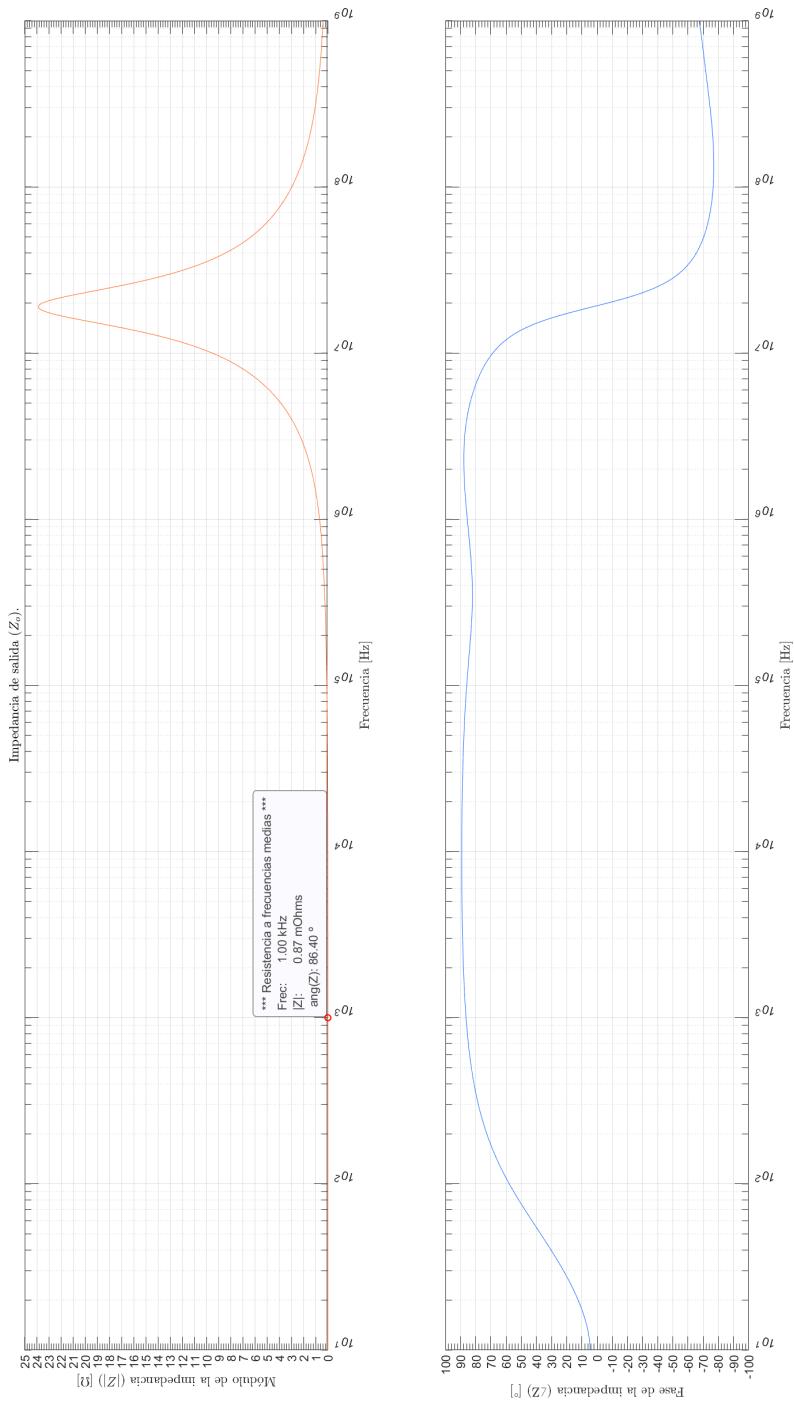
**Figura 3.4:** Ancho de banda de potencia (simulación).

### 3.5. Impedancias de entrada y salida

En las figuras [\[3.5\]](#) y [\[3.6\]](#), se observa los valores de la resistencia de entrada y salida del amplificador, respectivamente, en función de la frecuencia.



**Figura 3.5:** Valores de impedancia de entrada (simulación).



**Figura 3.6:** Valores de impedancia de salida (simulación).

### 3.6. THD

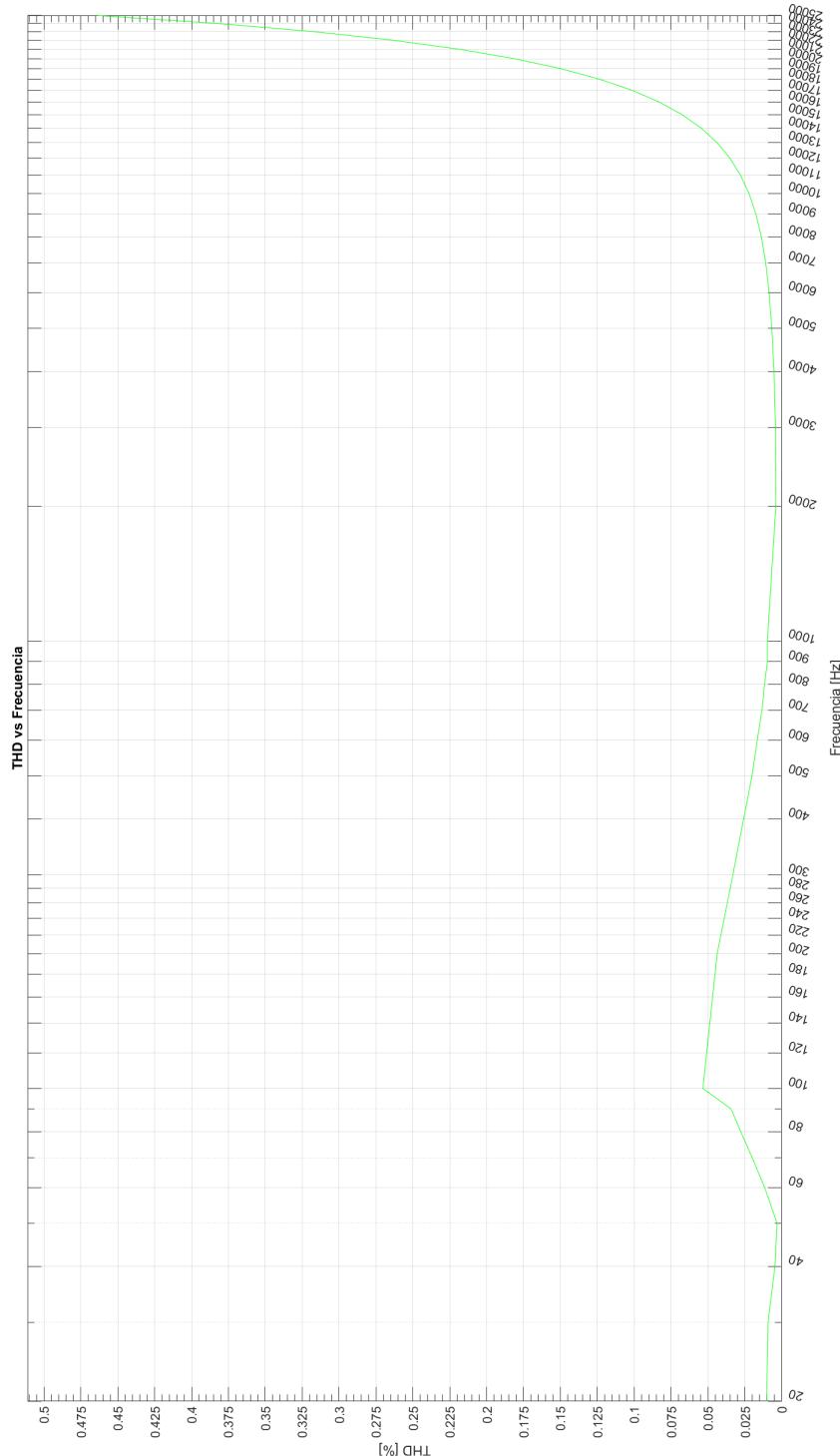
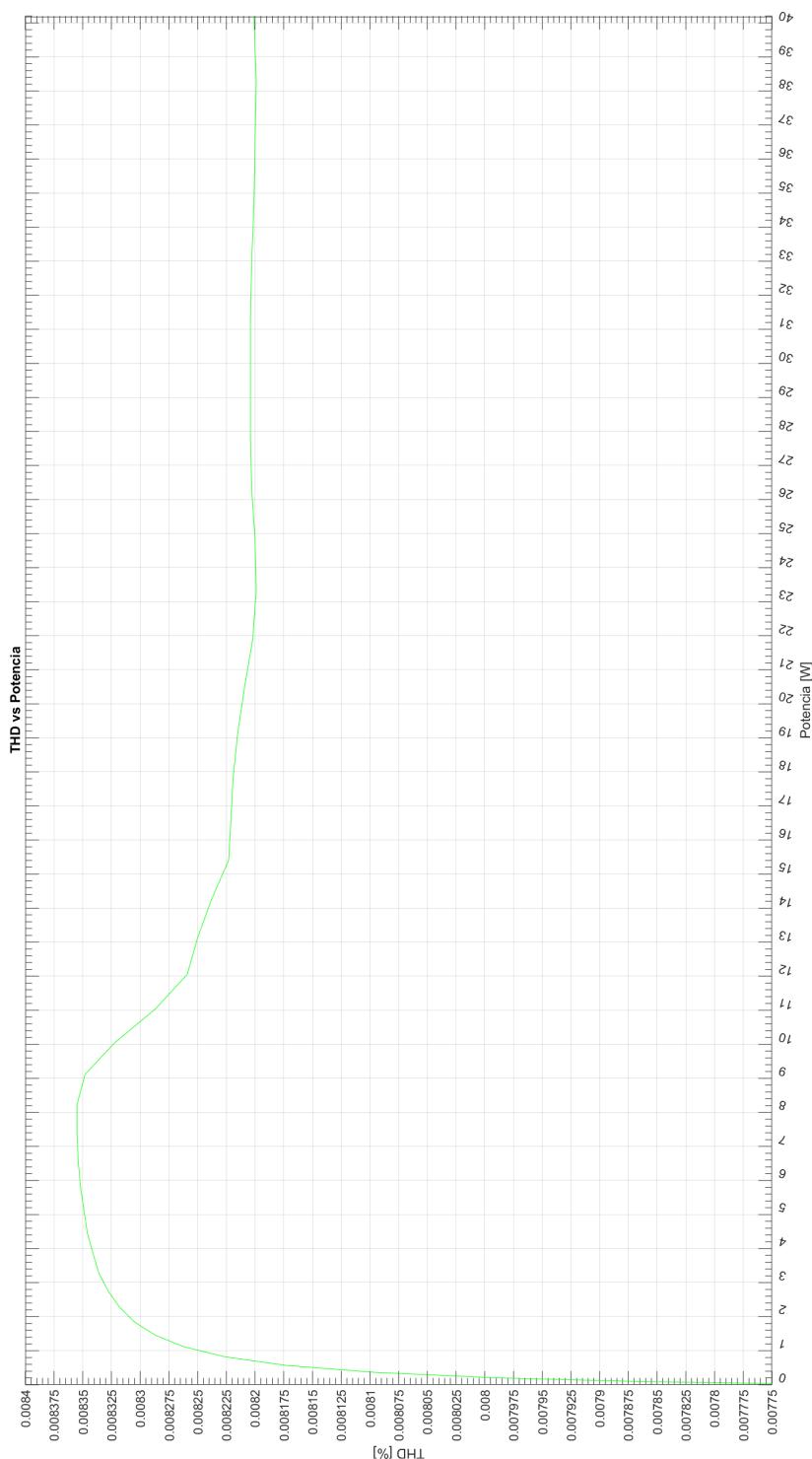


Figura 3.7: THD en función de la frecuencia (simulación).



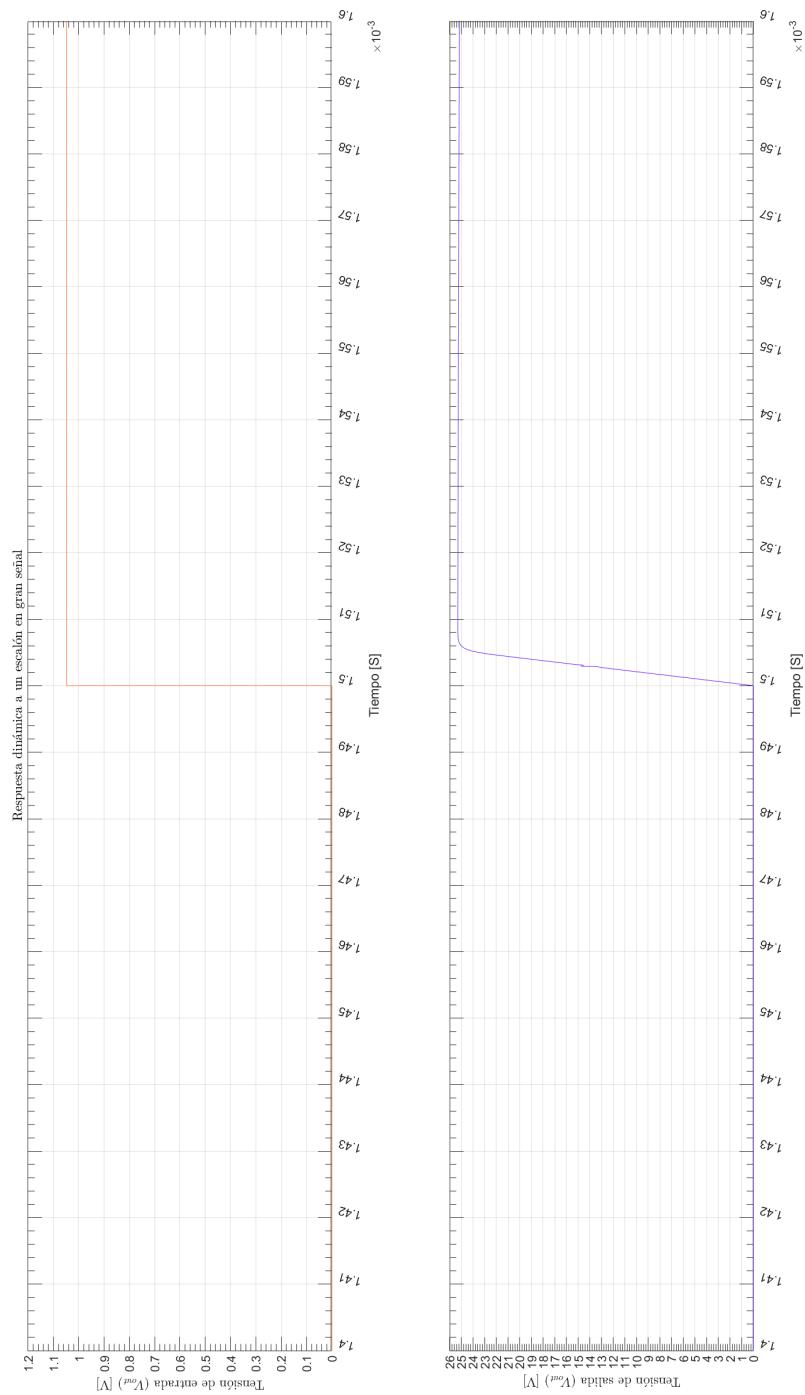
**Figura 3.8:** THD en función de la potencia (simulación).

### 3.7. Slew Rate

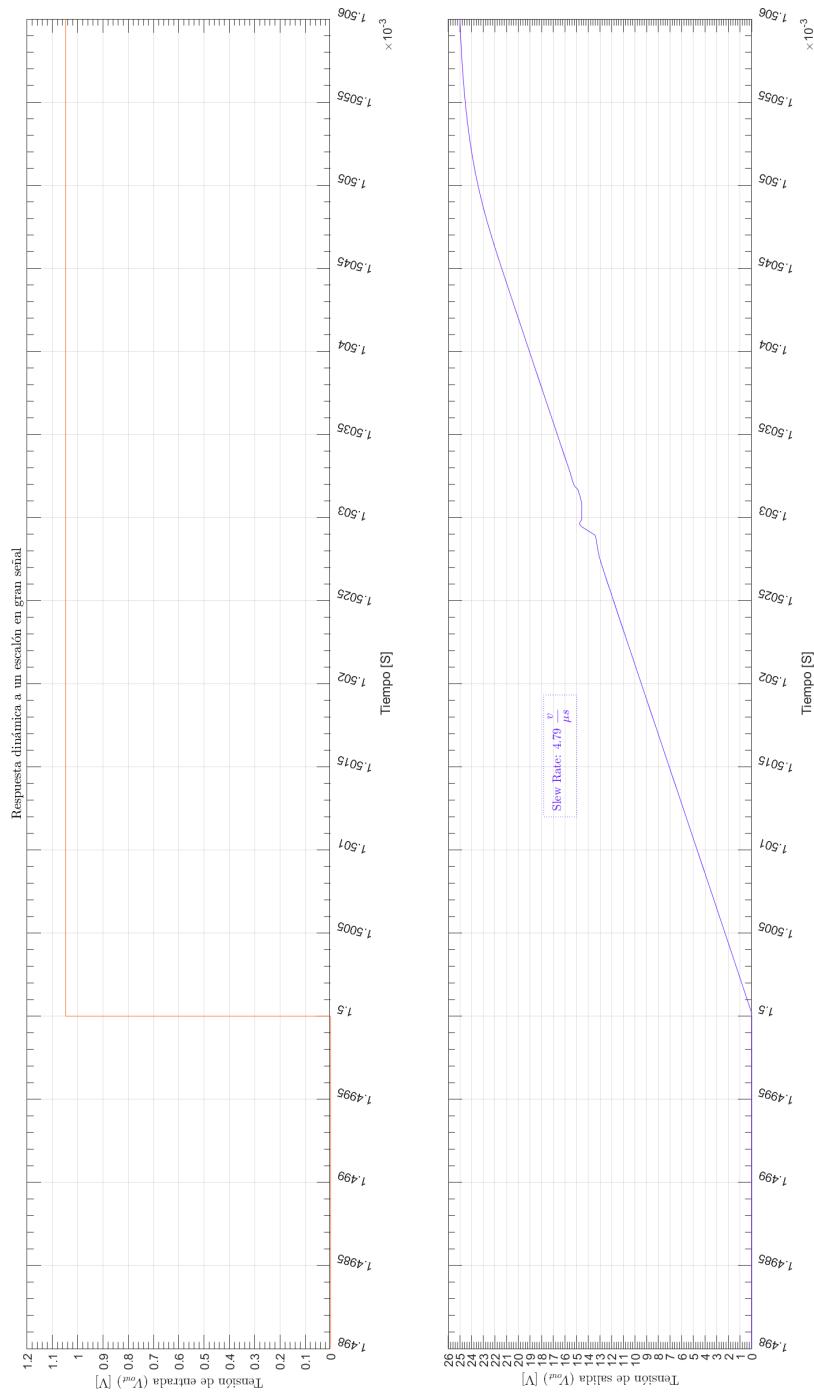
En la figura [3.9] observamos el resultado de la simulación utilizada para el cálculo del Slew Rate. En la figura [3.10], se aprecia con más claridad la pendiente para el cálculo, además del efecto que produce la conmutación entre las fuentes de 15V y 35V.

A partir del cálculo de la pendiente producida por la respuesta al escalón obtenemos como resultado del Slew Rate:

- Slew Rate = 4,79V/ $\mu$ s



**Figura 3.9:** Tiempo de crecimiento (simulación).

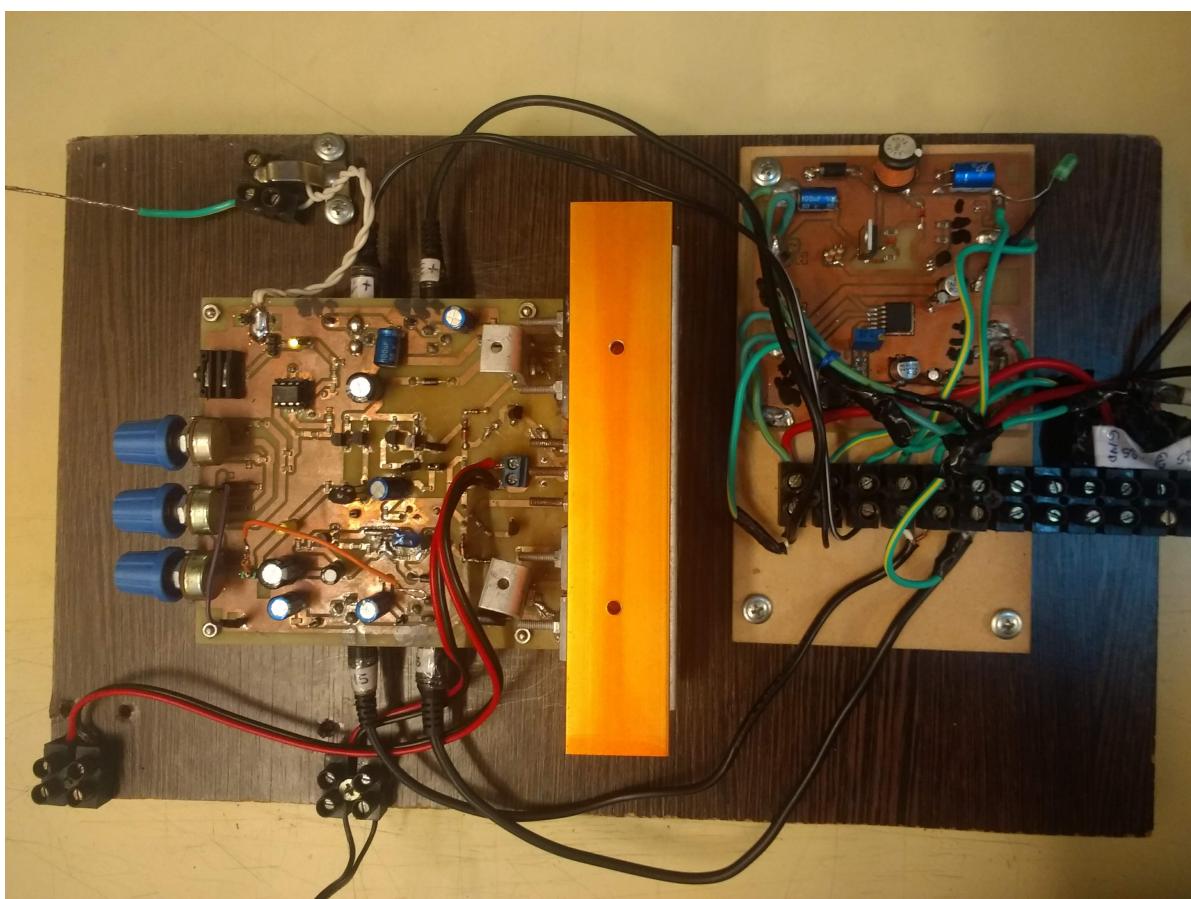


**Figura 3.10:** Tiempo de crecimiento, zoom sobre la pendiente (simulación).

## 4. Prototipo

### 4.1. Ensamblado del prototipo

En la figura [4.1] y la figura figura [4.2] puede verse como se ensambló el prototipo para facilitar las mediciones a realizar, se utilizaron borneras para facilitar el conexionado de las fuentes de alimentación, la carga y las masas de los instrumentos de medición, de las borneras se tomaron cables con conectores tipo *plug* macho, para la conexión al prototipo que usa los conectores *plug* hembra, asegurando una buena conexión. Finalmente todo el conjunto usando pilares metálicos para la placa del amplificador, se montó sobre una madera que sostiene el conjunto y permite moverlo y transportarlo fácilmente.



**Figura 4.1:** Ensamblado del prototipo.

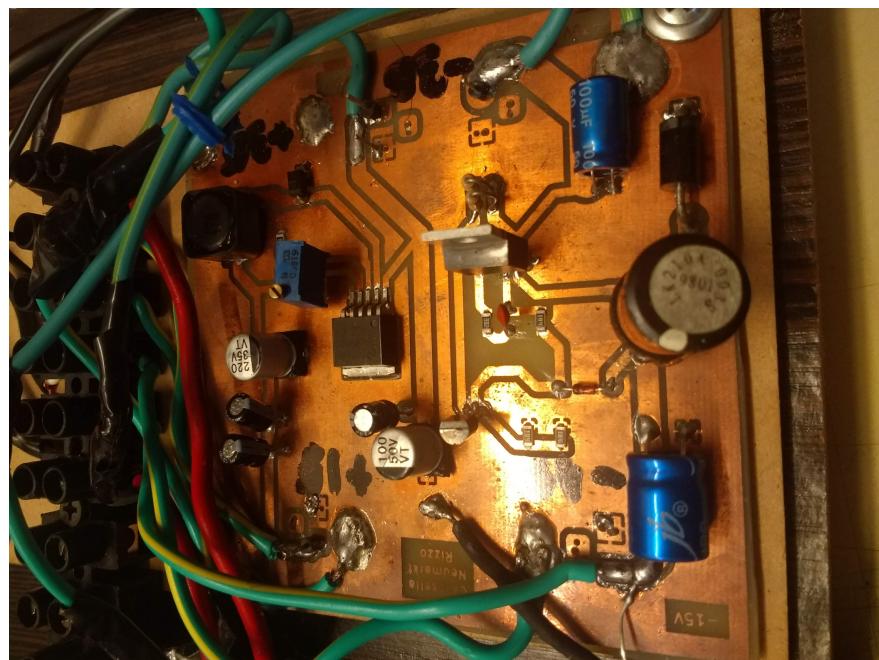


**Figura 4.2:** Detalle del amplificador.

En la figura [4.2] y la figura [4.3], pueden verse el detalle del amplificador y de la fuente de alimentación interna respectivamente.



**Figura 4.3:** Detalle del amplificador.



**Figura 4.4:** Detalle de la fuente de alimentación interna.

## 5. Validación del prototipo

### 5.1. Instrumental

Para las mediciones durante la validación del prototipo, se utilizó el instrumental provisto por la facultad en sus laboratorios.

Se utilizó para alimentar nuestro prototipo en todas las mediciones un par de fuentes de alimentación tipo *M10SP3010E*, que es una fuente de  $\pm 30V$  como máximo, 10A de corriente máxima y limitación de corriente ajustable, la misma puede verse en la figura [5.1]. La fuente mencionada fue complementada con un par de fuentes switching de  $\pm 10V$ , armadas conectando de a pares 4 fuentes de  $\pm 5V$  y 4A de corriente máxima, para llegar a los  $\pm 35V$  requeridos por nuestro prototipo.



Figura 5.1: Fuente de alimentación *M10SP3010E*.

Para todas las mediciones realizadas sobre el circuito se utilizó ya sea un osciloscopio, un multímetro, o ambos, los instrumentos utilizados fueron un multímetro *true-rms* tipo *MT-1707*, el mismo puede ver en la figura [5.2]. El mismo se pidió específicamente por ser *true-rms*, lo que permite hacer mediciones precisas de avlores eficaces para cualquier tipo de onda, hasta los 3kHz aproximadamente. El osciloscopio utilizado es del tipo *ATTEN ADS1102CAL*, el cual puede verse en la figura [5.3], el mismo se eligió de entre los disponibles, por poseer la posibilidad de realizar capturas de lo medido hacia un pendrive.

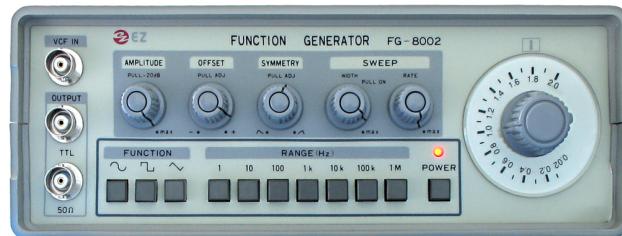


Figura 5.2: Multímetro MT-1707.



**Figura 5.3:** Osciloscopio ATTEN ADS1102CAL.

Para excitar al prototipo se usaron generadores de señal, en casi todas las mediciones se usó un generador del tipo *FG-8002*, el mismo usa conformación de onda para la generación de señales senoidales, el mismo se puede ver en la figura [5.4], el hecho de que use conformación de onda para la generación de señales senoidales, hace que las misma tengan un contenido armónico que lo hace inadecuado para el caso de la medición de distorsión armónica, para eso se utilizó un generador tipo *GWINSTEK GAG-810*, el mismo puede verse en la figura [5.5], este es un generador basado en osciladores senoidales, lo cual permite que tenga bajo contenido armónico.



**Figura 5.4:** Generador de señales FG-8002.



**Figura 5.5:** Generador de señales *GWINSTEK GAG-810*.

Finalmente durante el armado y testeo de la fuente switching que se diseño para proveer las tensiones de  $\pm 15V$ , se utilizó un *LCR* tipo *PROTOMAX VA511* para medir los inductores utilizados, el mismo puede verse en la figura [5.6]



**Figura 5.6:** LCR PROTOMAX VA511.

## 5.2. Mediciones

### 5.2.1. Polarización

Para las mediciones de la polarización se utilizó solo el multímetro digital antes mencionado, figura [5.2], no fue necesario otro instrumental para esta parte, las corrientes se midieron usando las caídas en resistores y abriendo el circuito cuando ello era posible.

Se realizaron las mediciones de punto de polarización del amplificador sin señal aplicada, obteniéndose los resultados del cuadro [5.1]. Los mismos se verificaron con y sin la carga conectada para observar que no haya cambios en la polarización, una vez ajustada la corriente de polarización de salida, para este primer caso se ajustó la corriente de los transistores de salida en aproximadamente 190mA. El segundo caso medido se muestra en el cuadro [5.2], en este caso se ajustó la corriente al máximo que permite el preset del multiplicador de  $V_{BE}$ , aproximadamente 700mA, como puede observarse en este caso la potencia disipada en reposo es considerable, unos 22W, pero puede verse como las primeras etapas prácticamente no se ven afectadas por el cambio en la corriente de reposo de los transistores de salida.

Transistor	$V_{CEQ}$	$I_{CQ}$	$P_Q$
$Q_1$ (BC546C)	33,87V	548,76µA	18,57mW
$Q_2$ (BC556B)	1,31V	548,76mA	718,88µW
$Q_3$ (BC546B)	31,78V	1,1mA	34,96mW
$Q_4$ (BC556B)	610,56mV	548,56µA	334,93µW
$Q_5$ (BC546B)	34,58V	548,56µA	18,97mW
$Q_6$ (BC546B)	29,02V	9,71mA	281,78mW
$Q_7$ (BC556B)	30,32V	169,17µA	5,13mW
$Q_8$ (BC556B)	30,86V	9,55mA	295,55mW
$Q_9$ (BD135)	2,71V	9,46mA	25,64mW
$Q_{10}$ (BD136)	14,09V	8,28mA	116,67mW
$Q_{11}$ (BD136)	20,26V	0mA	0mW
$Q_{12}$ (BD135)	20,27V	0mA	0mW
$Q_{13}$ (BD135)	14,06V	9,7mA	136,38mW
$Q_{14}$ (MJL21194)	20,27V	0mA	0mW
$Q_{15}$ (MJL21194)	14,72V	192,02mA	2,83W
$Q_{16}$ (MJL21193)	14,71V	193,5mA	2,85W
$Q_{17}$ (MJL21193)	20,26V	0mA	0mW
$Q_{18}$ (2N3906)	1,36V	0mA	0mW
$Q_{19}$ (2N3904)	1,35V	0mA	0mW

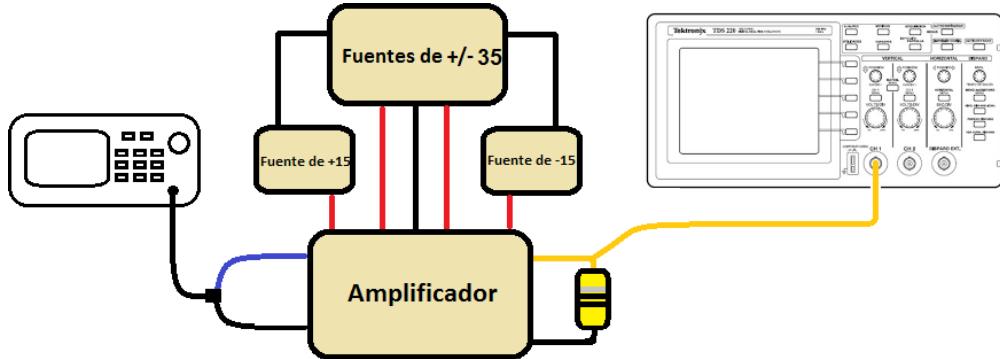
**Cuadro 5.1:** Primer punto de operación.

Transistor	$V_{CEQ}$	$I_{CQ}$	$P_Q$
$Q_1$ (BC546C)	33,87V	548,76µA	18,57mW
$Q_2$ (BC556B)	1,31V	548,76mA	718,88µW
$Q_3$ (BC546B)	31,78V	1,1mA	34,96mW
$Q_4$ (BC556B)	610,56mV	548,56µA	334,93µW
$Q_5$ (BC546B)	34,58V	548,56µA	18,97mW
$Q_6$ (BC546B)	28,79V	9,71mA	279,55mW
$Q_7$ (BC556B)	30,05V	169,4µA	5,09mW
$Q_8$ (BC556B)	30,72V	9,57mA	294mW
$Q_9$ (BD135)	2,95V	9,40mA	27,73mW
$Q_{10}$ (BD136)	13,93V	14,73mA	205,19mW
$Q_{11}$ (BD136)	20,32V	0mA	0mW
$Q_{12}$ (BD135)	20,30V	0mA	0mW
$Q_{13}$ (BD135)	13,89V	18,66mA	259,19mW
$Q_{14}$ (MJL21194)	20,32V	0mA	0mW
$Q_{15}$ (MJL21194)	14,62V	700,06mA	10,23W
$Q_{16}$ (MJL21193)	14,61V	704,1mA	10,29W
$Q_{17}$ (MJL21193)	20,32V	0mA	0mW
$Q_{18}$ (2N3906)	1,47V	0mA	0mW
$Q_{19}$ (2N3904)	1,48V	0mA	0mW

**Cuadro 5.2:** Segundo punto de operación.

### 5.2.2. Ancho de banda

Se armó para la medición, el banco de medición mostrado en la figura [5.7], usando los instrumentos detallados en la sección [5.1].



**Figura 5.7:** Banco de medición para el ancho de banda.

Para la medición del ancho de banda, se buscaron las frecuencias de corte para una señal tal que sea alrededor del 10% o 15% de la potencia máxima de 40W especificada. Por lo tanto, se obtiene que la tensión de salida deberá tener un valor de  $v_{out} = 8,9V$ , y las frecuencias de corte se determinaran cuando  $v_{out} \approx 8,48V$ .

Se pueden observar los resultados de la medición en el cuadro [5.3].

Frecuencia	$V_{out}$	$P$	Fase
10Hz	7,2V	3,24W	38,9°
17,32Hz	8,4V	4,41W	23,13°
100Hz	8,9V	5W	0°
1kHz	8,9V	5W	0°
10kHz	8,9V	5W	0°
42,3kHz	8,4V	4,41W	0,12°
100kHz	8V	4W	29,52°

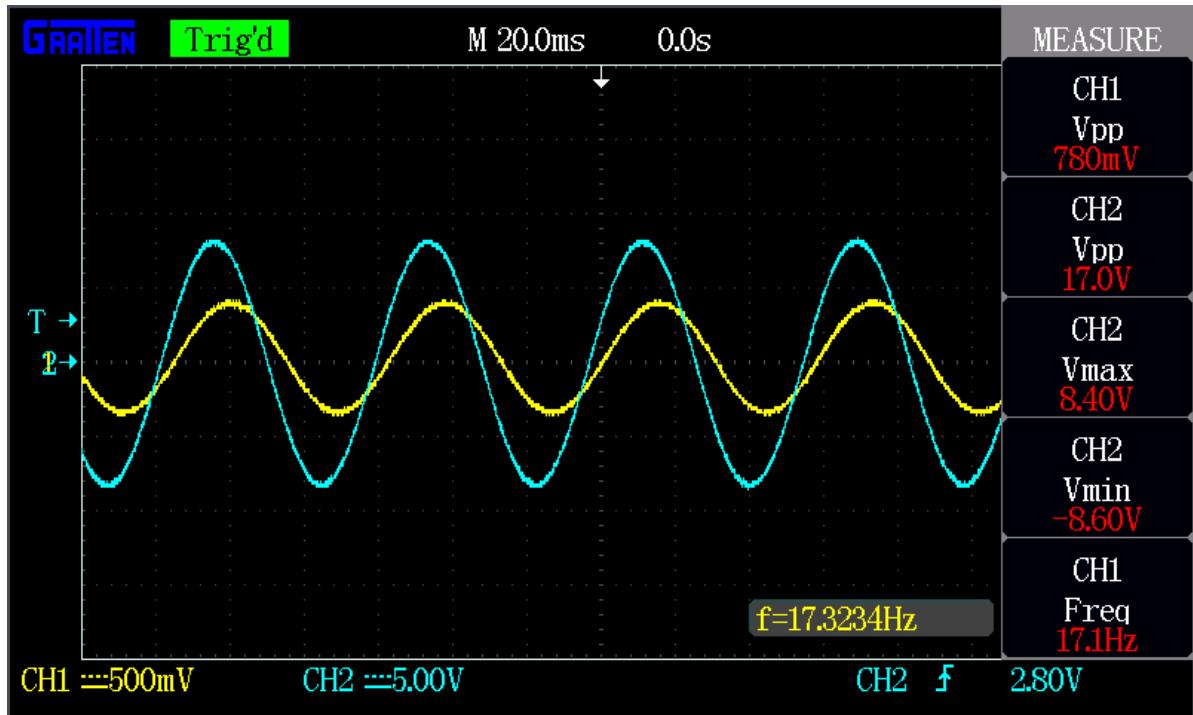
**Cuadro 5.3:** Valores significativos del ancho de banda a baja potencia.

En el cuadro [5.4] se comparan los ancho de banda obtenidos por simulación, los medidos y los especificados:

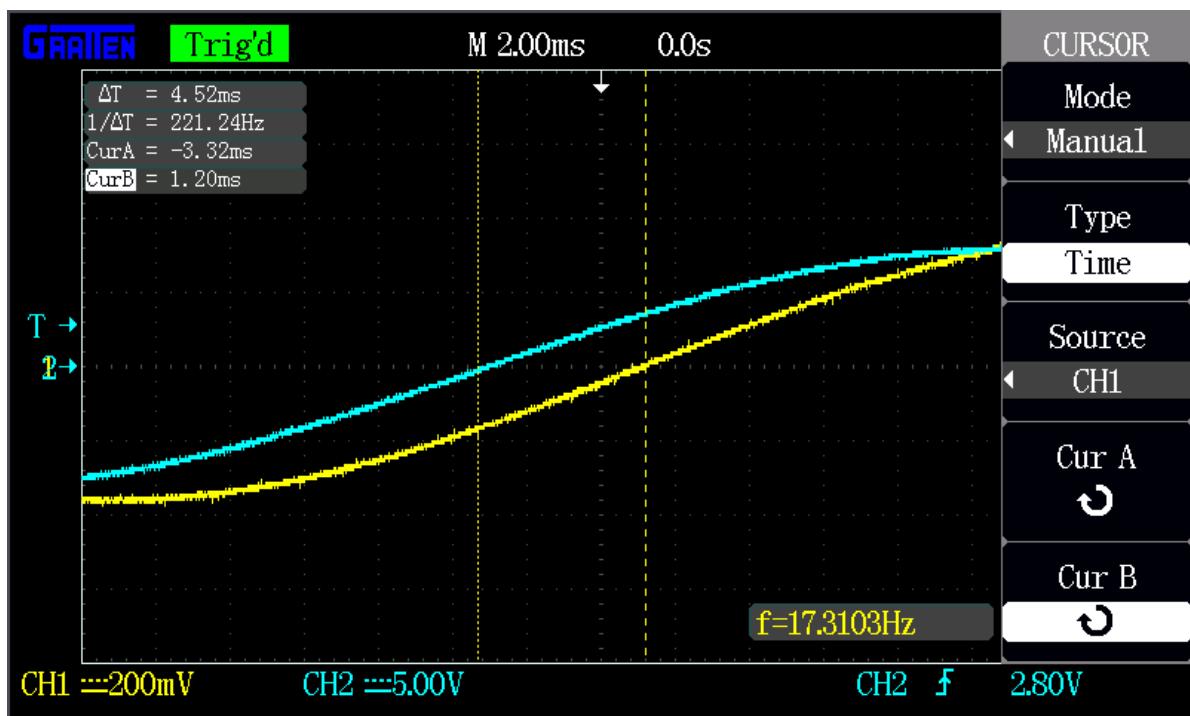
Valor	Especificación	Simulación	Medición
$f_l$	10Hz	22,34Hz	17,32Hz
$f_h$	50kHz	97,92kHz	42,3kHz

**Cuadro 5.4:** Comparación de ancho de banda a baja potencia.

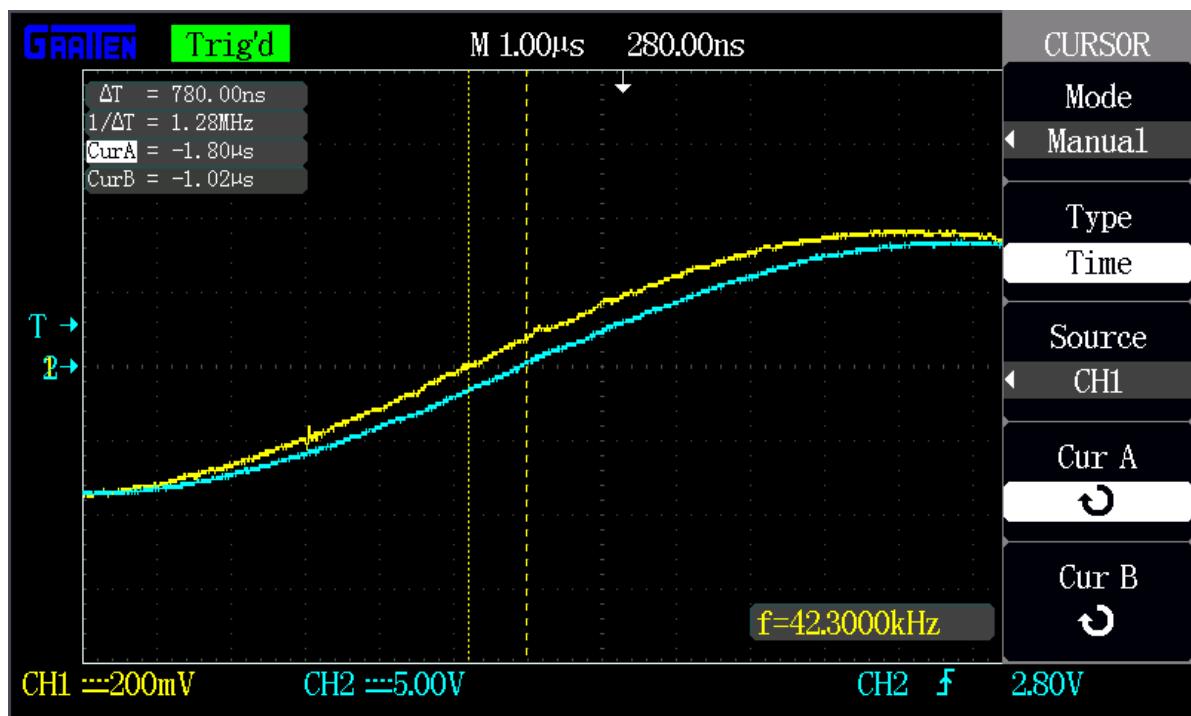
En la figura [5.8] se muestra la medición para el valor de  $f_l$  para baja potencia, y en las figuras [5.9] y [5.10], se muestran las mediciones para el cálculo de la fase de corrimiento de las señales.



**Figura 5.8:** Medición de  $f_l$  a baja potencia, mostrando el corrimiento de fase.



**Figura 5.9:** Cálculo del corrimiento de fase para  $f_l$  a baja potencia.



**Figura 5.10:** Cálculo del corrimiento de fase para  $f_h$  a baja potencia.

### 5.2.3. Ancho de banda de potencia

Se usó para la medición, el banco de medición de la medición anterior, mostrado en la figura [5.7], usando los instrumentos detallados en la sección [5.1].

Para el caso del ancho de banda de potencia, se repite el procedimiento de la sección anterior pero con una señal de salida  $V_{out} = 25,3V$  a máxima potencia (40W). En este caso, las frecuencias de corte se determinan cuando  $V_{out} = 24V$ , tomando como en el caso anterior las frecuencias de corte al 10%.

Se pueden observar los resultados de la medición en el cuadro [5.5].

Frecuencia	$V_{out}$	$P$	Fase
10Hz	20,8V	27,09W	49,32°
19,75Hz	24V	4,41W	24,56°
100Hz	25,3V	5W	0°
1kHz	25,3V	5W	0°
10kHz	25,3V	5W	0°
37,54kHz	24V	4,41W	23,09°

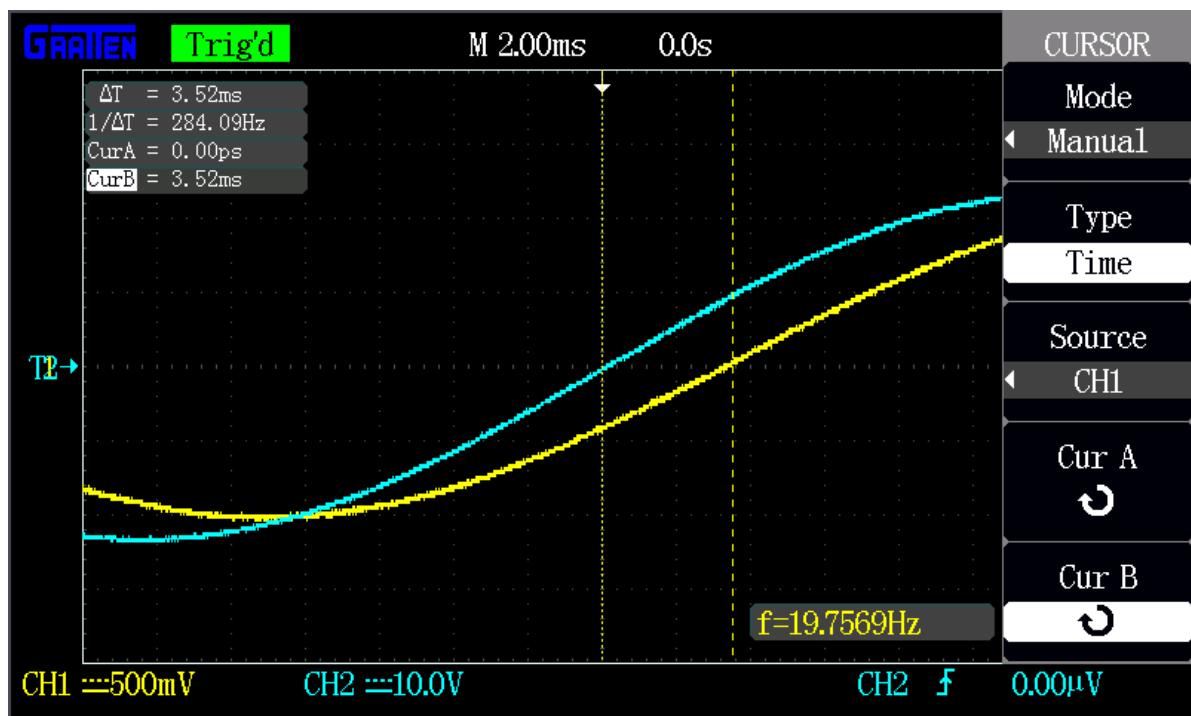
**Cuadro 5.5:** Valores significativos del ancho de banda a máxima potencia.

En el cuadro [5.6] se comparan los anchos de banda obtenidos por simulación, los medidos y los especificados:

Valor	Especificación	Simulación	Medición
$f_l$	—	22,34Hz	19,75Hz
$f_h$	30kHz	97,84kHz	37,54kHz (Limitado por Slew-Rate)

**Cuadro 5.6:** Comparación de ancho de banda a máxima potencia.

En las figura [5.11] y la figura [5.12], se muestran las mediciones para el cálculo de la fase de corrimiento de las señales.



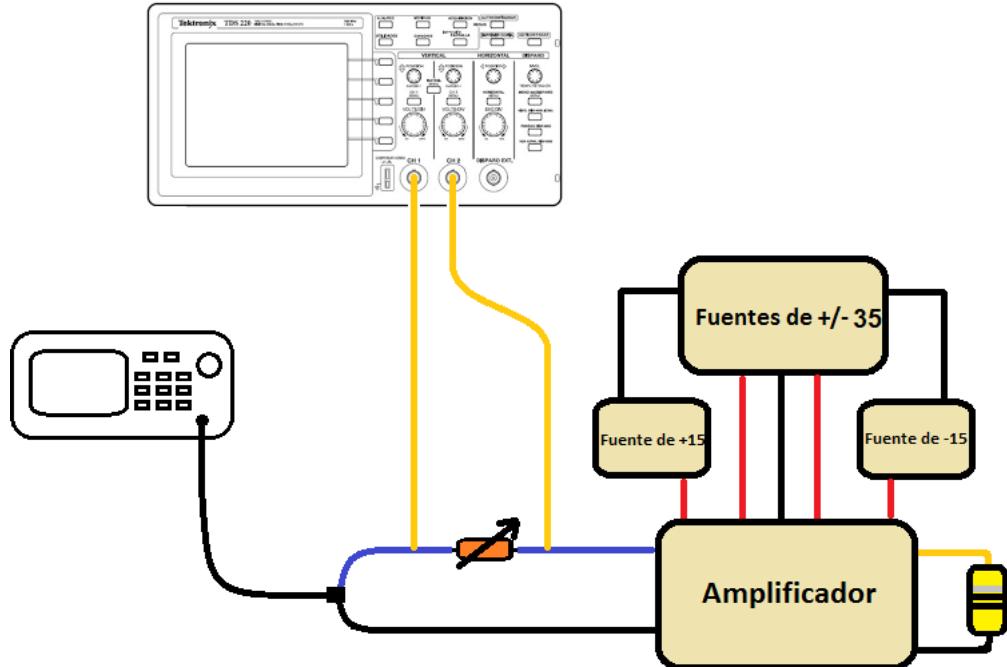
**Figura 5.11:** Medición de  $f_l$  a máxima potencia, mostrando el corrimiento de fase.



**Figura 5.12:** Medición de  $f_l$  a máxima potencia, mostrando el corrimiento de fase.

#### 5.2.4. Impedancias de entrada y salida

Se armó para la primer medición, el banco de medición mostrado en la figura [5.13], usando los instrumentos detallados en la sección [5.1] y para la segunda medición se utilizó únicamente el multímetro *true-rms*, figura [5.2].



**Figura 5.13:** Banco de medición para el ancho de banda.

Para la impedancia de entrada, se colocó en serie con el generador, un resistor variable. El mismo fue ajustado de forma tal que la tensión de salida fijada por el generador, disminuya a la mitad a la entrada del amplificador. El método se realizó para 3 frecuencias distintas ( 100Hz, 1kHz y 10kHz), obteniéndose de este modo  $z_{in} = 21,56\text{k}\Omega$  para las tres mediciones.

Para el caso de la resistencia de salida, se determina su valor midiendo la tensión dos veces, una en vacío ( $V_{out}$ ) y otra con carga nominal ( $V_c$ ), a una frecuencia de 1kHz y una amplitud tal que permita obtener la lectura de mayor resolución posible en el voltímetro utilizado. Luego, la impedancia de salida se calcula mediante la ecuación (5.1):

$$z_{out} = R_c \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_c} - 1 \right) \quad (5.1)$$

Los valores obtenidos fueron  $V_{out} = 17,57\text{V}$ ,  $V_c = 17,39\text{V}$  con  $R_c = 6,58\Omega$ , obteniéndose como resultado  $z_{out} = 68,10\text{m}\Omega$ .

Se muestra en el cuadro [5.7] la comparación para los distintos valores de impedancia obtenidos a 1kHz:

Valor	Especificación	Simulación	Medición
$z_{in}$	22kΩ	21,99kΩ	21,88kΩ
$z_{out}$	≈ 0	0,87mΩ	68,10mΩ

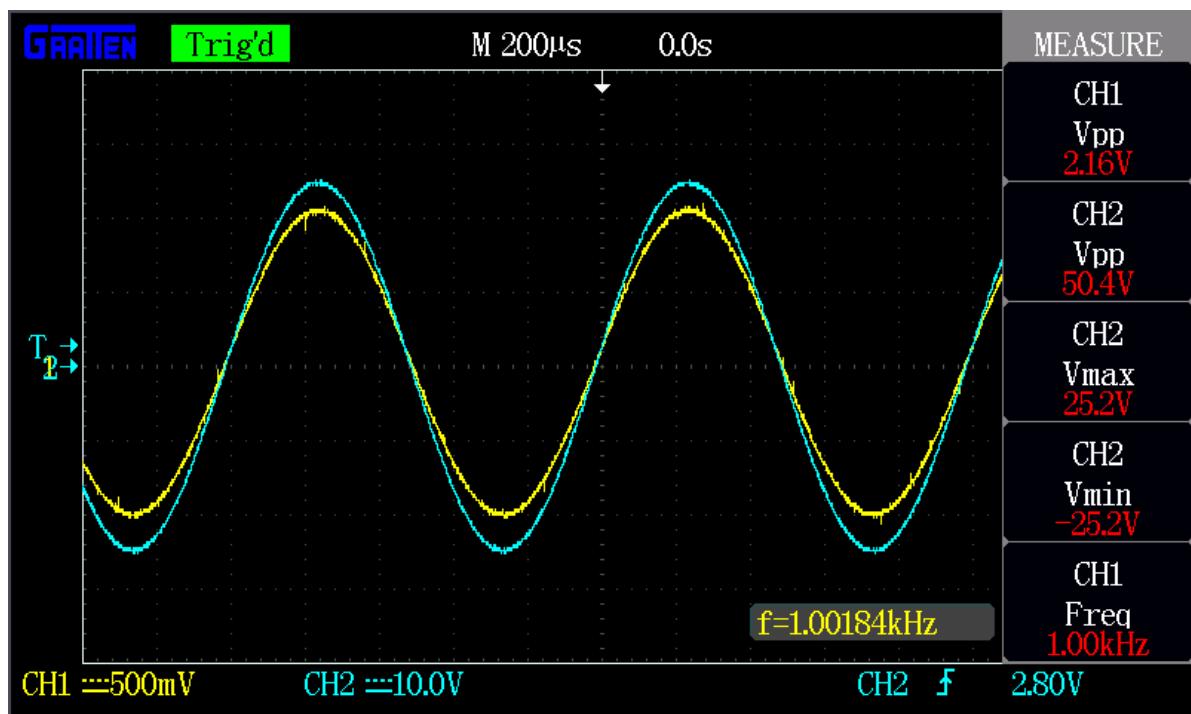
**Cuadro 5.7:** Comparación de impedancias de entrada y salida (a 1 kHz)

Una cosa a destacar de esta medición, es que su precisión se vio afectada por la precisión del voltímetro con el que se disponía, y que además en el caso de la impedancia de entrada se trata prácticamente de una resistencia en todo el ancho de banda, solo afectada a bajas frecuencias por el acople capacitivo, pero la impedancia de salida, tal como se vio en las simulaciones tiene el desfasaje de una inductancia, el cual no se tiene en cuenta en el método de medición, que toma solo los valores eficaces de las tensiones.

### 5.2.5. Sensibilidad

Ya que la red de realimentación de nuestro amplificador está formada por un resistor fijo y un preset, la sensibilidad es ajustable en cierto rango, por lo tanto, la misma se ajustó para obtener lo que se especificó en el diseño, una sensibilidad de 1V.

Para verificar esto, se midió el valor eficaz de una señal senoidal de 1kHz aplicada a la entrada  $v_{in} = 1,08V$ , que produce la potencia especificada a la salida con carga nominal, siendo esta última  $v_{out} = 25,3V$ . Se verifica dicha medición en la figura [5.16].



**Figura 5.14:** Medición de la sensibilidad del circuito amplificador.

### 5.3. THD

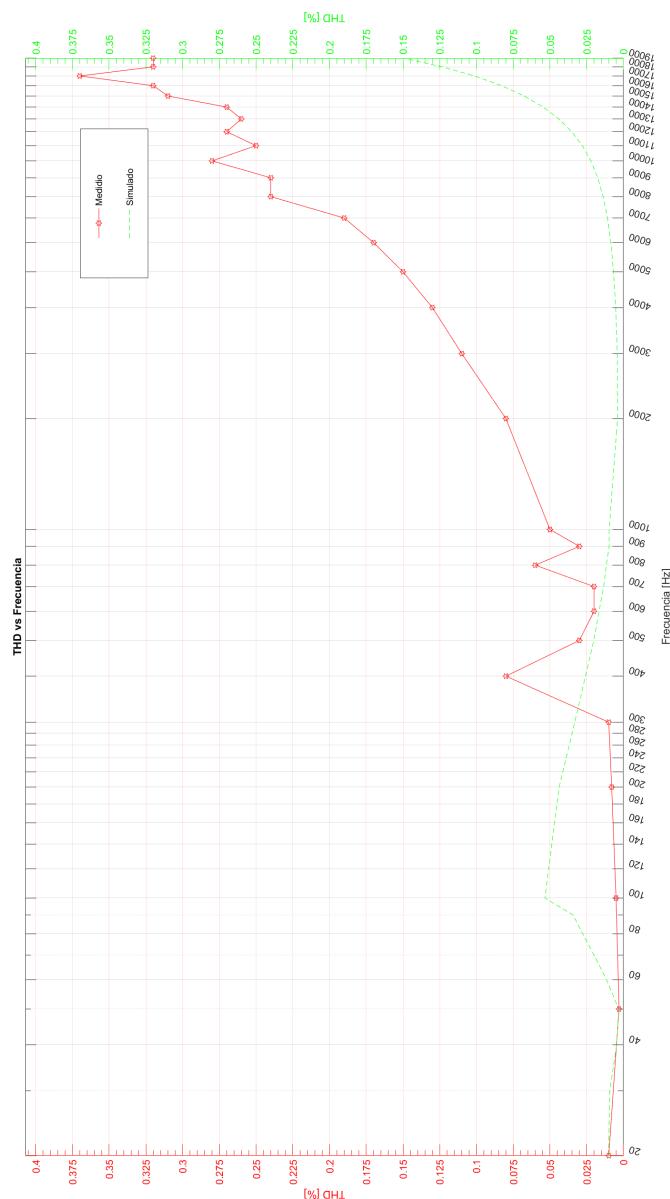
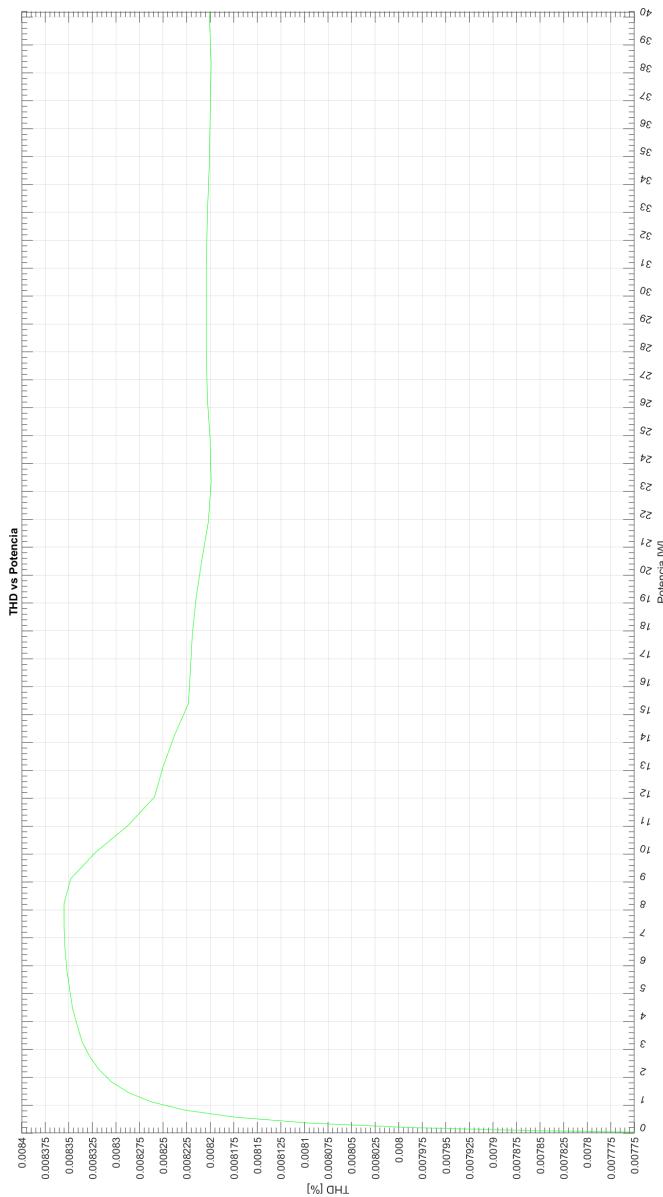


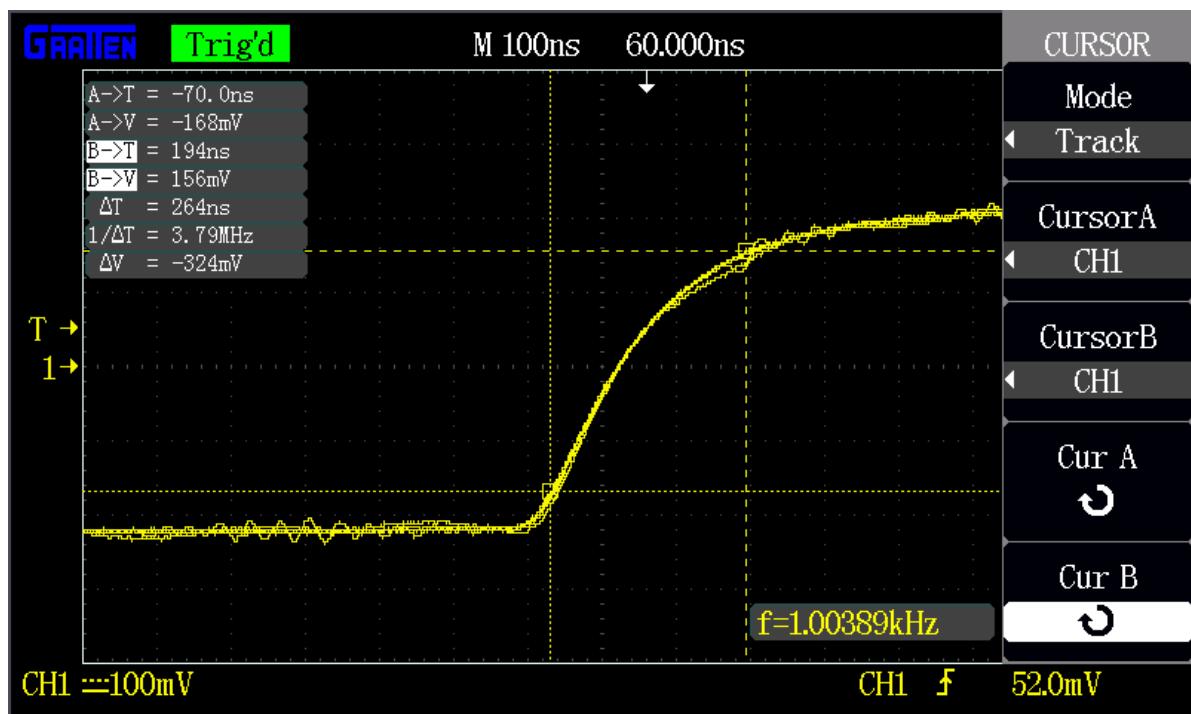
Figura 5.15: Medición del THD en función de la frecuencia.



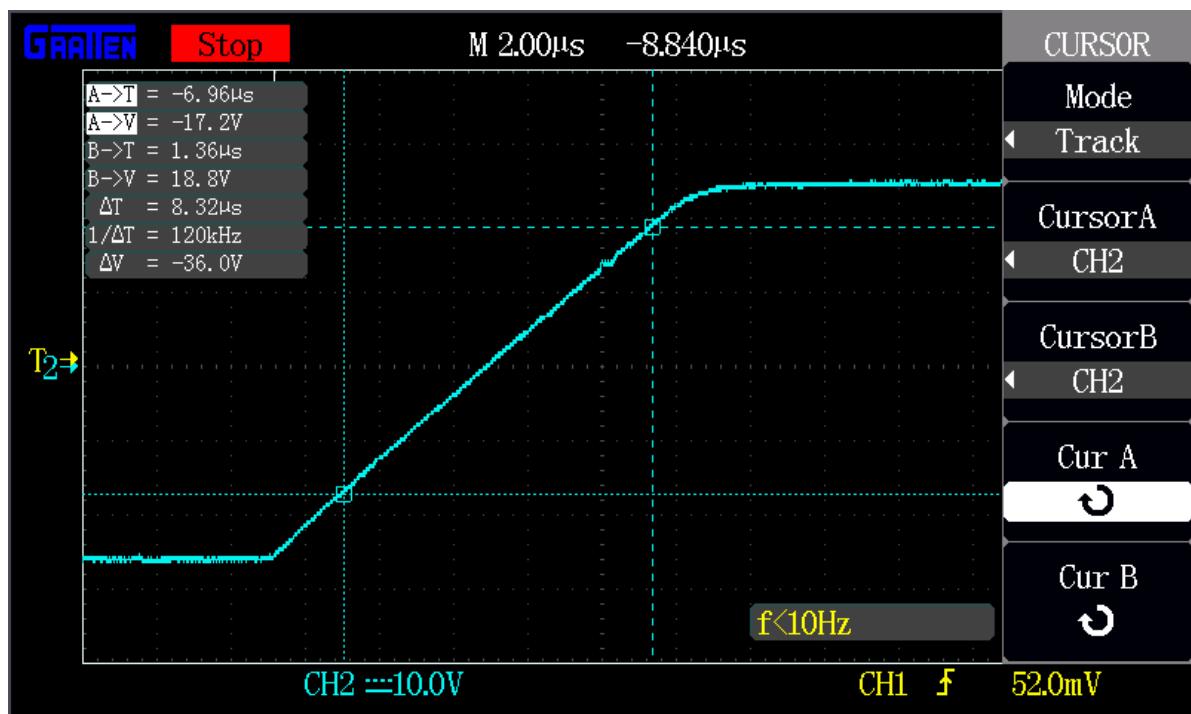
**Figura 5.16:** Medición del THD en función de la potencia.

### 5.3.1. Slew Rate

Se aplicó una señal cuadrada de máxima potencia a modo de obtener el valor numérico del SR, calculando la pendiente de la recta obtenida en la figura [5.18]. Antes, se verificó en la figura [5.17] que el tiempo de crecimiento de la fuente generadora de señal sea lo suficientemente bajo para poder garantizar una correcta medición, siendo este tiempo de  $\tau = 264\text{ns}$ .



**Figura 5.17:** Verificación de tiempo de crecimiento del generador.



**Figura 5.18:** Medición del Slew Rate del circuito amplificador.

Mediante el cálculo pertinente, y comparando con las simulaciones, se obtiene el cuadro comparativo [5.8]:

Valor	Especificación	Simulación	Medición
Slew Rate	5V/μs	4,79V/μs	4,32V/μs

**Cuadro 5.8:** Comparación del Slew Rate.

## 6. Observaciones

Se afrontaron diversas inconvenientes y problemas que fueron surgiendo a lo largo de la implementación del amplificador. Entre ellas, hubieron fallas en soldaduras, que concluyeron con el cambio de los transistores de potencia en más de una ocasión.

Por otro lado, se debieron colocar capacidores de 220pF entre base y colector de los *drivers* de los transistores de potencia para eliminar oscilaciones de alta frecuencia, estas oscilaciones no eran debidas a falta de compensación lineal, ya que las mismas solo se producían en uno de los ciclos de las señales y su intensidad y frecuencia eran distintas, dependiendo de si se trataba del semi-ciclo positivo o el negativo, de esto se concluyó que se trataba de inestabilidades alinéales y su solución con un capacitor entre base y colector de los drivers de los Darlington de salida pasa por disminuir la ganancia de los mismos a medida que la frecuencia aumenta, eliminando la posibilidad de realimentación positiva, su valor se determinó en forma empírica, y tratando de usar los valores menores posibles, ya que las simulaciones mostraban que el THD aumentaba en proporción a los valores de estos capacitores.

Luego, se debió fijar otro disipador al ya colocado, ya que la resistencia térmica necesaria para este trabajo no correspondía con la adquirida en el local.

## 7. Conclusiones

En el presente trabajo se logró diseñar e implementar satisfactoriamente un amplificador de audio clase G. El trabajo consistió de varias etapas, entre ellas: diseño del amplificador por etapas (entrada, amplificación, potencia), simulación, en donde se tuvieron que modificar cuestiones del diseño para que cumplan las especificaciones correspondientes a un amplificador de audio. Una vez finalizadas las pruebas, se prosiguió por implementar el circuito diseñado usando *Kicad* para diseñar el PCB, que luego fue fabricado y soldado.

Además, se diseño y construyó correctamente una fuente *Switching*, encargada de entregar las tensiones necesarias para el funcionamiento del amplificador, de modo que sea utilizada una única fuente de laboratorio.

Finalmente, se destaca la eficiencia de este amplificador, como también su baja distorsión y su respuesta en frecuencia.



**Figura 7.1:** Ultimo día de mediciones

## 8. Bibliografía

### Referencias

- [1] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (3<sup>rd</sup> Edition)*  
Author: Paul R. Gray  
Author: Robert G. Meyer  
Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 3<sup>rd</sup> Edition (January 15, 1993)  
Copyright: © 1993, John Wiley & Sons, Inc.  
ISBN 10: 0471574953  
Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(3<sup>rd</sup> Edition\)](#)
- [2] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (4<sup>th</sup> Edition)*  
Author: Paul R. Gray  
Author: Paul J. Hurst  
Author: Stephen H. Lewis  
Author: Robert G. Meyer  
Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 4<sup>th</sup> Edition (2001)  
Copyright: © 2001, John Wiley & Sons, Inc.  
ISBN 10: 0471321680  
ISBN 13: 9780471321682  
Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(4<sup>th</sup> Edition\)](#)
- [3] *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits (5<sup>th</sup> Edition)*  
Author: Paul R. Gray  
Author: Paul J. Hurst  
Author: Stephen H. Lewis  
Author: Robert G. Meyer  
Publisher: John Wiley & Sons, Inc.; 5<sup>th</sup> Edition (2009)  
Copyright: © 2009, John Wiley & Sons, Inc.  
ISBN 10: 0470245999  
ISBN 13: 9780470245996  
Website: [Analysis and Design of Analog Integrated Circuits \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

[4] *Circuitos microelectrónicos (4<sup>ta</sup> Edición) español*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 4<sup>ta</sup> Edición (2001)

Copyright: © 1999, Oxford, University press México.

Original Copyright: © 1998, 1991, 1987, 1982, Oxford, University press Inc.

ISBN 10: 01951166310

Website: [Circuitos microelectrónicos \(4<sup>ta</sup> Edición\) español](#)

[5] *Microelectronic circuits (5<sup>th</sup> Edition)*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 5<sup>th</sup> Edition (2004)

Copyright: © 2004, 1998, 1991, 1987, 1982, Oxford, University press Inc.

ISBN 10: 0195142527

Website: [Microelectronic circuits \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

[6] *AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN HANDBOOK (5<sup>th</sup> Edition)*

Author: Douglas Self

Publisher: Elsevier Ltd; 5<sup>th</sup> Edition (2009)

Copyright: © 2009, Douglas Self. Published by Elsevier Ltd. All rights reserved.

ISBN 13: 9780240521626

Website: [AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN HANDBOOK \(5<sup>th</sup> Edition\)](#)

# Apéndices

## A. Hojas de datos

### A.1. BD135

*NPN Plastic Medium-Power Silicon Transistors*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BD135>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD135-D.PDF>

### A.2. BD136

*PNP Plastic Medium-Power Silicon Transistors*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BD136>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD136G-D.PDF>

### A.3. BC556

*PNP Silicon Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=BC556>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC556BTA-D.pdf>

### A.4. MJL21193

*PNP Bipolar Power Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=MJL21193>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJL21193-D.PDF>

### A.5. MJL21194

*NPN Bipolar Power Transistor*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=MJL21194>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJL21193-D.PDF>

## A.6. 1N4148

*Small signal diode*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=1N4148>

Manufacturer Datasheet: <https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf>

## A.7. 1N4370

*Zener Voltage Regulator Diode*

Manufacturer page: <https://www.microsemi.com/existing-parts/parts/121321>

Manufacturer Datasheet: [http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/microsemi/1N746\\_759A\\_4370\\_4372A.pdf](http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/microsemi/1N746_759A_4370_4372A.pdf)

## A.8. 1N4007

*Silicon rectifier diode*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/diodes-rectifiers/rectifiers/1n4007>

Manufacturer Datasheet: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/1N4007.pdf>

## A.9. 1N5822

*Schottky Barrier Rectifier*

Manufacturer page: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/diodes-rectifiers/schottky-diodes-schottky-rectifiers/1n5822>

Manufacturer Datasheet: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N5820-D.PDF>

## A.10. Metal film resistor

*Metal film resistor*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/resistors-fixed/metal-film/tabc/doclibrary/>

## A.11. Carbon film resistor

*Carbon film resistor*

Manufacturer page: <http://www.vishay.com/resistors-fixed/carbon-film/tabc/doclibrary/>

### A.12. Ceramic capacitor

*Ceramic disk capacitor*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/capacitors/ceramic/disc/>

### A.13. Electrolitic Aluminum capacitor

*Electrolitic aluminum capacitor*

Manufacturer page: <https://www.vishay.com/capacitors/aluminum/>