



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

diegorluna@gmail.com

NEUMARKT FERNÁNDEZ Leonardo Padrón N° 97471

leoneu928@gmail.com

RIZZO Gonzalo Gabriel

gonzalarizzo95@gmail.com

Padrón N° 75451

Docentes:

Ing. BERTUCCIO José Alberto

Ing. MARCHI Edgardo

Ing. BULACIO Matías

Ing. D'ANGIOLO Federico

Ing. GAMEZ Pablo

20 de Diciembre de 2019

Índice

Índice	I
1. Consideraciones previas al diseño	1
1.1. Objetivo y requerimientos de usuario	1
1.2. Especificaciones	1
2. Diseño circuital	2
2.1. Circuito Pre-amplificador	2
2.2. Fuente <i>Switching</i>	2
2.3. Circuito amplificador	4
3. Simulaciones	7
3.1. Polarización	7
3.2. Ganancia de lazo	9
3.3. Ancho de banda a baja potencia	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
4. Prototipo	23
4.1. Ensamblado del prototipo	23
5. Validación del prototipo	26
5.1. Instrumental	26
5.2. Mediciones	31
5.2.1. Polarización	31
5.2.2. Ancho de banda a baja potencia	33
5.2.3. Ancho de banda de potencia	37
5.2.4. Impedancias de entrada y salida	40
5.2.5. Factor de amortiguamiento	42
5.2.6. Sensibilidad	43
5.2.7. Estabilidad	44
5.2.8. Switcheo en la etapa de salida	47
5.2.9. THD	51
5.2.10. Influencia del switching de la etapa de salida sobre el THD	58
5.2.11. Slew Rate	60
5.2.12. Rechazo al ripple	62
5.2.13. Comportamiento térmico	64
5.2.14. Eficiencia	65
6. Observaciones	67

7. Conclusiones	68
8. Bibliografía	69
Apéndices	71
A. Hojas de datos	71
A.1. BD135	71
A.2. BD136	71
A.3. BC556	71
A.4. MJL21193	71
A.5. MJL21194	71
A.6. 1N4148	72
A.7. 1N4370	72
A.8. 1N4007	72
A.9. 1N5822	72
A.10.Metal film resistor	72
A.11.Carbon film resistor	72
A.12.Ceramic capacitor	73
A.13.Electrolytic Aluminum capacitor	73

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.	43
5.15. Banco de medición para medir la estabilidad.	44
5.16. Medición del amplificador con una entrada cuadrada de 1kHz a media potencia.	45
5.17. Medición del amplificador con una entrada cuadrada de 1kHz a máxima potencia.	46
5.18. Forma de onda para el transistor <i>NPN</i> .	47
5.19. Forma de onda para el transistor <i>PNP</i> .	48

5.20. "Glitch" en el semiciclo positivo de la señal de salida a 20kHz.	49
5.21. "Glitch" en el semiciclo negativo de la señal de salida a 20kHz.	50
5.22. Banco de medición para el THD.	51
5.23. Medición del THD a 900Hz.	53
5.24. Medición del THD a 1kHz.	53
5.25. Medición del THD a 2kHz.	54
5.26. Medición del THD a 9kHz.	54
5.27. Medición del THD a 17kHz.	55
5.28. Medición del THD a 18kHz.	55
5.29. Medición del THD en función de la frecuencia.	56
5.30. Medición del THD en función de la potencia.	57
5.31. Medición del THD sin producirse switcheo a la salida.	58
5.32. Medición del THD con switcheo a la salida.	59
5.33. Verificación de tiempo de crecimiento del generador.	60
5.34. Medición del Slew Rate del circuito amplificador.	61
5.35. Banco de medición para el rechazo de ripple.	63
5.36. Circuito usado para la generación de ripple.	63
5.37. Eficiencia en función de la potencia de salida.	66
7.1. Último día de mediciones.	68

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 factor de amortiguamiento.	42
5.9. Comparación del Slew Rate.	61
5.10. Temperatura del disipador a máxima potencia de salida ($T_{amb} = 27^\circ\text{C}$).	64

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: 25V

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.

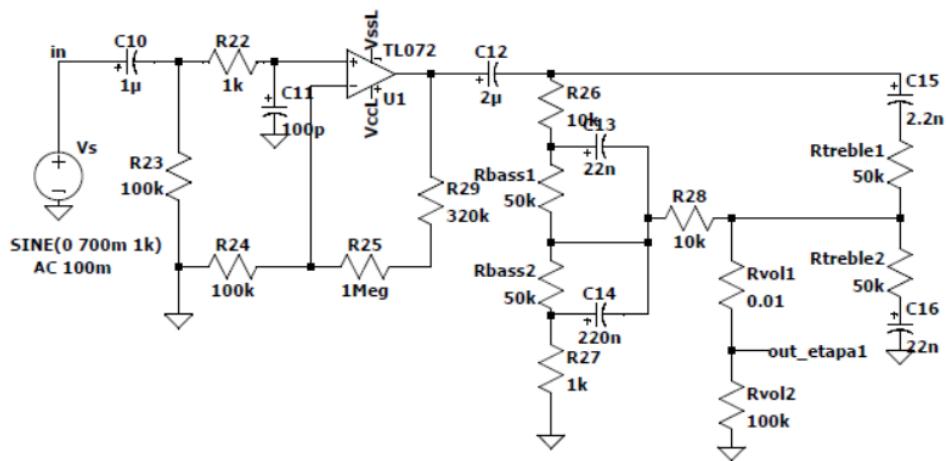


Figura 2.1: Circuito pre-amplificador.

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:

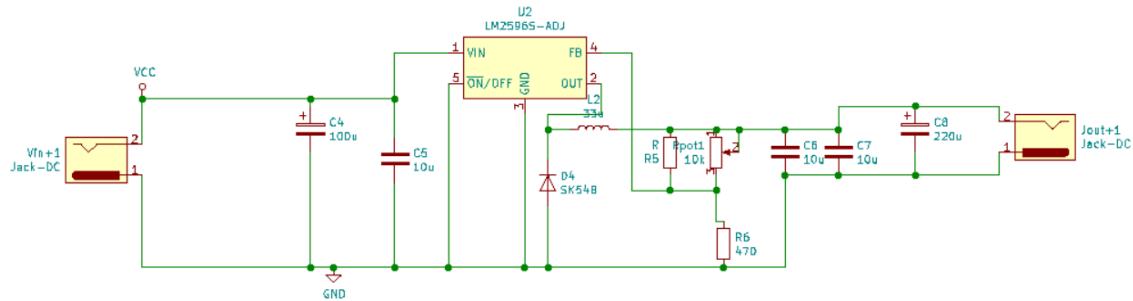


Figura 2.2: Circuito Step Down.

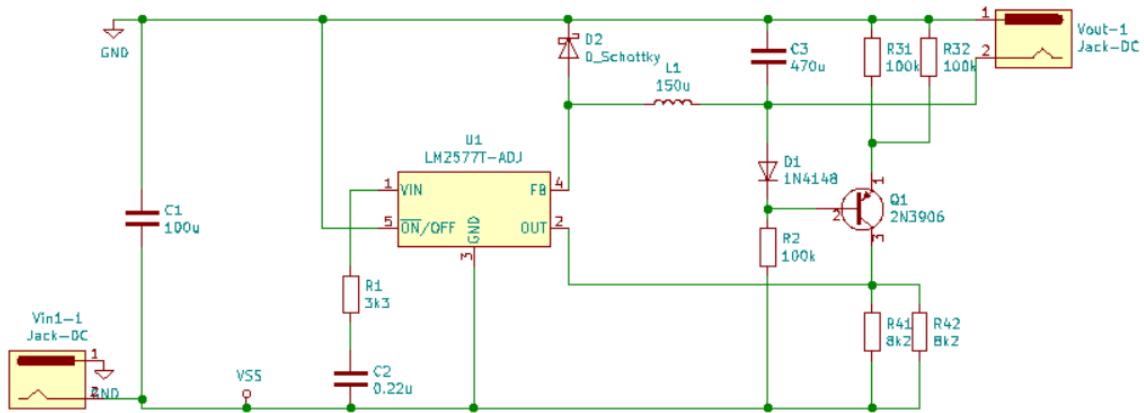
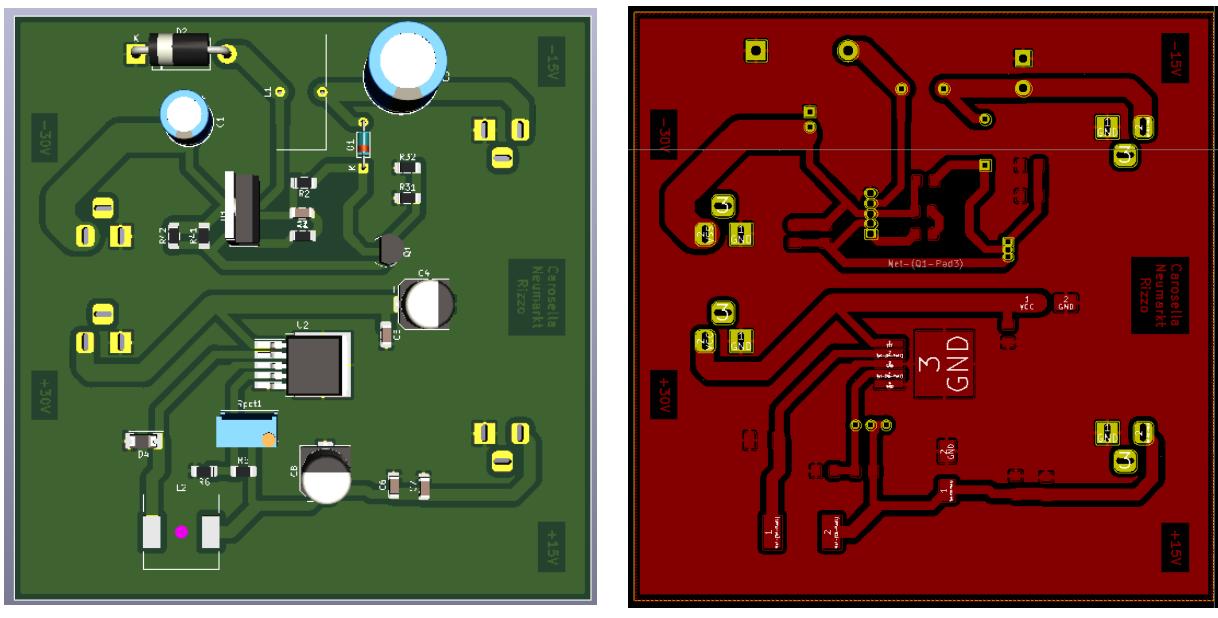


Figura 2.3: Circuito Step Up.

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. Seguidamente se muestran imágenes del PCB para el amplificador clase G a implementar.

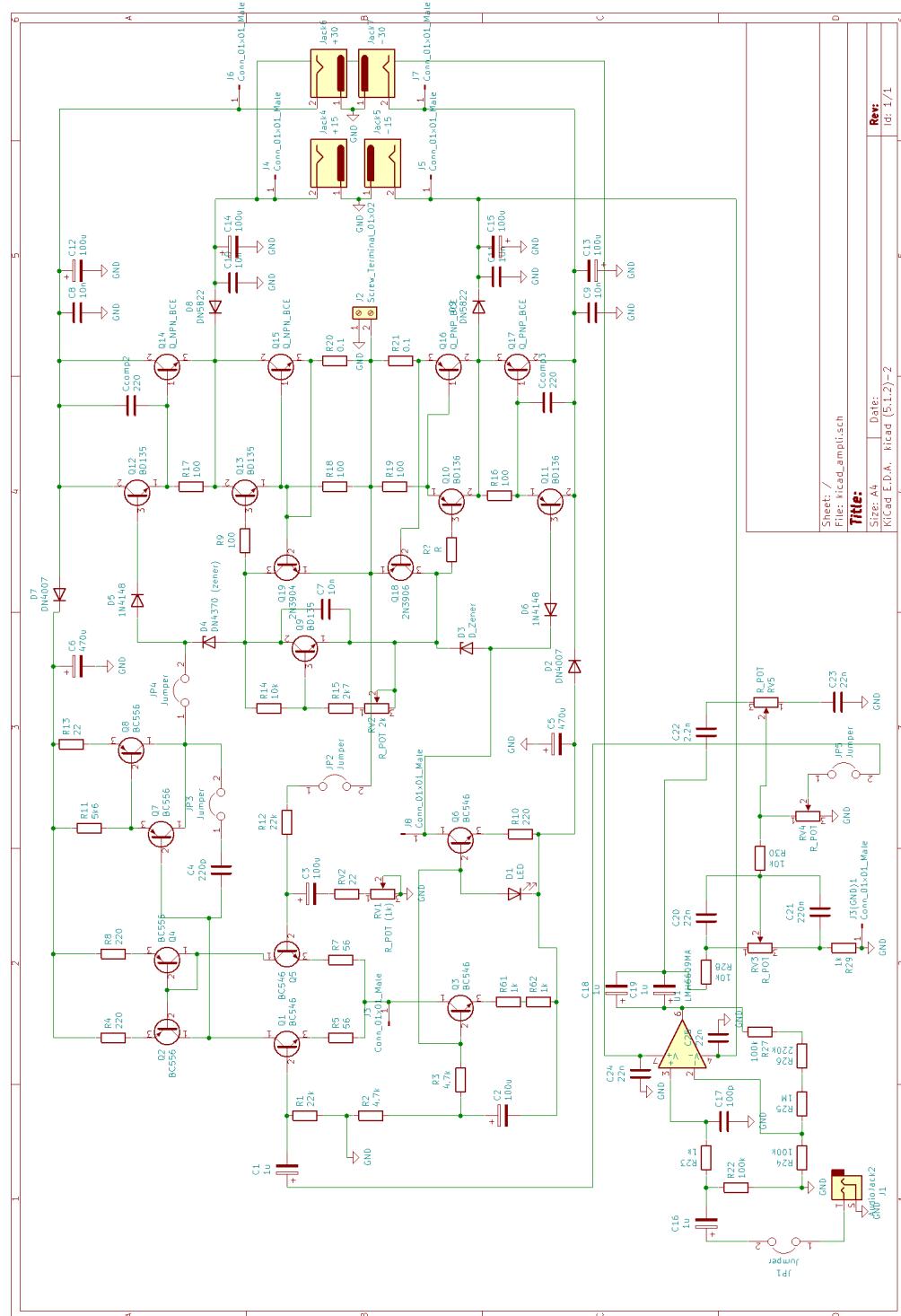


Figura 2.5: Esquemático de amplificador con clase G.

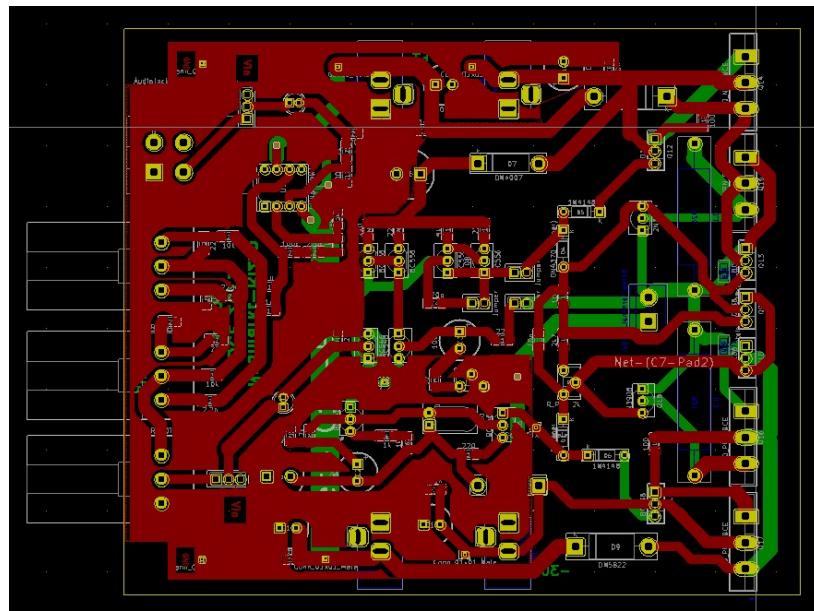
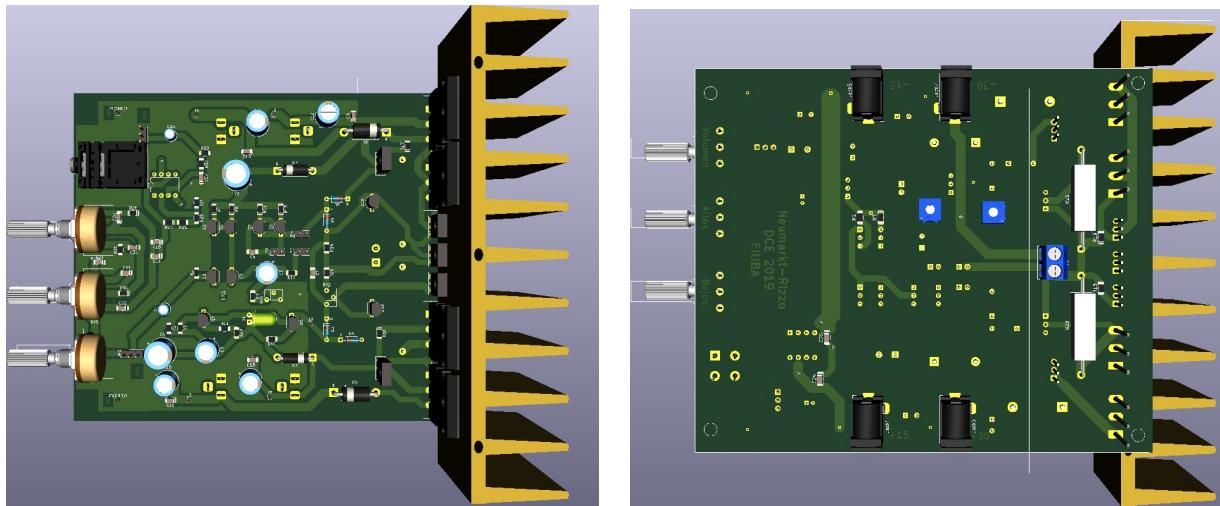


Figura 2.6: PCB del amplificador.



(a) Vista superior.

(b) Vista inferior.

Figura 2.7: Vista 3D del PCB del amplificador.

3. Simulaciones

Todas las simulaciones se realizaron en **LTSPICE**, pero dado que los gráficos de este programa no son muy buenos, los datos se exportaron a archivos de texto desde las opciones del programa, los mismos se cargaron y graficaron usando scripts de **MATLAB**, estos gráficos son mas detallados y de mejor apariencia.

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	549µA	18,6mW
Q_2 (BC556B)	-610mV	-1,31V	549µA	722µW
Q_3 (BC546B)	631mV	31,78V	1,1mA	35mW
Q_4 (BC556B)	-610mV	33,78V	549µA	334mW
Q_5 (BC546B)	612mV	34,6V	549µA	19mW
Q_6 (BC546B)	693mV	28,8V	9,71mA	280mW
Q_7 (BC556B)	-557mV	30V	170µA	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.

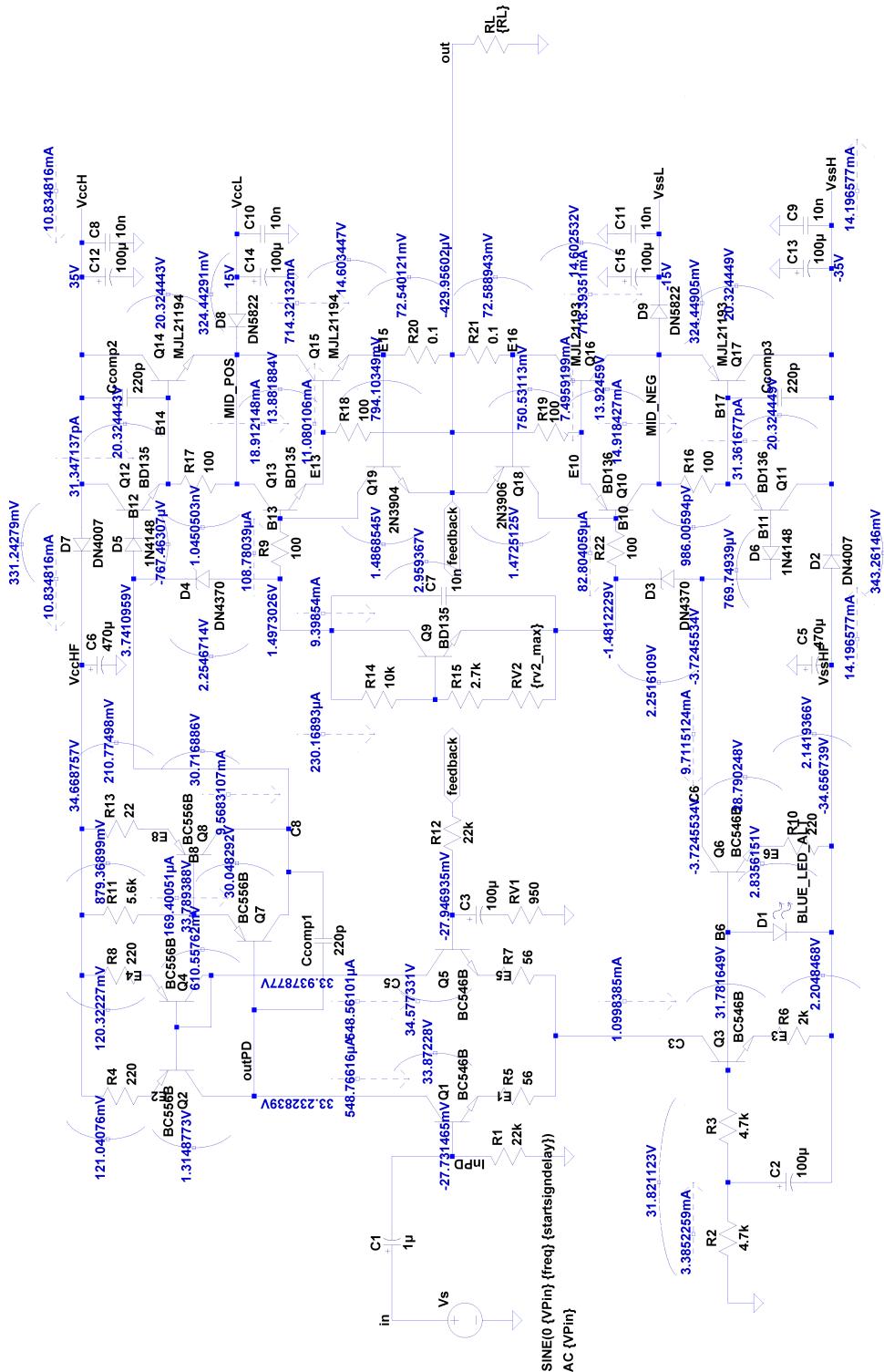


Figura 3.1: Circuito simulado mostrando los valores de polarización.

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°

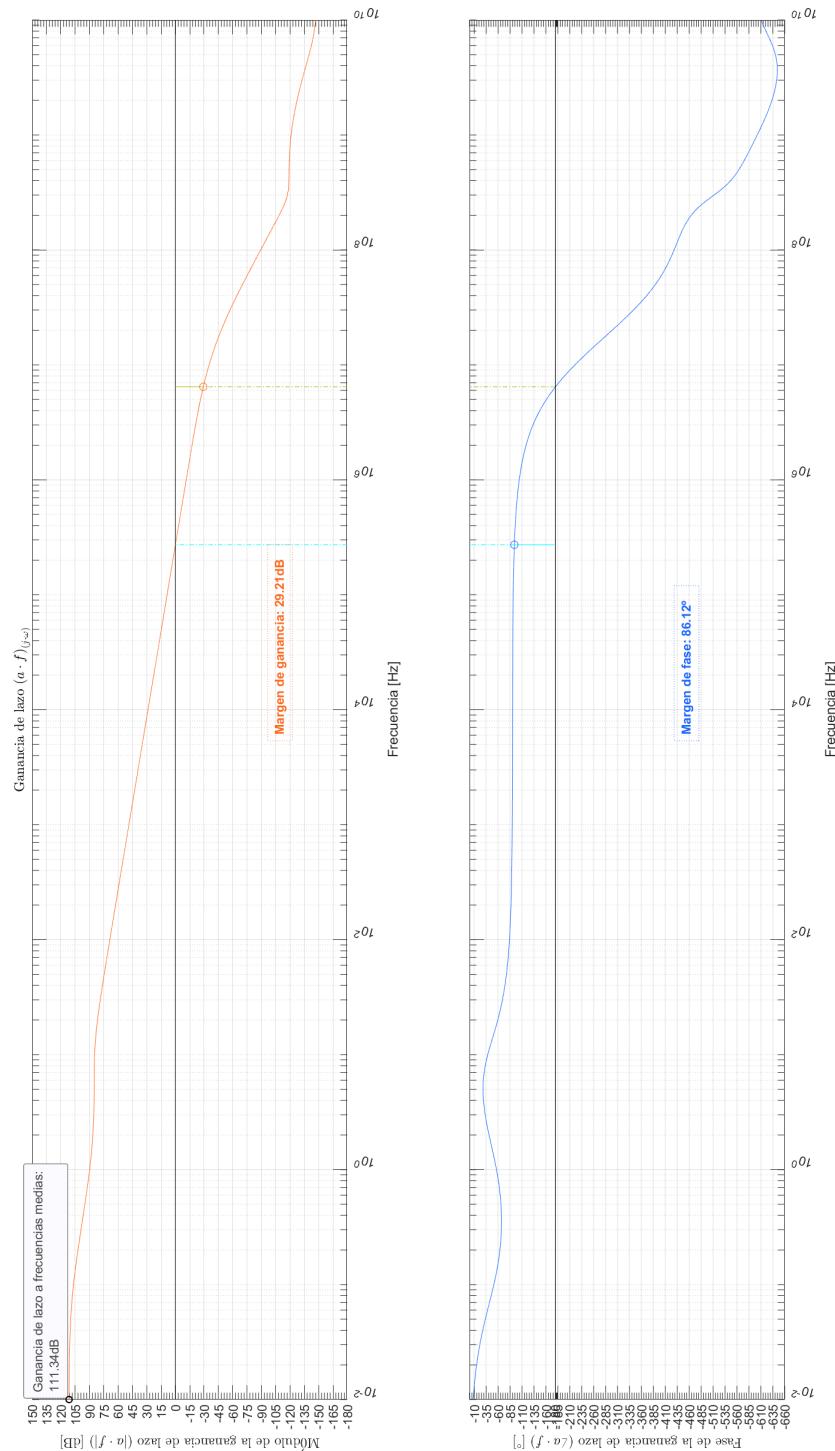


Figura 3.2: Ganancia de lazo (simulación).

3.3. Ancho de banda a baja potencia

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:

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

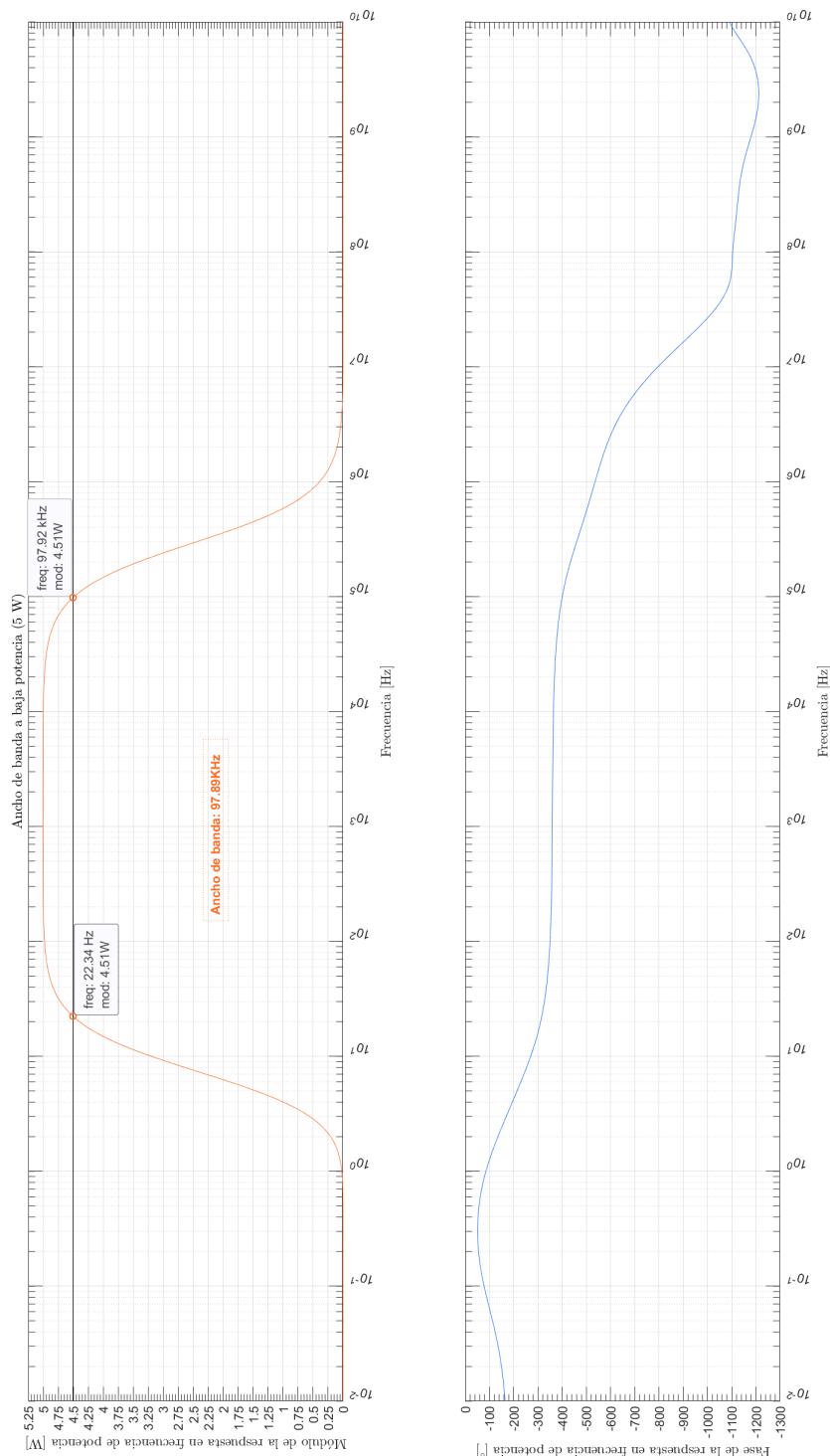


Figura 3.3: Ancho de banda a baja potencia (simulación).

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:

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

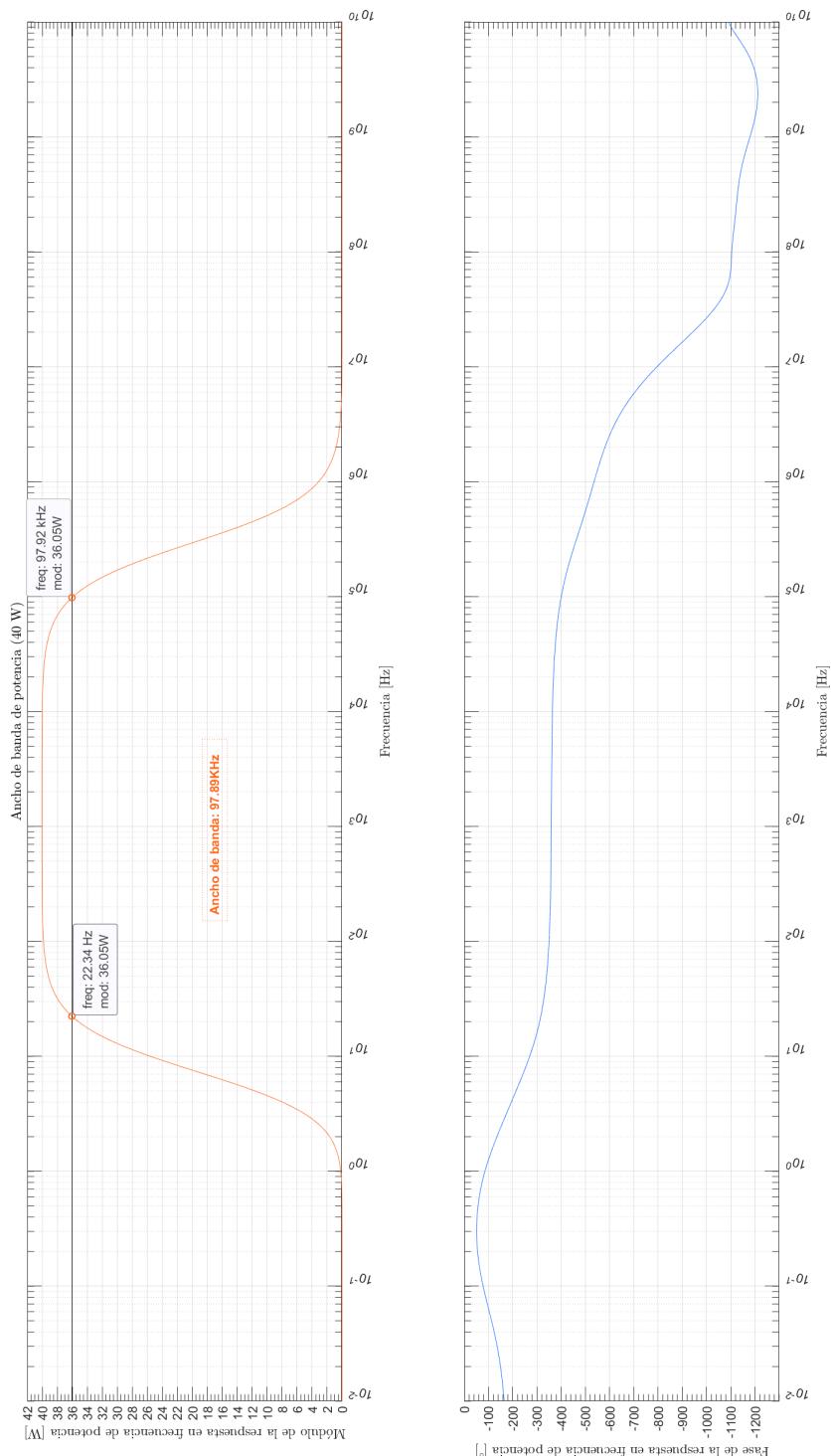


Figura 3.4: Ancho de banda de potencia (simulación).

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.

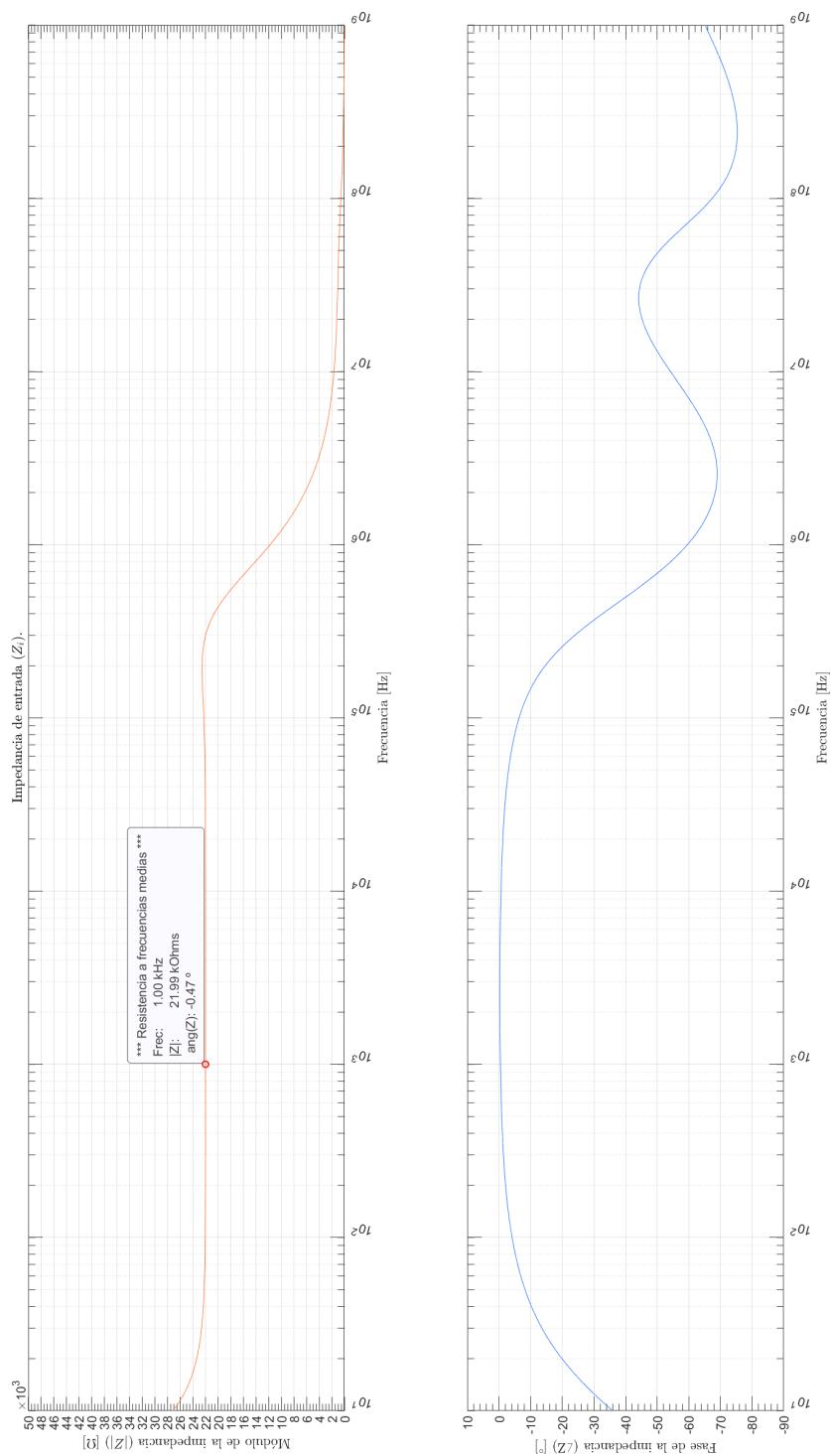


Figura 3.5: Valores de impedancia de entrada (simulación).

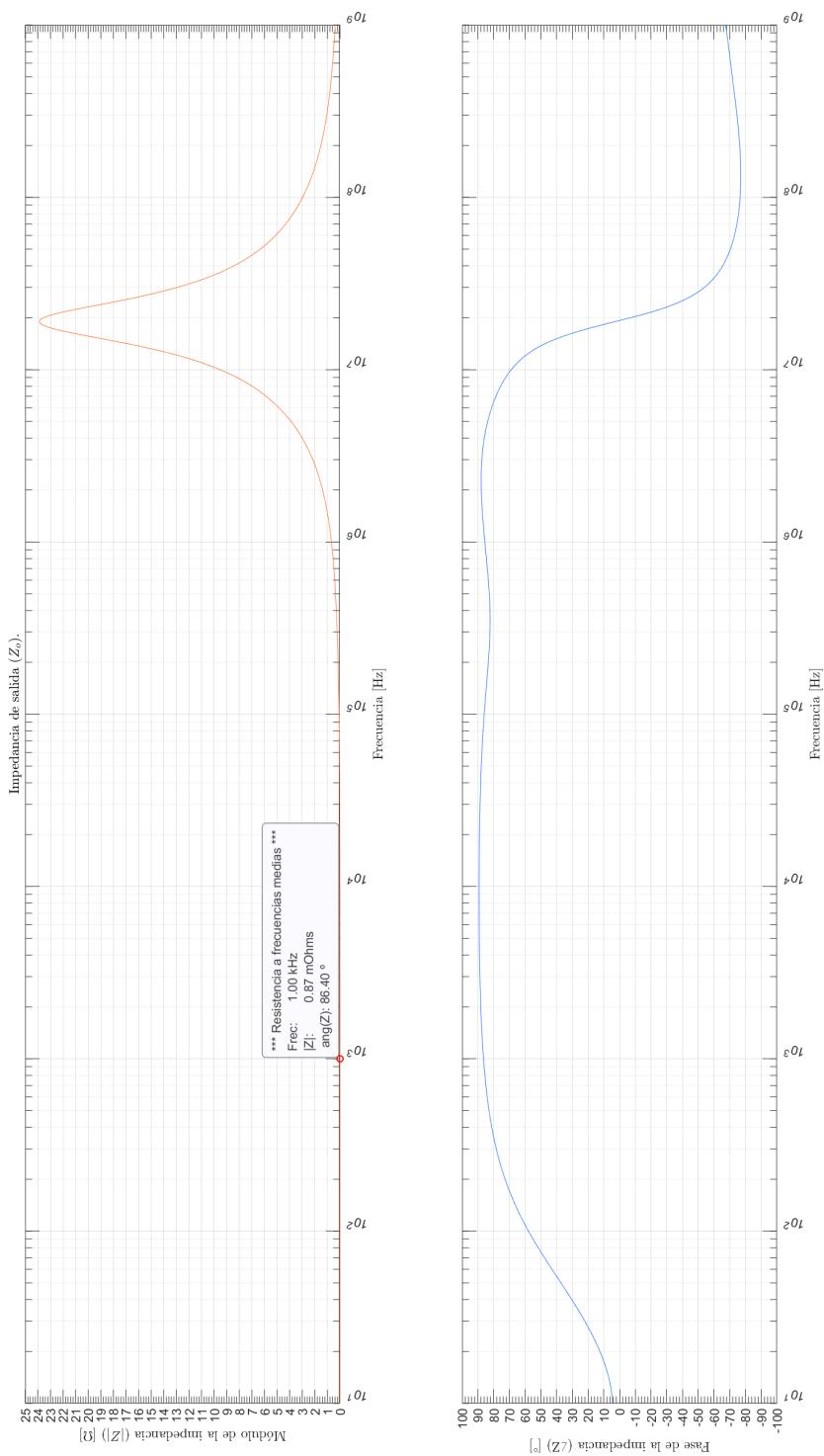


Figura 3.6: Valores de impedancia de salida (simulación).

3.6. THD

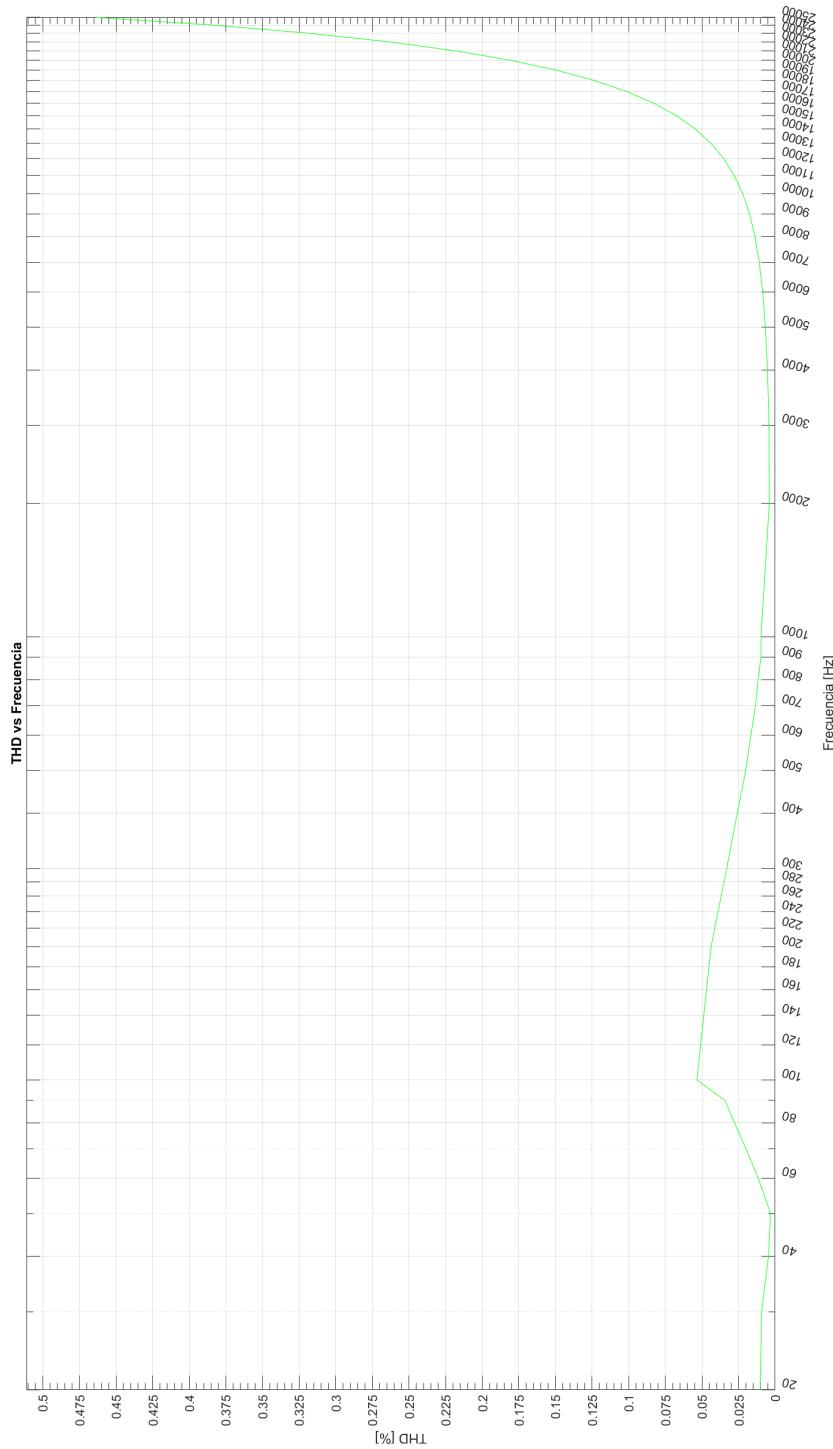


Figura 3.7: THD en función de la frecuencia (simulación).

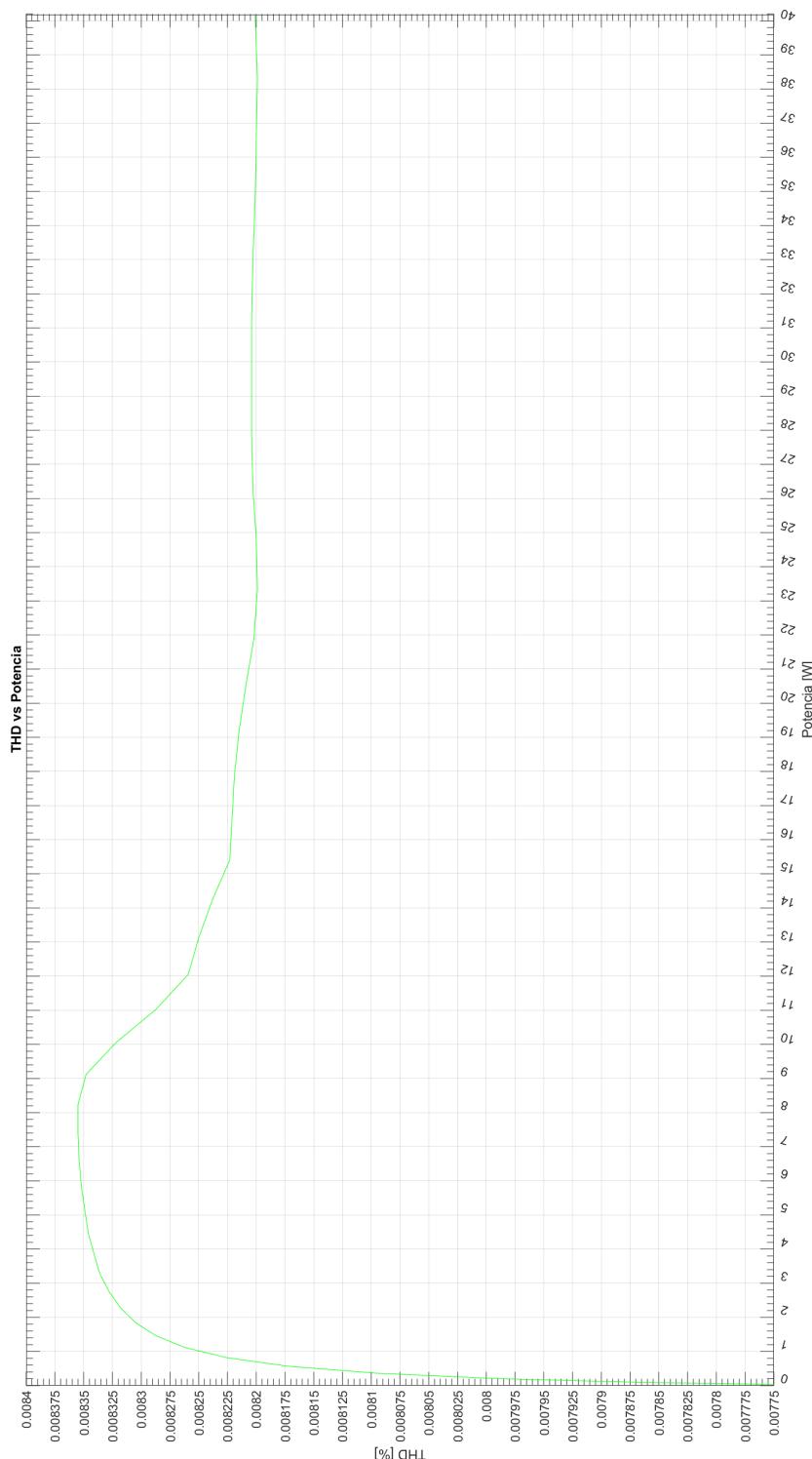


Figura 3.8: THD en función de la potencia (simulación).

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/ μ s

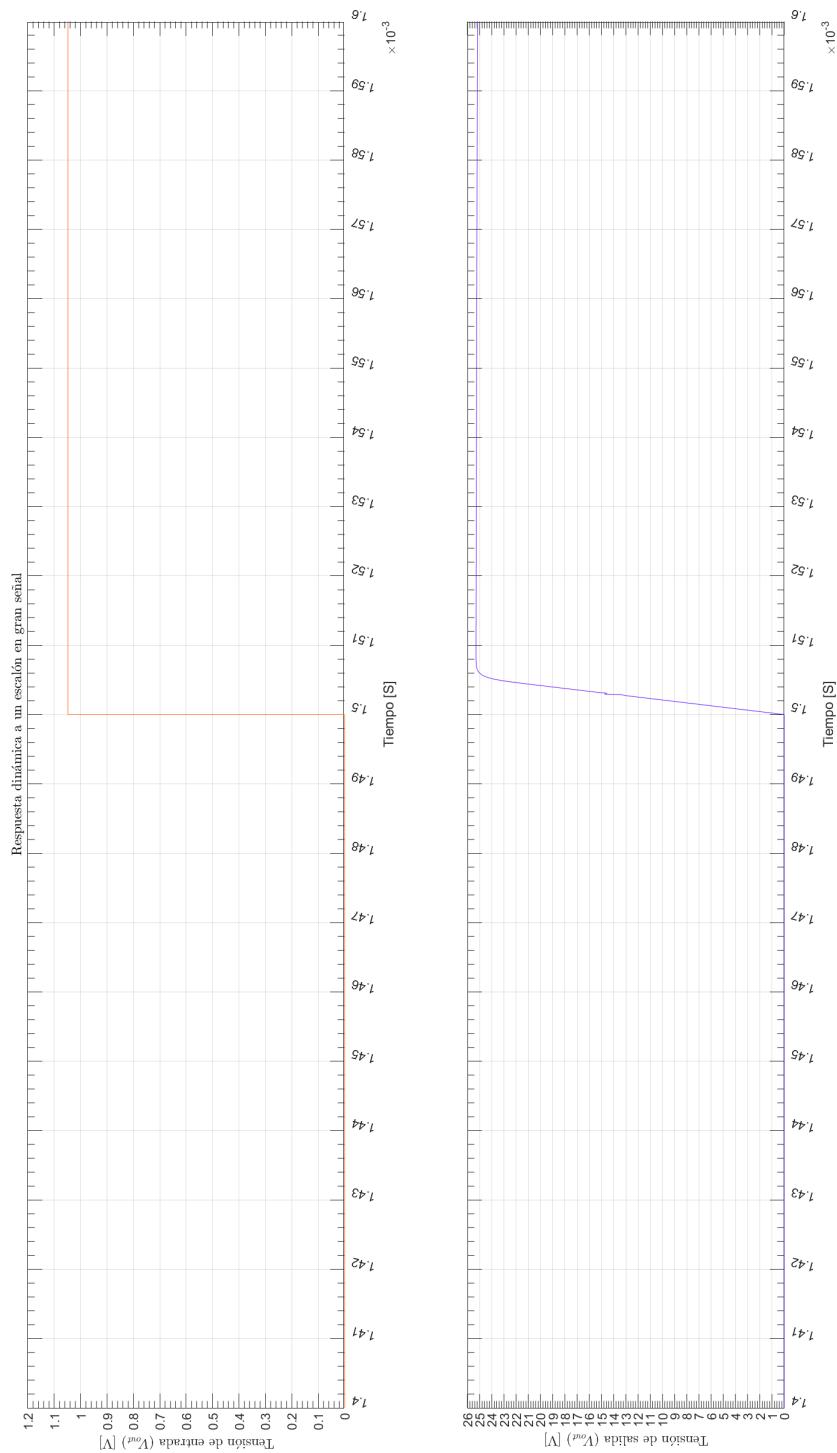


Figura 3.9: Tiempo de crecimiento (simulación).

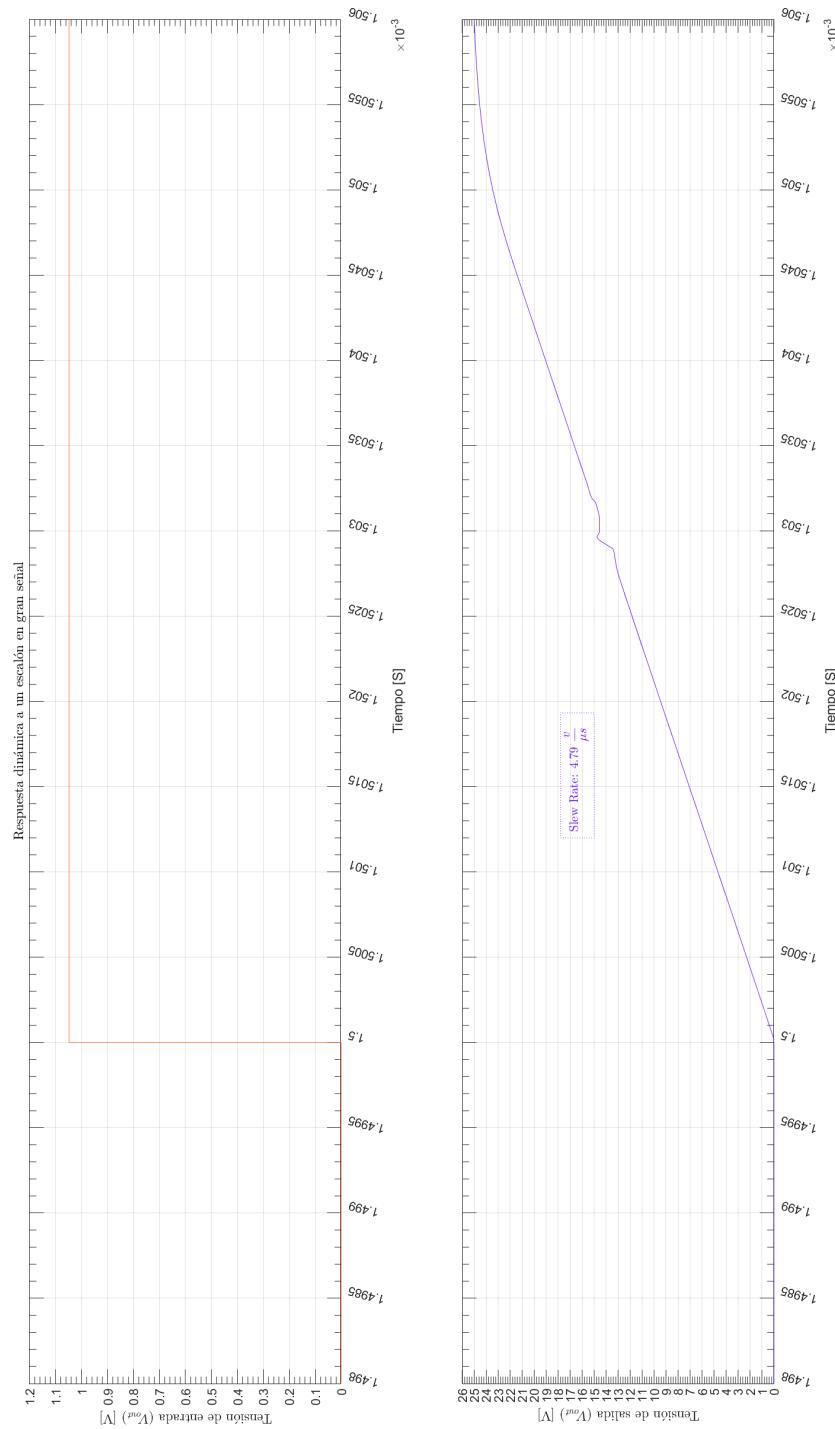


Figura 3.10: Tiempo de crecimiento, zoom sobre la pendiente (simulación).

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.

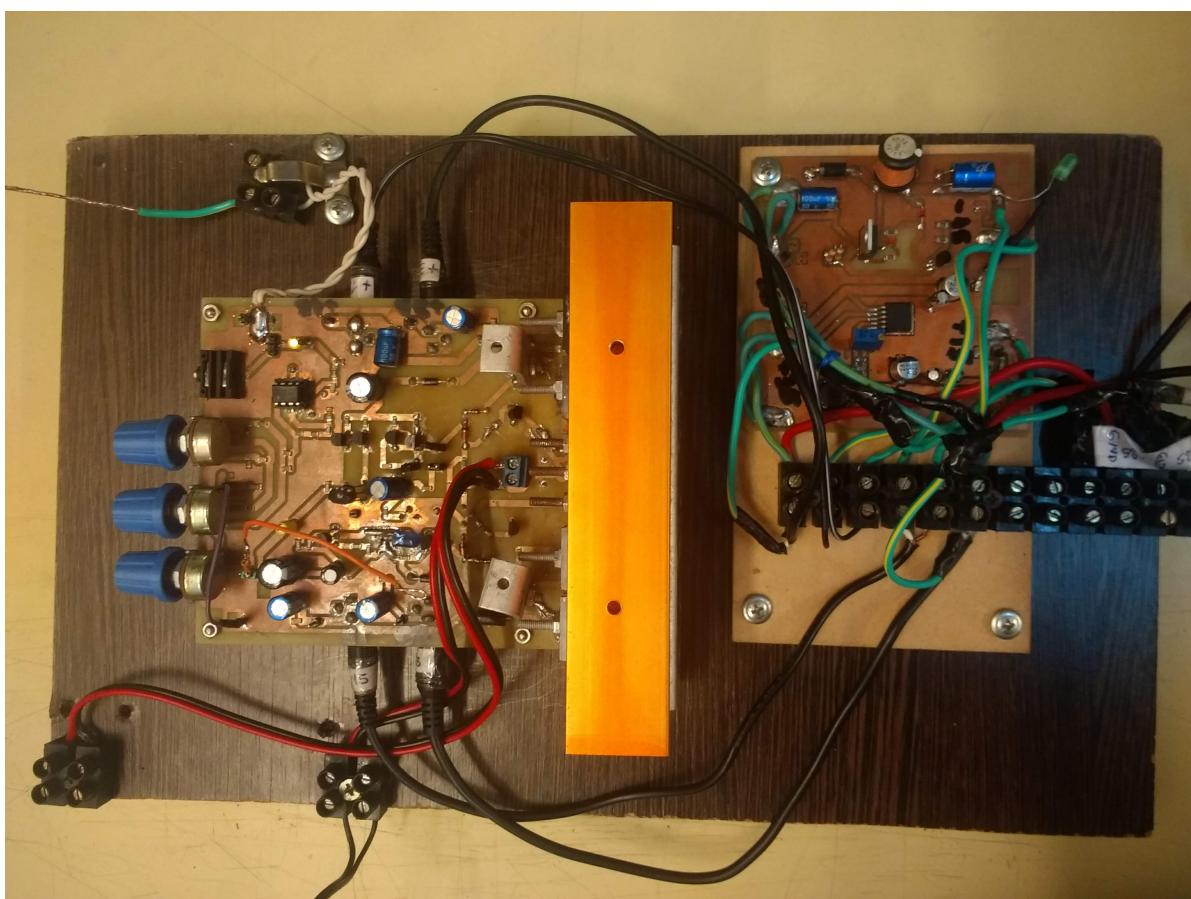


Figura 4.1: Ensamblado del prototipo.



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.

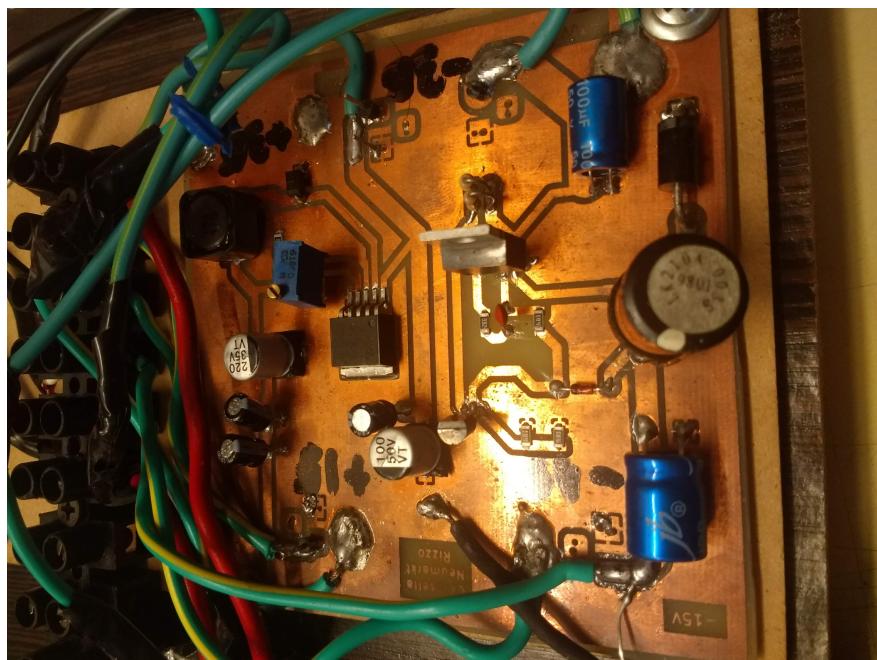


Figura 4.4: Detalle de la fuente de alimentación interna.

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.

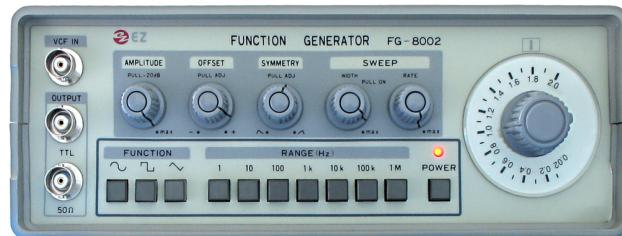


Figura 5.4: Generador de señales FG-8002.



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 a baja potencia

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

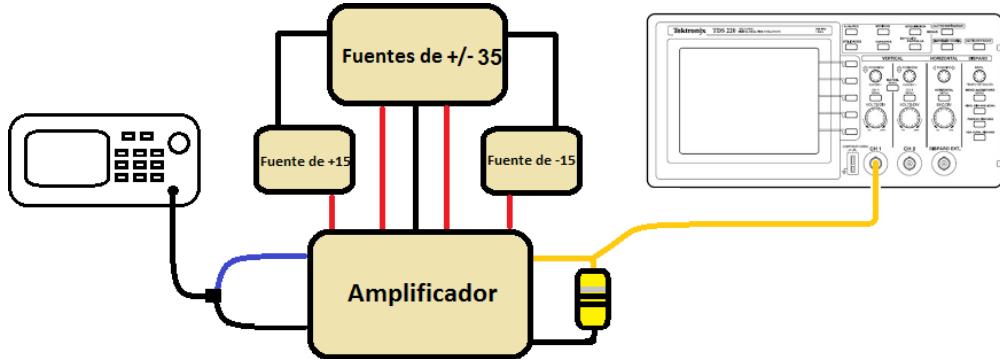


Figura 5.7: Banco de medición para el ancho de banda.

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 de salida de 5W usada. 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.

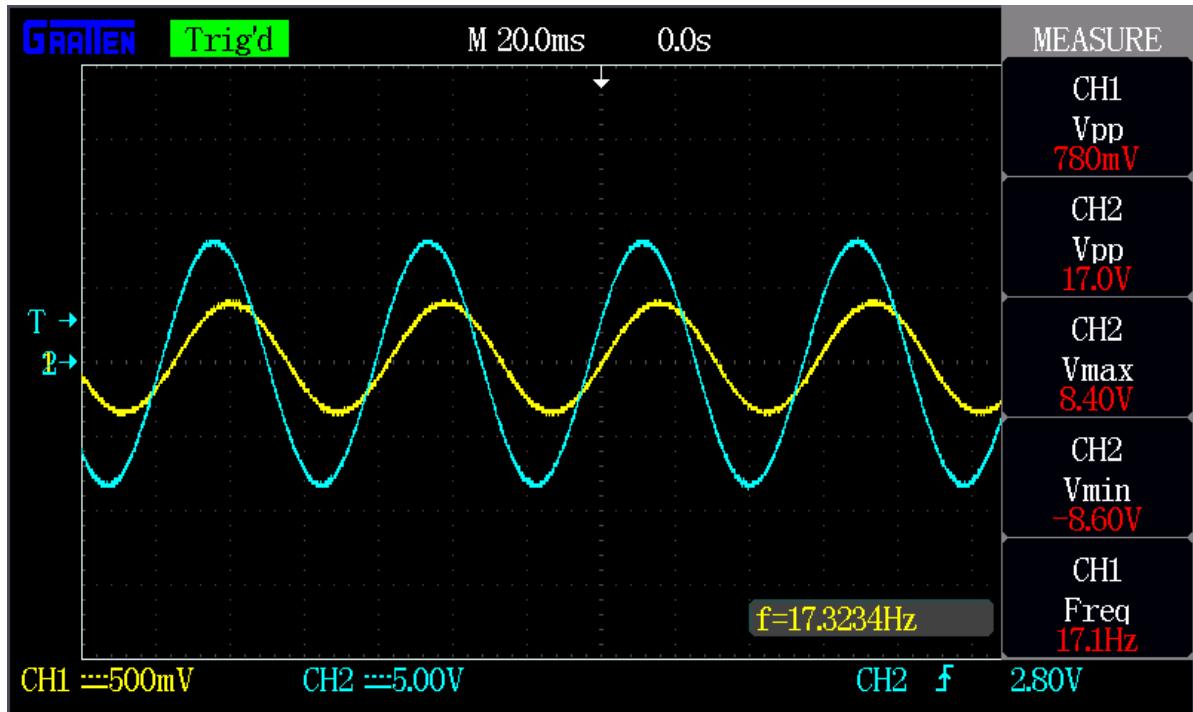


Figura 5.8: Medición de f_l a baja potencia, mostrando el corrimiento de fase.

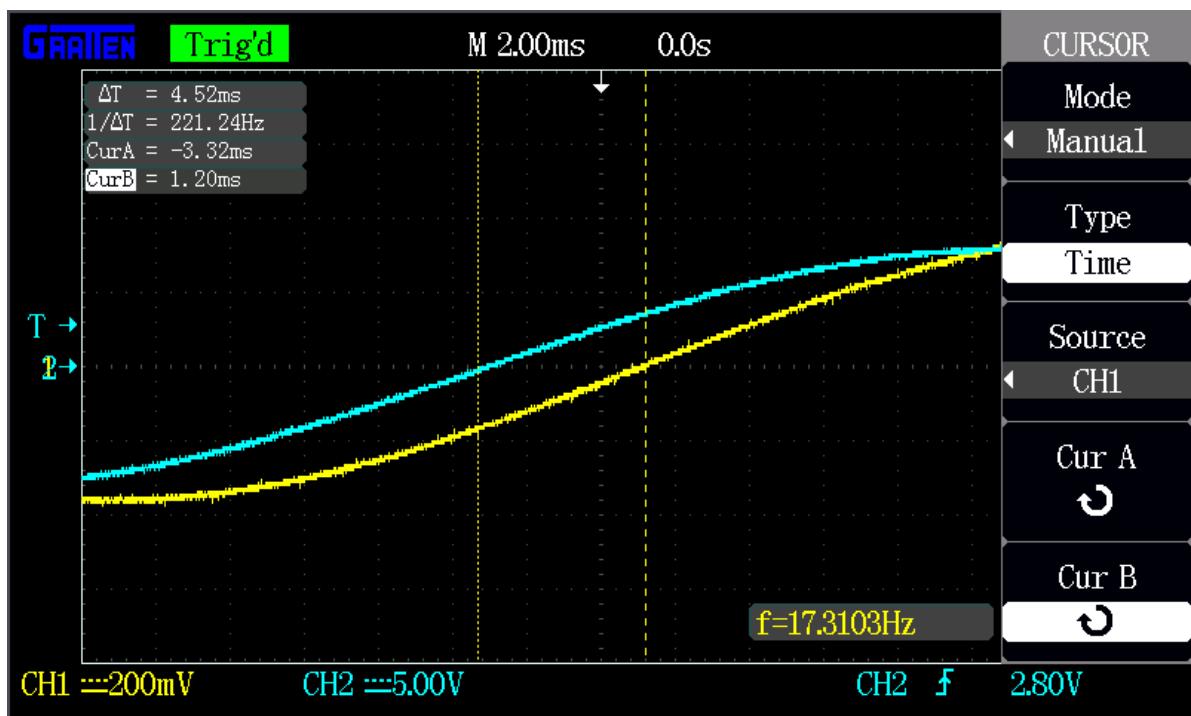


Figura 5.9: Cálculo del corrimiento de fase para f_l a baja potencia.



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.

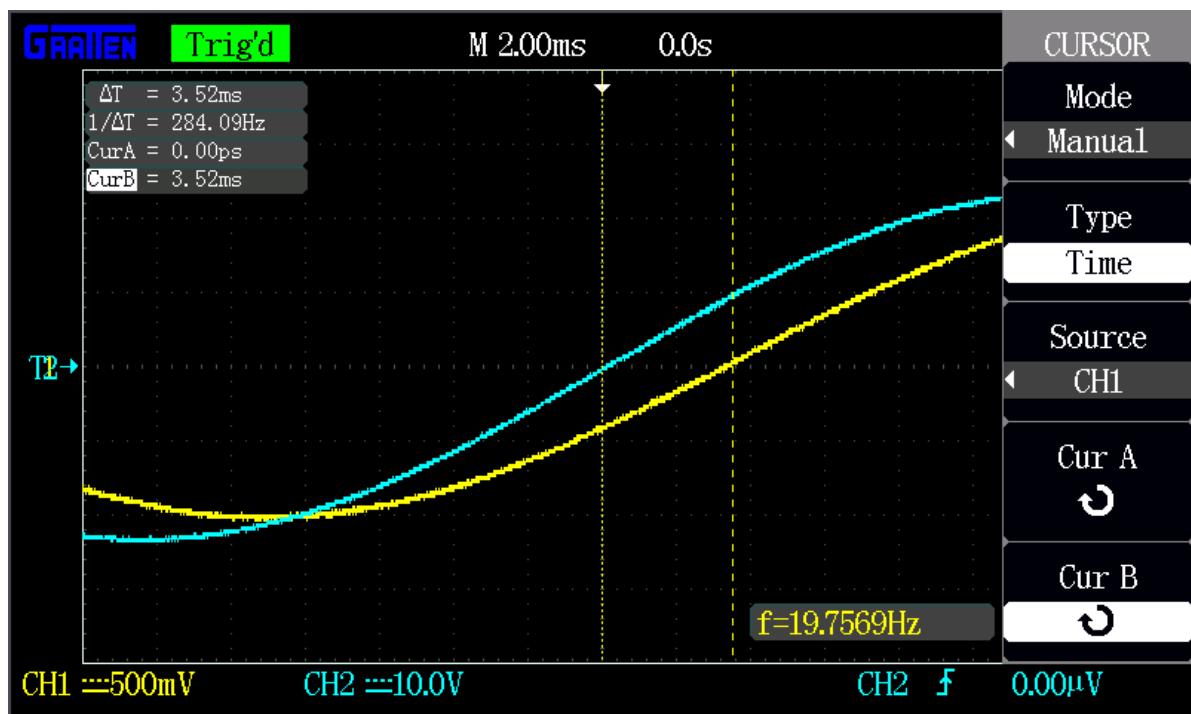


Figura 5.11: Medición de f_l a máxima potencia, mostrando el corrimiento de fase.



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].

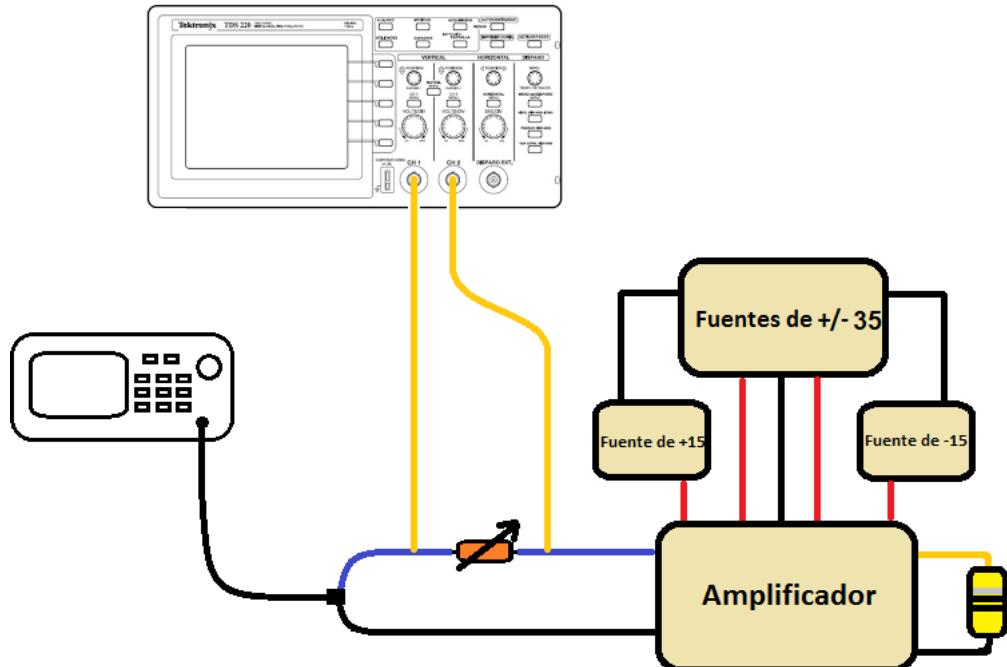


Figura 5.13: Banco de medición para el ancho de banda.

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. Factor de amortiguamiento

El factor de amortiguamiento, que nos da una idea de que tan rápido el amplificador permite que el cono del parlante regrese al estado estático al terminar la señal aplicada, se calcula a partir de las impedancias de carga nominal y la de salida con la expresión (5.2).

$$DF = \frac{|Z_{L_{nom}}|}{|Z_o|} \quad (5.2)$$

Usando los valores de la impedancia de salida del amplificador obtenida en la sección anterior, se obtiene:

$$DF = \frac{8\Omega}{68,10\text{m}\Omega} = 117,47$$

Se muestra en el cuadro [5.8] la comparación para los valores de diseño, simulado y medido.

Valor	Especificación	Simulación	Medición
DF	> 100	9145,4	117,47

Cuadro 5.8: Comparación del factor de amortiguamiento.

El valor obtenido está afectado por el mismo error mencionado antes para la impedancia de salida, debido al instrumental disponible.

5.2.6. 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 $v_{in} = 1,08\text{V}$, que produce la potencia especificada a la salida con carga nominal, siendo esta última $v_{out} = 25,3\text{V}$. Se verifica dicha medición en la figura [5.14].

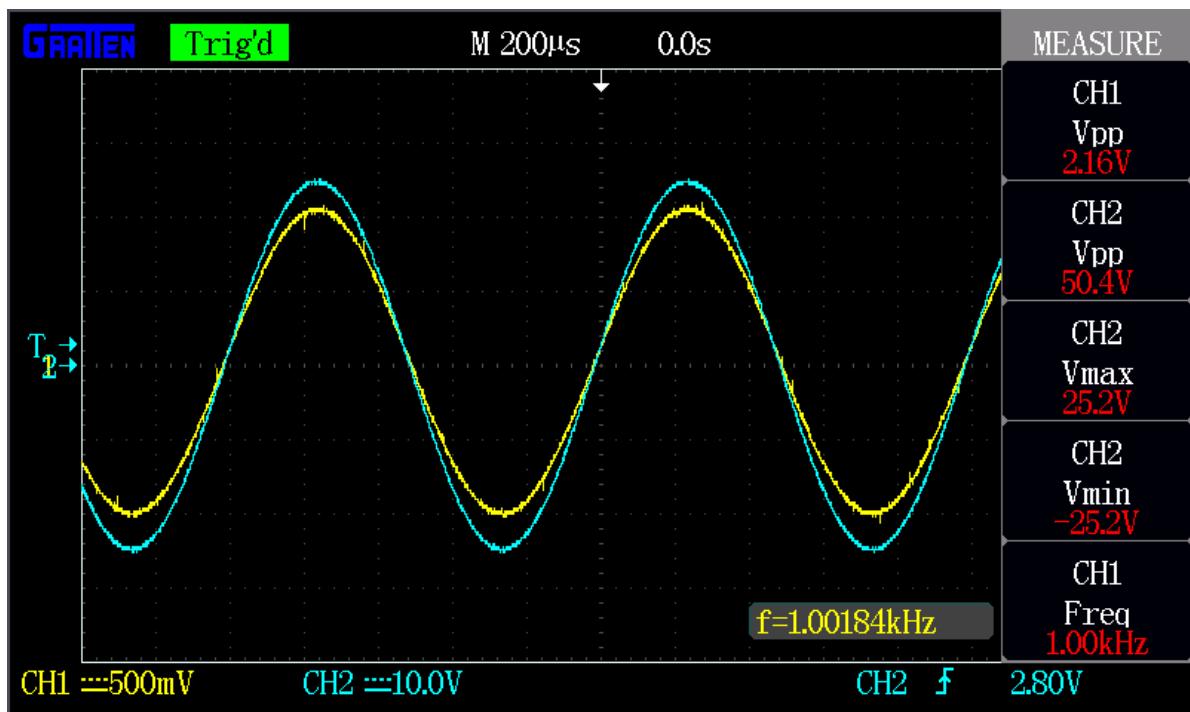


Figura 5.14: Medición de la sensibilidad del circuito amplificador.

5.2.7. Estabilidad

Se armó para esta medición, el banco de medición mostrado en la figura [5.15], usando los instrumentos detallados en la sección [5.1].

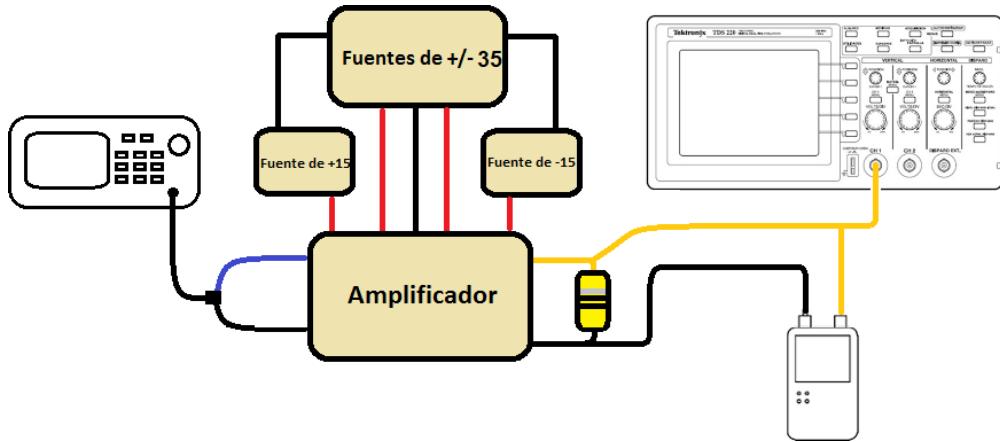


Figura 5.15: Banco de medición para medir la estabilidad.

Para evaluar la estabilidad del amplificador, se realizaron mediciones de la salida cuando la entrada es una onda cuadrada, para esta medición se usó una entrada cuadrada de 1kHz de frecuencia y una amplitud que se ajustó para dos condiciones de potencia, media potencia y máxima potencia, tomando valores *RMS* de salida, en la figura [5.16] se puede ver lo medido para la entrada y salida para una potencia de aproximadamente 29W y en la figura [5.17] se puede ver lo medido para la entrada y salida para una potencia de aproximadamente 40W. Puede apreciarse como no hay sobre-picos a la salida que evidencien inestabilidad en el amplificador.

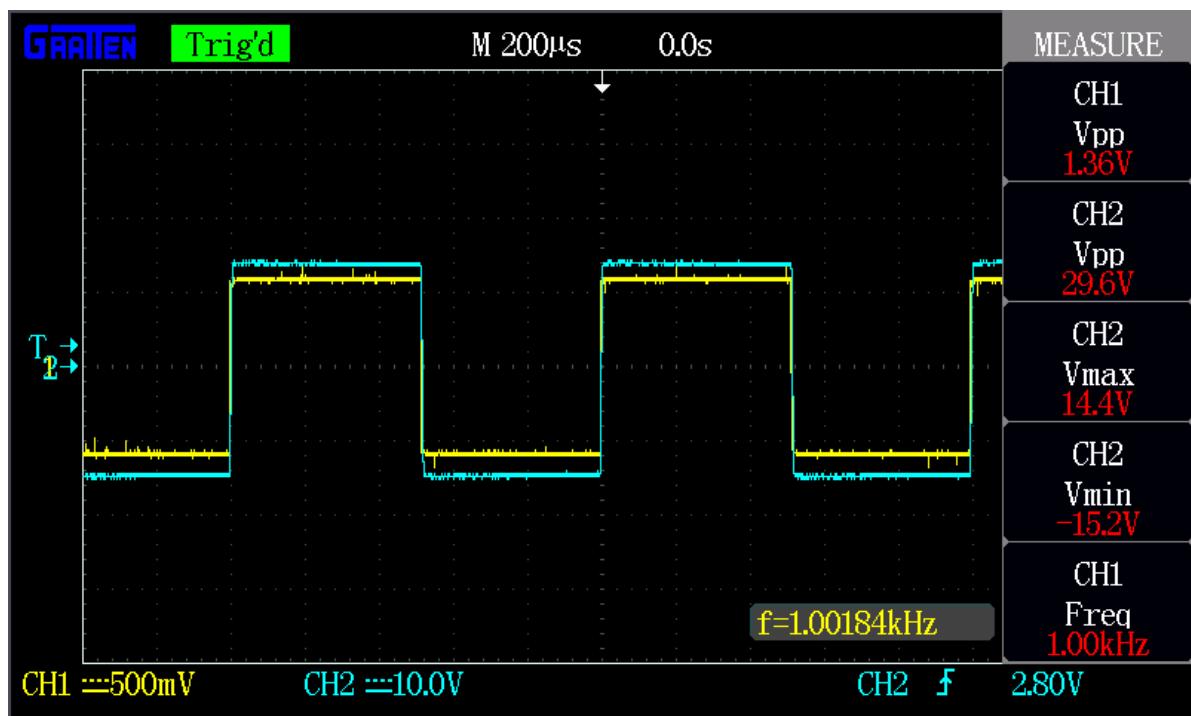


Figura 5.16: Medición del amplificador con una entrada cuadrada de 1kHz a media potencia.

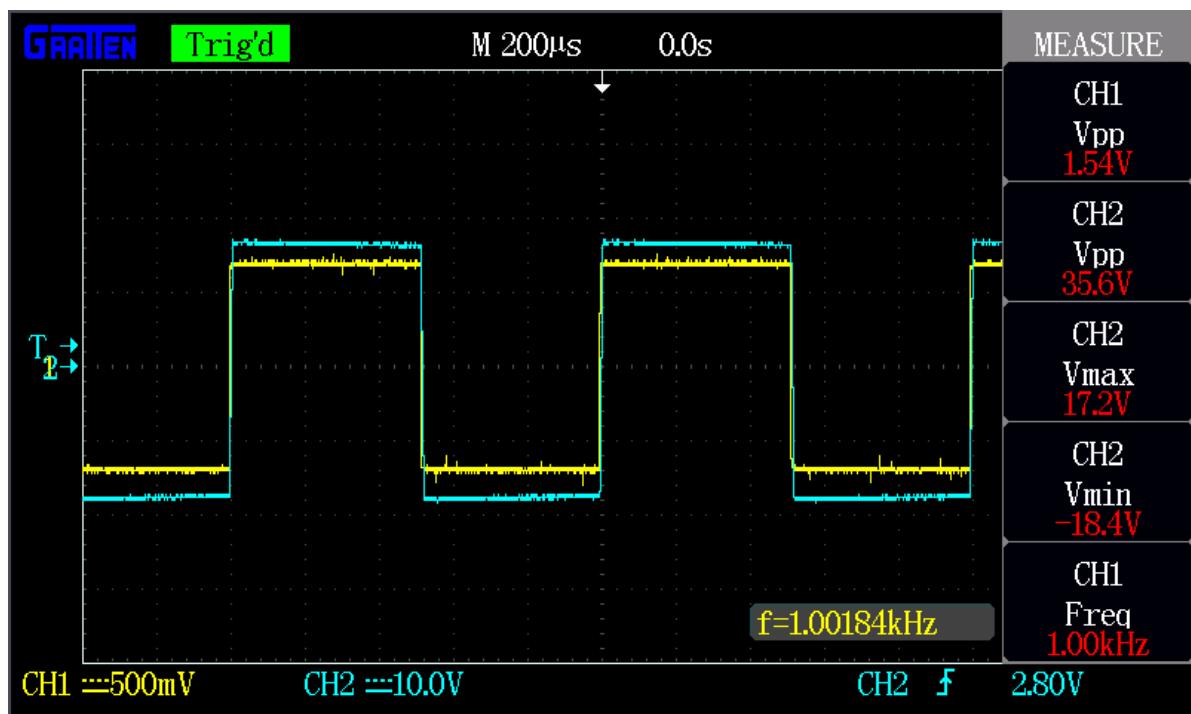


Figura 5.17: Medición del amplificador con una entrada cuadrada de 1kHz a máxima potencia.

5.2.8. Switcheo en la etapa de salida

Para esta medición el banco de medición utilizado es el mismo que en la medición anterior, sin embargo no se realizó con el mismo osciloscopio mostrado en la sección [5.1] por falta de disponibilidad, el mismo no contaba con captura de datos, y las fotos se tomaron usando la cámara de un celular, en las mismas puede verse marca y modelo.

En esta medición se midió las señales presentes en los colectores de los transistores de potencia de salida internos, para ver su forma, en la figura [5.18] y en la figura [5.19], pueden verse las formas de onda para el transistor NPN y el PNP respectivamente. Los transistores internos, solo amplifican hasta producirse el switcheo, luego pasan a saturación y durante los picos de la señal, son los externos los que amplifican la señal de audio más alta. Este efecto, es el que explica el aumento de la eficiencia y es el causante de que de la potencia disipada, la mayor parte sea en los transistores externos. Las mediciones se realizaron a 1kHz. Se observa que las formas son muy cercanas a las esperadas para ambas señales.



Figura 5.18: Forma de onda para el transistor *NPN*.

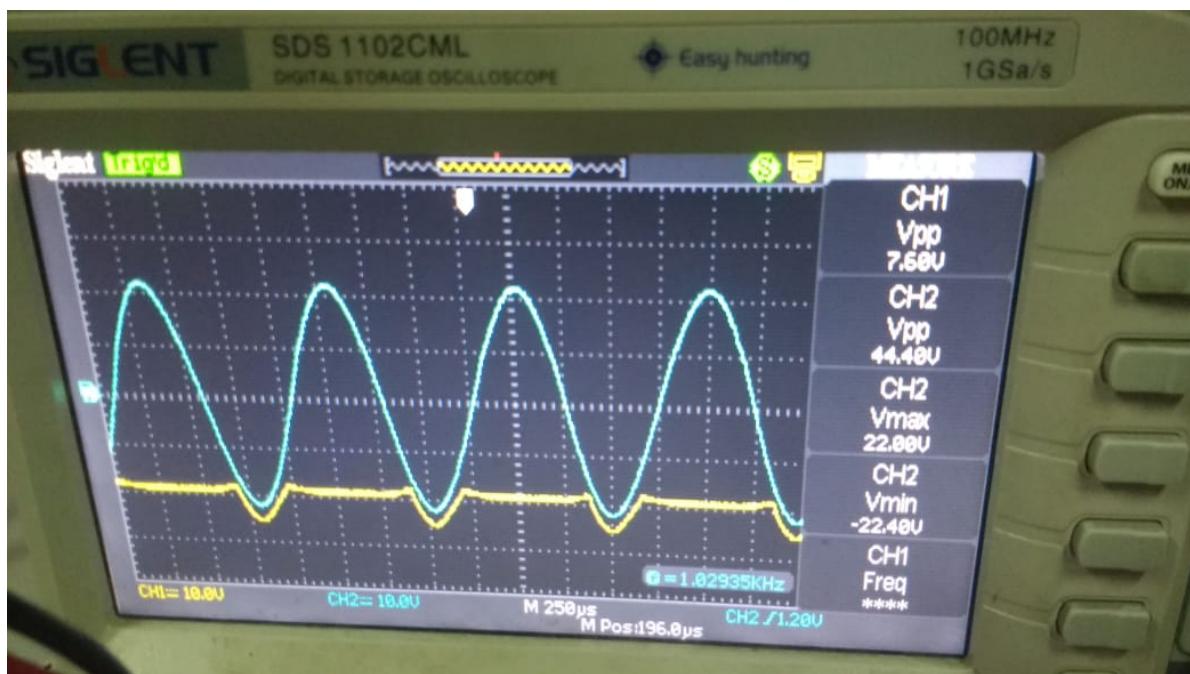


Figura 5.19: Forma de onda para el transistor *PNP*.

Para observar el efecto que tiene el switcheo de la etapa de salida, efecto que es mas notorio a altas frecuencias, aplicamos una señal de entrada senoidal de 20kHz, de manera de obtener máxima potencia de salida, y observamos la misma en el osciloscopio digital, en la figura [5.20] se observa la salida para el semi-ciclo positivo, y en la figura [5.21] para el negativo. Se puede apreciar que el efecto de “glitch” es mayor para el semiciclo negativo, ambas imágenes están en la misma escala del instrumento, esto es esperable, ya que a pesar de tratarse de pares de transistores complementarios, se espera que el transistor *PNP* sea de menor performance por razones constructivas. La velocidad de switching de los transistores usados en la etapa de salida es crucial para este efecto, como pudimos comprobar en el trabajo de otros compañeros, también sobre un amplificador clase G, donde ellos usaron transistores rápidos de la marca *TOSHIBA*, específicamente el par complementario *2SC5200/2SA1943*, para ese amplificador el efecto del “glitch” es recién aparente al alcanzar los 40kHz, dada la mayor calidad, y costo, de esos transistores que *TOSHIBA* usa en sus propios amplificadores de audio.

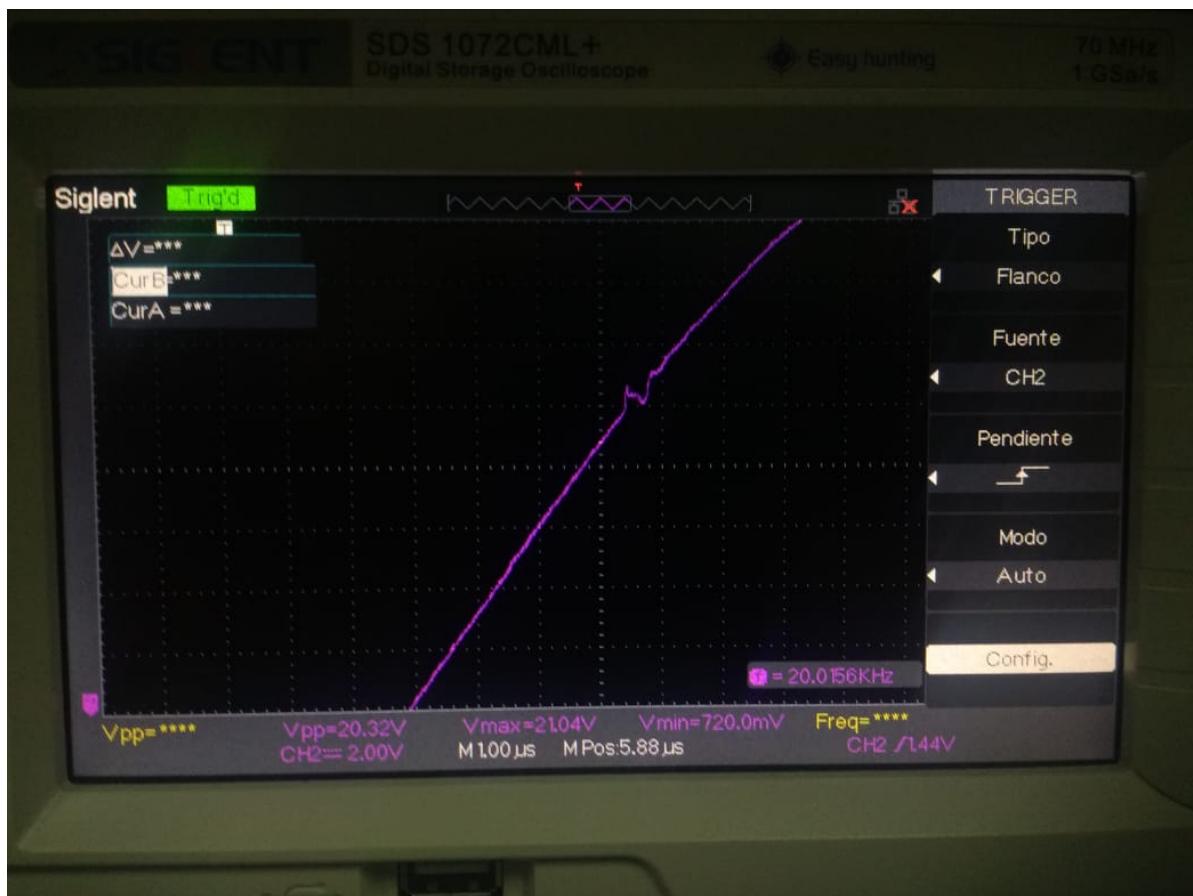


Figura 5.20: “Glitch” en el semiciclo positivo de la señal de salida a 20kHz.

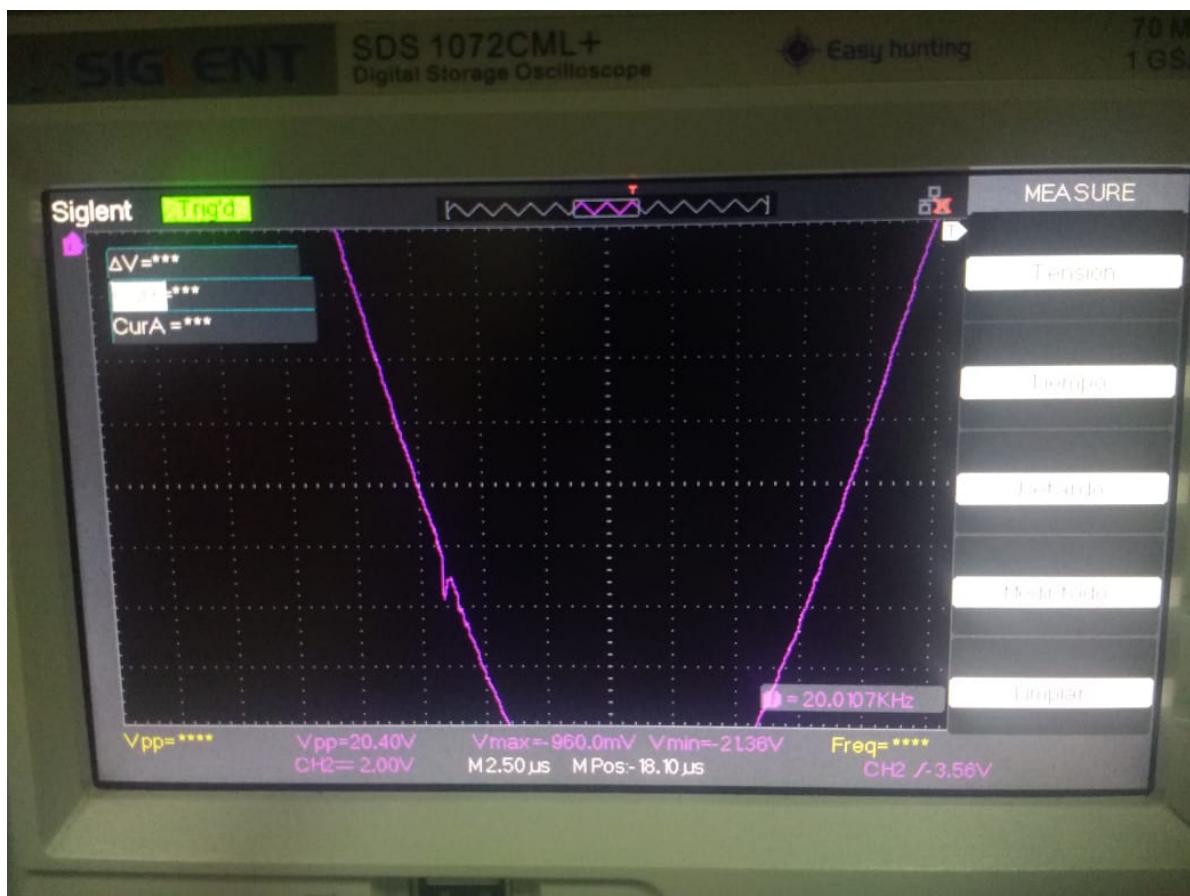


Figura 5.21: “Glitch” en el semiciclo negativo de la señal de salida a 20kHz.

5.2.9. THD

Se armó para la medición, el banco de medición mostrado en la figura [5.22], usando los instrumentos detallados en la sección [5.1] y un atenuador formado con un resistor de $3,3k\Omega$ y un preset de 500Ω , de manera de poder atenuar desde el valor de máxima excursión a máxima potencia, 25,3V, a un valor menor a 1V, necesario para ingresar por la entrada de línea de la placa de sonido de la PC en forma segura, los valores también se seleccionaron de manera de no cargar al amplificador, ya que el valor $3,3k\Omega$ es despreciable frente a los 8Ω de la carga. El multímetro se usó para verificar la atenuación, luego se retiró al medir el THD.

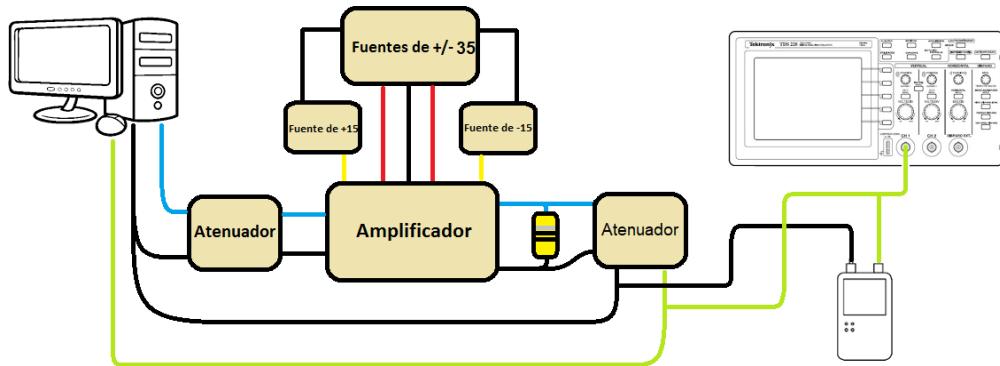


Figura 5.22: Banco de medición para el THD.

Una vez conectado el banco se ajustó el atenuador de modo de lograr la menor lectura de THD, manteniendo la máxima excusión en el amplificador se procedió a barrer todo el ancho de banda de audio para obtener la variación del THD en función de la frecuencia.

De la figura [5.23] a la figura [5.28] se muestran algunas de las capturas que fueron tomadas durante las mediciones con el programa **Spectra Plus**.

Los valores se recabaron desde 10Hz con saltos de 10Hz, hasta alcanzar los 100Hz, luego con saltos de 100Hz, hasta alcanzar 1kHz, y finalmente con saltos de 1kHz, hasta alcanzar los 19kHz, máxima frecuencia a la que se pudo obtener una medición confiable y repetible. El resultado de estas mediciones se graficó usando **MATLAB**, el mismo se puede ver en la figura [5.29], contrastado con lo obtenido por simulación, se puede observar como la forma general es aproximadamente correcta, pero los valores medidos son alrededor de 10 veces mas grandes, especialmente a altas frecuencias, parte de esta diferencia se debe a que las mediciones incluyen ruido, y también a las reactancias distribuidas en el circuito y los semiconductores que las simulaciones no contemplan, otras fuentes de la diferencias, son el propio método de ventaneo y **FFT** usado por el programa. También se observan algunos puntos anómalos, donde probablemente la medición no se hizo correctamente.

Luego de relevar el THD en función de la frecuencia, se procedió a hacer lo mismo respecto a la potencia de salida del amplificador, para esto, usando el mismo banco de medición, pero ahora utilizando en lugar de la señal generada por la PC, el generador senoidal mostrado en la figura [5.5], el motivo de esto, es que el

volumen de la PC no permitía un ajuste preciso de la intensidad de la salida y el atenuador de entrada solo permitía un rango limitado. De el generador se tomó una señal de 1kHz, y se ajustó su salida para lograr a la salida del amplificador sobre la carga potencias en pasos de 1W, los valores que se recabaron se pueden ver en un gráfico realizado en **MATLAB**, figura [5.30], donde se contrastan los mismos con lo obtenido por simulación, para poder ver ambos gráficos en la misma figura, el eje de abscisas del gráfico de la simulación esta escalado en 10 veces, observando nuevamente este orden de diferencia entre lo medido y lo simulado. A bajas potencias las mediciones parecen ser un poco erráticas, esto se debe mas que todo al hecho de que a bajas amplitudes de salida el atenuador se tuvo que ajustar para lograr mediciones del programa, pero a estos niveles el ruido tiene mucho mas peso.

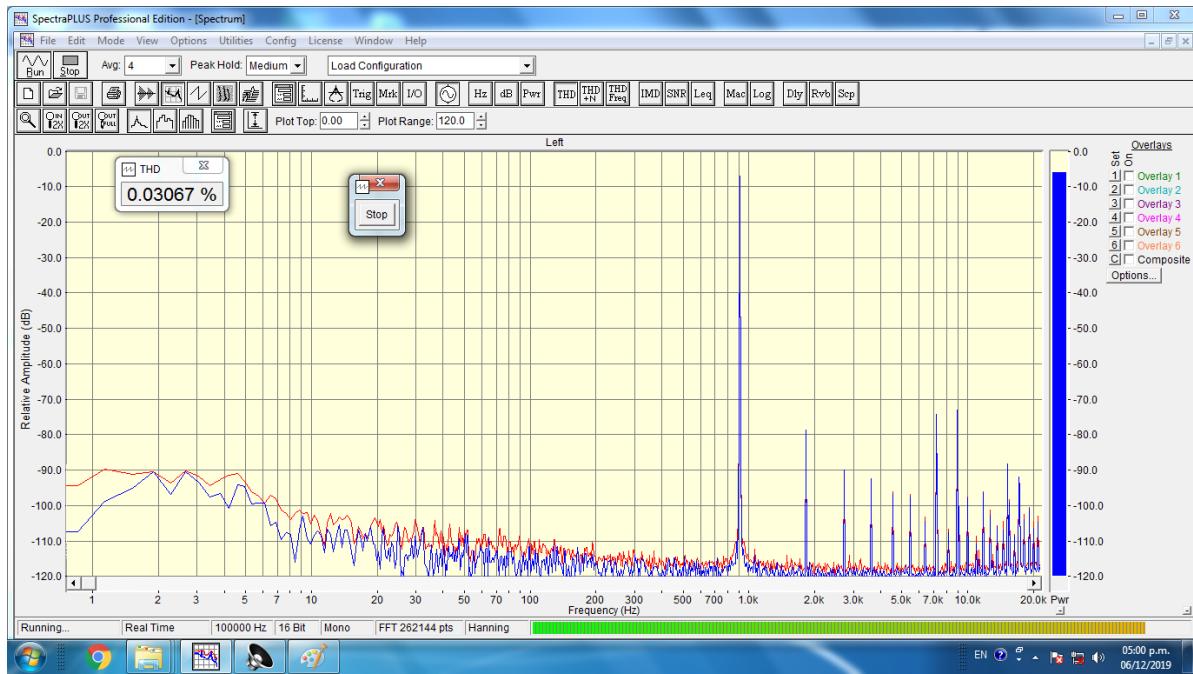


Figura 5.23: Medición del THD a 900Hz.

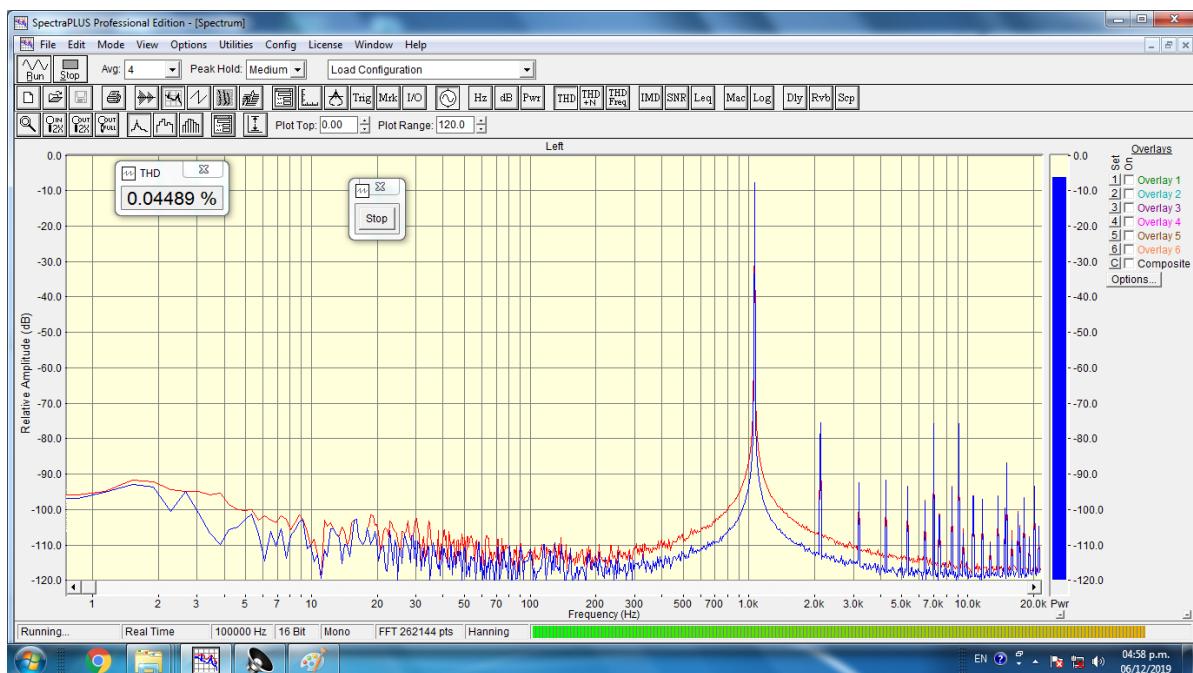


Figura 5.24: Medición del THD a 1kHz.

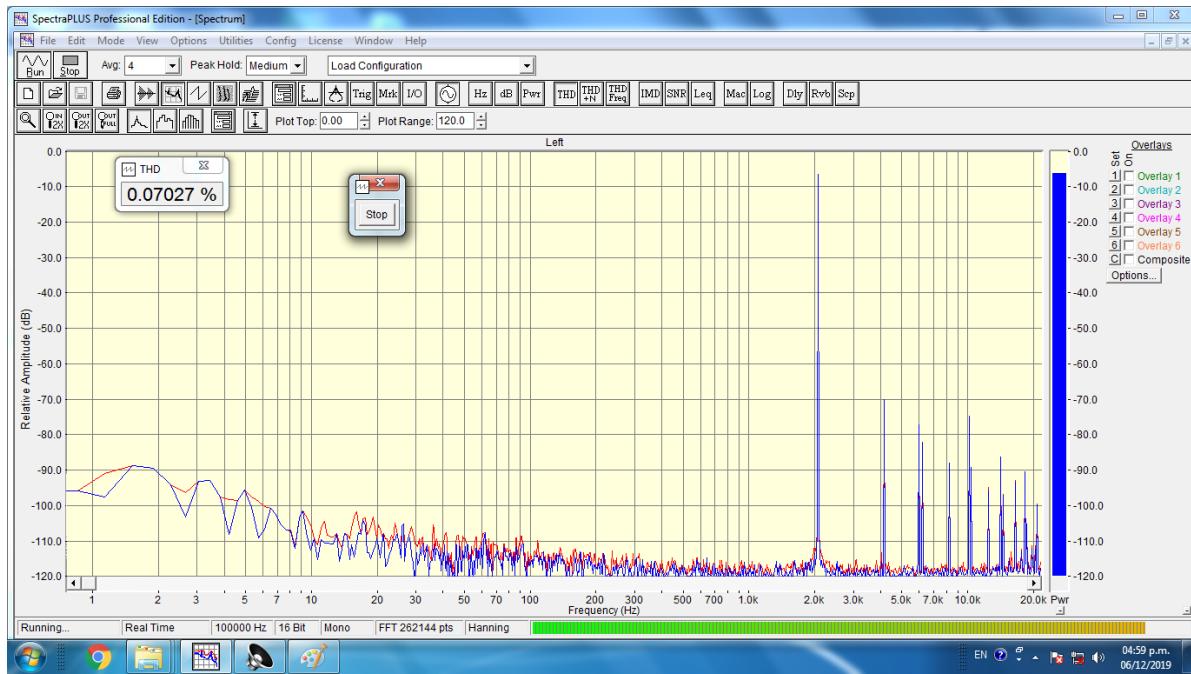


Figura 5.25: Medición del THD a 2kHz.

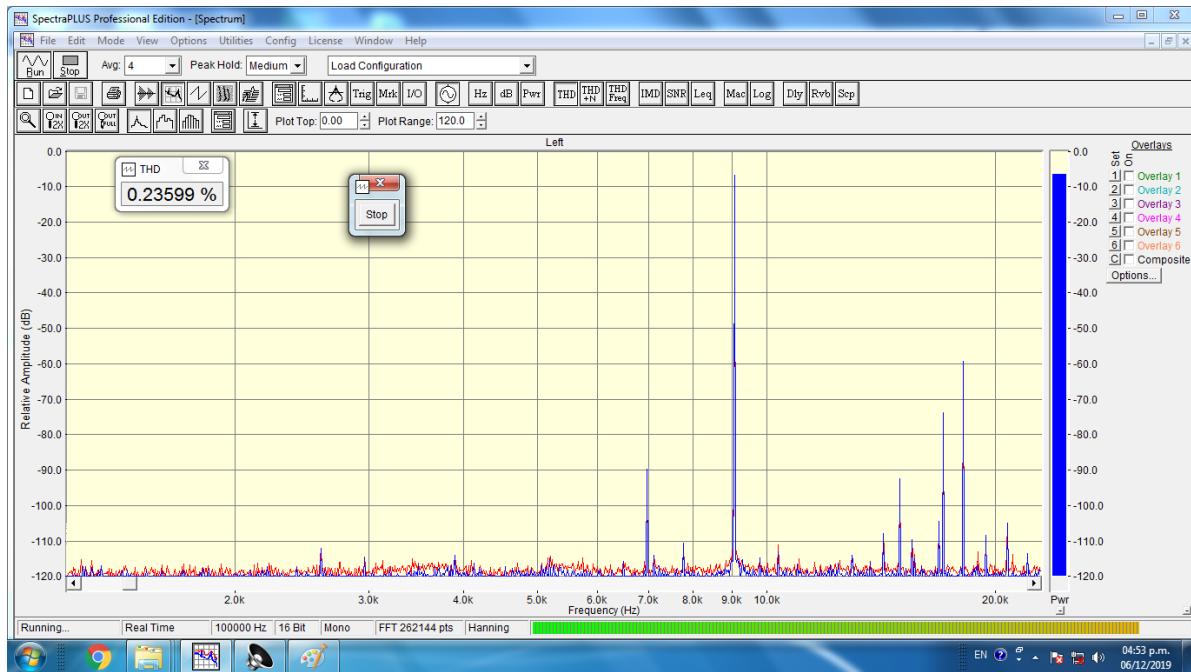


Figura 5.26: Medición del THD a 9kHz.

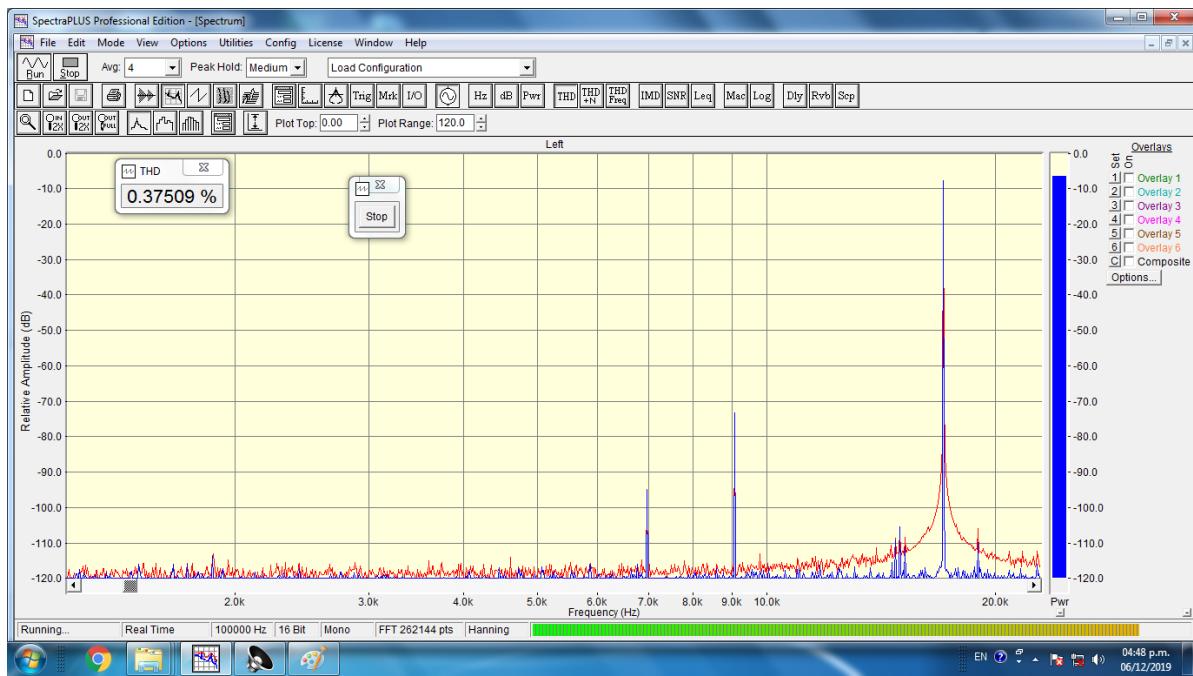


Figura 5.27: Medición del THD a 17kHz.

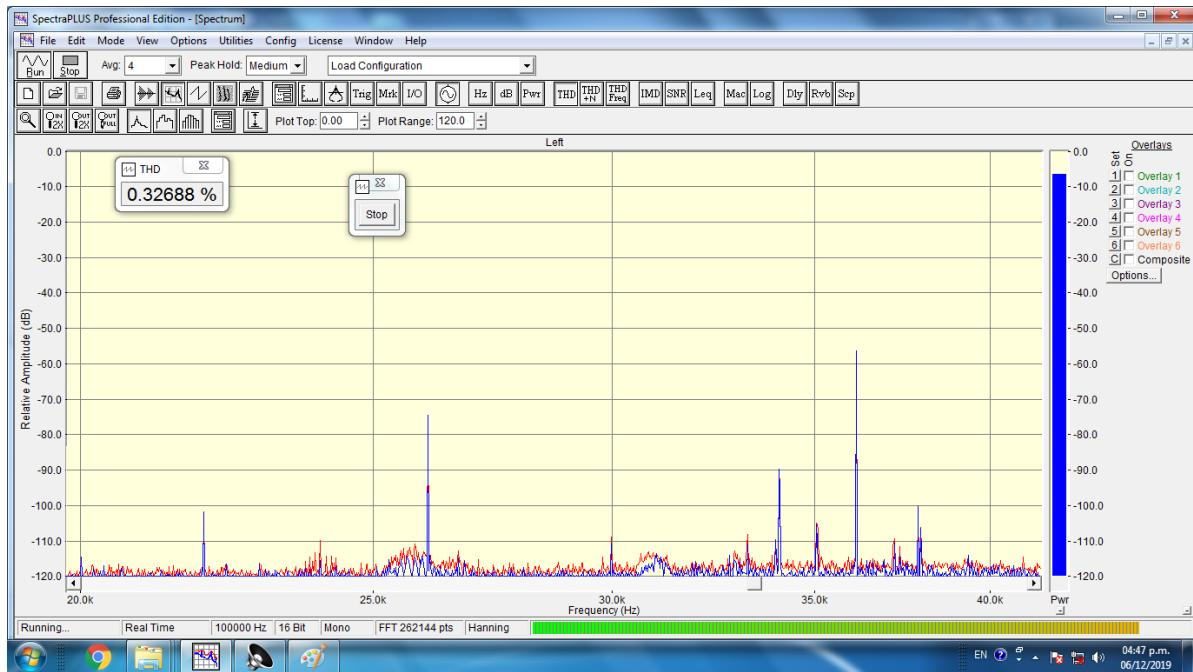


Figura 5.28: Medición del THD a 18kHz.

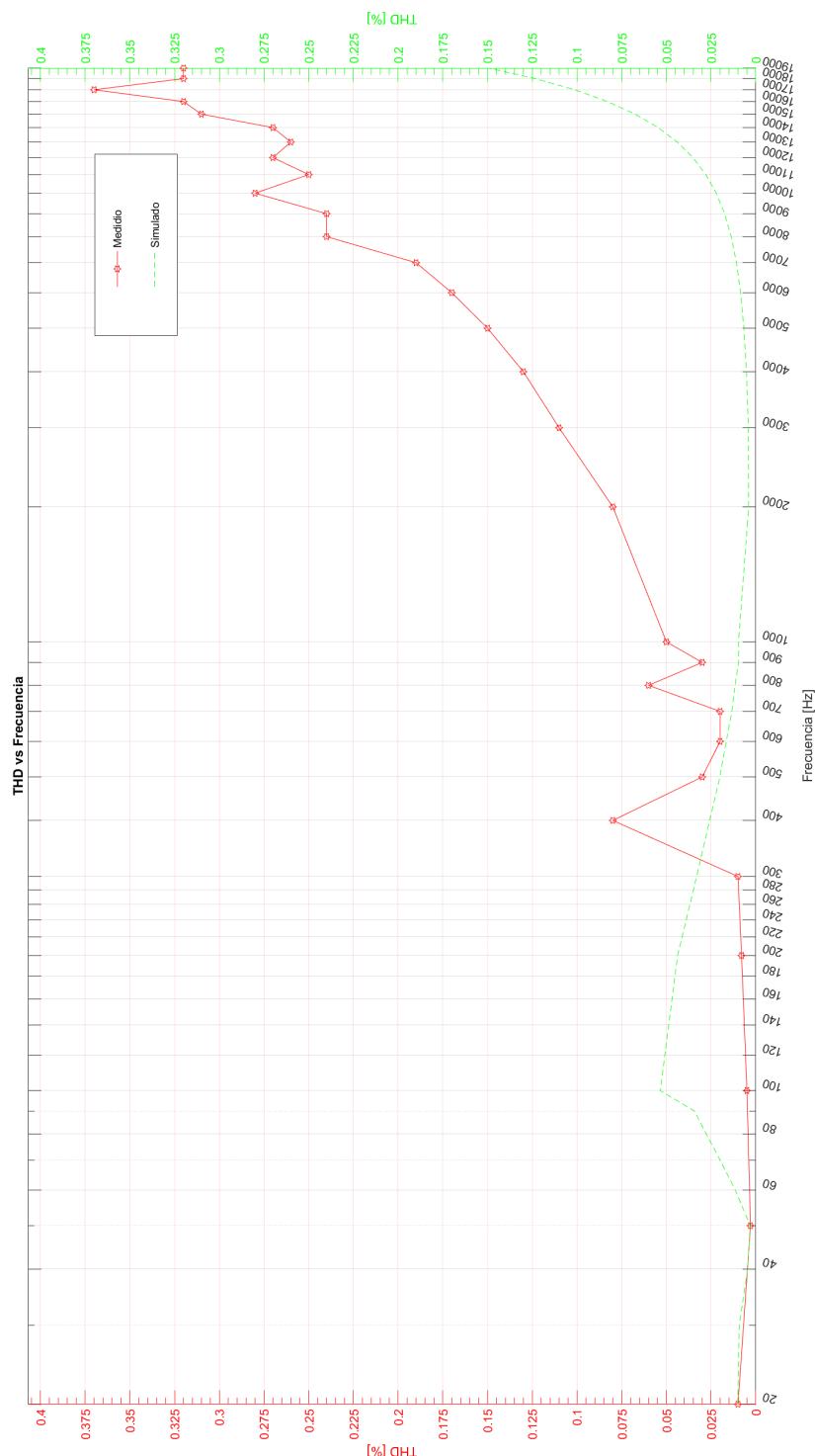


Figura 5.29: Medición del THD en función de la frecuencia.

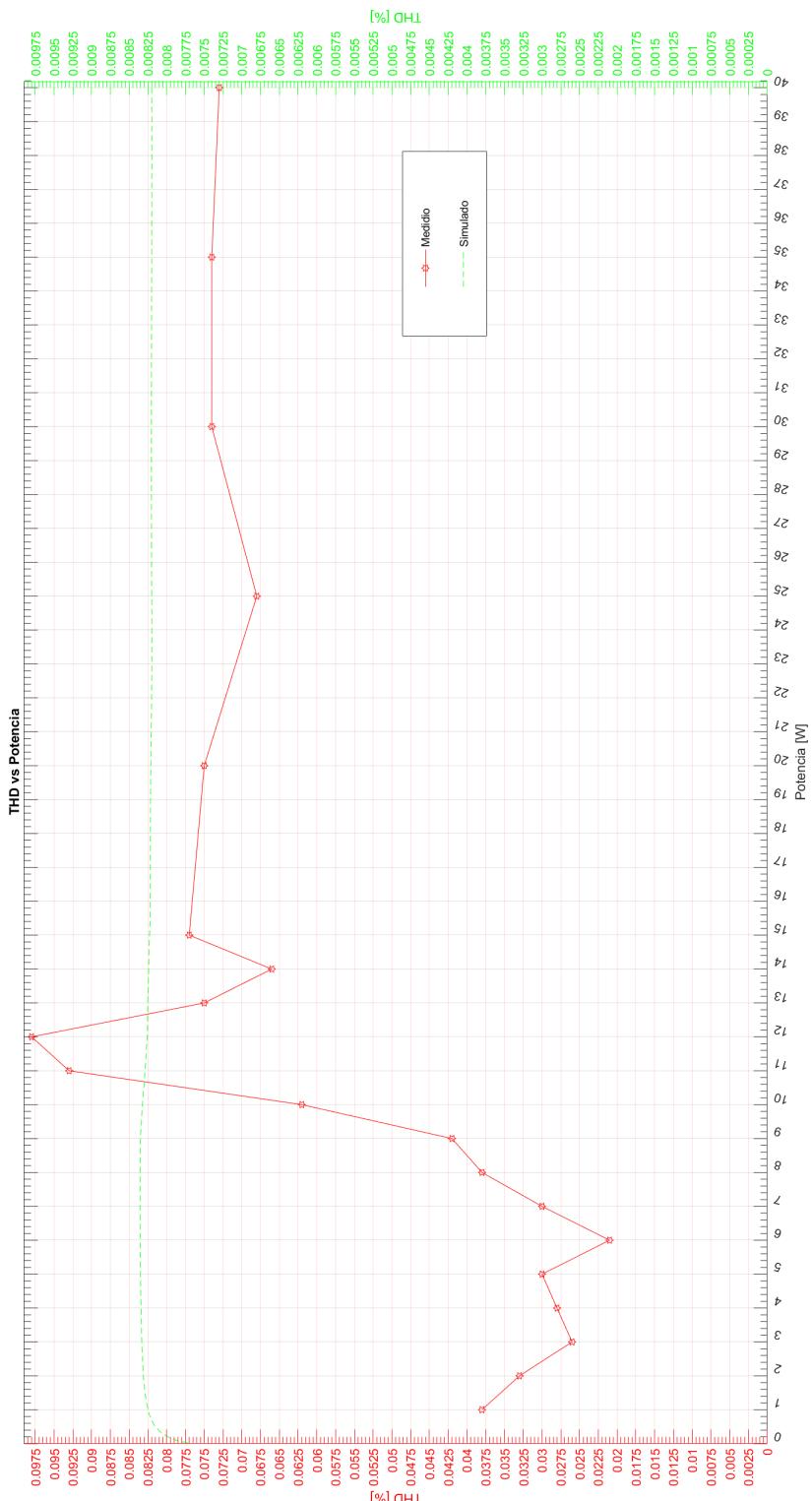


Figura 5.30: Medición del THD en función de la potencia.

5.2.10. Influencia del switching de la etapa de salida sobre el THD

Esta medición se realizó sobre el amplificador clase G que fue el trabajo final de compañeros de la materia.

Para observar específicamente el efecto del “*glitch*” sobre el THD, se procedió a medir el mismo, con tensiones de salida que sean justo de antes de que se produzca el switching y luego justo después, el switcheo para este amplificador se produce alrededor de los 12V. En la figura [5.31] se observa lo obtenido con el programa *Spectra Plus*, previo al switcheo, y en la figura [5.32] luego del switcheo, dado que el atenuador no se tocó y la diferencia de amplitud de salida es mínima, la diferencia observada solo se puede atribuir al “*glitch*” presente en la salida, que a esta frecuencia para este amplificador no es muy evidente, pero se puede apreciar como hay armónicos introducidos por el efecto.

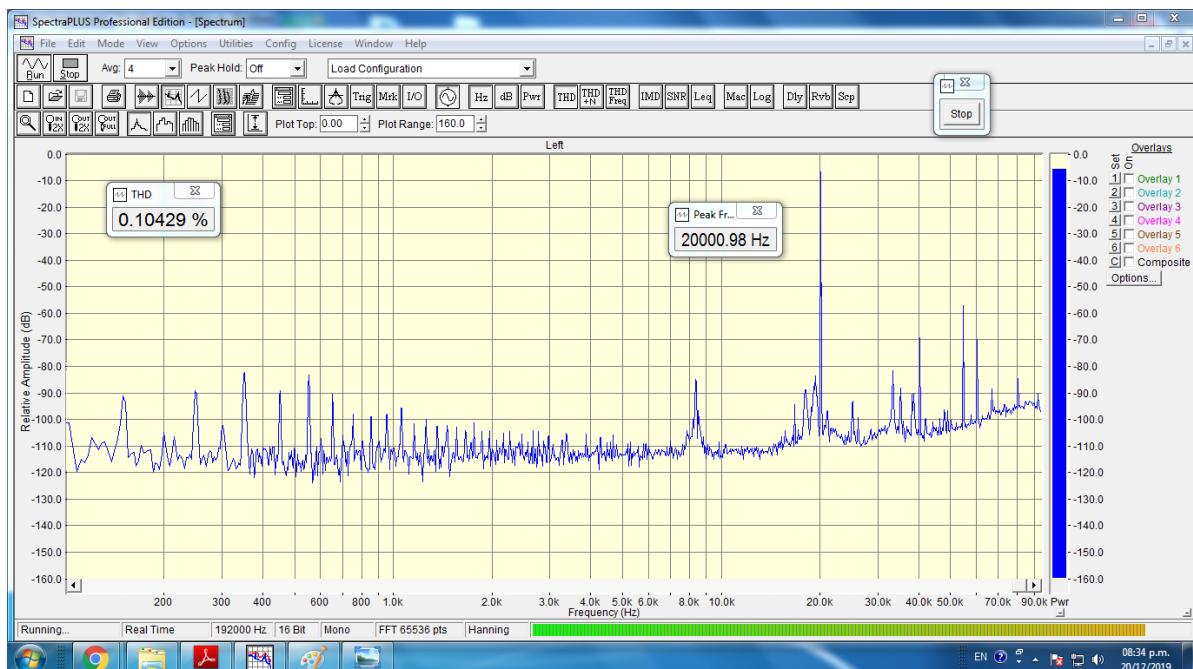


Figura 5.31: Medición del THD sin producirse switcheo a la salida.

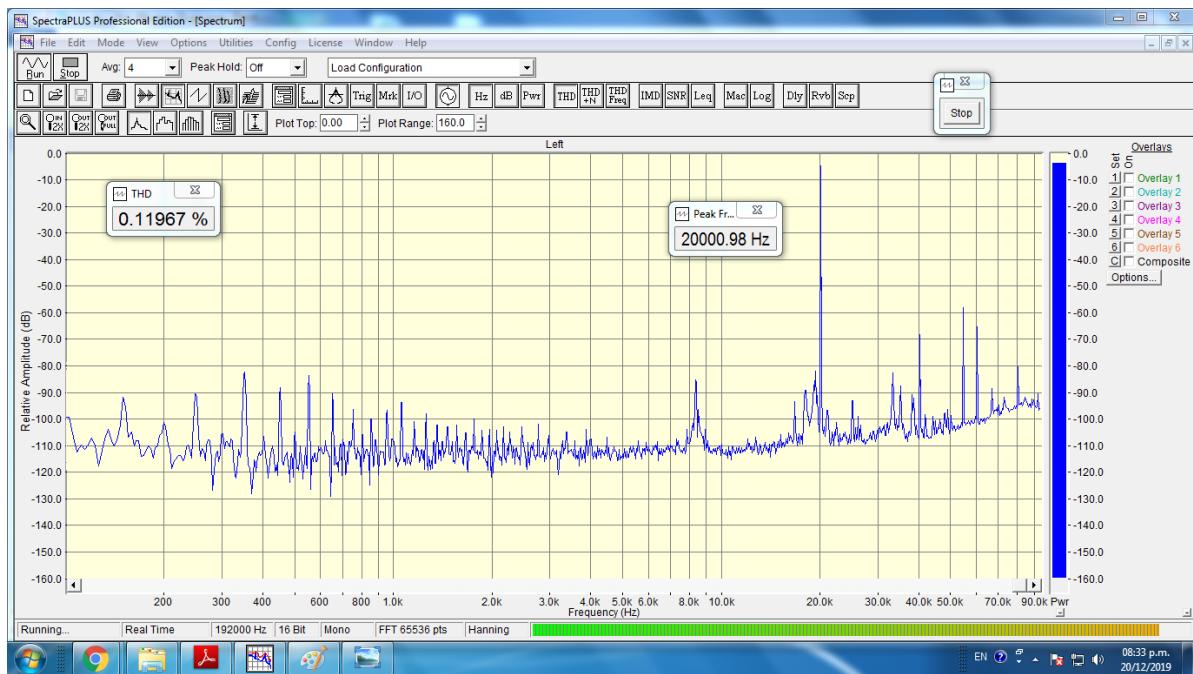


Figura 5.32: Medición del THD con switcheo a la salida.

5.2.11. 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 [5.34]. Antes, se verificó en la figura [5.33] 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 $\tau = 264\text{ns}$.

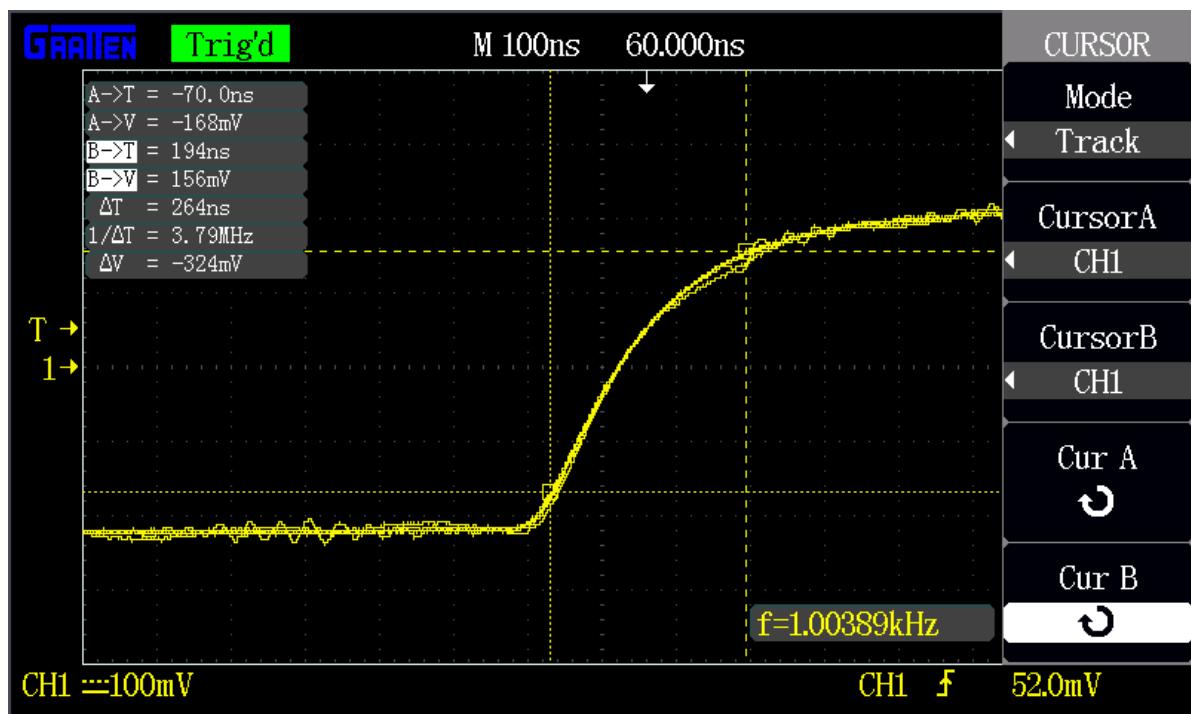


Figura 5.33: Verificación de tiempo de crecimiento del generador.

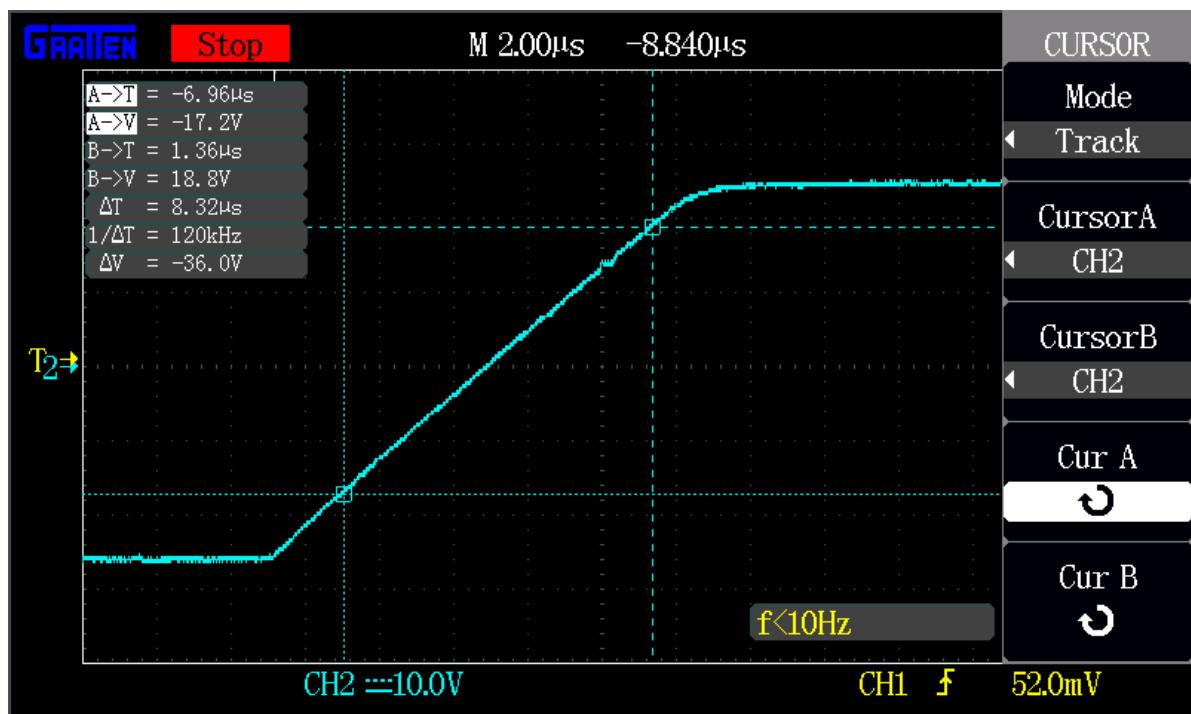


Figura 5.34: Medición del Slew Rate del circuito amplificador.

Mediante el cálculo pertinente, y comparando con las simulaciones, se obtiene el cuadro [5.9], donde se compara lo medido con la especificación y lo simulado

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

Cuadro 5.9: Comparación del Slew Rate.

5.2.12. Rechazo al ripple

Se armó para la medición, el banco de medición mostrado en la figura [5.35], usando los instrumentos detallados en la sección [5.1]. En el diagrama, el módulo que se conecta entre la alimentación y el amplificador es el circuito para generar ripple propuesto por la cátedra, el mismo se muestra en la figura [5.36], este circuito a partir del uso de un *MOSFET* que se dispara con un generador de onda cuadrada con una amplitud de unos 12V y 20Hz, introduce un ripple en la alimentación de aproximadamente unos 3V de pico. Para lograr esta medición con una precisión adecuada la medición se realizó con el osciloscopio para la entrada, que sería el valor *RMS* de la señal montada sobre la continua de la fuente, ya que esta tiene una amplitud apreciable, usando la medición de valor *RMS* del osciloscopio, se pudo medir sin problema, pero para la salida, la señal es muy pequeña, siendo mas adecuada la medición con el voltímetro *true-rms*, con los valores obtenidos se aplicó la expresión (5.3), para la relación de rechazo de ripple expresada en dB.

Con esta expresión y usando los valores medidos, $V_{CC_{ripp}} \approx 2,1\text{V}$ y $V_{o_{ripp}} \approx 10\text{mV}$, se llega al valor obtenido ,bastante cercano a los $-55,63\text{dB}$ obtenidos por simulación.

$$RR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_{o_{ripp}}}{V_{CC_{ripp}}} \right) = -45\text{dB} \quad (5.3)$$

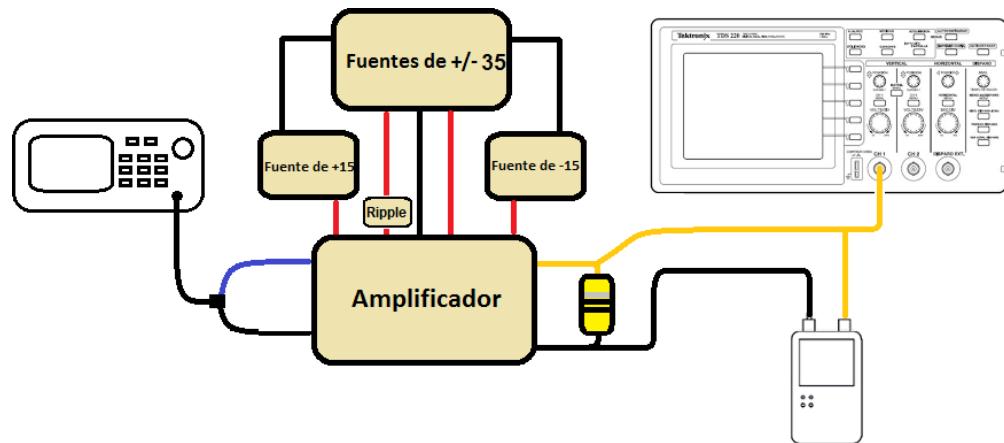


Figura 5.35: Banco de medición para el rechazo de ripple.

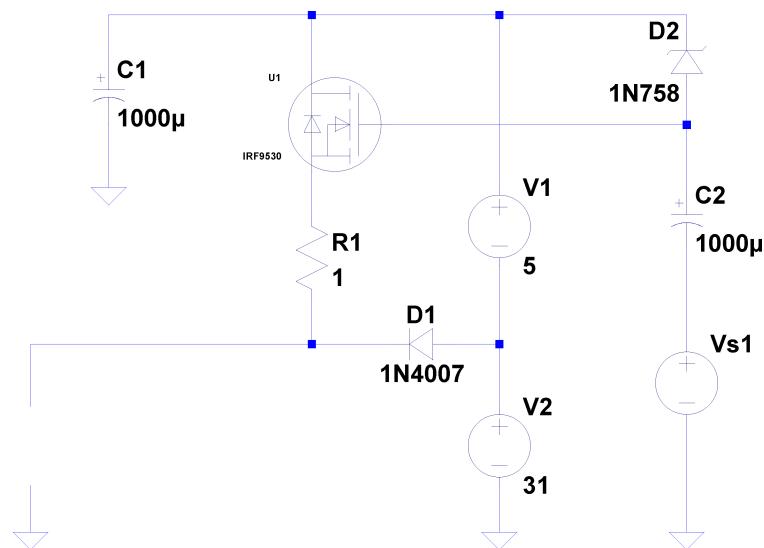


Figura 5.36: Circuito usado para la generación de ripple.

5.2.13. Comportamiento térmico

Esta medición se realizó usando una termocupla tipo K , conectada al multímetro mencionado en la sección [5.1], en la escala de medición de temperaturas.

Se midió la temperatura del disipador con el multímetro para el caso de máxima potencia. Los resultados en función del tiempo se muestran en el cuadro [5.10]. Luego de aproximadamente 30min, la temperatura no presentó variaciones notables. La temperatura sobre las cápsulas de los transistores se estabilizaron en un valor por debajo de las máximas, y no cambiaron tampoco a partir de alcanzado ese valor.

Tiempo	Temperatura
5min	33°C
15min	33°C
30min	38°C
45min	40°C
60min	45°C

Cuadro 5.10: Temperatura del disipador a máxima potencia de salida ($T_{amb} = 27^\circ \text{C}$).

5.2.14. Eficiencia

Para esta medición el banco de medición utilizado es el mismo que en la sección [5.2.9], para la medición del THD en función de la potencia de salida, de hecho la medición se realizó simultáneamente, ya que se pretendía la eficiencia en los mismos pasos de 1W, simplemente se tomó la medición de corriente tomada por las fuentes de alimentación para cada punto y se calculó la potencia entregada por las mismas, con una señal de 1kHz de entrada, en la figura [5.37] se observa el gráfico obtenido de estos valores.

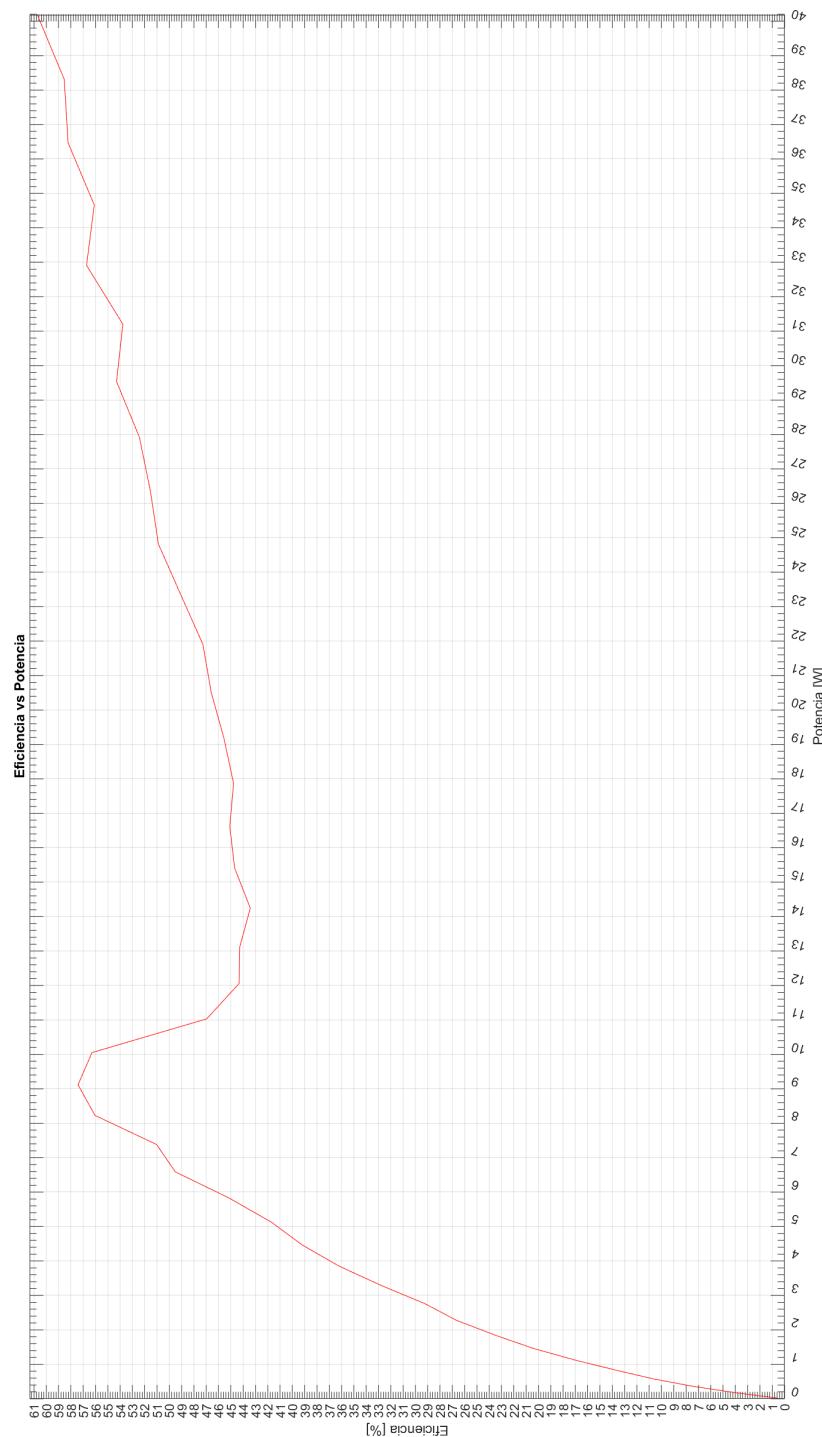


Figura 5.37: Eficiencia en función de la potencia de salida.

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: Último día de mediciones.

8. Bibliografía

Referencias

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

[4] *Circuitos microelectrónicos (4^{ta} Edición) español*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 4^{ta} Edición (2001)

Copyright: © 1999, Oxford, University press México.

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

ISBN 10: 01951166310

Website: [Circuitos microelectrónicos \(4^{ta} Edición\) español](#)

[5] *Microelectronic circuits (5th Edition)*

Author: Adel. S. Sedra

Author: Kenneth C. Smith

Publisher: Oxford, University press; 5th Edition (2004)

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

ISBN 10: 0195142527

Website: [Microelectronic circuits \(5th Edition\)](#)

[6] *AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN HANDBOOK (5th Edition)*

Author: Douglas Self

Publisher: Elsevier Ltd; 5th Edition (2009)

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

ISBN 13: 9780240521626

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

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

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/>