

UNTREF UNIVERSIDAD NACIONAL
DE TRES DE FEBRERO

Ingeniería de Sonido
Circuitos Electrónicos I

Proyecto Final

Carisio, Benjamín
Cohen, Alejo
Lockey, Ciro

1 de Julio
1° Cuatrimestre de 2023

Introducción.....	3
Proceso de diseño.....	3
Funcionamiento del Equipo.....	8
Capacitores.....	9
Pruebas.....	10
Mediciones de Tensión.....	10
Ganancias por Etapa.....	11
- Preamplificador.....	11
- Compresor + Drive.....	11
- Distorsionador.....	11
- Atenuador.....	12
- Buffer.....	12
Mediciones de Respuesta.....	13
Trabajos a futuro.....	16
Conclusiones.....	17
Esquemático del circuito completo:.....	18

Introducción

En el presente informe se detalla el proceso de diseño, pruebas y construcción de un preamplificador valvular para guitarra eléctrica con distorsionador y compresor óptico incluidos. El mismo se diseñó en torno a una válvula 12AX7, utilizando uno de los triodos presentes en la misma como preamplificador, mientras que el segundo se utilizó como distorsionador. Además, el compresor óptico se basa en un LDR y un buffer para adaptar la impedancia de salida.

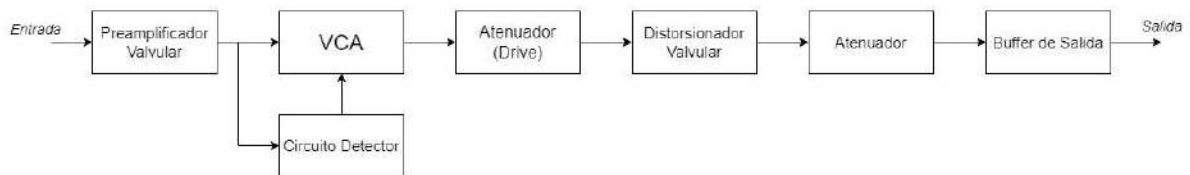


Figura 1: Diagrama de bloques del proyecto.

Para el diseño de este equipo se requiere un control de distorsión, control de nivel de salida y compresor con Ataque, Release, Umbral y Ratio variables. Además, se busca que se pueda utilizar desde un tono limpio a una distorsión con parámetros variables que coloreen la señal, de tal manera que se permiten diferentes tonos en la distorsión. Por último, en la salida se considera una carga de aproximadamente 10kΩ y se busca un nivel de línea variable, que permita compensar las variaciones de nivel al modificar los diferentes parámetros del equipo.

Proceso de diseño

El proceso de diseño comenzó con el preamplificador. Éste cumple la función de incrementar el nivel de la señal ingresada lo suficiente como para que ésta pueda ser procesada correctamente por las etapas siguientes, aumentando la relación señal-ruido.

Para el mismo se utilizó uno de los triodos de la válvula, en configuración de cátodo común. Previo al diseño, se midieron las tensiones erogadas por una guitarra eléctrica con pastillas del tipo “humbucker”, obteniendo picos transitorios de alrededor de 2 V y tonos sostenidos en el orden de los 50 mV. Se propuso una ganancia en el orden de las 60 veces.

Respecto a la impedancia de entrada del dispositivo, consideramos el peor caso de una impedancia de instrumento de 25kΩ, por lo que se fijó la impedancia de entrada en 250 kΩ buscando asegurar una máxima transferencia de tensión.

Se eligió polarizar la válvula con una corriente $I_p = 0,9mA$, y una tensión Vgk de 0.9 V resultando en una tensión de placa de 145 V (con respecto a masa).

Se calculó la ganancia para la mayor y menor carga percibidas por la etapa, resultando éstas en:

$$G_{v-min} = gm * (R_5 // r_p // (R_{15} + (LDR_{min} + R_{29}) // (R_{24} + R_{19}) // (R_6 + R_7 // R_8 // R_9))$$

$$G_{v-min} = 1500 \mu S * 17124,1 \Omega = 25,7 \text{ veces}$$

Con $LDR_{min} = 600 \Omega$ y $gm = 1500 \mu S$

$$G_{v-max} = gm * (R_5 // r_p // (R_6 + R_7) // (R_{15} + R_{24} + (LDR_{max} + R_{29}) // (R_{20} + R_{19}))$$

$$G_{v-max} = 1500 \mu S * 36309,3 \Omega = 54,5 \text{ veces}$$

Con $LDR_{max} = 4 M\Omega$ y $gm = 1500 \mu S$

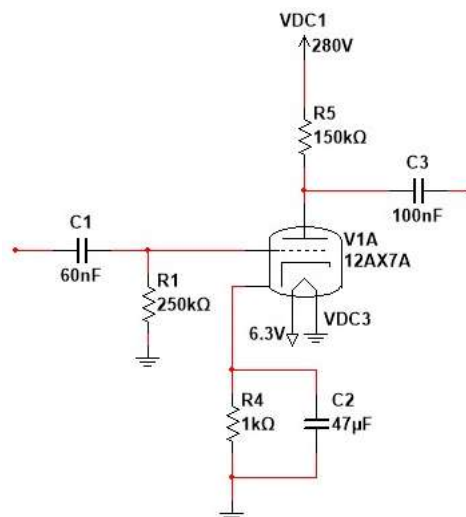


Figura 2: Esquemático de etapa de preamplificación.

Acopladas directamente a la salida, se colocaron dos ramificaciones.

En primer lugar, se insertó un divisor resistivo variable para modificar el nivel de la señal recibida por el circuito detector de envolvente, funcionando a modo de control de umbral de compresión. El mismo ingresa a una configuración Drain Común (con un 2SK170, $I_p = 1.2$ mA, $V_{R_s} = 12$ V), para adaptación de impedancias, logrando que no varíe la carga de la etapa del Pre al conectar el circuito detector. Este último cuenta con resistencias variables para variar el Ataque, Release y Ratio del compresor óptico, seguidos de un transistor BC547 para el encendido del LED en función de la envolvente.

Por otro lado, la segunda ramificación lleva al VCA, el cual funciona como un atenuador variable en base a un LDR (fotorresistor) el cual modifica su resistencia dependiendo de la luz que recibe de la emisión del LED de alto brillo que a su vez responde a la envolvente generada por el circuito previamente mencionado.

A la salida del VCA, se colocó un segundo atenuador variable. Éste, conjunto a un potenciómetro a la entrada del segundo triodo, actúa como control de Drive o atenuador para la etapa de distorsión, en el cuál se varía la tensión de entrada a dicha etapa, para lograr mayor o menor recorte en la señal.

El atenuador R_6 - R_7 se calculó para que durante el sustain de la guitarra (aproximadamente 50 mV pico antes de preamplificar) el equipo permita comprimir. Debido a las caídas de tensión en los diodos, se busca una tensión de al menos 2 V pico para que C_6 se cargue y encienda el LED. Por lo tanto, como la etapa de preamplificación tiene una ganancia de aproximadamente 60 veces, en la salida el sustain estará en un nivel de 3 V pico, por lo que el atenuador deberá tener una relación de un tercio. Llevado a valores comerciales se obtuvo R_7 250k Ω y R_6 100k Ω (alta impedancia para evitar afectar la ganancia de la válvula)

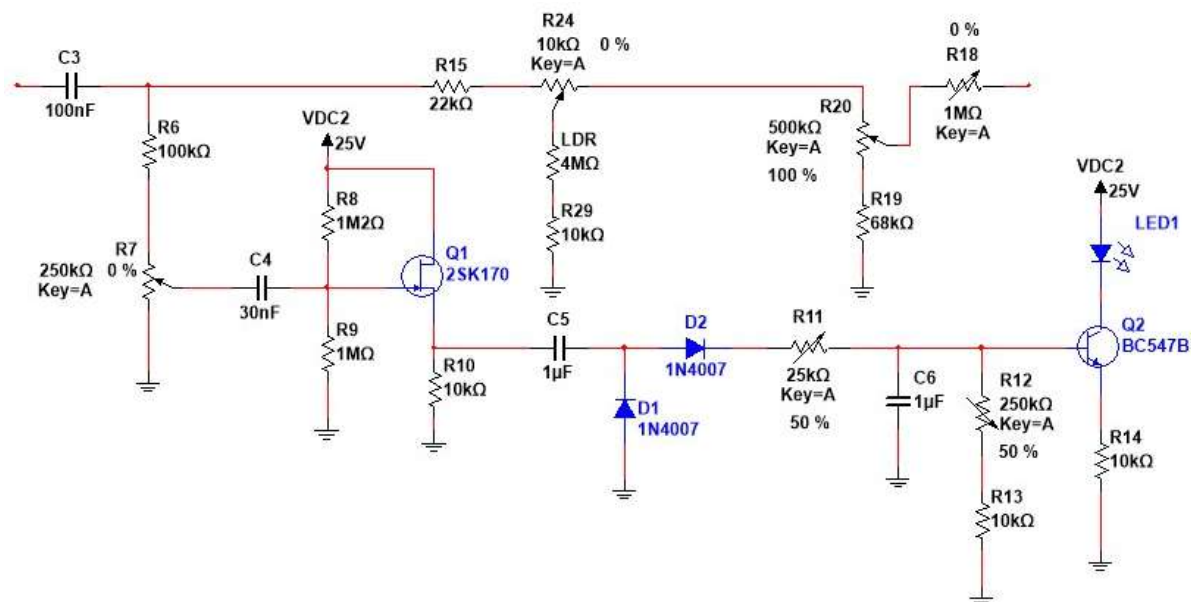


Figura 3: Esquemático de etapa de compresión.

Por otra parte, se busca un control de ataque que varíe entre 0 mS, el cual en la realidad estará limitado por el tiempo de encendido del LED y el tiempo de reacción del LDR, y 100 mS llegando a valores comerciales de 25 k Ω para un capacitor de 1 uF y logrando 125 mS máximos de tiempo de ataque. Para el release, se buscó un tiempo mínimo de 50 mS y máximo de aproximadamente 1 S, lo cual resulta en valores comerciales de 10 k Ω (definido por el mínimo tiempo) y 250 k Ω (definido por el máximo), brindando valores finales entre 50 mS y 1.3 S.

La combinación de resistencias que conforman el VCA, además del LDR, resultaron de una serie de pruebas con diferentes valores determinados, para encontrar una correcta respuesta del compresor, tanto circuital como auditivamente, ya que al acoplar el VCA al circuito se detectaron diferencias con cálculo teórico, combinación de las variaciones de la carga aplicada al preamplificador por el LDR, el cual modifica su ganancia.

La etapa de distorsión se polarizó con una corriente de placa $I_p = 1 \text{ mA}$, generando una tensión de grilla $V_{gk} = 0.56 \text{ V}$ buscando que la señal genere distorsión por corriente de grilla, controlada con un potenciómetro entre la entrada y la grilla. Además, la tensión de placa resultó en 130 V . Por otro lado, se tiene otro potenciómetro en el cátodo del triodo, en serie a una resistencia, para variar la polarización.



Figura 4: Esquemático de etapa de distorsión.

Nuevamente, se calcularon las ganancias de ésta etapa para máxima y mínima carga:

$$G_{v-min} = gm * R_{21} // r_p // (R_{27} + R_{28} // R_{17} // R_{25} // R_{26} // R_{ia4})$$

$$G_{v-min} = 1700 \mu S * 39772,7 \Omega = 67,6 \text{ veces}$$

$$\text{Con } gm = 1700 \mu S \text{ y } r_p = 61 k\Omega$$

$$G_{v-max} = gm * R_{21} // r_p // (R_{27} + R_{28} // R_{17})$$

$$G_{v-max} = 1700 \mu S * 39814,7 \Omega = 67,7 \text{ veces}$$

$$\text{Con } gm = 1700 \mu S \text{ y } r_p = 61 k\Omega$$

Nótese que el atenuador a la salida no modifica la ganancia de la etapa.

Cabe aclarar, que el potenciómetro R_{23} permite cambiar la polarización de la válvula, generando una corriente de placa mínima de $I_{p-min} = 0,4 \text{ mA}$ y una corriente máxima de $I_{p-max} = 1,1 \text{ mA}$ con tensiones de placa respectivas de $V_{p-max} = 220 \text{ V}$ (para mínima corriente) y $V_{p-min} = 115 \text{ V}$ (para máxima corriente).

Entonces las ganancias máxima y mínima resultan en:

$$G_{v-max} = gm * R_{21} // r_p // (R_{27} + R_{28} // R_{17})$$
$$G_{v-max} = 1800 \mu S * 39814,7 \Omega = 70,9 \text{ veces}$$

Con $gm = 1800 \mu S$ y $r_p = 60 k\Omega$

$$G_{v-min} = gm * R_{21} // r_p // (R_{27} + R_{28} // R_{17})$$
$$G_{v-min} = 1100 \mu S * 50418,4 \Omega = 55,5 \text{ veces}$$

Con $gm = 1100 \mu S$ y $r_p = 90 k\Omega$

Se observa que el cambio en la polarización de la etapa tiene impacto considerable en la ganancia de la misma

El control de drive se calculó de tal manera de que en el caso mínimo, se pueda obtener un tono lo más limpio posible, con la polarización (R23) a la mitad, buscando obtener una tensión de entrada de aproximadamente 1.5 V para 200 mV de entrada. Con los valores comerciales se obtuvo un valor de 1.44 V en el caso mínimo.

Para las variaciones de distorsión por grilla y de polarización, los valores de los potenciómetros fueron estimados y corregidos en la experimentación, de acuerdo al efecto percibido auditivamente.

En la salida, se coloca un atenuador para acoplar los niveles de entrada al buffer, valor definido por las variaciones obtenidas al modificar los potenciómetros del circuito, buscando compensar alteraciones en el nivel de salida del circuito.

Se consideró como carga la impedancia de entrada de el monitor activo KRK Rokit 8, usado para las pruebas auditivas y con una $Z_{in} = 22 k\Omega$.

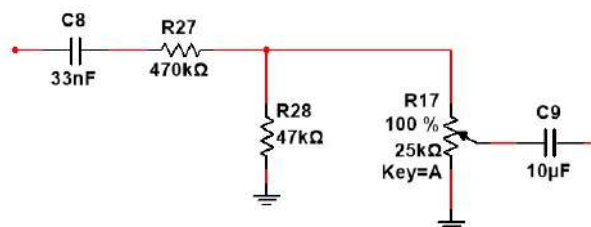


Figura 5: Esquemático de etapa de atenuador de salida.

Posteriormente, se agregó el tercer atenuador variable para adaptar el nivel de la señal a la salida, como etapa de “Make Up”, justo antes de ingresar al Buffer de salida (2N3904, $I_c = 7.3$ mA), cuya función es la de adaptar impedancias.

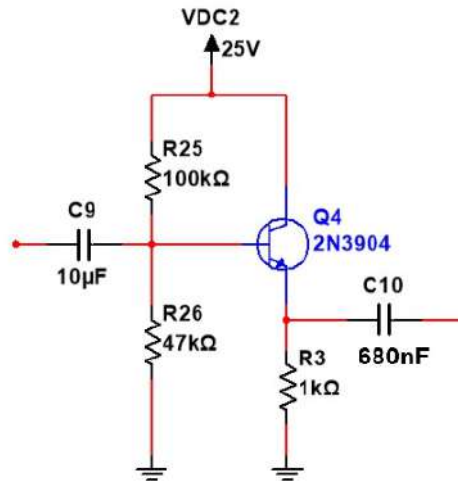


Figura 4: Esquemático de etapa de Buffer de salida.

Funcionamiento del Equipo

A continuación, se detalla la función específica de cada potenciómetro implementado en el circuito:

1. Control de umbral (R_7), que modifica el nivel de entrada al circuito detector de envolvente. De esta manera, cuando el potenciómetro está al mínimo (masa) no hay compresión ya que no hay nivel de entrada y no se detecta la envolvente de la señal.
2. Control de ataque (R_{11}) y release (R_{12}), los cuales controlan directamente los tiempos de carga y descarga del capacitor C_6 respectivamente. Este tiempo de carga y descarga generará la envolvente variable por el usuario, la cual regulará cuando se comprime (brillo del LED).
3. Control de ratio (R_{24}), el cual varía la relación de compresión modificando la relación entre las resistencias ($R_{15} + R_{24}$) y R_{29} .
4. Control de drive (R_{20}), el cual regula el nivel de tensión de entrada de la etapa de distorsión, siendo el máximo nivel (máx. valor de R_{20}) la máxima distorsión.
5. Control de distorsión por corriente de grilla (R_{18}) y polarización (R_{23}), los cuales permiten obtener diferentes tonos en la segunda etapa, modificando el tipo y forma de recorte. Además, el potenciómetro R_{18} proporciona un filtro pasa bajos junto a la

capacidad de Miller el cual variará su frecuencia de corte con el valor de la resistencia.

6. Control de Make-Up (R_{17}), el cual proporciona un control de la tensión de salida, permitiendo compensar las variaciones de tensión producidas por la compresión y el control de Drive.

Capacitores

Dado que se trabaja con frecuencias de audio, el cálculo de capacitores se realizó para una frecuencia de corte $f_c = 10 \text{ hz}$. Para ello, se analizó el circuito simplificado que comprende las impedancias percibidas por cada capacitor entre sus terminales, y se realizó el cálculo de su capacidad con la impedancia equivalente total calculada. Además, se consideró que cualquier otro capacitor presente en dicho circuito simplificado, representa un cortocircuito.

Tabla 1: Valores de capacitores calculados y comerciales, junto a sus resistencias equivalentes.

Capacitor	R equivalente	Valor Teórico	Valor Comercial
C1	R_1	63 nF	60 nF
C2	$R_4 // (1/gm_1)$	42 μ F	47 μ F
C3	$(R_7+R_6)/(R_{15}+((LDR_{min}+R_{29})/(R_{24}+R_{20}+R_{19})))$	88.6 nF	100 nF
C4	$R_8 // R_9$	29.2 nF	30 nF
C5	$R_{10} // (1/gm_2)$	238 μ F	1 μ F*
C6	$R_{13} // (hie_1 + R_{14}.hfe_1)$	1.6 μ F	1 μ F*
C7	$(1/gm_3) // R_{22}$	60 μ F	47 μ F
C8	$R_{27} + (R_{28}/R_{17}) + R_{21}$	25 nF	33 nF
C9	$R_{25}/R_{26}/(hie_2+R_3.hfe_2)$	586.9 nF	680 nF
C10	$R_3 // hie_2$	35.8 μ F	47 μ F

* Se igualan las capacitancias para el correcto funcionamiento del circuito detector.

Se aclara que los capacitores C5 y C6 del circuito detector, no son los que fueron los calculados en el diseño inicial, pero en la práctica los seleccionados resultaron en un mejor funcionamiento.

Pruebas

Mediciones de Tensión

Se verificaron las tensiones continuas de todo el circuito y se compararon con las calculadas en forma teórica previamente.

Para la etapa de preamplificación:

Tabla 2: Valores de tensión calculados y medidos para la etapa preamplificadora.

<i>Preamplificador</i>	Placa	Grilla	Cátodo
Teóricas	145 V	0 V	0.90 V
Medidas	141 V	4.00 mV	0.92 V

En la etapa de distorsión:

Tabla 3: Valores de tensión calculados y medidos para la etapa de distorsión.

<i>Distorsionador</i>	Placa	Grilla	Cátodo
Teóricas	130 V	0 V	0.56 V
Medidas	115 V a 212 V*	1.60 mV	0.60 V a 2.36 V*

*Rango de valores entre extremos del potenciómetro (R_{23}) que varía la polarización de la etapa.

En el Drain común de entrada al detector:

Tabla 4: Valores de tensión calculados y medidos para el Drain común a la entrada del detector.

<i>Drain Común</i>	Source	Gate
Teóricas	12.0 V	11.4 V
Medidas	11.4 V	10.6 V

En el Colector común de salida:

Tabla 5: Valores de tensión calculados y medidos para el Colector común de salida.

<i>Colector Común</i>	Emisor	Base
Teóricas	7.30 V	8.00 V
Medidas	6.28 V	6.58 V

Ganancias por Etapa

Se midió a la entrada y salida de cada etapa el nivel de señal sin recorte, para determinar las ganancias resultantes.

- **Preamplificador**

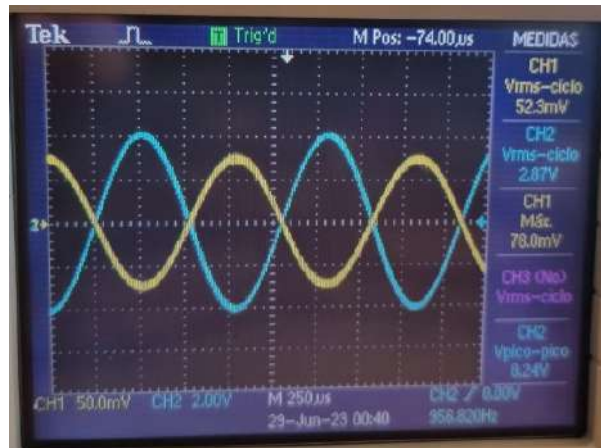


Figura 5: Medición de Ganancia para etapa preamplificadora.

Ganancia de tensión resultante medida: 54.9 veces.

- **Compresor + Drive**

La medición se realiza para el caso sin compresión (R_7 al mínimo-masa) y para el caso sin distorsión por grilla (R_{18} al 0%-corto). Además, R_{20} se encuentra al máximo (sin atenuación).

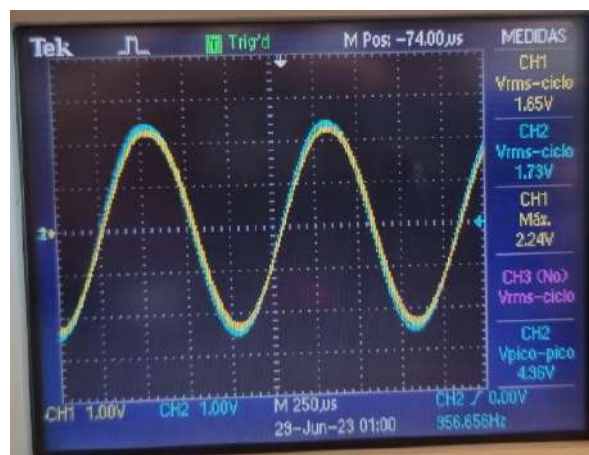


Figura 6: Medición de Ganancia para etapa de compresión.

Ganancia de tensión resultante medida: 0.97 veces.

- **Distorsionador**

La medición se realiza con el potenciómetro de polarización (R_{23}) al 50%; caso particular donde no se obtuvo recorte.

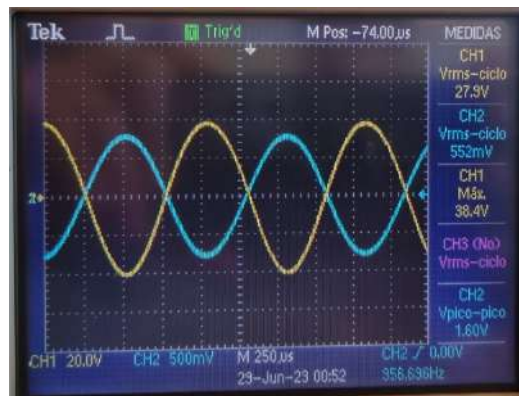


Figura 7: Medición de Ganancia para etapa de distorsión.

Ganancia de tensión resultante medida: 50.4 veces.

- **Atenuador**

Para el caso de máxima atenuación (R_{17} al 100%)

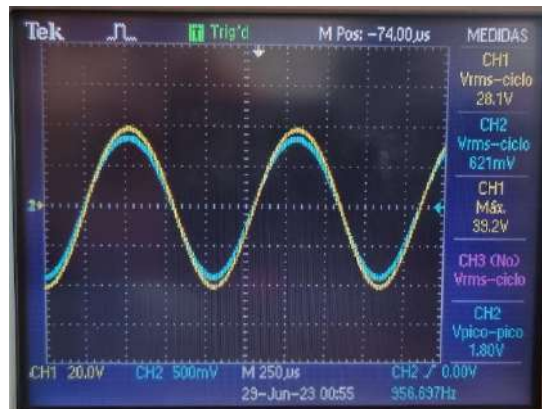


Figura 8: Medición de Ganancia para el Atenuador de salida.

Ganancia de tensión resultante medida: 0.022 veces.

- **Buffer**

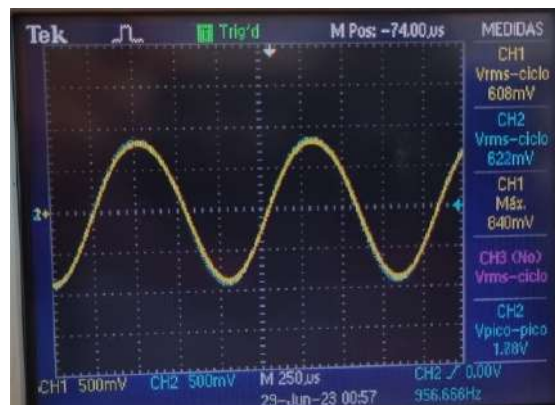


Figura 9: Medición de Ganancia para el Buffer de salida.

Ganancia de tensión resultante medida: 0.97 veces.

Mediciones de Respuesta

Se realizaron mediciones para los diferentes ratios de compresión, con un tono sin distorsión en 1 kHz, y a un nivel de umbral tal que en 100 mV de entrada no se encuentre encendido el LED. Este nivel de umbral no se modificó entre las mediciones. Se grafica en dB relativo al valor inicial (aprox. 25 mV).

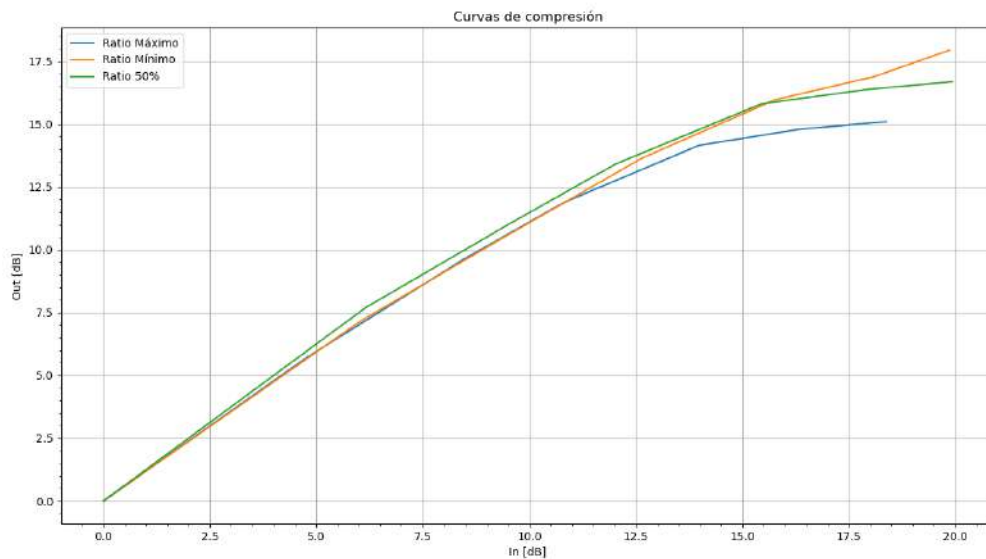
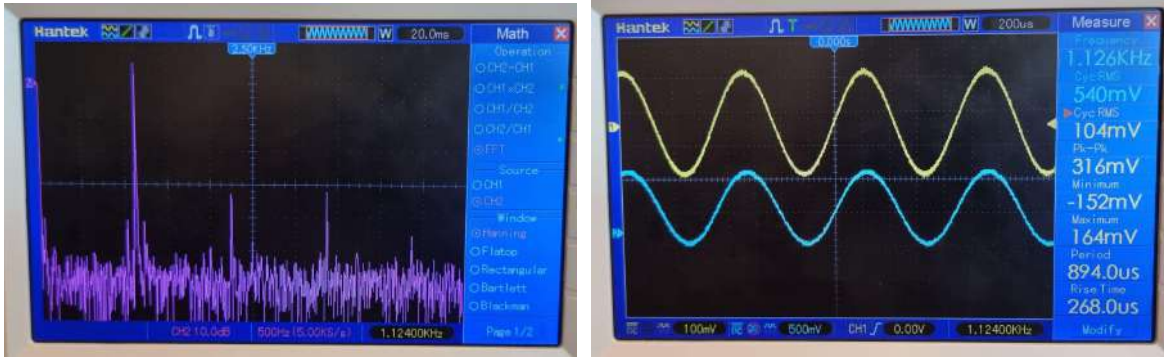


Figura 10: Curvas de compresión para distintos valores del Ratio (mínimo, máximo y al 50%).

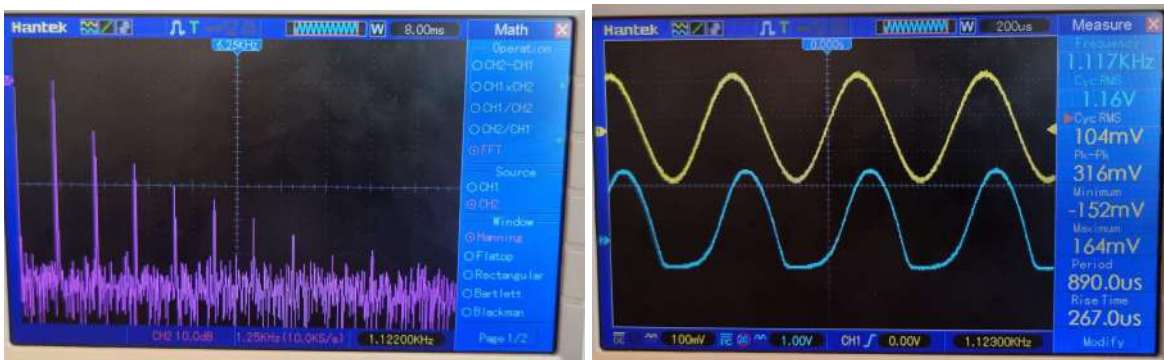
Para el caso de la distorsión, se midieron múltiples efectos ya que las combinaciones entre los tres potenciómetros (drive, grilla y polarización) generan variados casos distintos de relación de armónicos, y con ella una sonoridad distinta. Por cada par de figuras (forma de onda -con la curva azul como señal de salida- y FFT) se especifica con qué valores de potenciómetros se obtuvo, especificado como porcentaje de su valor.

- Tono limpio: Drive 100%, grilla 0%, polarización 50%.



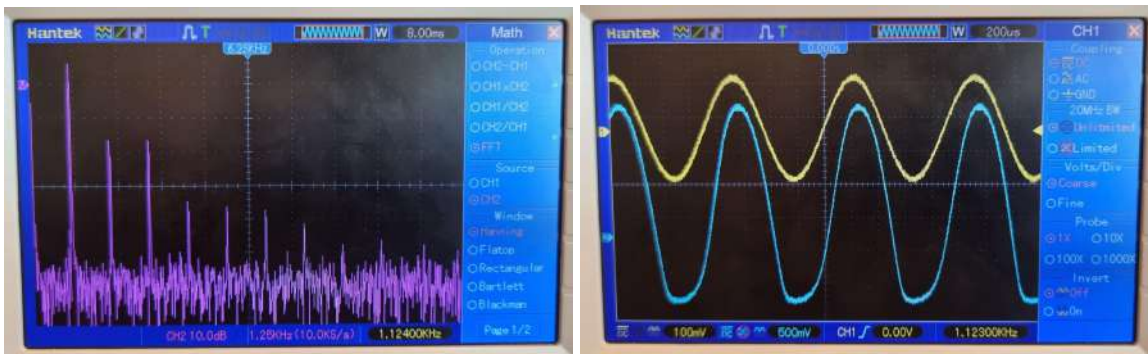
Figuras 11 y 12: FFT y formas de onda para el caso de un Tono limpio.

- Distorsión por Grilla: Drive 100%, grilla 50%, polarización 0%.



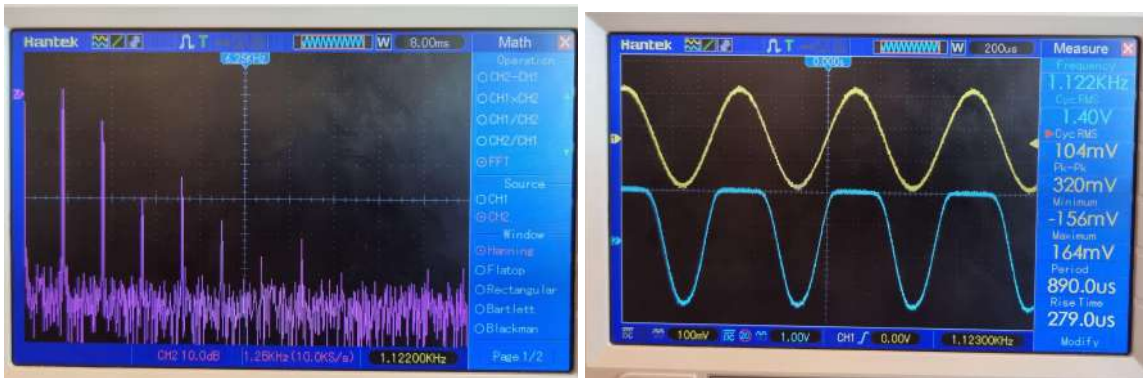
Figuras 13 y 14: FFT y formas de onda para el caso de Distorsión por Grilla.

- Distorsión Media: Drive 50%, grilla 0%, polarización 50%.



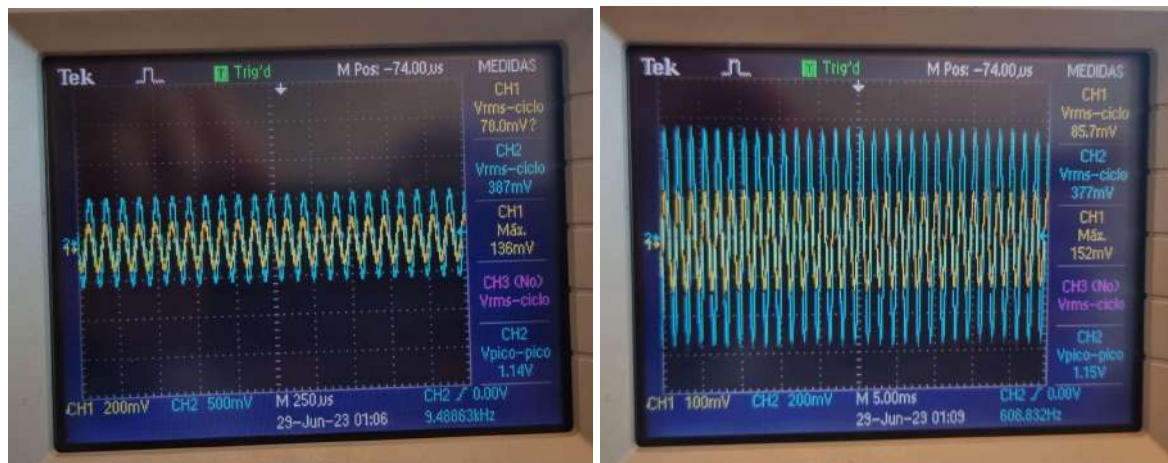
Figuras 15 y 16: FFT y formas de onda para el caso de “Distorsión Media”.

- Distorsión máxima: Drive 0%, grilla 0%, polarización 100%.



Figuras 17 y 18: FFT y formas de onda para el caso de “Distorsión Máxima”.

Finalmente, se busca la frecuencia de corte práctica variando el potenciómetro de grilla, y observando cuando la señal cae 3dB desde la banda de paso. Se obtuvieron frecuencias que varían entre 9.5 kHz para el potenciómetro en 0% y 600 Hz para el potenciómetro al 100%.



Figuras 19 y 20: Frecuencias de corte del circuito para los dos casos mencionados.

Las pruebas con el circuito completo se llevaron a cabo utilizando un monitor activo KRK Rokit de 8 pulgadas, cuya impedancia de entrada fue considerada como carga a la hora de diseñar el buffer de salida. Además, se utilizó una guitarra de la marca Chapman con pastillas de estilo Humbucker.

En lo auditivo, la condición de mínima distorsión resultó en un tono limpio pero con cierta coloración propia de los equipos valvulares. Por otra parte, al incrementar dicho efecto (sea por el control de drive o de polarización) se logró una distorsión considerable, similar a un “overdrive”.

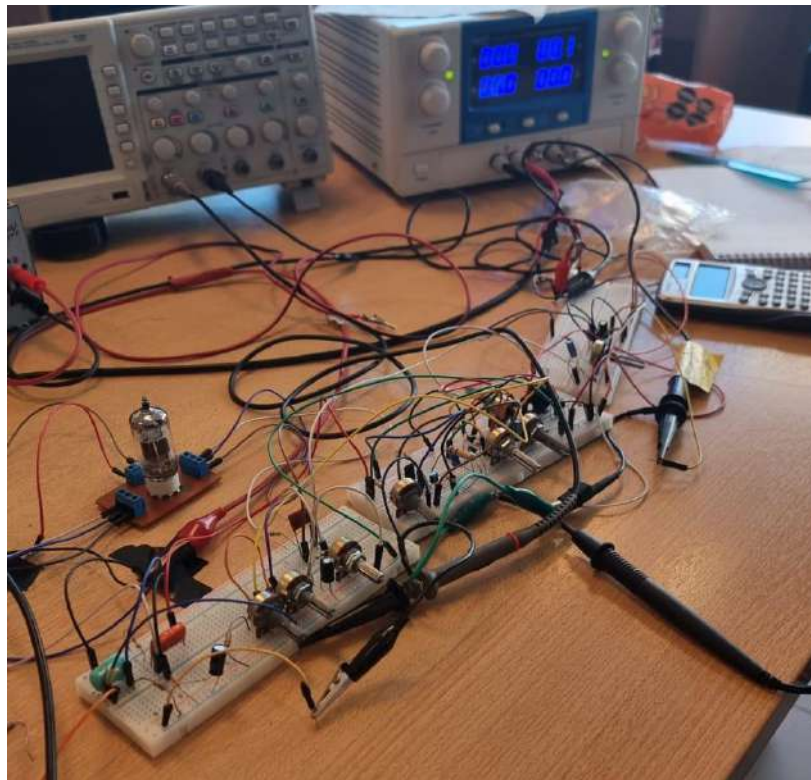
Respecto a la compresión, si bien resultaron notorios el ataque y release lentos propios de los compresores ópticos, se logró una atenuación con un buen rango de variación, partiendo por una compresión apenas perceptible hasta una reducción significativa de nivel., aportando a su vez cierto color por el procesamiento aplicado.

Trabajos a futuro

Dado que para las pruebas se utilizaron las fuentes regulables de laboratorio, se propone a futuro desarrollar una fuente de alimentación propia que permita obtener los 280 Vcc requeridos por las etapas valvulares a partir de la alimentación doméstica de 220 Vca. A su vez, de dicha alimentación, podrían desprenderse los 25Vcc necesarios para alimentar los transistores.

Por otra parte, se podría trabajar en los controles tanto de la relación de compresión como de ataque y release, buscando transiciones más suaves.

Por último, se podría reemplazar el buffer de salida por un transformador de audio, buscando eliminar la posibilidad de distorsión añadida por saturación o corte del mismo.



Figuras 21: Circuito final armado en la práctica.

Conclusiones

En este trabajo, donde se diseñó teóricamente etapa por etapa y luego se llevó a cabo su armado y prueba, se logró visualizar las diferencias entre la teoría y la práctica, y los inconvenientes que se presentan, ya sea por interacción entre etapas causada por el acople como por las limitaciones en los valores comerciales de los componentes y disponibilidad. Estos inconvenientes se han resuelto en la práctica tomando criterios de solución basados en el entendimiento general del funcionamiento del circuito. Además, muchas soluciones y simplificaciones se llevaron a cabo tomando como referencia, a veces, no parámetros eléctricos sino acústicos, los cuales definirían la sonoridad deseada del equipo.

Esquemático del circuito completo:

