



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERÍA
Año 2015 - 2^{do} Cuatrimestre

CIRCUITOS ELECTRÓNICOS II (66.10)

TEMA: Mediciones

FECHA: 24 de agosto de 2017

INTEGRANTES:

| | |
|--------------------------------|----------|
| Marques Rojo, Rui Alejandro | - #85748 |
| <rui.rojo@gmail.com> | |
| Carballeda, Ignacio | - #91646 |
| <carballeda.ignacio@gmail.com> | |
| Pollitzer, Ivan Gustavo | - #22922 |
| <igpollitzer@gmail.com> | |

Índice

| | |
|--|-----------|
| 1. Especificaciones técnicas pretendidas | 4 |
| 2. Observaciones y modificaciones | 5 |
| 2.1. Fuentes | 5 |
| 2.1.1. Transformadores | 5 |
| 2.1.2. Limitadores | 6 |
| 2.2. Efecto en el circuito | 7 |
| 2.2.1. Subdivisión de fuentes | 7 |
| 2.2.2. Diodos Schottky | 8 |
| 2.3. Compensación | 8 |
| 2.4. Capacitores de entrada y de realimentador | 8 |
| 2.5. Otras observaciones | 9 |
| 3. Ensayos funcionales | 9 |
| 4. Verificaciones y ajustes | 10 |
| 5. Mediciones | 11 |
| 5.1. Polarización | 11 |
| 5.2. Medición de ganancia de tensión | 11 |
| 5.3. Respuesta en frecuencia – Ancho de banda | 13 |
| 5.4. <i>Slew-Rate</i> | 13 |
| 5.5. Impedancia de entrada | 14 |
| 5.6. Impedancia de salida | 15 |
| 5.7. Distorsión armónica – THD | 16 |
| 5.8. Rechazo de riple | 31 |
| 5.9. Eficiencia | 33 |
| 6. Conclusiones | 42 |

Indice de Figuras

| | |
|---|----|
| 2.1. Esquemático del circuito implementado | 5 |
| 2.2. Esquemático de rectificador para la fuente de $\pm 70V$ | 6 |
| 2.3. Esquemático del limitador de $100mA$ | 7 |
| 5.1. Banco de mediciones de polarización. | 11 |
| 5.2. Banco de mediciones de ganancia. | 12 |
| 5.3. Foto del osciloscopio comparando entrada y salida | 12 |
| 5.4. Foto del osciloscopio mostrando límite por slew rate | 14 |
| 5.5. Banco de mediciones de impedancia de entrada. | 15 |
| 5.6. Banco de mediciones de distorsión. | 16 |
| 5.7. Barrido en frecuencia de THD. | 17 |
| 5.8. Barrido en frecuencia de THD. | 17 |
| 5.9. Barrido en frecuencia de THD. | 18 |
| 5.10. Detalle de armónicos. | 19 |
| 5.11. Detalle de armónicos. | 20 |
| 5.12. Detalle de armónicos. | 21 |
| 5.13. Detalle de armónicos. | 22 |
| 5.14. Detalle de armónicos. | 23 |
| 5.15. Detalle de armónicos. | 24 |
| 5.16. Detalle de armónicos. | 25 |
| 5.17. Detalle de armónicos. | 26 |
| 5.18. Detalle de armónicos. | 27 |
| 5.19. Detalle de armónicos. | 28 |
| 5.20. Detalle de armónicos. | 29 |
| 5.21. Distorsión en función de potencia para frecuencia $100Hz$ | 30 |
| 5.22. Distorsión en función de potencia para frecuencia $440Hz$ | 30 |
| 5.23. Distorsión en función de potencia para frecuencia $1kHz$ | 31 |
| 5.24. Banco de mediciones de riple. | 32 |
| 5.25. Rectas de eficiencia óptima en función de la excursión de la onda para distintos tipos de onda. | 33 |
| 5.26. Eficiencia óptima en función de la excursión de la onda para distintos tipos de onda en un clase G, y una fuente baja a mitad de tensión que la alta. | 34 |
| 5.27. Eficiencia óptima en función de la excursión de la onda para una onda senoidal y diferentes relaciones de tensiones de fuente. | 34 |
| 5.28. Histograma de valor absoluto de la excursión normalizada del audio de un episodio de Game of Thrones. | 35 |
| 5.29. Histograma de valor absoluto de la excursión normalizada de Uncomfortably Numb por Pink Floyd. | 35 |
| 5.30. Amplitud máxima (módulo) del audio del capítulo de Game of Thrones, en una ventana de 20s. | 36 |
| 5.31. Amplitud máxima (módulo) del audio de la música de Pink Floyd, en una ventana de 1s. | 36 |
| 5.32. Eficiencia óptima en función del ratio de tensiones de fuentes del clase G para el episodio de Game of Thrones. | 37 |
| 5.33. Eficiencia óptima en función del ratio de tensiones de fuentes del clase G para Pink Floyd. | 38 |
| 5.34. Banco de medición de eficiencia. | 39 |
| 5.35. Reconstrucción de corrientes en un ciclo. | 40 |

| | |
|--|----|
| 5.36. Reconstrucción de corrientes en un ciclo. | 40 |
| 5.37. Relación entre potencia instantánea disipada en la carga y la eficiencia. | 41 |
| 5.38. Potencias instantáneas disipadas en la carga y entregadas por la fuente en función de la tensión de salida. | 41 |

1. Especificaciones técnicas pretendidas

| Parmámetro | Especificación |
|----------------------------|--|
| Máxima potencia de salida | 100W RMS @8Ω |
| Clase | G |
| THD | < 0,01 %@1kHz, < 0,02 %@10kHz, a 100W RMS y 1W RMS, 8Ω |
| Slew rate | $15 \frac{V}{\mu s}$ |
| Impedancia de entrada | $10k\Omega$ |
| Sensibilidad | 1V RMS @ 8Ω |
| Ancho de banda | 10Hz – 30kHz |
| Ancho de banda de potencia | > 50kHz |
| Alimentación | $\pm 15V$ y $\pm 50V$, con ripple máximo 5 % |

Cuadro 1.1: Tabla de especificaciones previas.

2. Observaciones y modificaciones

El circuito implementado se observa en la figura 2.1.

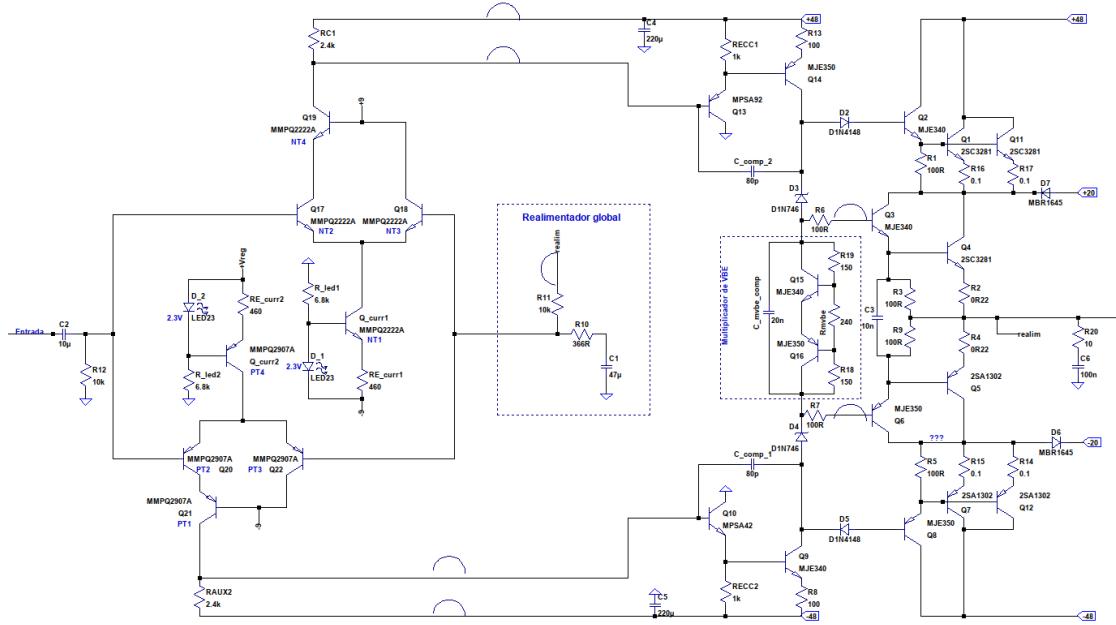


Figura 2.1: Esquemático del circuito implementado

2.1. Fuentes

2.1.1. Transformadores

Para tener independencia del instrumental de la facultad se decidieron usar dos transformadores de los que se pudo disponer para armar fuentes lineales. Son de $18 + 18V$, $25VA$ y $50 + 50V$, $250VA$. Es decir, entregan $\pm 25,5V$ y $\pm 70,5V$ pico. Se rectificaron con puentes de diodos y estabilizaron con capacitores de $4700\mu F$ de $50V$ y $80V$ respectivamente (2.2). A los puentes de diodos de la fuente de alta potencia se les colocó un disipador, pues la fuente puede llegar a entregar $250VA/150V = 3,5A$ y la resistencia térmica juntura-ambiente del puente resulta insuficiente.

Hasta el momento, sin embargo, sólo se usó la fuente de $25V$ y los limitadores de corriente, recurriendo al instrumental de la facultad para los demás requisitos de alimentación.

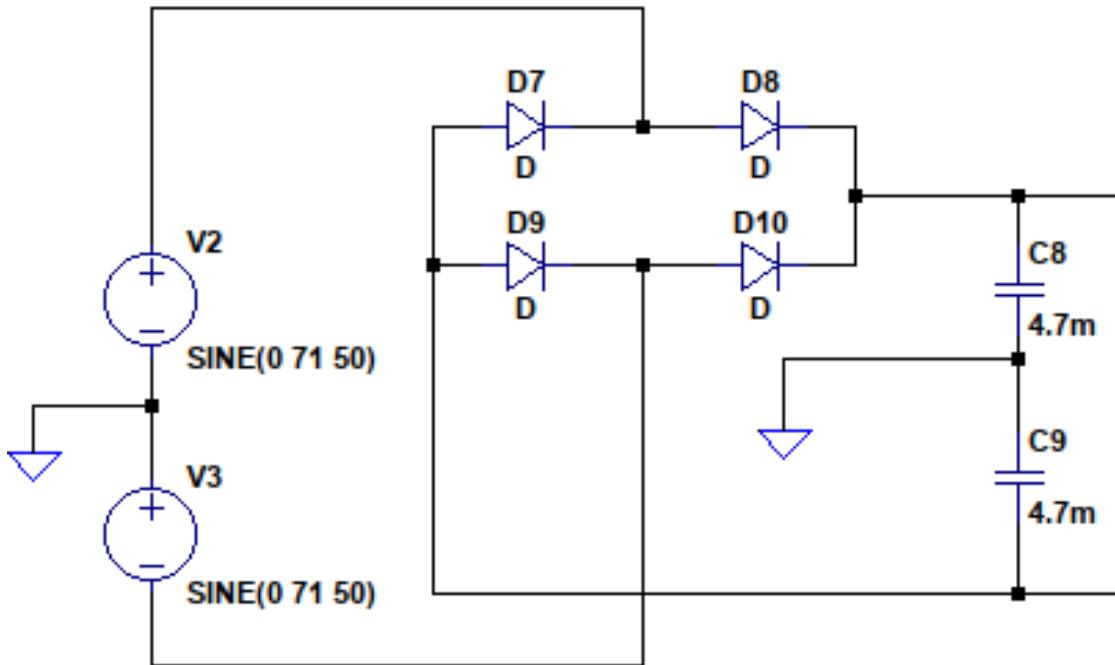


Figura 2.2: Esquemático de rectificador para la fuente de $\pm 70V$

2.1.2. Limitadores

Se construyeron también limitadores de corriente para ayudar a proteger al amplificador durante el proceso de prueba. Dos se calibraron para entregar hasta $10mA$, para pruebas de la primera etapa (diferencial). Entre la polarización de los pares diferenciales y alimentación del LED que señala la activación de las fuentes de corriente del par, consumen menos de $5mA$.

Los otros dos limitadores se calibraron para entregar hasta $120mA$. Cuando llegan a $100mA$, un LED identificatorio comienza a encenderse. El diseño de esta última se muestra en 2.3. En el peor caso donde $70V$ caigan en la resistencia $R6$ de $1k\Omega$, circularían $70mA$ por el transistor $Q4$. El LED no toleraba esas corrientes, por lo que se colocó el Zener de $1W$ que tolera hasta $500mA$, con una tensión de $2V$ cercana a la del LED de $1,8V$. Un valor mayor de $R6$ disminuiría esta corriente pero aumentaría la resistencia en serie del limitador, además de aumentar la caída fija de tensión en él ($100mA/\beta_{Q3}$) y por lo tanto la exigencia de potencia en el transistor $Q3$. Aunque estas no son especificaciones críticas para nuestro uso, es preferible mantener $R6$ baja para no perder tensión de fuente en la polarización, ni que esta tensión dependa de la corriente requerida por el circuito instante a instante en señal. La corriente máxima por el LED se reguló con el resistor $R7$ a $10mA$. Por último, aunque en funcionamiento normal el transistor $Q3$ no deba consumir más que $2,7V \times 100mA = 270mW$, valor que el MJE350 puede tolerar sin sobrecalentar, en corte su potencia podría acercarse a los $70V \times 100mA = 7W$. Según el derating de la hoja de datos, esto implica que su temperatura debe ser $< 105^{\circ}C$. A temperatura ambiente de $25^{\circ}C$ esto representa un incremento de $80^{\circ}C$ en $7W$, o una resistencia térmica juntura-ambiente de $11,5^{\circ}C/W$. La resistencia térmica juntura-case especificada es de $6,25^{\circ}C/W$, requiriendo un disipador de $5^{\circ}C/W$, muy superior

a la resistencia térmica case-ambiente. Se colocaron entonces disipadores pequeños que seguramente no llegan a ese valor. Este es porque se espera no limitar muy frecuentemente ni de forma tan extrema como un cortocircuito sostenido. Además, con la advertencia de las luces, la fuente se desconecta manualmente instantes luego de percibir la limitación.

Los dos limitadores de este tipo que se hicieron se usaron para polarizar las dos primeras etapas en conjunto. La corriente de polarización del VAS se fue modificando a lo largo del proceso de prototípico pero nunca superó los $50mA$ por lo que cualquier señal de luces en el limitador indicaba un error. Las conexión a la tercera etapa sólo se protegió con fusibles (luego de padecer las consecuencias de la falta de protección).

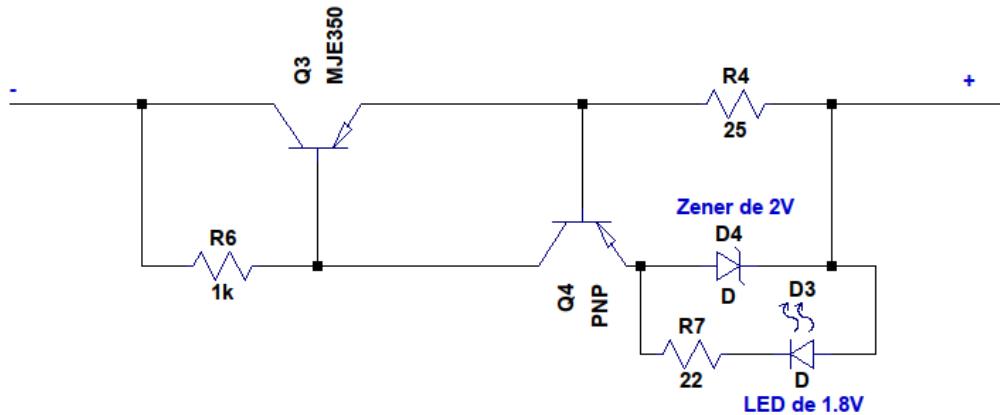


Figura 2.3: Esquemático del limitador de $100mA$

Se construyeron entonces dos limitadores de $100mA$ como los de $10mA$; en cada caso, uno con transistores NPN y otro con PNPs.

2.2. Efecto en el circuito

El uso de fuentes de $70V$ introduce exigencias adicionales al circuito. Se mantiene la especificación de potencia o máxima excursión a $40V$, la fuente tiene un exceso de tensión que genera ineficiencia. Si en cambio se aumentara la especificación a la máxima excursión que puede proveer la fuente, la eficiencia en este uso se acercaría a su valor óptimo. Sin embargo, la fuente no puede entregar la potencia necesaria. El uso más eficiente del amplificador con esa fuente sería, entonces, con una carga menor a los 8Ω especificados.

Se apuntó a mantener la carga de 8Ω , incrementar la potencia máxima a entre $125W$ y $150W$ y aceptar una eficiencia menor a la ideal en uso máximo hasta tanto se consiga una fuente de menor tensión o mayor potencia.

Esta tensión más alta genera mayor disipación en los transistores del VAS y de la etapa de salida. Sin embargo, los modelos de transistor de la etapa de salida son suficientes para esta nueva exigencia si se disipan apropiadamente.

2.2.1. Subdivisión de fuentes

Se separó la pista de alimentación de alta tensión para poder alimentar por separado a las primeras dos etapas y a la tercera. Esto se hizo por las siguientes razones:

- Para poder hacer pruebas más modulares, conectando y desconectando la tensión de cada etapa por separado.

- Para proteger por corrientes diferentes según la necesidad. La primera etapa requiere $< 10mA$, la segunda $< 80mA$ y la tercera varios amperes.
- Para en un futuro hipotético poder mejorarle la eficiencia. La máxima excursión se ve limitada por la tensión del colector del VAS, que no debe saturar. Ese nodo satura un par de volts antes de que saturen los transformadores de alta potencia. Esta tensión adicional de los transformadores de potencia no puede ser aprovechada, generando ineficiencia.

También, se separó la de baja tensión de la alimentación de los reguladores, por similares razones.

2.2.2. Diodos Schottky

Los diodos Schottky siempre tienen una tensión de ruptura baja. Este modelo, MBR1645, llega a 45V. Si la diferencia de tensión entre la fuente baja y la alta (o la máxima excursión pretendida) supera este valor, se debe buscar un modelo de mayor tensión de ruptura, colocar 2 en serie o buscarle alguna solución. En nuestro caso, esto no llega a ser necesario, aunque se encontrarán más exigidos cuando se use el transformador de alta tensión.

2.3. Compensación

Se prescindió del capacitor en el realimentador pues el efecto del zero-polo que introduce era leve, su valor para máximo efecto positivo resultó en la práctica difícil de determinar, y se valoró no soldar componentes innecesarios al PCB.

Los capacitores de Miller fueron incrementados para cubrirnos de oscilaciones consistentes. El plan es reducir sus valores una vez que el circuito se encuentre con el funcionamiento completo esperado, para mejorar especificaciones como distorsión o ancho de banda de potencia.

2.4. Capacitores de entrada y de realimentador

Los capacitores de entrada y del realimentador fueron modificados por capacitores electrolíticos bipolares de menor valor. El menor valor se debe exclusivamente a la falta de disponibilidad de capacitores de mayor valor de tamaño y precio apropiados. Por el uso de un doble par diferencial en la entrada, el sentido de la corriente de polarización de la entrada y del realimentador depende de la relación entre los β de los transistores SMD usados. La simulación devuelve un valor diferente a la medición. De esto depende la polarización requerida para estos capacitores. De hecho, cuando la señal de entrada es de amplitud suficiente, puede no mantenerse igual la polaridad a lo largo del ciclo. Anteriormente, se utilizaban capacitores electrolíticos de $1mF$ (realimentador) y $47\mu F$ (entrada) respectivamente. Se pensaba que estos capacitores aguantaban una tensión inversa pequeña siempre que no fuera continua. Sin embargo, ante problemas de ganancia, y un efecto indeseado de saturación, se buscaron alternativas y descubrió la existencia de los capacitores electrolíticos bipolares, y decidió realizar la modificación. A $20Hz$, la impedancia (módulo) del de entrada, a $100Hz$, es de 160Ω , no siendo ya muy significativa frente a la impedancia de entrada de $10k\Omega$. A $1kHz$ ya baja a 16Ω . La del realimentador, por su parte, a $100Hz$ es de 34Ω y a $1kHz$ de $3,4\Omega$. La suma coherente genera un efecto de reducción de ganancia que ya a $100Hz$ debería ser menor al 2%.

2.5. Otras observaciones

Para poder utilizar la fuente armada de 70V en alta tensión se requiere modificar el circuito para proteger a los transistores del SMD de la primera etapa de exceder su V_{CE} máximo de 40V. Se pensaba en colocar un Zener SMD de 24V, o una resistencia de aproximadamente $15k\Omega$, quizás en paralelo con un capacitor (para no cargar al transistor en señal). Sin embargo, por las dificultades constructivas del cambio, se decidió enfocarse en hacerlo funcionar con tensiones menores, y dejarlo como optimización futura para aumentar la potencia del amplificador, hasta posiblemente 150W RMS.

3. Ensayos funcionales

Las pruebas siguientes se realizaron primero con tensiones bajas.

Se probó el amplificador en polarización, agregando una etapa a la vez, con baja tensión y llegado el momento, baja polarización de los transistores de potencia internos (alta resistencia del preset del multiplicador de Vbe). Todo fue correcto. Los valores de polarización eran los esperados y no se encontraron oscilaciones significativas en ninguna frecuencia.

Luego se introdujo señal y se fue comparando su comportamiento con el esperado con un osciloscopio. Se observó la tensión de salida máxima a medida que cambiaba la tensión de alimentación de las primeras dos etapas sin conectar la fuente de alta tensión a la salida. Se midió el factor de amplificación y era el esperado.

Para probar el mecanismo de activación de las fuentes de alta potencia se tomaron dos fuentes dobles regulables a 15V y 28V. Luego se colocó un resistor en serie con la fuente y se observó su caída con el osciloscopio. Sólo siguiendo la tensión de salida no resulta sencillo determinar si las fuentes de alta potencia se activan o no. Si por alguna razón no lo hicieran, los transistores de salida internos saturarían, funcionarían como diodos entre base y emisor, y la tensión de salida continuaría subiendo más allá del nivel de la fuente de baja tensión (siempre que el VAS pueda entregarle la corriente que requiera). Como resultado de esta prueba se observó el comportamiento esperado, donde la fuente de alta tensión entregaba corriente en el momento en que se llega a la tensión de activación de los transistores de potencia externos. Sin embargo, no se le exigió máxima excursión.

Posteriormente, se le colocó carga, de forma escalonada, y no se observaron inconvenientes.

4. Verificaciones y ajustes

Antes de realizar las mediciones se fija con cuidado la polarización de la etapa de salida variando el valor del preset de los multiplicadores de V_{BE} . Esto se realiza tanto midiendo la tensión que genera como midiendo la corriente que entrega la fuente en polarización, y la corriente circulante por la resistencia de emisor de los transistores de potencia internos.

5. Mediciones

5.1. Polarización

El banco de mediciones se muestra en la figura 5.1.

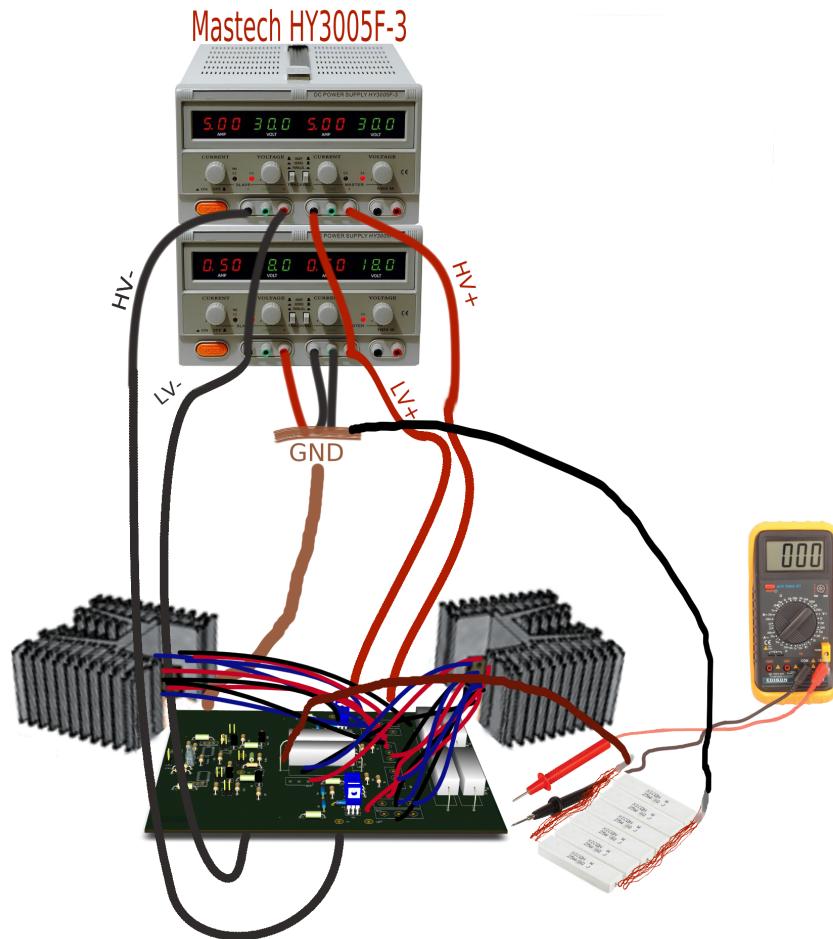


Figura 5.1: Banco de mediciones de polarización.

La corriente de la fuente de corriente medida es de $3,6mA$. La caída de tensión en RC es de $4,6V$. La corriente de polarización del VAS es de $32mA$.

A lo largo de las siguientes mediciones, el multiplicador de V_{be} se fijó en $2,8V$. La corriente de polarización de la etapa de salida es de $214mA$.

5.2. Medición de ganancia de tensión

El banco de mediciones se muestra en la figura 5.2.

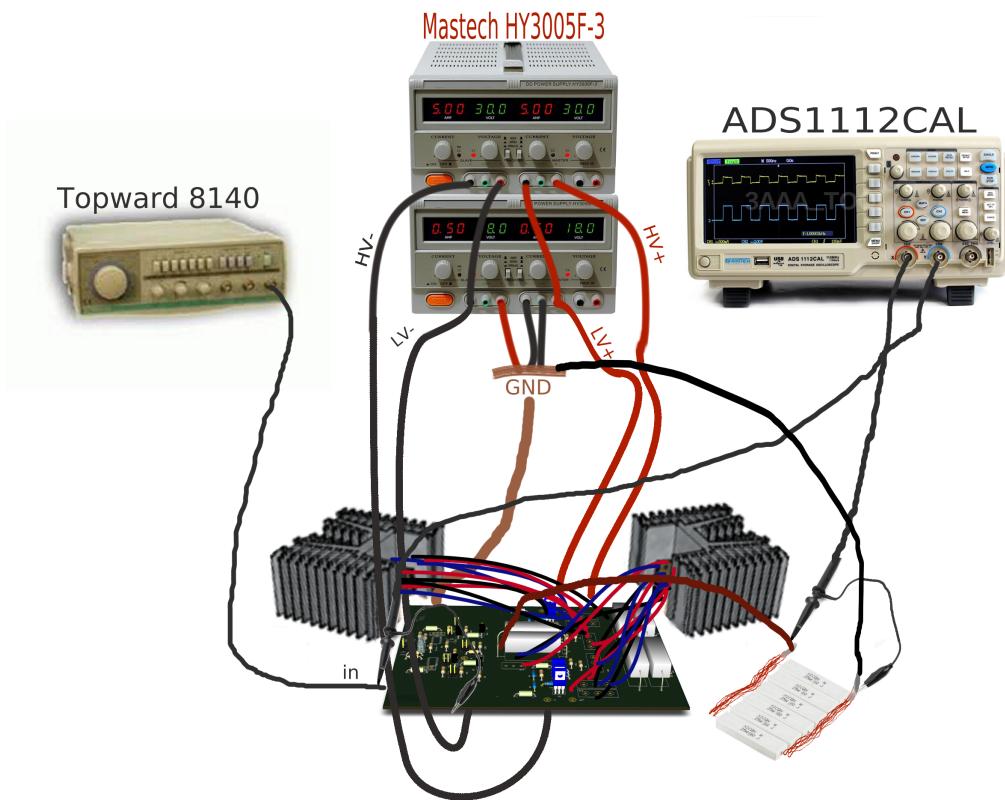


Figura 5.2: Banco de mediciones de ganancia.

Se mide la amplitud de la señal de salida en la carga de 8Ω , con una entrada de 1kHz . La amplitud de la señal de entrada se ajusta al valor $4,5\text{V}$. Se obtuvo una ganancia de 25 veces.

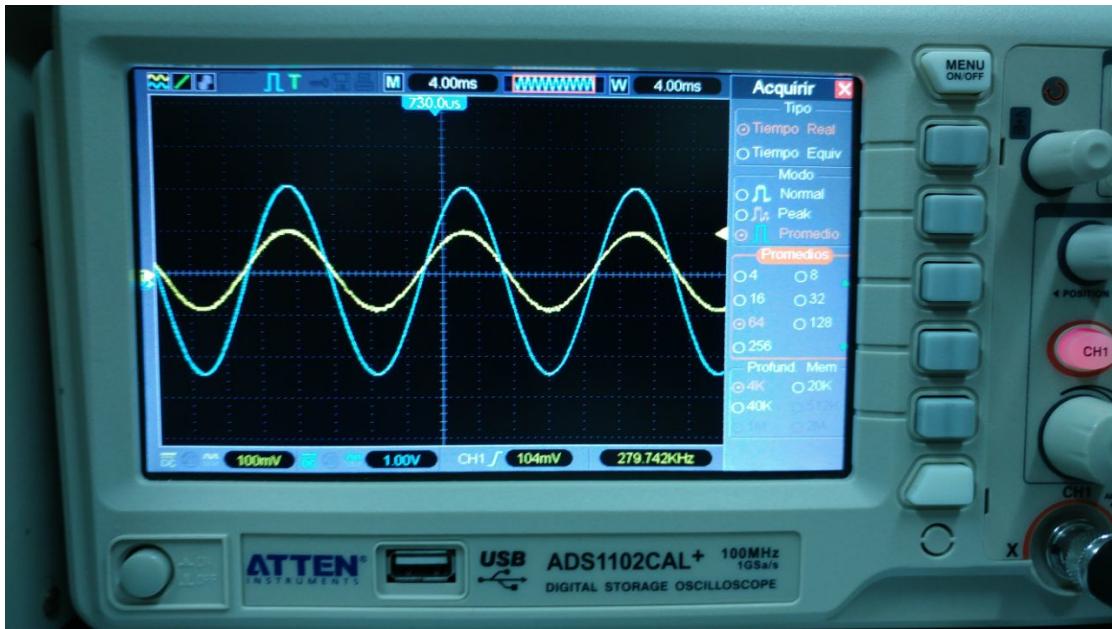


Figura 5.3: Foto del osciloscopio comparando entrada y salida

Este valor es levemente menor al pretendido. Esto podría ocurrir porque los valores

de las resistencias de realimentación son inexactos o se vieron modificados por el stress de las pruebas, aunque habían sido elegidas de metal film, medidas con cuidado y no deberían haber sido exigidas. También, la causa puede ser algún efecto de impedancia serie indeseado del capacitor del realimentador que, al momento de la medición, era de tipo electrolítico polarizado y al recibir señal se encontraba de a momentos fuera de su polaridad. También, por la sobrecompensación provisoria con las capacidades de Miller de $80pF$, que reduce la ganancia de lazo según la frecuencia. O, por alguna otra razón desconocida. Se hizo un barrido de ganancia en función de frecuencia con el osciloscopio y el generador de señales, y también con la placa de sonido externa a similar amplitud y los resultados fueron similares. También se redujo la amplitud, sin observar cambios en la ganancia. No es probable que sea un problema de sobrecompensación porque los polos introducidos por los capacitores de Miller se encuentran en frecuencias mayores, como se observó en la medición de ancho de banda.

5.3. Respuesta en frecuencia – Ancho de banda

El banco de mediciones es similar al caso de ganancia.

Se conecta el generador de funciones con una señal de amplitud de $100mV$, se varía la frecuencia en saltos controlados y se mide la ganancia en la salida con la carga de 8Ω . Luego se determina la frecuencia de corte superior e inferior, viendo cuándo la señal de salida cae en $3dB$ con respecto a la esperada.

Se midieron los límites inferior y superior en las frecuencias $6,6Hz$ y $225kHz$.

5.4. Slew-Rate

El banco de mediciones es similar al de la medición de ganancia y respuesta en frecuencia.

Utilizando una señal cuadrada en la entrada, de frecuencia suficientemente baja puede medirse en la salida la pendiente de crecimiento.

Utilizando una entrada de $500mV_{pico}$ se mide la salida en el osciloscopio, como se observa en la figura 5.4.

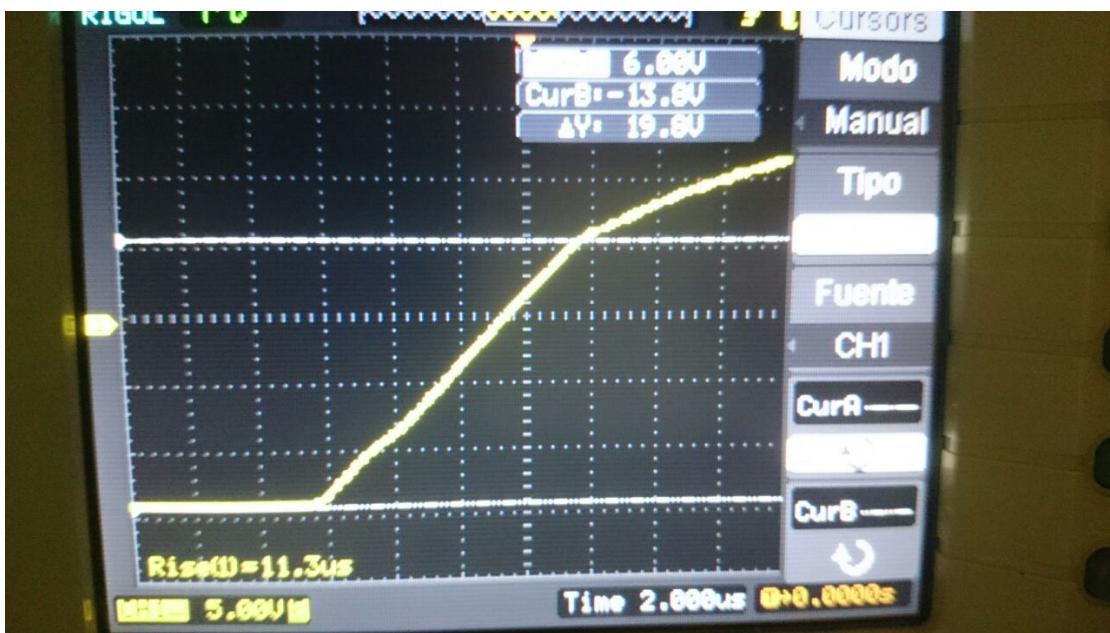


Figura 5.4: Foto del osciloscopio mostrando límite por slew rate

Se midió un slew rate de $\frac{2.5V}{\mu s}$. Esto es considerablemente menor que lo especificado de $15 \frac{V}{\mu s}$. De hecho, es menor que la pendiente máxima de una onda a la máxima frecuencia audible de $20kHz$ en la máxima excursión especificada de $20V$ pico, de $5 \frac{V}{\mu s}$. Es decir, limita nuestro ancho de banda de potencia a menos que lo requerido. Esto se debe probablemente a la sobrecompensación con el capacitor de Miller.

5.5. Impedancia de entrada

El banco de mediciones se muestra en la figura 5.5.

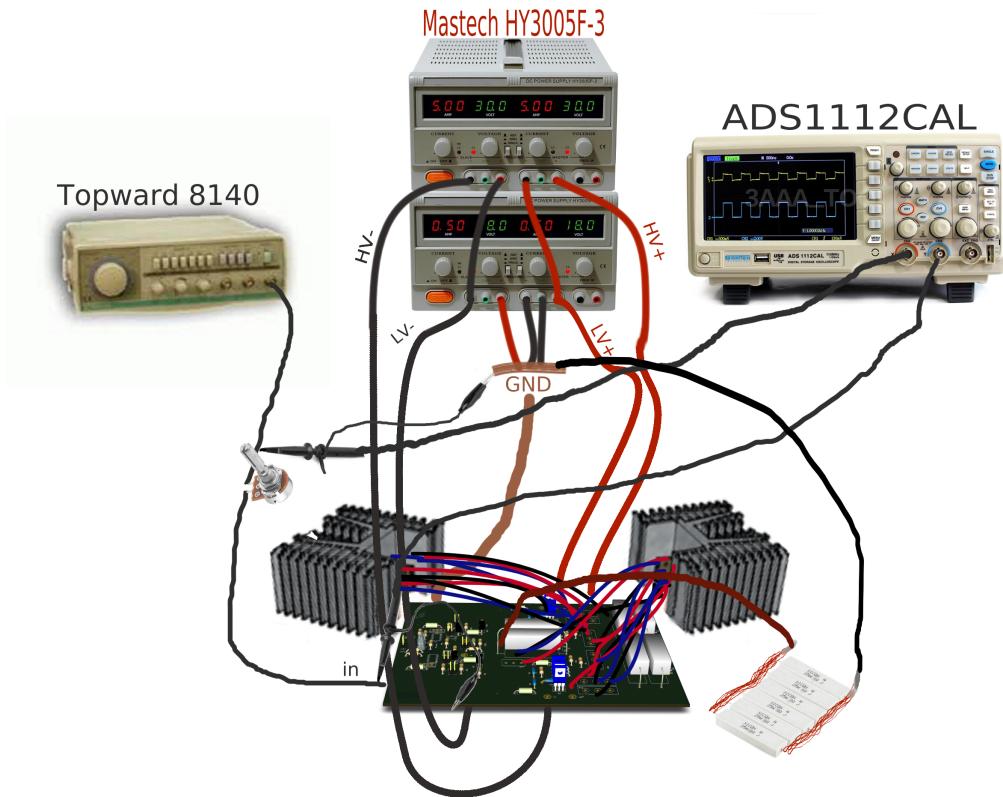


Figura 5.5: Banco de mediciones de impedancia de entrada.

Se conecta un potenciómetro en serie entre el generador de señal y la entrada de nuestro amplificador. Luego, midiendo la tensión en ambos extremos del potenciómetro, se cambia su resistencia hasta obtener el 50 % de la amplitud del generador. La resistencia del potenciómetro en dicho caso corresponde a la de entrada de nuestro amplificador. Esto se hace para frecuencias de 100Hz, 1kHz y 10kHz.

$$V_{in} = V_G \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{pot}}$$

$$R_{in} = R_{pot} \frac{V_{in}}{V_G - V_{in}}$$

Las impedancias de entrada obtenidas son:

$$Z_{in} \Big|_{f=100Hz} = 14k\Omega$$

$$Z_{in} \Big|_{f=1kHz} = 14k\Omega$$

$$Z_{in} \Big|_{f=10kHz} = 10k\Omega$$

Se midieron valores iguales o superiores a los especificados previamente.

5.6. Impedancia de salida

El banco de mediciones es similar al caso de ganancia.

Se mide la tensión de salida en vacío (V_o) y con una carga R_L (V_R). Luego se compara la caída de tensión entre ambas y, conociendo la carga, se puede determinar la impedancia de salida. La tensión de entrada usada fue de 100mV pico.

$$V_R = V_o \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

$$R_{out} = R_L \left(\frac{V_o}{V_R} - 1 \right)$$

Se obtuvo $0,1\Omega$ para frecuencias de $100Hz$ y $1kHz$, y $0,2\Omega$ a $10kHz$.

5.7. Distorsión armónica – THD

Se utiliza el software Spectraplus para la generación de señales senoidales por una placa de sonido M-Audio FastTrack USB. Se captura la salida a través de un divisor resistivo que la atenúa 26 veces por la entrada de línea de la misma placa, con el software Steinberg Cubase, y se analiza con Wolfram Mathematica. No se logró hacer que Spectraplus reconociera la entrada de línea de la placa, por lo que tuvo que capturar, exportar audio, recortar silencios, particionar y procesar de forma separada.

El banco de mediciones se muestra en la figura 5.6.

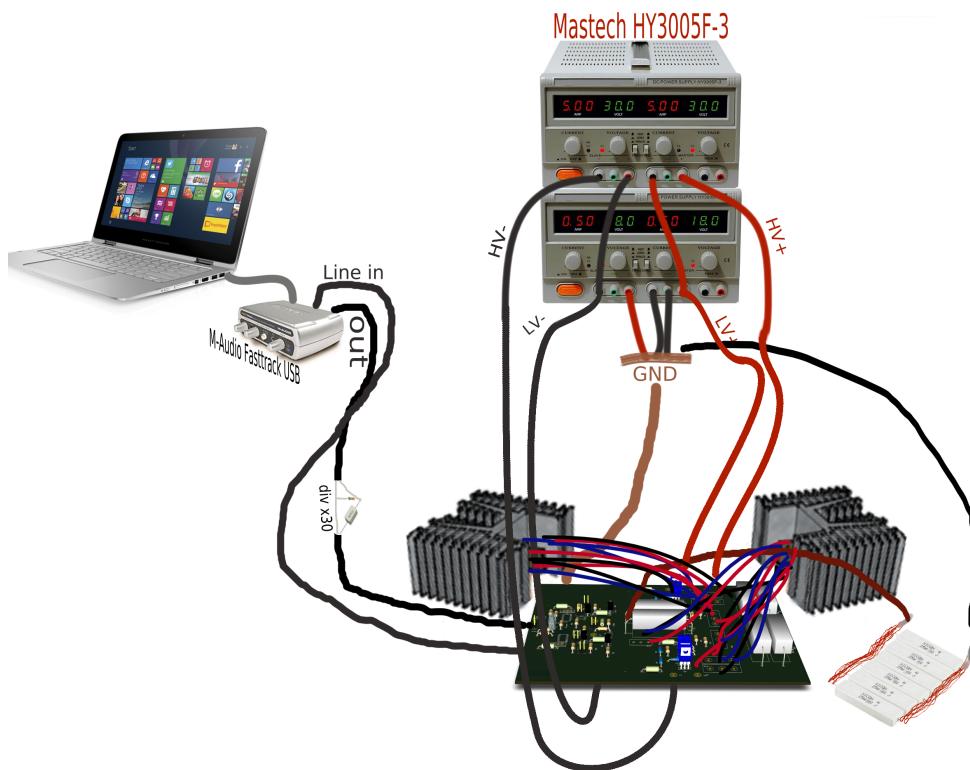
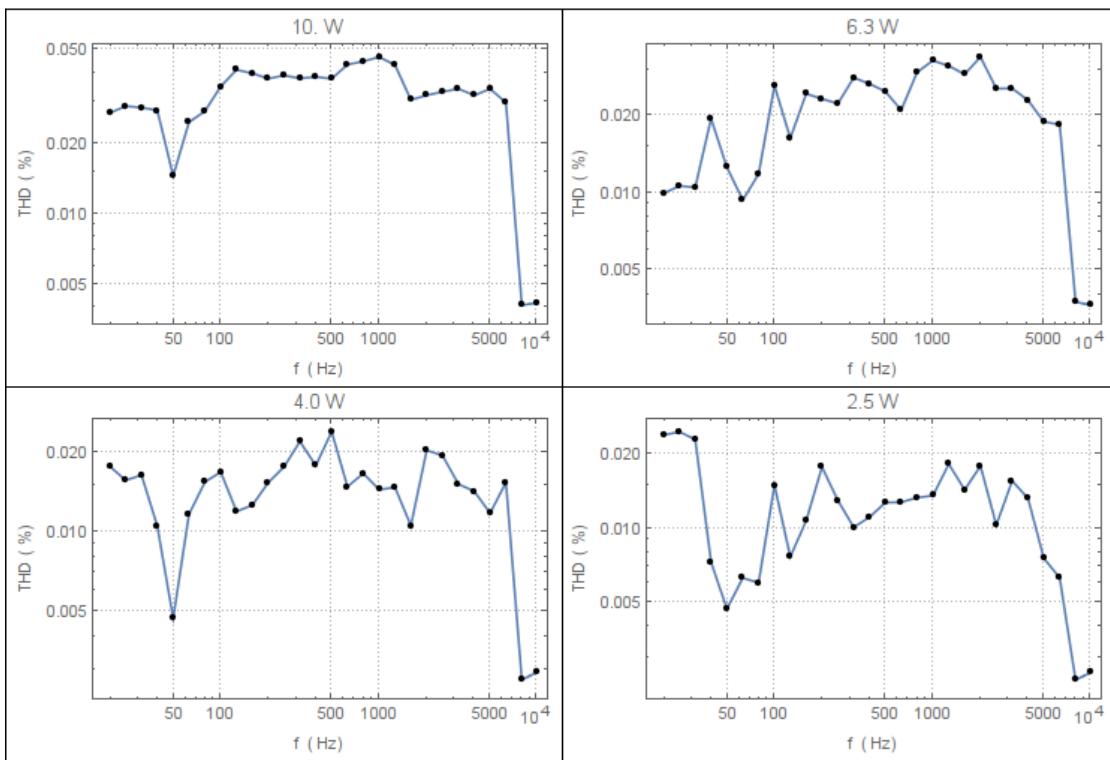
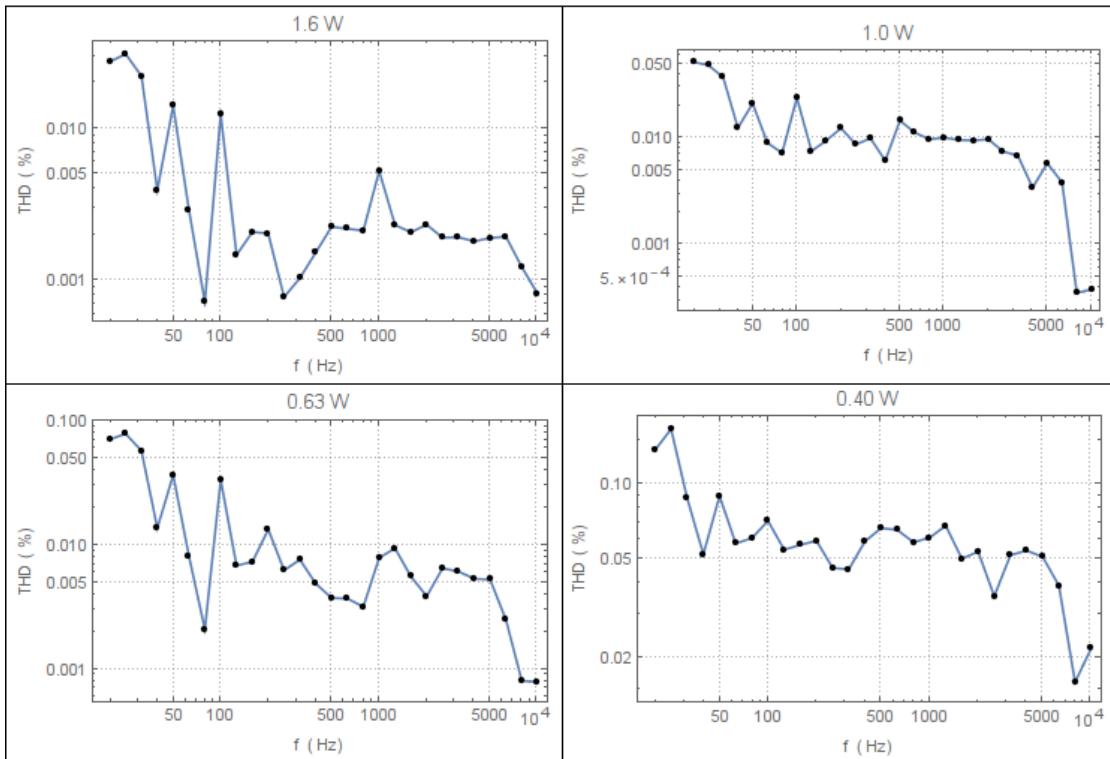


Figura 5.6: Banco de mediciones de distorsión.

Se realizaron los siguientes barridos en frecuencia.

**Figura 5.7:** Barrido en frecuencia de THD.**Figura 5.8:** Barrido en frecuencia de THD.

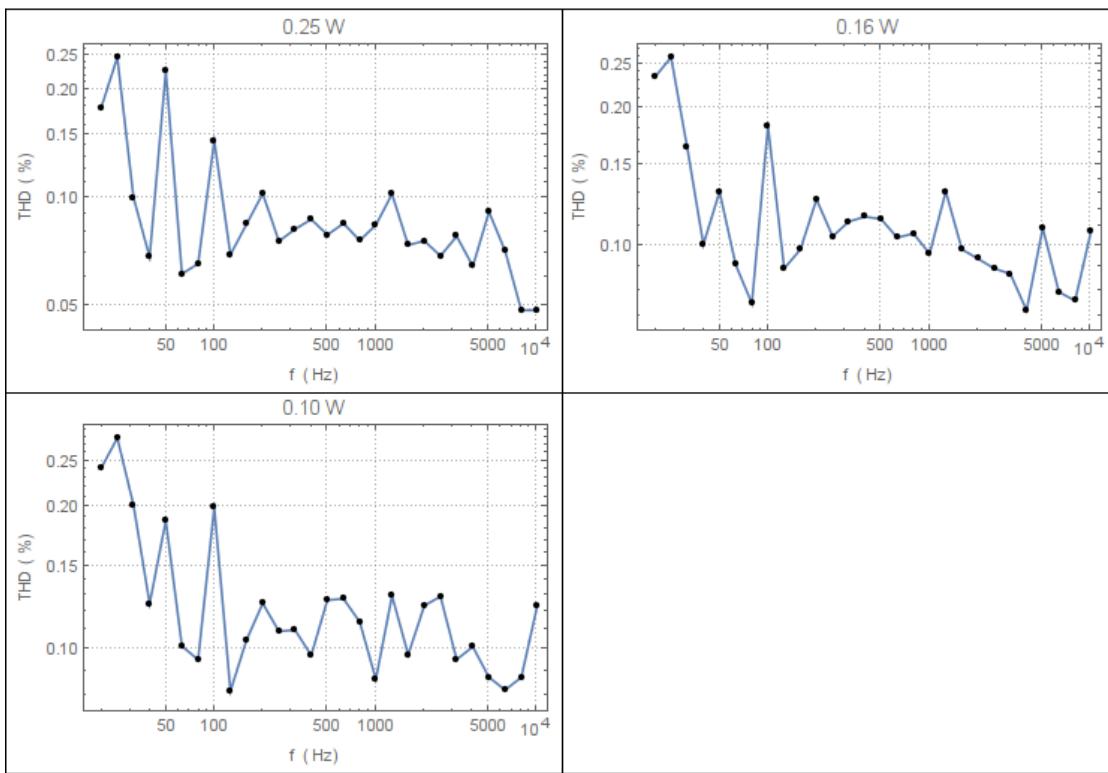


Figura 5.9: Barrido en frecuencia de THD.

Algunos de estos valores, con su respectiva descomposición en armónicos, y alguna onda de ejemplo, se muestran en las figuras siguientes.

| 10. W | | | |
|-----------------------|----------|--|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.027 % | { 0.0040%, 0.011%, 0.0036%, 0.0020% } |  |
| 40.0 Hz | 0.027 % | { 0.0034%, 0.017%, 0.00040%, 0.0032% } |  |
| 80.0 Hz | 0.027 % | { 0.0033%, 0.016%, 0.00044%, 0.0035% } |  |
| 160. Hz | 0.039 % | { 0.0039%, 0.025%, 0.00070%, 0.0052% } |  |
| 320. Hz | 0.037 % | { 0.0040%, 0.024%, 0.00053%, 0.0048% } |  |
| 640. Hz | 0.043 % | { 0.0051%, 0.026%, 0.00091%, 0.0055% } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.043 % | { 0.0050%, 0.026%, 0.00085%, 0.0055% } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.033 % | { 0.0033%, 0.022%, 0.00061%, 0.0040% } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.034 % | { 0.0047%, 0.028%, 0.00063% } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.0042 % | { 0.0042% } |  |

Figura 5.10: Detalle de armónicos.

| 6.3 W | | | |
|-----------------------|---------|--|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.0098% | { 0.0010%, 0.00077%, 0.0030%, 0.00055% } |  |
| 40.0 Hz | 0.019% | { 0.0028%, 0.011%, 0.00045%, 0.0024% } |  |
| 80.0 Hz | 0.012% | { 0.0023%, 0.0063%, 0.00029%, 0.0014% } |  |
| 160. Hz | 0.024% | { 0.0032%, 0.014%, 0.00067%, 0.0031% } |  |
| 320. Hz | 0.028% | { 0.0036%, 0.017%, 0.00063%, 0.0037% } |  |
| 640. Hz | 0.021% | { 0.0029%, 0.011%, 0.00062%, 0.0031% } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.031% | { 0.0044%, 0.017%, 0.00098%, 0.0041% } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.025% | { 0.0029%, 0.016%, 0.00076%, 0.0033% } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.019% | { 0.0030%, 0.015%, 0.00073% } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.0036% | { 0.0036% } |  |

Figura 5.11: Detalle de armónicos.

| 4.0 W | | | |
|-----------------------|---------|---|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.018% | { 0.0019%, 0.0023%, 0.0051%, 0.00042% } |  |
| 40.0 Hz | 0.010% | { 0.0022%, 0.0050%, 0.00071%, 0.0010% } |  |
| 80.0 Hz | 0.015% | { 0.0027%, 0.0081%, 0.00057%, 0.0020% } |  |
| 160. Hz | 0.013% | { 0.0025%, 0.0066%, 0.00049%, 0.0014% } |  |
| 320. Hz | 0.022% | { 0.0034%, 0.012%, 0.00071%, 0.0028% } |  |
| 640. Hz | 0.015% | { 0.0034%, 0.0072%, 0.00067%, 0.0016% } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.015% | { 0.0033%, 0.0073%, 0.00063%, 0.0017% } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.019% | { 0.0027%, 0.011%, 0.00083%, 0.0024% } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.012% | { 0.0025%, 0.0085%, 0.00064% } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.0029% | { 0.0029% } |  |

Figura 5.12: Detalle de armónicos.

| 2.5 W | | | |
|-----------------------|---------|--|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.024% | { 0.0019%, 0.0021%, 0.0076%, 0.00040% } |  |
| 40.0 Hz | 0.0072% | { 0.0018%, 0.0025%, 0.0010%, 0.00046% } |  |
| 80.0 Hz | 0.0060% | { 0.0019%, 0.0026%, 0.00030%, 0.00055% } |  |
| 160. Hz | 0.011% | { 0.0026%, 0.0052%, 0.00061%, 0.0011% } |  |
| 320. Hz | 0.010% | { 0.0026%, 0.0049%, 0.00047%, 0.0010% } |  |
| 640. Hz | 0.013% | { 0.0035%, 0.0057%, 0.00083%, 0.0012% } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.018% | { 0.0042%, 0.0087%, 0.0012%, 0.0019% } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.010% | { 0.0023%, 0.0054%, 0.00064%, 0.0010% } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.0075% | { 0.0022%, 0.0047%, 0.00058% } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.0026% | { 0.0026% } |  |

Figura 5.13: Detalle de armónicos.

| 1.6 W | | | |
|-----------------------|----------|---|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.027% | { 0.00082%, 0.0011%, 0.010%, 0.00041% } |  |
| 40.0 Hz | 0.0039% | { 0.00047%, 0.00015%, 0.0014%, 0.000043% } |  |
| 80.0 Hz | 0.00071% | { 0.00053%, 0.000062%, 4.9 × 10⁻⁶%, 9.8 × 10⁻⁶% } |  |
| 160. Hz | 0.0021% | { 0.0012%, 0.00057%, 0.00011%, 0.000074% } |  |
| 320. Hz | 0.0010% | { 0.00035%, 0.00036%, 0.000027%, 0.00013% } |  |
| 640. Hz | 0.0022% | { 0.00045%, 0.0010%, 0.00017%, 0.00022% } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.0023% | { 0.00047%, 0.0011%, 0.00016%, 0.00025% } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.0019% | { 0.00039%, 0.00094%, 0.00014%, 0.00020% } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.0019% | { 0.00070%, 0.0010%, 0.00014% } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.00081% | { 0.00081% } |  |

Figura 5.14: Detalle de armónicos.

| 1.0 W | | | |
|-----------------------|----------|---|--------------|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.051% | { 0.0011%, 0.011%, 0.015%, 0.0016% } | |
| 40.0 Hz | 0.012% | { 0.00033%, 0.0058%, 0.0022%, 0.00097% } | |
| 80.0 Hz | 0.0071% | { 0.00052%, 0.0040%, 0.00080%, 0.00076% } | |
| 160. Hz | 0.0093% | { 0.00035%, 0.0056%, 0.0012%, 0.00098% } | |
| 320. Hz | 0.0098% | { 0.00031%, 0.0061%, 0.0010%, 0.0011% } | |
| 640. Hz | 0.011% | { 0.00056%, 0.0062%, 0.0015%, 0.0013% } | |
| 1.28×10^3 Hz | 0.0094% | { 0.00044%, 0.0053%, 0.0013%, 0.00098% } | |
| 2.56×10^3 Hz | 0.0073% | { 0.00032%, 0.0044%, 0.00094%, 0.00076% } | |
| 5.12×10^3 Hz | 0.0057% | { 0.00035%, 0.0044%, 0.00094% } | |
| 1.02×10^4 Hz | 0.00037% | { 0.00037% } | |

Figura 5.15: Detalle de armónicos.

| 0.63 W | | | |
|-----------------------|----------|--|--------------|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.070% | { 0.0026%, 0.010%, 0.021%, 0.0017% } | |
| 40.0 Hz | 0.013% | { 0.00090%, 0.0047%, 0.0034%, 0.00047% } | |
| 80.0 Hz | 0.0021% | { 0.00072%, 0.00072%, 0.00022%, 0.00011% } | |
| 160. Hz | 0.0072% | { 0.00070%, 0.0040%, 0.0013%, 0.00044% } | |
| 320. Hz | 0.0075% | { 0.00067%, 0.0044%, 0.0011%, 0.00049% } | |
| 640. Hz | 0.0036% | { 0.00098%, 0.0015%, 0.00063%, 0.00014% } | |
| 1.28×10^3 Hz | 0.0092% | { 0.0011%, 0.0046%, 0.0019%, 0.00051% } | |
| 2.56×10^3 Hz | 0.0064% | { 0.00076%, 0.0033%, 0.0012%, 0.00043% } | |
| 5.12×10^3 Hz | 0.0052% | { 0.00072%, 0.0034%, 0.0011% } | |
| 1.02×10^4 Hz | 0.00077% | { 0.00077% } | |

Figura 5.16: Detalle de armónicos.

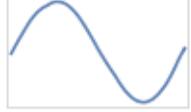
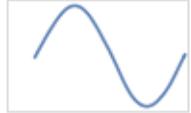
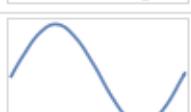
| 0.40 W | | | |
|-----------------------|---------|---|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.14 % | { 0.030 %, 0.025 %, 0.035 %, 0.0047 % } |  |
| 40.0 Hz | 0.052 % | { 0.021 %, 0.019 %, 0.0069 %, 0.00061 % } |  |
| 80.0 Hz | 0.060 % | { 0.031 %, 0.020 %, 0.0073 %, 0.00054 % } |  |
| 160. Hz | 0.056 % | { 0.026 %, 0.021 %, 0.0084 %, 0.00055 % } |  |
| 320. Hz | 0.045 % | { 0.019 %, 0.018 %, 0.0064 %, 0.00053 % } |  |
| 640. Hz | 0.065 % | { 0.031 %, 0.021 %, 0.010 %, 0.00061 % } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.067 % | { 0.033 %, 0.021 %, 0.011 %, 0.00058 % } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.035 % | { 0.013 %, 0.013 %, 0.0068 %, 0.00047 % } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.051 % | { 0.021 %, 0.020 %, 0.0088 % } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.022 % | { 0.022 % } |  |

Figura 5.17: Detalle de armónicos.

| 0.25 W | | | |
|-----------------------|--------|---------------------------------------|--------------|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.18% | { 0.060%, 0.017%, 0.040%, 0.013% } | |
| 40.0 Hz | 0.068% | { 0.041%, 0.013%, 0.0062%, 0.0013% } | |
| 80.0 Hz | 0.065% | { 0.047%, 0.012%, 0.0058%, 0.00012% } | |
| 160. Hz | 0.084% | { 0.061%, 0.016%, 0.0068%, 0.00018% } | |
| 320. Hz | 0.081% | { 0.059%, 0.015%, 0.0063%, 0.00016% } | |
| 640. Hz | 0.084% | { 0.061%, 0.014%, 0.0088%, 0.00014% } | |
| 1.28×10^3 Hz | 0.10% | { 0.076%, 0.016%, 0.0090%, 0.00019% } | |
| 2.56×10^3 Hz | 0.068% | { 0.047%, 0.014%, 0.0073%, 0.00017% } | |
| 5.12×10^3 Hz | 0.091% | { 0.066%, 0.018%, 0.0069% } | |
| 1.02×10^4 Hz | 0.048% | { 0.048% } | |

Figura 5.18: Detalle de armónicos.

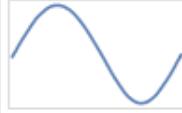
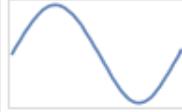
| 0.16 W | | | |
|-----------------------|--------|---|---|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.23% | { 0.092%, 0.012%, 0.039%, 0.038% } |  |
| 40.0 Hz | 0.10% | { 0.077%, 0.0087%, 0.0054%, 0.0041% } |  |
| 80.0 Hz | 0.074% | { 0.065%, 0.0057%, 0.0037%, 0.000017% } |  |
| 160. Hz | 0.098% | { 0.085%, 0.0091%, 0.0037%, 0.000044% } |  |
| 320. Hz | 0.11% | { 0.098%, 0.011%, 0.0029%, 0.000065% } |  |
| 640. Hz | 0.10% | { 0.090%, 0.0077%, 0.0057%, 0.000020% } |  |
| 1.28×10^3 Hz | 0.13% | { 0.12%, 0.010%, 0.0043%, 0.000060% } |  |
| 2.56×10^3 Hz | 0.089% | { 0.076%, 0.0088%, 0.0039%, 0.000048% } |  |
| 5.12×10^3 Hz | 0.11% | { 0.094%, 0.011%, 0.0040% } |  |
| 1.02×10^4 Hz | 0.11% | { 0.11% } |  |

Figura 5.19: Detalle de armónicos.

| 0.10 W | | | |
|-----------------------|---------|---|--------------|
| | THD | Harmonics | Example wave |
| 20.0 Hz | 0.24 % | { 0.077%, 0.0054%, 0.043%, 0.052% } | |
| 40.0 Hz | 0.12 % | { 0.098%, 0.0058%, 0.0057%, 0.0089% } | |
| 80.0 Hz | 0.095 % | { 0.089%, 0.0047%, 0.00086%, 0.000021% } | |
| 160. Hz | 0.10 % | { 0.097%, 0.0064%, 0.00092%, 9.8 × 10⁻⁶ % } | |
| 320. Hz | 0.11 % | { 0.10%, 0.0068%, 0.00079%, 7.9 × 10⁻⁶ % } | |
| 640. Hz | 0.13 % | { 0.12%, 0.0058%, 0.0014%, 0.000019% } | |
| 1.28×10^3 Hz | 0.13 % | { 0.12%, 0.0060%, 0.0012%, 0.000022% } | |
| 2.56×10^3 Hz | 0.13 % | { 0.12%, 0.0062%, 0.0012%, 0.000018% } | |
| 5.12×10^3 Hz | 0.087 % | { 0.080%, 0.0058%, 0.0010% } | |
| 1.02×10^4 Hz | 0.12 % | { 0.12% } | |

Figura 5.20: Detalle de armónicos.

Se puede observar una clara distorsión en la forma de onda a frecuencias bajas y amplitudes bajas. Además, a medida que aumenta la amplitud, se percibe cierta distorsión que aplastando de forma simétrica a la onda, dando valores muy altos de segundos armónicos. Los armónicos impares no son los limitantes. El diseño simétrico del circuito buscaba reducir justamente estos. A 1W se cumplen las especificaciones.

Debido a la limitación de la placa a muestrear a 48kHz, no se puede tener en cuenta el segundo armónico, que resultó ser significativo, para frecuencias mayores a $48\text{kHz}/2/3 = 8\text{kHz}$, por lo que se aprecia una disminución artificial en los gráficos de la THD a esas frecuencias.

A continuación en las figuras 5.21, 5.22 y 5.23, se muestran gráficos de distorsión

para potencias $0,1W$, $1W$ y $10W$, y frecuencias $100Hz$, $440Hz$ y $1kHz$.

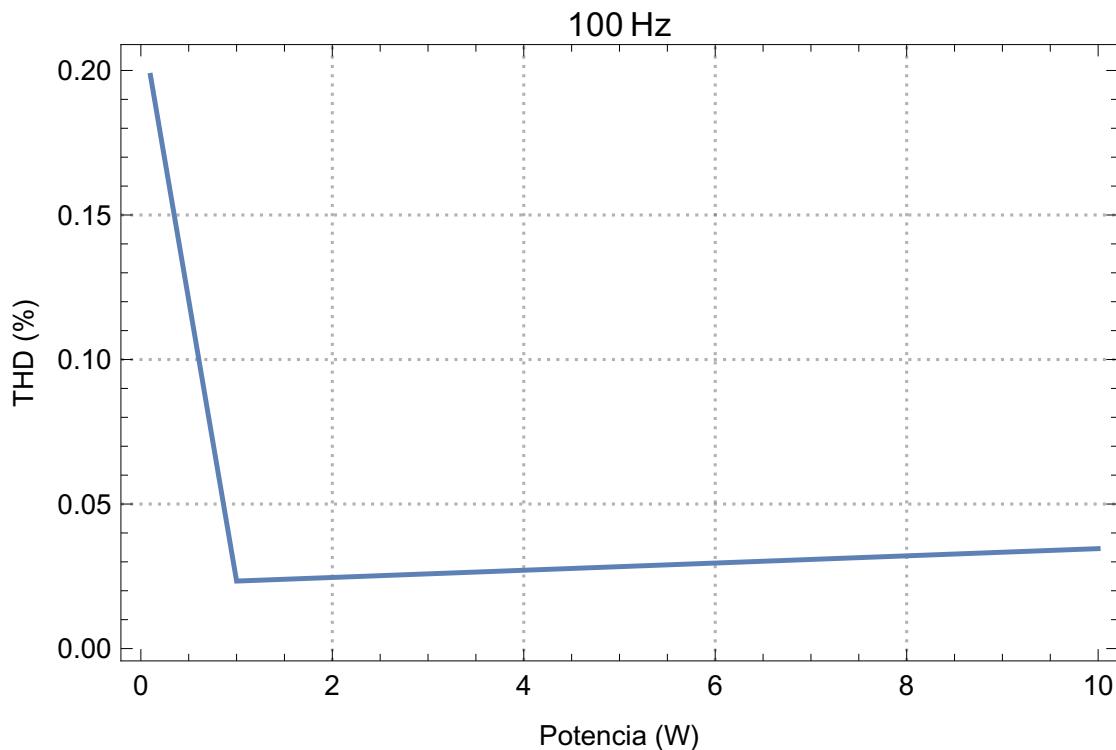


Figura 5.21: Distorsión en función de potencia para frecuencia $100Hz$

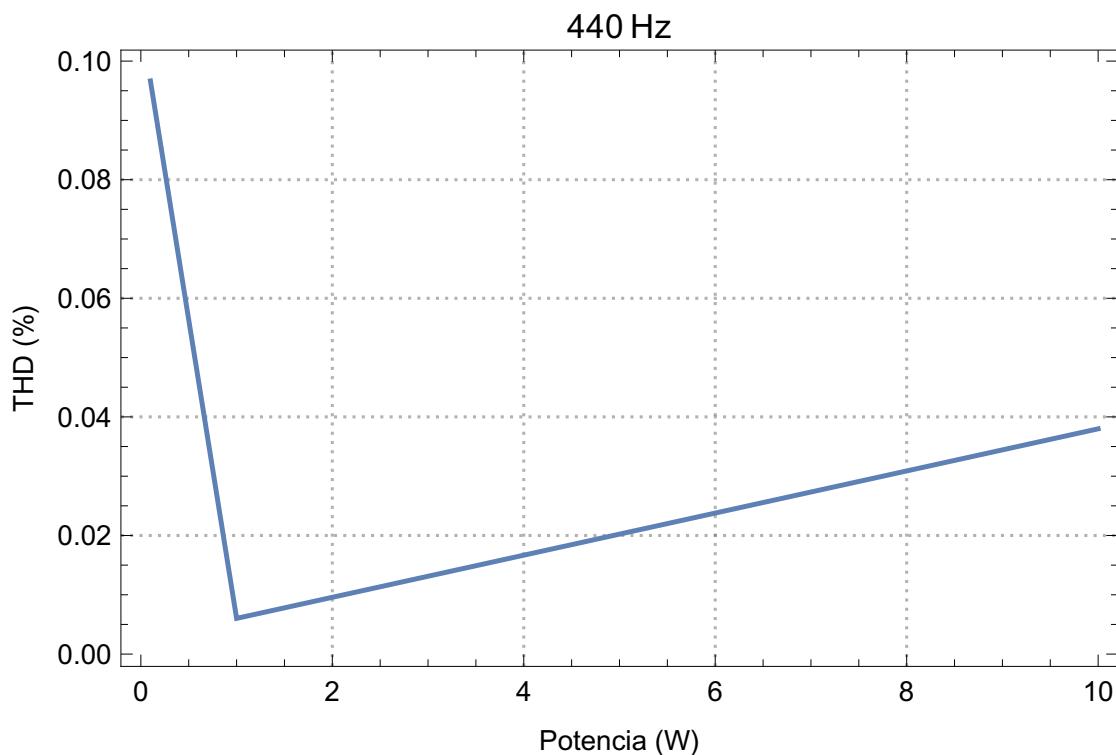


Figura 5.22: Distorsión en función de potencia para frecuencia $440Hz$

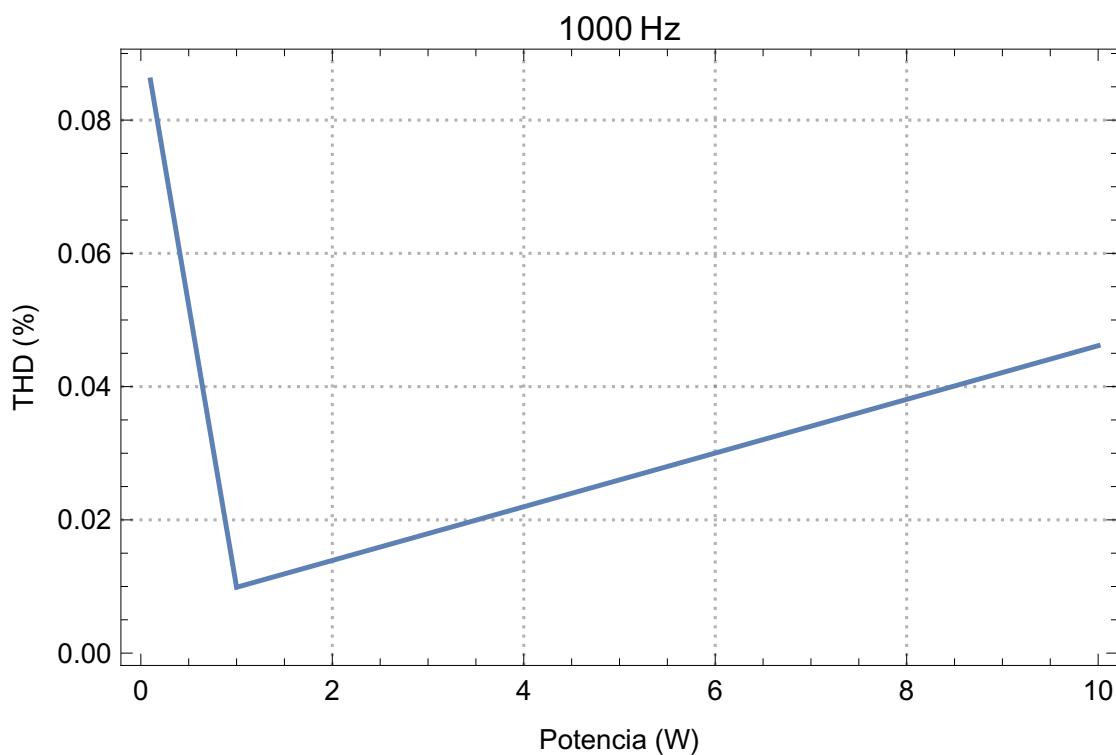


Figura 5.23: Distorsión en función de potencia para frecuencia $1kHz$

5.8. Rechazo de riple

El rechazo de riple, medido en dB, es el nivel de entrada relativo al nivel de riple que genera efecto de igual amplitud en la salida.

El banco de mediciones se muestra en la figura 5.24.

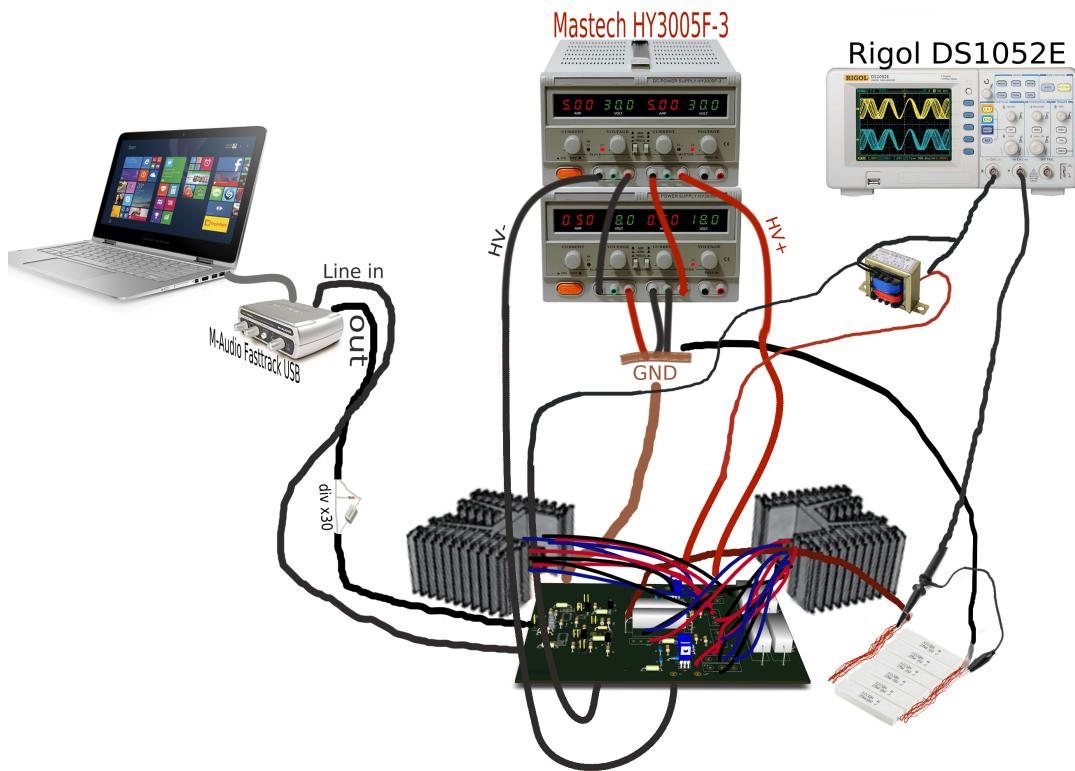


Figura 5.24: Banco de mediciones de rípido.

Se midió utilizando la fuente de $25V$ con una tensión de salida de señal $1V$ pico a $100Hz$. Se comparó el nivel de armónicos de $100Hz$ de la fuente con el existente en la salida, a máxima carga, y se tradujo a una tensión de entrada equivalente según la ganancia medida. Se obtuvo un valor de PSRR de $80dB$.

5.9. Eficiencia

Si se desprecia el consumo de energía en polarización y sólo se tiene en cuenta la lo disipado por la rama de alta corriente entre las fuentes y la carga, en señal, se obtiene una cota para la eficiencia del amplificador en función de la tensión de salida y la de las fuentes. Sea P_L la potencia consumida por la carga y P_T la de los transistores, se tiene

$$P_L(t) = \frac{v_o(t)^2}{R_L}$$

$$P_T(t) = (V_{FA}(v_o(t)) - |v_o(t)|) \frac{|v_o(t)|}{R_L}$$

Para un clase B que recibe su máxima excusión recibiendo una onda senoidal, y asumiendo que esta es igual a la tensión de la fuente, devuelve una cota de eficiencia de $\pi/4 = 78\%$.

Este valor depende tanto de la amplitud de la onda como de la forma de onda. Mientras más tiempo se pase con la salida a tensión similar a la fuente, menos potencia se desperdicia. En la figura 5.25 se aprecian las rectas de eficiencia óptima en función de la excusión de la onda para senoidales, cuadradas y triangulares.

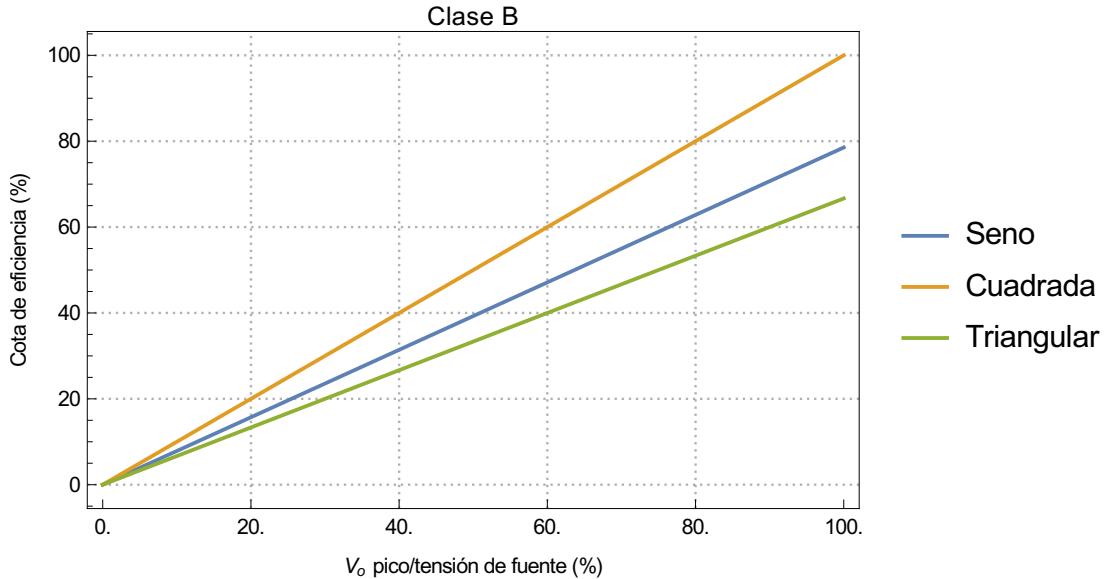


Figura 5.25: Rectas de eficiencia óptima en función de la excusión de la onda para distintos tipos de onda.

Si el audio es de baja potencia pero contiene picos que requieren alta potencia el clase B es muy ineficiente. Un clase G mejora esto, como puede verse en la figura 5.26.

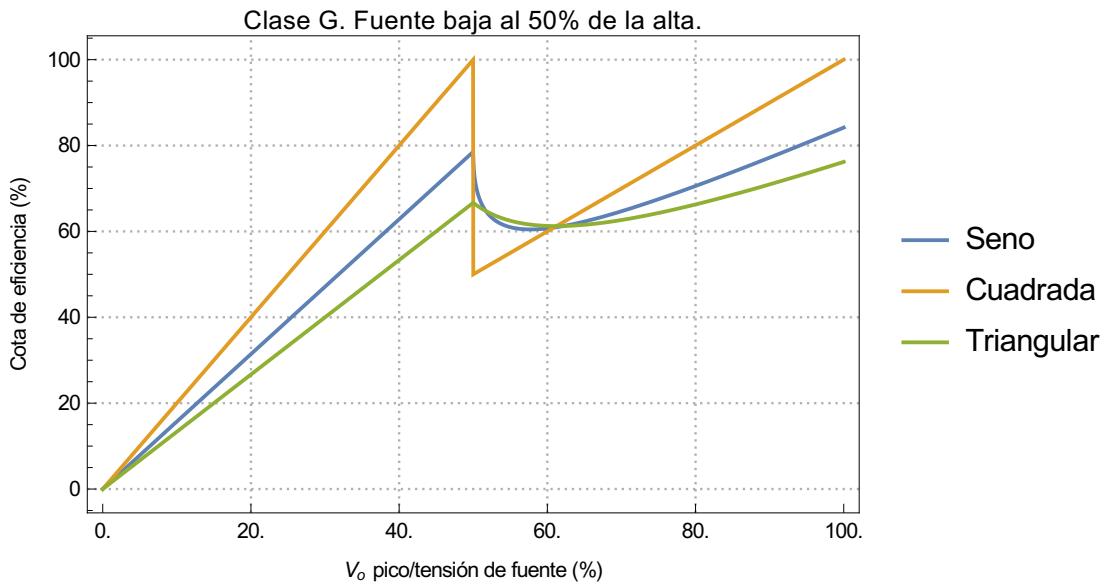


Figura 5.26: Eficiencia óptima en función de la excusión de la onda para distintos tipos de onda en un clase G, y una fuente baja a mitad de tensión que la alta.

Para mejor aprovechamiento de las fuentes de forma eficiente, la fuente baja debe colocarse en un valor que la active la mayor parte del tiempo mientras que la alta debe capturar los posibles spikes en volumen.

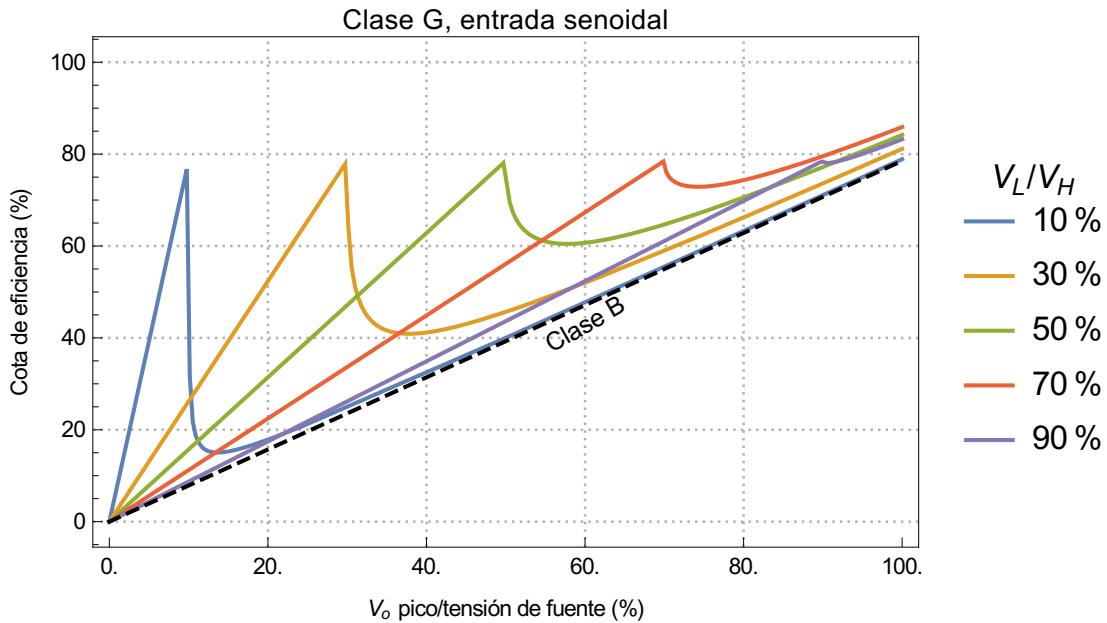


Figura 5.27: Eficiencia óptima en función de la excusión de la onda para una onda senoidal y diferentes relaciones de tensiones de fuente.

Se puede observar cómo baja la eficiencia cuando se activan las fuentes externas. El valor óptimo de relación de tensiones de las fuentes depende del uso típico. Cada género de películas, de audio, etc, puede dar valores diferentes. Para una entrada senoidal de máxima excusión, la eficiencia máxima es de 86 % cuando la tensión baja V_L es un 70.7 % de la alta.

En particular, para evaluar con señales reales se importó el audio de un episodio de Game of Thrones (S04E01) y de Uncomfortably Numb de Pink Floyd. En las figuras 5.28 y 5.30 se puede ver la distribución de volumenes a lo largo del episodio de Game of Thrones. Del mismo modo, para la música de Pink Floyd, 5.29 y 5.31.

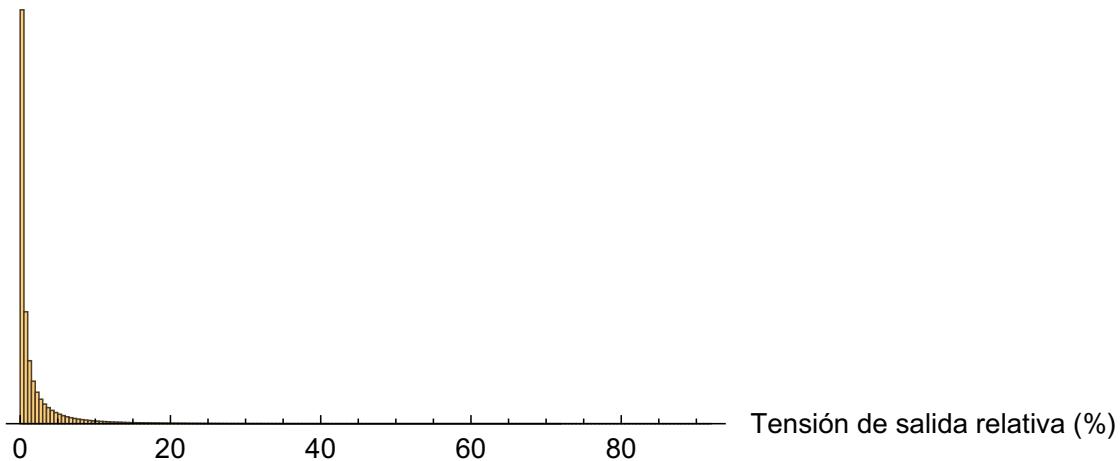


Figura 5.28: Histograma de valor absoluto de la excusión normalizada del audio de un episodio de Game of Thrones.

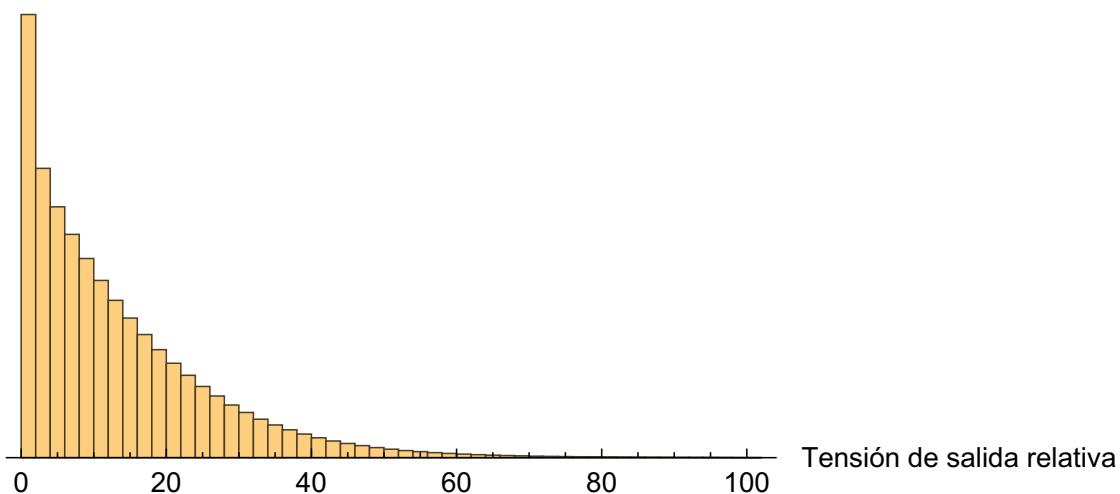


Figura 5.29: Histograma de valor absoluto de la excusión normalizada de Uncomfortably Numb por Pink Floyd.

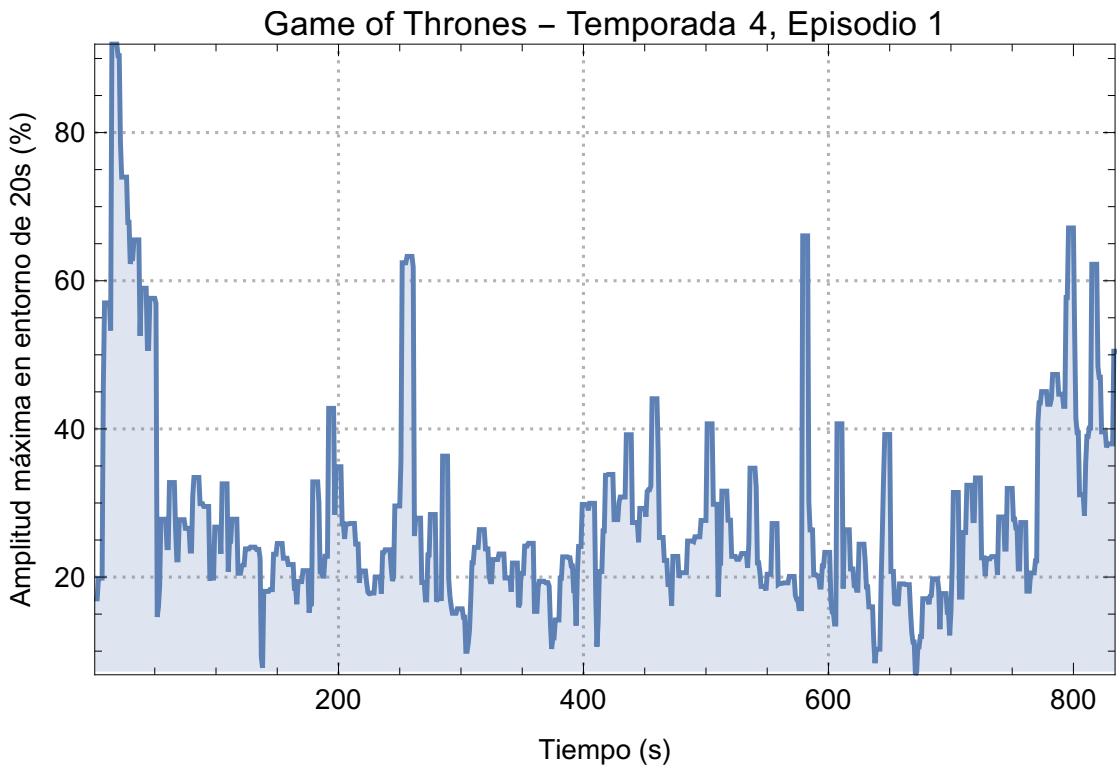


Figura 5.30: Amplitud máxima (módulo) del audio del capítulo de Game of Thrones, en una ventana de 20s.

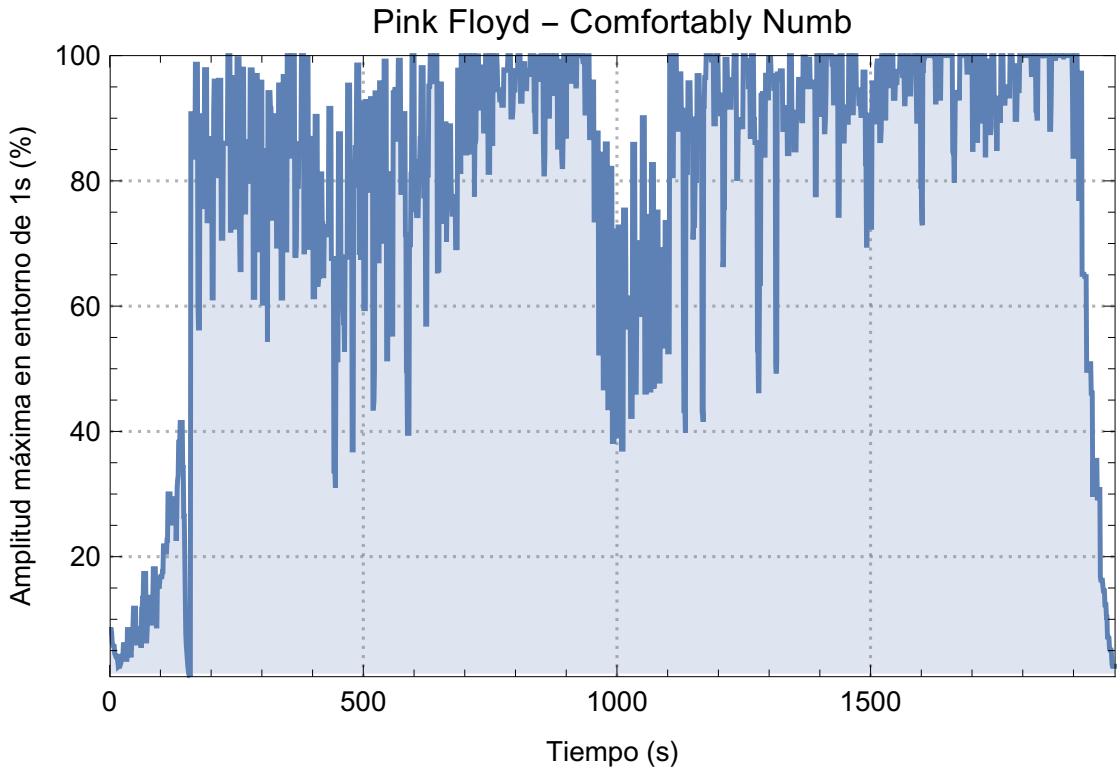


Figura 5.31: Amplitud máxima (módulo) del audio de la música de Pink Floyd, en una ventana de 1s.

Puede apreciarse cuánto más común es que la salida sea de tensión baja en el caso

de Game of Thrones.

La curva de eficiencia óptima en función de las tensiones relativas entre fuente alta y baja del clase G se ven en las figuras 5.32 y 5.33.

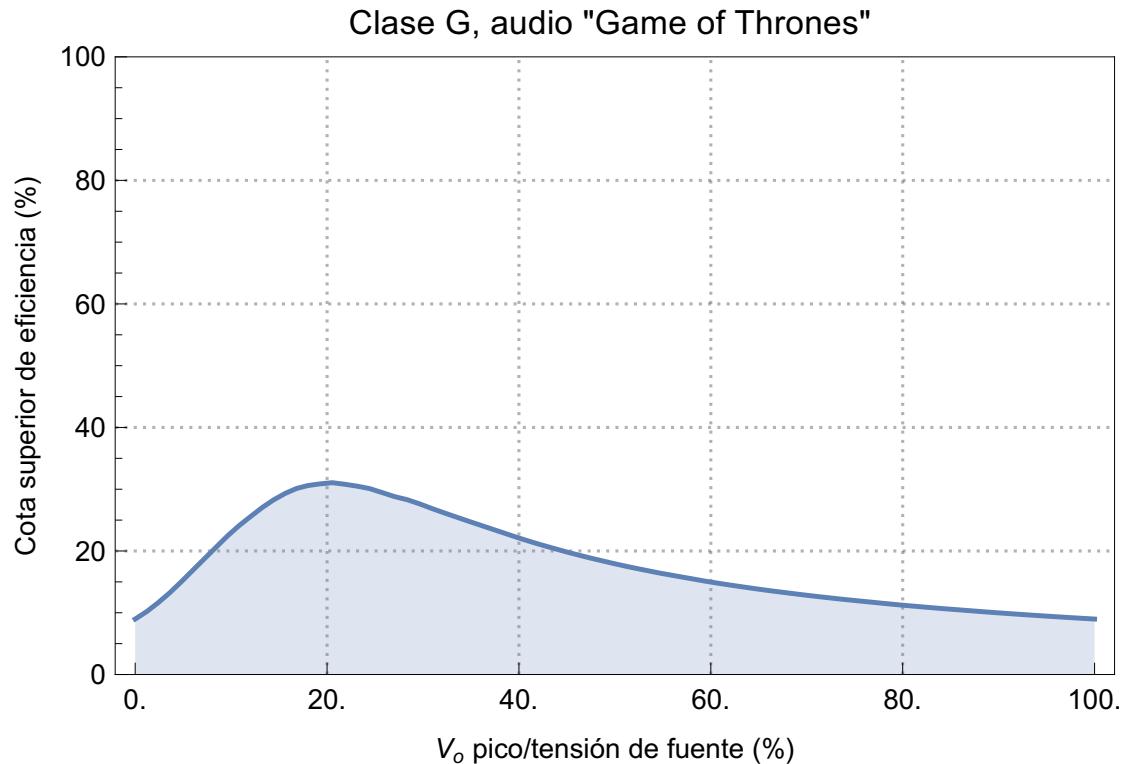


Figura 5.32: Eficiencia óptima en función del ratio de tensiones de fuentes del clase G para el episodio de Game of Thrones.

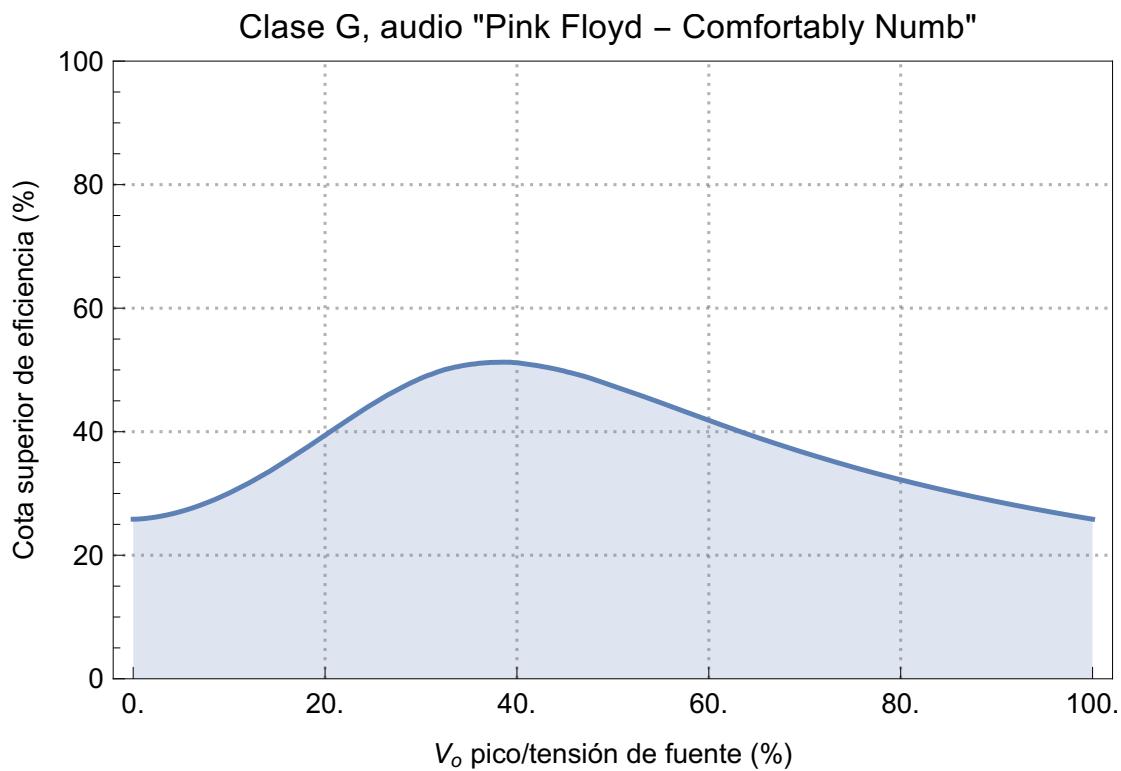


Figura 5.33: Eficiencia óptima en función del ratio de tensiones de fuentes del clase G para Pink Floyd.

Se puede ver que, para el caso de Game of Thrones, la máxima cota de eficiencia se logra con $V_L \equiv 0,2V_H$ mientras que para Pink Floyd, $V_L \equiv 0,37V_H$.

En nuestro caso, la máxima excursión especificada es de 40V. Según esta recomendación, $V_L \equiv 8V$ o $V_L \equiv 15V$. Se diseñó en un principio para $V_L = 15V$. Se colocó V_H a 50V. El banco de medición se muestra en la figura ??.

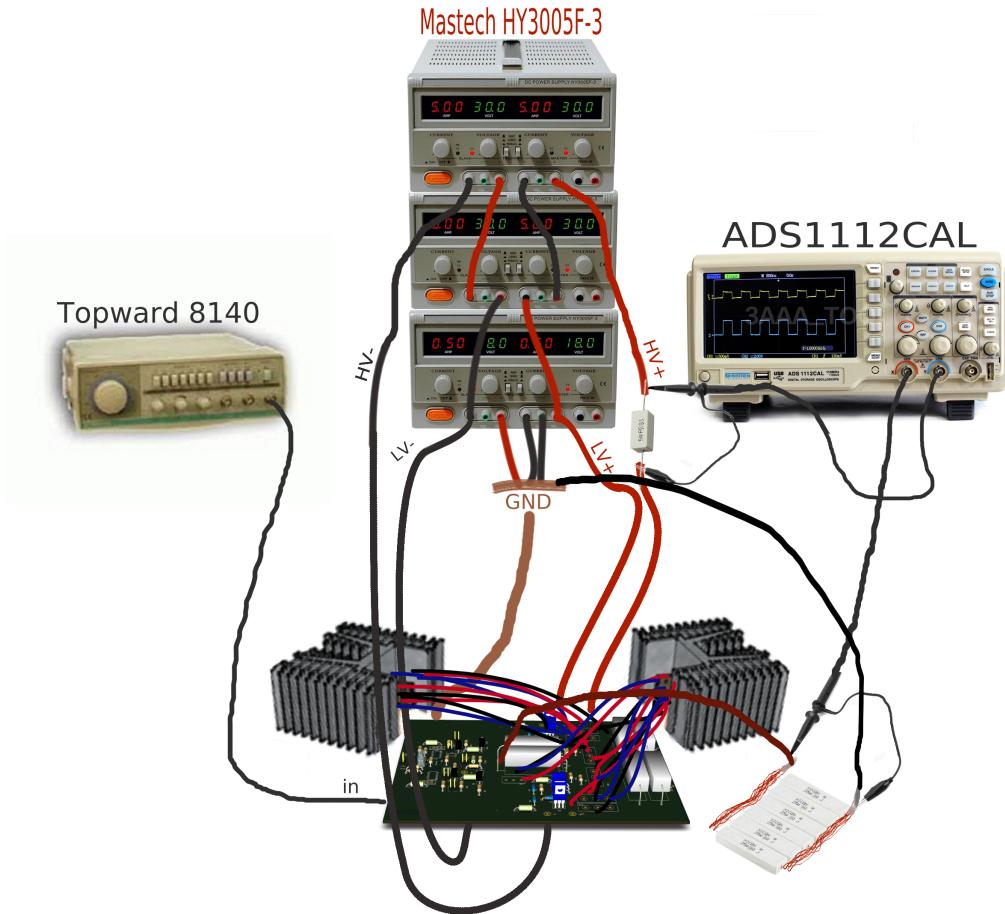


Figura 5.34: Banco de medición de eficiencia.

En realidad, las dos puntas de osciloscopio no se conectaron simultáneamente porque tienen distintas referencias. También, se colocó luego la resistencia en el canal de baja tensión y se observó la señal en el osciloscopio. Se anotaron los puntos característicos. La resistencia es de valor bajo para que no altere significativamente la tensión de la fuente ni consuma demasiada potencia ella misma.

Al momento de realizarse la medición, el amplificador mostraba un comportamiento anómalo, saturando a tensiones de alrededor de 23V. Por lo tanto, se colocaron 800mV de entrada, a 1kHz, y se observó una salida de 20V. Se calibró el multiplicador para que circulen 200mA por los transistores de potencia en polarización. La fuente alta se prende durante $340\mu s$ por cada período de 1ms, y toma el valor de 1,6A. Vale aclarar que la carga de la que se disponía era de $7,85\Omega$. Es decir, circula 1,6A cuando a la salida hay 10,6V. Luego crece de forma aproximadamente senoidal hasta alcanzar un máximo de 2,9A, cuando la salida está a 20V. La fuente de baja tensión, por su parte, durante 40ms se encuentra apagada, luego crece su corriente hasta alcanzar un valor de 1,6A y apagarse nuevamente durante $340\mu s$. A partir de estas mediciones, se reconstruyeron las corrientes según la figura ??, y luego las potencias instantáneas en la figura 5.36.

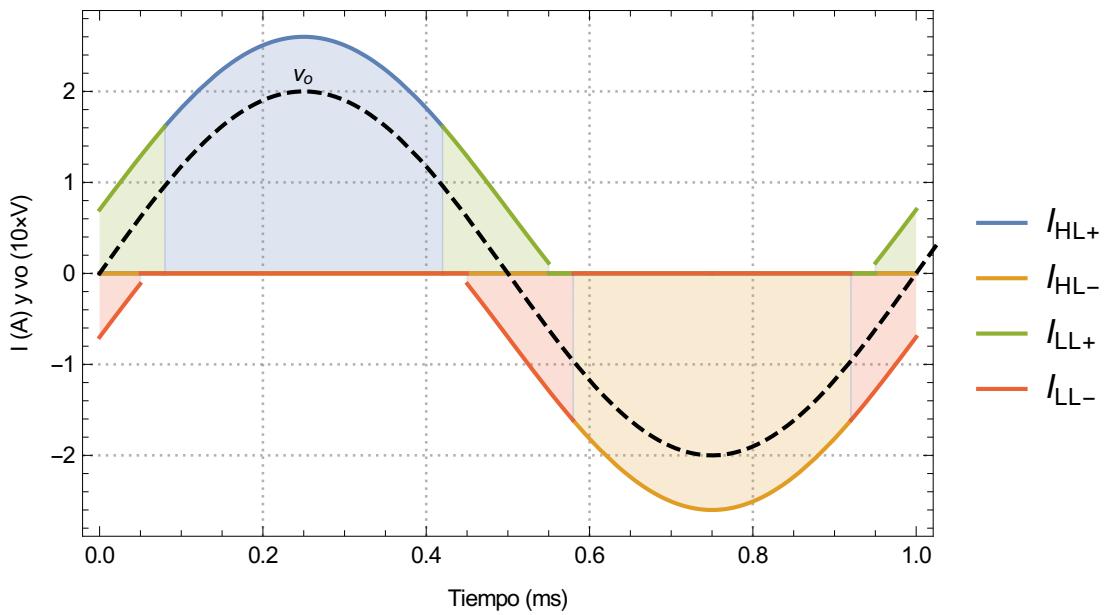


Figura 5.35: Reconstrucción de corrientes en un ciclo.

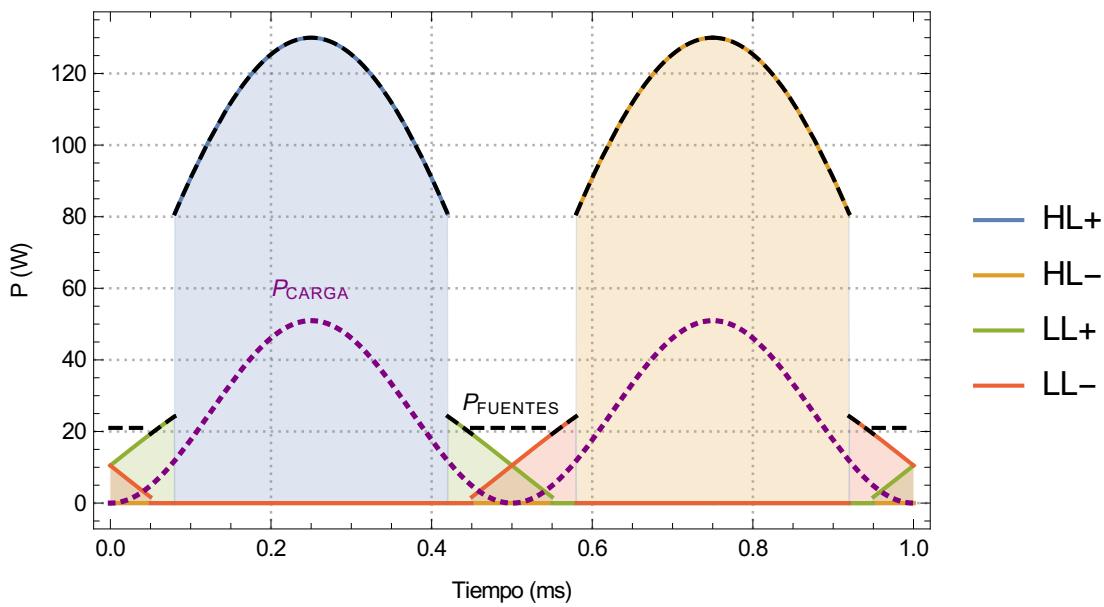


Figura 5.36: Reconstrucción de corrientes en un ciclo.

En la figura 5.37 se puede ver la relación entre la potencia instantánea disipada en la carga y la eficiencia. a figura 5.38 muestra ambas potencias en función de la tensión de salida.

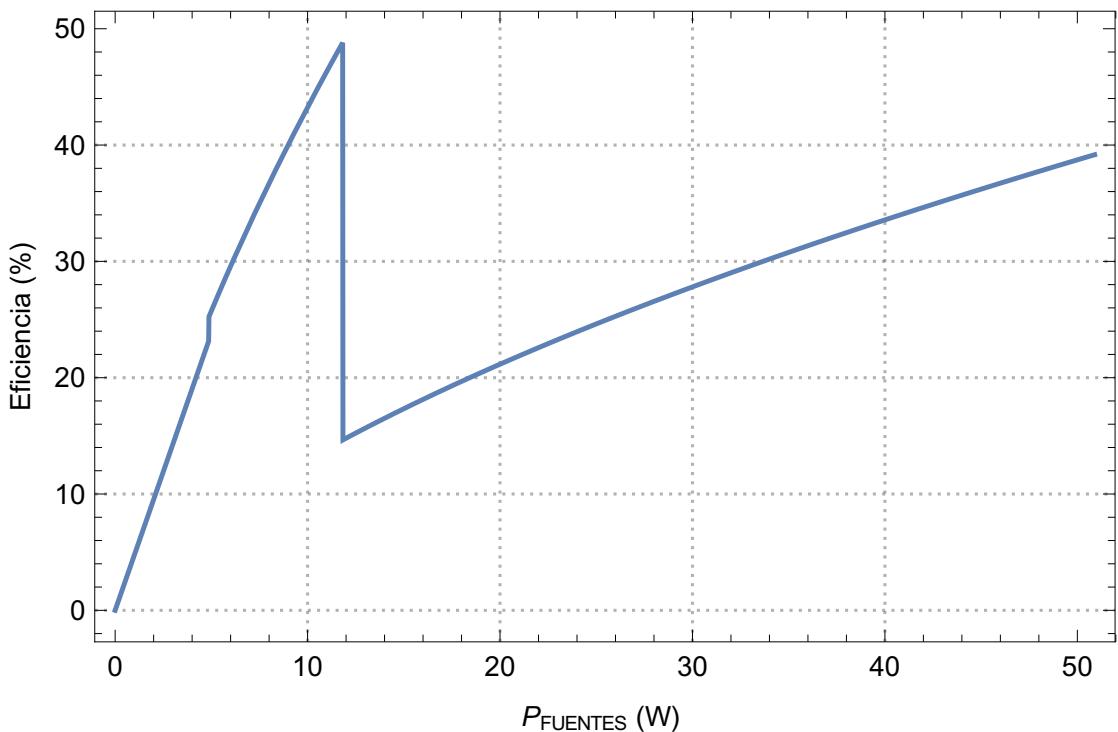


Figura 5.37: Relación entre potencia instantánea disipada en la carga y la eficiencia.

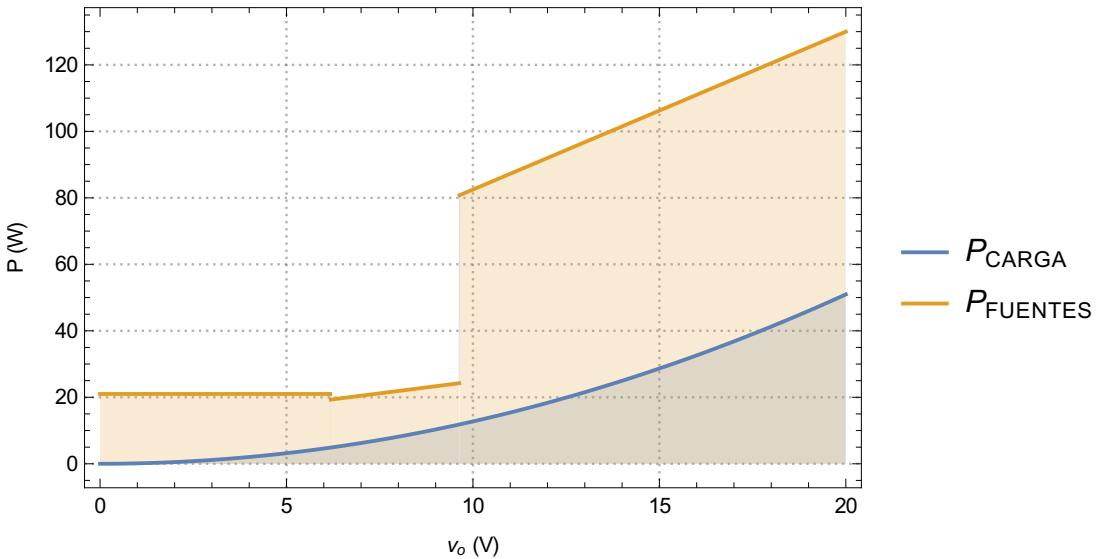


Figura 5.38: Potencias instantáneas disipadas en la carga y entregadas por la fuente en función de la tensión de salida.

A partir de estas últimas relaciones se puede calcular la eficiencia para el episodio de Game of Thrones, normalizado a 20V, y para la música de Pink Floyd antes mencionada. Las cotas óptimas son de 11 % y 35 % respectivamente. Los valores obtenidos son de 6 % y 16 %.

Se ve que la eficiencia es menor que la óptima. Hay otros factores que alejan al amplificador armado de la cota antes mencionada. Se subestimó el efecto del multiplicador de Vbe en la eficiencia. Debería haberse colocado más bajo. En señales de volumen tan

bajo, el efecto del multiplicador es dominante y la eficiencia tiende a cero para baja señal pues hay potencia disipada hasta sin señal.

- Consumo de las primeras dos etapas
- Potencia de polarización de los transistores de potencia internos. Esto depende de la corriente fijada por el multiplicador de V_{be} (reduce la distorsión de crossover haciendo funcionar al amplificador en modo AB) y de la tensión de la fuente V_L .
- Márgenes de tensión para mantener a los transistores polarizados y evitar que entren en saturación. En el caso de los transistores de potencia internos, esto se debe a los V_{BE} requeridos para que se encuentren activados tanto él como su driver, y también con cuánto exceso de tensión de bias se coloca en serie con el multiplicador de V_{be} para asegurar que los transistores de potencia externos se activan antes de que saturen los internos. En el caso de los externos, esto ocurre cuando la máxima excursión del amplificador no está determinada por la posible saturación de los transistores de potencia externos sino por límites de otros componentes, o por la saturación del transistor del VAS. En este último caso, esto puede reducirse utilizando una fuente separada, de baja potencia, para alimentar a las primeras dos etapas con una tensión levemente superior.

Colocando al multiplicador de V_{be} de forma tal que circulen aproximadamente 200mA en polarización por los transistores internos de potencia, consume 400mAV_L en *stand-by*. Es decir, para $V_L = 15V$, consume 6W, que representa el 6 % del máximo consumo. Ahora bien, en señal, a medida que la carga requiere corriente, se va desactivando un transistores de potencia y entonces la eficiencia no se ve reducida significativamente salvo cargas bajas o audios con muchos momentos de silencio o señales de muy baja amplitud, que fue el caso medido.

En nuestro amplificador, se separó la alimentación de la tercera etapa de las dos primeras partes, principalmente, para poder entregar una tensión mayor a las primeras dos etapas evitando la pérdida de eficiencia mencionada anteriormente. Habría sido más óptimo también alimentar al driver de la etapa de potencia Q2 y Q8 con esa fuente de tensión superior. En este amplificador, que polariza con 30mA circulando por el VAS y con resistencias de emisor de 100Ω, los transistores del VAS Q14 y Q9 ya comienzan a saturar cuando los V_{CE} de los transistores de potencia externos están con 5V de margen para saturar. Estos 5V producen un derroche de eficiencia importante siempre que los transistores de alta tensión y potencia están activados.

6. Conclusiones

El amplificador cumple con su función de amplificar la señal de entrada en un factor similar al deseado, sin que este se vea alterado significativamente por un parlante de impedancia 8Ω. Fue probado y se escucha razonablemente para un oído no audiófilo.

Sin embargo, varias especificaciones no fueron alcanzadas a la fecha de finalización de este trabajo. En particular, existe un efecto indeseado que produce un recorte temprano de la tensión de salida y no permite que se llegue a la máxima excursión planificada. La distorsión obtenida es similar a la especificada para amplitudes bajas. El efecto antedicho hace aparecer armónicos pares grandes a medida que aumenta la excursión de salida y no permite medirla a máxima excursión.

A su vez, el uso de capacitores de Miller de valor alto produjo una limitación en el slew rate. Sin embargo, considerando el problema de la máxima excursión, el slew

rate obtenido no limita la pendiente de la máxima senoidal de frecuencia audible: limita el ancho de banda de potencia a la máxima excusión planificada. Además, no hay indicaciones de oscilaciones. Por lo tanto, al solucionarse la limitación mencionada, puede reducirse la capacidad de Miller. Se espera que pueda reducirse a menos de la tercera parte sin problemas de compensación.

Es importante notar que el proceso de fabricación de amplificador, principalmente en su primera iteración, es un proceso de aprendizaje intenso. Es imposible subestimar la cantidad de detalles que pueden ser descuidados, por lo que cualquier cuidado o protección es poca y a la larga ahorra trabajo. Por esto, se fabricaron limitadores, con LEDs de aviso, se siguieron protocolos de encendido, se fue modificando el PCB introduciendo jumpers y diseñando pruebas parciales modulares, se etiquetaron cuidadosamente los cables de alimentación, etc. En particular, se independizó la alimentación de los reguladores, de las primeras etapas, y de las etapas de potencia, para reducir el riesgo de los componentes sensibles de la primera etapa y la segunda (además de para intentar reducir el ruido, que suele provenir de esa primera etapa). Desde ya, estas lecciones se fueron aprendiendo a medida que se sufrían las consecuencias. Se eligieron disipadores con menor resistencia térmica de la requerida para un uso a 150W RMS, se incorporaron disipadores en los transistores del VAS sólo porque se acercaban a los valores máximos según la hoja de datos, etc. Sin embargo, pese a todos los cuidados, hubo descuidos, herramientas en mal estado, regresiones de performance, componentes estresados comportándose de forma esquiva, que convirtieron a este trabajo en un desafío interesante.

Un diseño mejorado incorporaría también protecciones. El actual fue planificado con protección contra sobrecorriente en la salida, pero no fue incorporada por la sensibilidad del PCB. Pero hay componentes internos también que, frente a un mal uso, pueden correr riesgos, y quizás se podría hacer algo al respecto. Por ejemplo, si la entrada es mayor a la especificada y la salida satura, la potencia disipada por los drivers del VAS Q13 y Q10 crece considerablemente hasta potencias superiores a las que la hoja de datos determina seguras (el transistor del VAS trabaja en modo diodo y envía corriente por su base).