

# **Informe de laboratorio - Proyecto final**

Diseño y optimización de preamplificador de micrófono multietapa JFET/Válvula + Clase A BJT



Circuitos Electrónicos I, Ingeniería de Sonido, UNTREF

Profesor: David Chaikh

Ayudante: Juan Guido Cotella

Estudiantes:   Lautaro Ezequiel Filgueira  
                  Jonathan Damian Freidkes  
                  Tomás Bilal laquinta

1<sup>er</sup> Cuatrimestre 2016 - Caseros, Buenos Aires, Argentina.

# Índice

Introducción y objetivos .....	2
Teoría relacionada y aplicada .....	3
Transistor .....	3
JFET .....	3
Punto de polarización .....	3
Transferencia .....	3
Excursión de salida .....	4
THD .....	4
Instrumentos y materiales utilizados .....	5
Generador de señales .....	5
Osciloscopio .....	5
Multímetro .....	5
Fuente de alimentación .....	5
Protoboard .....	6
Componentes .....	6
Transistores .....	6
Resistencias .....	7
Capacitores .....	7
Transformador de tensión .....	7
Válvula termoiónica .....	8
Procedimientos .....	9
Diseño de etapa Clase A .....	9
Diseño de etapas JFET y Valvular .....	13
JFET .....	14
Válvula .....	15
Especificaciones técnicas .....	18
Respuesta en frecuencia .....	18
Ganancia de tensión .....	18
Ruido de entrada .....	21
THD .....	22
Especificaciones completas del proyecto .....	24
Conclusiones y desarrollo futuro .....	25

## Introducción y objetivos

El presente informe relata el diseño, desarrollo y optimización de un preamplificador multi-etapa con varias topologías circuitales abarcadas en las temáticas de la materia. El circuito desarrollado permite disponer de tres modos diferentes de funcionamiento, desbalanceando la señal de entrada en todos los casos con un transformador de relación 1:4 y luego pudiendo optar entre una etapa previa de amplificación JFET, valvular o ninguna de las anteriores (bypass), y finalmente ingresando a la etapa de amplificación Clase A de ganancia controlable. Se propone lograr la preamplificación necesaria de un micrófono para llevar su señal de entrada a nivel de línea, pudiendo variar la ganancia general del circuito de modo de poder seleccionar la ganancia requerida y poder lograr a la salida un nivel de línea que de un gran headroom para poder trabajar con todo tipo de señales.

En ciertas condiciones de funcionamiento, las etapas con componente principal JFET o válvula distorsionan la señal que amplifican, imprimiéndoles ciertas componentes de distorsión armónica que ciertas veces se buscan en el procesamiento de la señal de audio por resultar útil o agradable para la condición de trabajo. El preamplificador Clase A es una topología “transparente”, es decir que le imprime menos distorsión a la señal preamplificada, con lo cual es una etapa ideal para ser utilizada con otra que induzca distorsión deseada, agradable en el procesamiento. Se busca satisfacer distintos gustos y subjetividades de acuerdo a las topologías circuitales, que sería aplicable a innumerables casos en el mundo de la preamplificación de micrófonos en el audio, tanto en el deseo de un procesamiento que modifique la señal original, como en uno del tipo que no presente tanta alteración.

Este trabajo unifica conocimientos desarrollados y adquiridos durante los pasados meses en la materia y en otras anteriormente cursadas y es fruto de un arduo proceso de aprendizaje en teoría electrónica y en práctica de diseño y medición de sistemas y circuitos.

## Teoría relacionada y aplicada

### Transistor

El transistor, o BJT (*Bipolar Junction Transistor*) es componente electrónico formado por la yuxtaposición de tres materiales semiconductores *tipo P* o *tipo N* en orden N-P-N o P-N-P. Este tipo de materiales son de valencia 4 (indica la cantidad de electrones libres en la órbita de conducción del átomo) que se combinan con uno de valencia 3 (por ejemplo Indio) en el caso de materiales P y con valencia 5 (por ejemplo fósforo) para materiales N. En esta contaminación de materiales se forman uniones covalentes y queda un hueco libre por átomo en el caso de materiales P y un electrón libre en el caso de materiales N, formando un ion  $+$  y un ion  $-$  respectivamente.

Al efectivizar la unión de materiales, se puede establecer una diferencia de potencial en la juntura P-N y se observa circulación de electrones que generan corrientes  $I_D$  (de portadores mayoritarios) e  $I_A$  (de portadores minoritarios). En el caso del transistor PNP se debe imponer una  $V_{EB}$  entre el material  $P^{++}$  y el  $N^-$  y una  $V_{BC}$  entre  $N^-$  y P, lo que genera  $I_E$  (emisor),  $I_B$  (base) e  $I_C$  (colector) y se llega a la polarización del semiconductor.

### JFET

El JFET (*Junction Field Effect Transistor*) es una variación de transistor bipolar, que funciona por efectos sobre el campo eléctrico. Se logra mediante la irrupción de un material N con material P, o viceversa según se denomina *canal N* o *canal P*. Es de fabricación más sencilla, tamaño reducido y muy bajo ruido respecto del BJT. Se logra tener una tensión  $V_{GS}$  que controla la circulación de corriente desde el Drain hacia el Source.

### Punto de polarización

Se define como punto de polarización a los valores  $V_{BEQ}$  e  $I_{CQ}$  para BJT,  $V_{DSQ}$  e  $I_{DQ}$  para JFET y  $V_{AKQ}$  e  $I_{PQ}$  para la válvula, que determinan la referencia de funcionamiento en el desarrollo de corriente alterna. A partir del valor de tensión descrito se desarrollará la señal de salida en excursión positiva y negativa respecto de ese nuevo centro. Es importante destacar que a pesar de las diferencias en el semiconductor, los circuitos pueden ser reemplazados alternadamente por un BJT o JFET, obteniendo resultados similares, pero la válvula tiene un tratamiento diferente.

### Transferencia

Se define como transferencia la relación entre la salida y entrada de un sistema, en este caso, lo que sucede entre la señal de salida del circuito y la entrada del mismo, dada por el generador de ondas. Se analiza así las modificaciones que imprime el circuito en cuestión a las señales que se procesan.

### Excursión de salida

Se define como excursión de salida, los límites que impone el circuito para que la señal a la salida se desarrolle en condiciones óptimas de funcionamiento, fuera de la región de saturación o corte, es decir que sea solamente amplificada por el circuito del semiconductor. En la configuración circuital utilizada ( $I_{CQ}$  o  $I_{DQ}$  constante, también denominada *Emisor común* o *Drain común* respectivamente) el límite superior de la excursión de salida está determinado por el valor de la fuente de alimentación,  $V_{CC}$  y el límite inferior, por la caída de tensión  $V_{RE}$ . En el caso de la válvula termoiónica no es tan crítico el rango de excursión debido a que los valores de tensión de fuente ( $V_{PP}$ ) utilizados son muy superiores a los órdenes de magnitud que presenta la señal de salida de este tipo de circuitos. Aquí la comparación es de un rango dinámico superior a los 200  $V_{pp}$  cuando la señal que se trabaja, tiene un rango dinámico de salida alrededor de los 30  $V_{pp}$ .

### THD

El THD (*Total Harmonic Distortion*) es un valor indicativo de la distorsión armónica introducida por el sistema, generalmente como componentes armónicas que se agregan a la frecuencia fundamental. A menor valor de THD, el sistema reproduce con mayor fidelidad la señal presente a la entrada, en su salida, con lo cual tener un incremento del mismo influye en la manipulación de la señal procesada por el circuito. En el caso analizado con una señal simple de una única componente armónica senoidal es simple analizar la distorsión del sistema, ya que a través de una visualización de la transformada de Fourier a la salida se observan los parciales introducidos por el circuito.

## Instrumentos y materiales utilizados

### Generador de señales

El mismo consiste en un dispositivo analógico o digital que se utiliza para proveer la señal de entrada al circuito. Se utilizó para las mediciones un tono puro de 1 KHz, cuya amplitud varía en función del experimento utilizado.

### Osciloscopio

El osciloscopio que se utiliza consiste en un instrumento digital que contiene dos entradas, las cuales fueron alimentadas con puntas de osciloscopio en la posición 1x.

La función del osciloscopio consiste en utilizar ambas entradas, una para monitorear la entrada al sistema a analizar y otra para monitorear la salida. El monitoreo de la entrada es fundamental para verificar que la misma es estable y no presenta ruido, lo cual modificaría la salida mostrando efectos que no son necesariamente parte del sistema. El análisis de la salida permite ver los efectos del sistema, pudiendo analizar en tiempo real variaciones de amplitud, presencia de ruido y distorsión de la señal.

A su vez el osciloscopio tiene la función FFT (*Fourier Fast Transform, Transformada Rápida de Fourier*), la cual permite hacer un análisis en tiempo real del espectro en frecuencias de la señal a la cual se le aplica la función. El análisis en el dominio de la frecuencia permite analizar el agregado de contenido armónico en la señal producido por el sistema, dicho fenómeno se explica posteriormente.

### Multímetro

Instrumental que permite medir varios parámetros, en este caso se utiliza para medir tensión, corriente y resistencia. El multímetro tiene cuatro entradas: una común (referencia), una para medir tensión y resistencia y dos que permiten medir corriente con distintos valores de la misma, debido al bajo nivel de corrientes analizado se utilizó la entrada cuya amplitud máxima es 200 mA.

El multímetro permite medir tanto tensiones y corrientes alternas como continuas, en este caso se utilizó solamente para medir tensiones y corrientes continuas, en particular para verificar que los puntos de polarización sean los correctos, lo que es un indicador de que el circuito se encuentra bien o mal armado o bien o mal diseñado.

### Fuente de alimentación

Fuente de tensión que permite definir la diferencia de potencial con la cual se alimenta el circuito. Se utilizan dos fuentes de alimentación distintas para los circuitos, debido a la gran diferencia en los órdenes de magnitud correspondientes. La fuente para la alimentación de la etapa Clase A y JFET y para el filamento de la válvula tiene dos niveles de precisión lo cual es fundamental para poder seleccionar

la tensión correcta y descartar errores producidas por la misma, es importante verificar con el multímetro que la fuente funciona correctamente y genera el valor dado en el panel frontal, ya que como todo instrumental de ensayo puede presentar fallas. Además, al ser un instrumento pensado para experimentación contiene mecanismos de seguridad que protegen tanto a la fuente como al usuario. En el caso de la alimentación general del circuito valvular se utiliza un arreglo de transformadores desde la línea de alimentación de la universidad de 220 V<sub>RMS</sub> de corriente alterna que posteriormente fue regulada.

### Protoboard

La misma consiste en una base sobre la cual se armara el circuito a ser analizado, está separada en tres partes, dos de las cuales son columnas dobles destinadas a la alimentación, las mismas se encuentran señaladas con signos positivos y negativos y los colores rojo y azul respectivamente. La tercera sección consiste en dos subsecciones separadas, las cuales contienen filas con la misma diferencia de potencial, pero cada fila está aislada una de la otra. Cada una de las mismas contiene 5 casilleros en los cuales se colocan los terminales de los componentes, los casilleros tienen un sistema de sujeción que evita que los componentes se muevan.

En este caso la protoboard fue utilizada de manera tal que en la columna negativa se colocó la masa y en el positivo la alimentación. Los componentes fueron colocados de acuerdo a los circuitos analizados, teniendo en cuenta una correcta disposición que evite la interconexión de los terminales sobresalientes y a su vez facilite la medición en los puntos que se consideraron pertinentes.

### Componentes

#### **Transistores**

- 2SC2240: Transistor BJT de tipo NPN que se caracteriza por su fabricación especializada para señales bajas con bajo ruido con más altos valores de tensión  $V_{CC}$  que la línea 2N3904/06 utilizada normalmente para los cálculos en la materia. Se busca aparear dos con el valor de  $h_{fe}$  lo más cercano posible para el óptimo funcionamiento del amplificador diferencial en la primer etapa del preamplificador Clase A.
- BC557: Transistor BJT de tipo PNP que se caracteriza por su fabricación especializada para señales bajas con más altos valores de tensión  $V_{CC}$  que la línea 2N3904/06.
- BC337: Transistor BJT de tipo NPN que se caracteriza por su fabricación especializada para señales bajas con más altos valores de tensión  $V_{CC}$  que la línea 2N3904/06.
- 2SK121: Transistor JFET de canal N, fabricado para amplificación de señales con bajo ruido.

## **Resistencias**

Los diversos valores de resistores que se utilizan corresponden a las resistencias de carbón, las cuales se caracterizan por un código de colores de cuatro bandas, siendo las tres primeras el valor de la resistencia y la cuarta la tolerancia. Los valores de tolerancia utilizados fueron al 5 % que refleja la dispersión del valor real de la resistencia, respecto al valor ideal, debido al proceso de fabricación y material que está compuesta. Por otro lado, las resistencias se supeditan a otro parámetro, el cual es la potencia máxima disipada, en este caso se utilizaron resistencias  $\frac{1}{2}$  Watt. Se utiliza también un potenciómetro, que consiste en una resistencia de valor variable con 3 extremos, que permite a través de un eje giratorio alterar el valor de resistencia presentado entre el centro y cada uno de los extremos del mismo.

## **Capacitores**

Los capacitores que se utilizan son en su mayoría electrolíticos de aluminio correspondientes a distintos valores de capacidad y tensiones de al menos 16 V, debido a las características del circuito. Es importante destacar que los capacitores electrolíticos se caracterizan por sus grandes capacidades respecto a sus dimensiones y a la vez de ser polarizados, es decir que se debe prestar especial atención a la hora de la colocación, ya que un error en este aspecto implica, en general, la rotura del mismo o una falla en el funcionamiento del circuito. En los capacitores electrolíticos el ánodo está constituido de aluminio el cual se enrolla alrededor de un dieléctrico, que consiste en una capa de óxido logrado por un proceso de anodización. El cátodo consiste en otro material que recubre la capa de óxido.

También se utilizan capacitores cerámicos, de valores bajos de capacidad y alta tensión y de poliéster en el caso de paso de señal a través de los mismos, ya que mantienen una capacidad constante en todo el rango audible e inducen casi nada de distorsión en la señal procesada. Ambos son del tipo no polarizados.

## **Transformador de tensión**

El transformador de tensión es un elemento electromagnético que a partir de la generación de un campo magnético por inducción a través de la circulación de corriente alterna en un bobinado primario genera una tensión alterna proporcional a la cantidad de vueltas en el bobinado secundario. Estos bobinados se montan sobre un núcleo de hierro que ayuda a direccionar el campo magnético presentado. A pesar de que en la consideración ideal, la potencia en el bobinado primario sea igual a la del secundario, se verifica empíricamente que esto no sucede y se dan pérdidas de potencia en el alambre de cobre para el bobinado, en el núcleo y por corrientes parásitas, y además se presenta una curva de histéresis que indica el punto de saturación del transformador.

Se utiliza también el transformador Neutrik NTM4 específico de audio, de relación 1:4 para el desbalanceo inicial de la señal de micrófono en la etapa de entrada.



### **Válvula termoiónica**

Se utiliza para la experiencia la válvula muy usada para aplicaciones de audio, de modelo 12BH7 que es un doble triodo de 9 pines que permite trabajar las tensiones de filamento de ambos triodos en simultáneo o en forma independiente con alta ganancia de tensión.

## Procedimientos

### Diseño de etapa Clase A

Se comienza este proyecto con el diseño de la etapa principal de amplificación que está presente para cada uno de los tres modos de funcionamiento. Por una cuestión de fecha de inicio de los proyectos en la materia respecto de los contenidos desarrollados en la misma, el primer boceto del preamplificador se realiza sin realimentación ni ganancia variable, y se muestra en la Figura 1. Su cálculo se realiza en base a un preamplificador de alta ganancia desarrollado en clase, con el detalle de diseño paso a paso dado por el profesor. Se aumenta el nivel de fuente utilizado a 30 V con el fin de obtener mayor headroom a la salida.

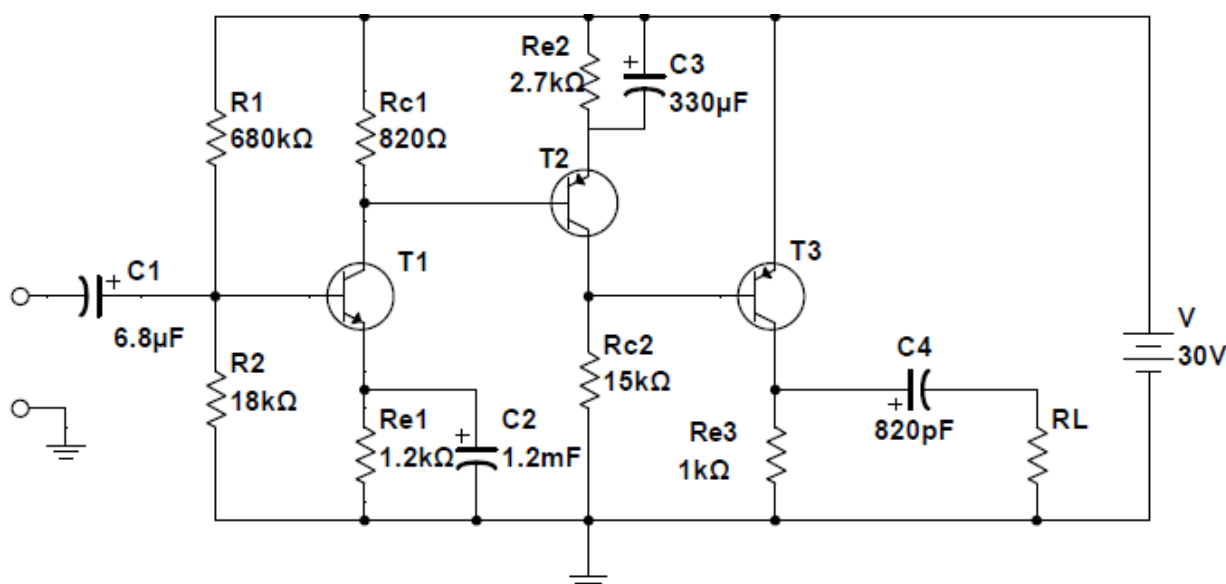


Figura 1: Circuito inicial preamplificador Clase A sin realimentación

Se basa el diseño en  $T_1 = T_3 = 2N3904$  y  $T_2 = 2N3906$ ,  $R_S = 200 \Omega$  (micrófono dinámico),  $R_L = 10 \sim 22 \text{ K}\Omega$  (etapa de nivel de línea),  $V_{CC} = 30 \text{ V}$ ,  $V_{E3} = 16 \text{ V}$  (para excursión simétrica  $28 \text{ V}_{pp}$ ). Se elije inicialmente  $R_E = 1 \text{ K}\Omega$  ( $R_L/10$  para mejor transferencia de tensión), entonces se calcula  $I_{CQ3} = 30 \text{ mA}$ , verificando que la potencia exigida es de  $420 \text{ mW}$ , tolerada por el transistor, que tiene un máximo de  $625 \text{ mW}$ . Entonces, se aproxima el valor de  $V_{B3} = 16,7 \text{ V}$  ( $0,7 \text{ V}$  superior a  $V_{E3}$ ) y se define  $V_{RE2} = 3 \text{ V}$  para mantener la polarización en funcionamiento correcto. Esto implica que el rango dinámico del transistor 2 estará limitado en  $26,6 \text{ V}_{pp}$ . Se adopta  $I_{CQ2} = 1 \text{ mA}$  ya que no es un valor crítico, entonces se define el valor de  $R_{E2}$ , que se acerca al valor comercial  $2,7 \text{ K}\Omega$ , dando como resultado un valor  $V_{RE2} = 2,7 \text{ V}$ , que nuevamente varía el rango dinámico en  $T_2$  a  $21,2 \text{ V}_{pp}$ . Con el valor  $V_{C2}$  obtenido se calcula  $R_{C2}$ , que arroja un valor intermedio entre  $15 \text{ K}\Omega$  y  $18 \text{ K}\Omega$ , con lo que mediante el análisis de la repercusión de ambos valores en la corriente  $I_{CQ2}$ ,  $V_{RE2}$  y

el rango dinámico en  $T_2$ , se opta por el valor de  $15\text{ K}\Omega$ , haciendo  $V_{C2} = 15\text{ V}$ , por tanto  $V_{E3} = 14,3\text{ V}$  aproximadamente. Esto altera nuevamente el rango dinámico de salida a  $24\text{ V}_{pp}$  y  $V_{E2} = 3\text{ V}$  por el ajuste en la corriente  $I_{CQ2} = 1,11\text{ mA}$ . Se determina  $V_{C1} = V_{B2} = 26,3\text{ V}$  aproximadamente y por valores dados en el datasheet de  $T_1$ , se elige una corriente  $I_{CQ1}$  de  $5\text{ mA}$ , que es donde se dispone de la menor figura de ruido. Al tener el valor  $V_{C1}$ , se calcula  $R_{C1}$  y se ajusta al valor comercial cercano  $820\text{ }\Omega$ , por lo que  $I_{CQ1}$  cambia a  $4,51\text{ mA}$ . Se define  $V_{RE1}$  en  $5\text{ V}$  para mantener la polarización del circuito y se calcula  $R_{E1}$  ajustando al valor comercial  $1,2\text{ K}\Omega$  y modificando  $V_{RE1} = 5,4\text{ V}$ , por lo tanto se ve  $V_{B1} = 6,1\text{ V}$  aproximadamente. Por el valor de  $h_{FE}$  dado en la hoja de datos de 2N3904 para la  $I_{CQ1}$  definida, se calcula  $I_{B1}$  e  $I_{R1}$  (20 veces mayor), lo que define  $R_1 = 680\text{ K}\Omega$  y  $R_2 = 18\text{ K}\Omega$ . Finalmente, por las fórmulas dadas de configuración de BJT en emisor común y colector común, se llega a  $G_{V\text{ TOTAL}} = (-106,29) \times (-556,68) = 59169,52$  (95,4 dB) que ya se percibe como un valor muy alto para un preamplificador de micrófono, pero se entiende por ser una ganancia a lazo abierto, sin realimentación. Finalmente se observan las resistencias para el cálculo de cada capacitor y se ajusta al valor comercial más cercano, siempre hacia arriba del valor obtenido, ya que de esa forma la frecuencia de corte disminuye, cuestión que no trae conflictos como si aumentara.

Una vez probado el funcionamiento del circuito de la figura 1 con todos los puntos de polarización correctos y modificaciones de algunos capacitores por errores en el cálculo, se procede al diseño final del preamplificador clase A. En esta etapa se busca una ganancia variable hasta  $50\text{ dB}$  aproximadamente (respecto de la entrada a la misma) y en ella debemos lograr, mediante usar los conceptos de realimentación vistos en clase, una amplificación que no aporte (o agregue lo menos posible) distorsión armónica a la señal. Asimismo se adopta el desbalanceo por un transformador NTM4 con el fin de tener una etapa de ganancia (4 veces por la relación de transformación,  $12\text{ dB}$ ) previa a cualquier semiconductor, tanto al configuración JFET, valvular o en modo bypass (entrada directamente al Clase A). Se muestra el diseño del preamplificador en la figura 2.

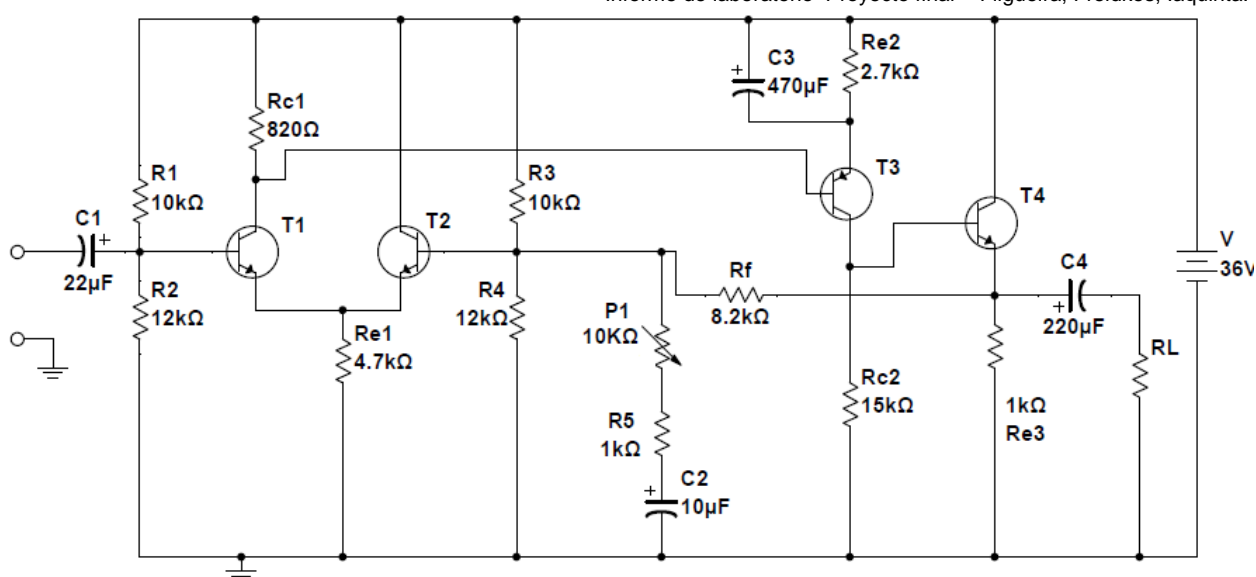


Figura 2: Mejora del circuito planteado hacia el diseño final.

Se modifican varias cuestiones principales como la incorporación de un amplificador diferencial el cual recibe en  $T_1$  la señal de entrada, que es la salida del JFET, de la válvula o únicamente del transformador desbalanceador, según se elija, y se procede al aumento de  $V_{CC}$  a 36 V para aumentar el headroom de salida nuevamente. En  $T_2$  se recibe la señal que se realimenta mediante  $R_F$ , cuya fase está invertida respecto de la de  $T_1$ , lo que en principio permite la misma ganancia para ambas señales, logrando desde aquí amplificación, presentando luego  $T_3$  el cual es un transistor PNP en configuración emisor común, característica principal de cualquier preamplificador Clase A dado que permite que la polarización y la fuente definan la máxima excursión de señal, en contraposición a utilizar emisores comunes con transistores NPN en cascada que modificarían la excursión simétrica por el efecto de las respectivas cargas a la salida de cada transistor y la interacción con la fuente. Este PNP en modo emisor común brinda un extra de amplificación posterior al diferencial y finalmente se dispone de un último transistor,  $T_4$  diseñado en modo colector común, de modo que funciona como un buffer de salida que nos permite adaptar impedancias al considerar que el preamplificador se conecta a una consola cuya impedancia de carga consideramos entre 10 K $\Omega$  y 22 K $\Omega$ .

En el caso de la configuración diferencial, se cambia el modelo de transistores por 2SC2240, que soportan mayores valores de  $V_{CC}$  y son recomendados para el trabajo de señales de audio por su bajo ruido, lo que altera varios cálculos del circuito por sus diferencias en  $h_{fe}$ ,  $h_{ie}$  y  $h_{FE}$ . Asimismo se redefinen  $T_3$  y  $T_4$  por el aumento de la fuente de alimentación hacia los modelos BC557 y BC337 respectivamente. Para evitar conflictos sobre  $R_F$  producidos por diferencias de potencial en sus extremos, se considera prioritario en el diseño  $V_{E3} = V_{B2} = 18$  V para máxima excursión simétrica. Se redefine  $R_{E4} = 2,2$  K $\Omega$  para máxima transferencia a  $R_L$  (22 K $\Omega$ ) y se obtiene  $I_{CQ4} = 7,95$  mA. Así, se obtiene  $V_{B4} = V_{C3} =$

17,3 V aproximadamente y se impone  $V_{RE3} = 3$  V para el óptimo mantenimiento de la polarización del circuito, con lo que se obtiene un rango dinámico en  $T_3$  de 29,4  $V_{pp}$ . Se elige  $I_{CQ3} = 1$  mA, se calcula  $R_{E3}$  y se ajusta a un valor comercial próximo, de 2,7 K $\Omega$ , definiendo  $V_{RE3} = 2,7$  V. Con el valor de  $V_{C3}$  se calcula  $R_{C3}$  y se acerca al valor comercial 18 K $\Omega$ , lo que lleva a  $V_{C3} = 18$  V y  $V_{E4} = 18,7$  V aproximadamente, que modifica el rango dinámico de salida a 32,6  $V_{pp}$ . Otra consecuencia es la modificación de  $I_{CQ3}$  a 0,85 mA. Nuevamente, mediante consulta de gráficos de cifra de ruido respecto de la corriente  $I_C$  para 2SC2240, se opta por un valor alrededor de 5 mA. Ya definido  $V_{B3} = V_{RC1}$  se calcula  $R_{C1} = 820$   $\Omega$  que modifica  $I_{CQ1} = 4,5$  mA. Como  $V_{RF} = 0$  V,  $V_{RE2} = 18,7$  V, entonces se obtiene  $R_{E1} = 4,7$  K $\Omega$ . Por  $V_{B1} = 18,25$  V modificado por  $R_{E1}$ , se calcula  $R_1 = 100$  K $\Omega$  y  $R_2 = 120$  K $\Omega$  dando  $V_{B2} = 19,1$  V. Finalmente se observan las resistencias para el cálculo de cada capacitor y se ajusta al valor comercial más cercano, siempre hacia arriba del valor obtenido, ya que de esa forma la frecuencia de corte disminuye, cuestión que no trae conflictos como si aumentara.

La resistencia  $R_F$  mencionada toma una muestra de la señal de salida del  $T_4$  y luego reinyecta esta señal al amplificador diferencial mediante la base de  $T_2$ , aplicando una realimentación tensión-serie, de manera tal que brinda al circuito la linealidad y estabilidad que se requieren para disminuir la distorsión armónica del mismo. Para poder realizar esta realimentación es fundamental el tener el mismo nivel de tensión tanto en el emisor de  $T_4$  como en la base de  $T_2$  de manera tal de no tener circulación de corriente en esta resistencia, que se puede evitar con la inserción de capacitores, pero es preferible evitarlo. Se analiza la influencia de esta resistencia en las ganancias y las impedancias de entrada y salida para lo cual la reflejamos de manera tal de analizar su influencia sobre la entrada negativa del amplificador diferencial y la salida de  $T_3$ . Esta resistencia provoca que bajen los valores de ganancia existentes previo a su conexión y modifica las impedancias existentes, subiendo la impedancia a la entrada y bajando la misma a la salida.

Dado que al conectar esta resistencia bajan los valores de ganancia que se calculan a lazo abierto se dispone como se observa en la figura de un potenciómetro  $P_1$  asociado a un capacitor (para que no modifique las condiciones existentes de polarización en tensión continua) de manera tal de poder modificar el valor equivalente de  $R_{E1}$  en corriente alterna, modificando así la ganancia de tensión del amplificador diferencial. Para esto se utiliza un potenciómetro antilogarítmico de manera tal que al tener máxima resistencia (potenciómetro a la izquierda) el valor de la resistencia de emisor del diferencial siga regido por  $R_{E1}$ , y cuando varíe el valor de resistencia del potenciómetro al mínimo al girar el potenciómetro a la derecha se le imponga al emisor del diferencial una resistencia en paralelo del valor de  $R_6$ . Se calculan las ganancias mediante las ecuaciones:

$$G_{vmax} = 1 + \frac{R_f}{R_6 || R_1 || R_2} \quad (1)$$

$$G_{min} = 1 + \frac{R_f}{R_6 + P_1 || R_1 || R_2} \quad (2)$$

Así se define  $R_6 = 1 \text{ K}\Omega$ ,  $R_F = 8,2 \text{ K}\Omega$  y  $P_1 = 10 \text{ K}\Omega$ .

Al obtener muy baja ganancia, se decide luego modificar  $R_6$  a  $100 \text{ }\Omega$  y  $R_F$  a  $82 \text{ K}\Omega$ . Se elige también  $R_{C1}$   $4,7 \text{ K}\Omega$  para aumentar  $V_{C1}$ ,  $R_{E1}$  se pasa a  $10 \text{ K}\Omega$  para regular la tensión  $V_{B2}$  y que sea igual a  $V_{E4}$  y  $R_{C3}$  se reemplaza por  $27 \text{ K}\Omega$  para aumentar el nivel  $V_{C3}$ , por tanto  $V_{B4}$ . También se decide cambiar  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  por  $120 \text{ K}\Omega$  con el fin de cambiar la tensión de base del amplificador diferencial y lograr que haya  $0 \text{ V}$  sobre  $R_F$  y bajar la corriente circulando por esa rama. En el caso de  $R_1$  se reemplaza por dos resistencias de valor  $22 \text{ K}\Omega$  y  $100 \text{ K}\Omega$ , con el punto medio de ambas mediante dos capacitores de valor  $200 \text{ nF}$  (cerámico) y  $22 \text{ }\mu\text{F}$  (electrolítico) a masa. Se cambia el capacitor de entrada por error de cálculo a  $1 \text{ }\mu\text{F}$  y también  $C_2$  a  $10 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_3$  a  $470 \text{ }\mu\text{F}$  y  $C_4$  a  $10 \text{ }\mu\text{F}$  por el mismo motivo.

Al momento de medir se encuentran alinealidades y problemas de ruido de salida en  $T_3$ , producto de una oscilación de alta frecuencia (que se mide en el orden de los MHz) propia del circuito, la cual se elimina al agregar un capacitor cerámico de  $1 \text{ nF}$  entre la base y el colector del mismo.

Se mide finalmente a lazo abierto una ganancia de  $24000$  veces aproximadamente, lo que implica que es posible la realimentación por el alto valor del parámetro generalmente denominado 'A'. Se muestra el diseño final en la figura 3.

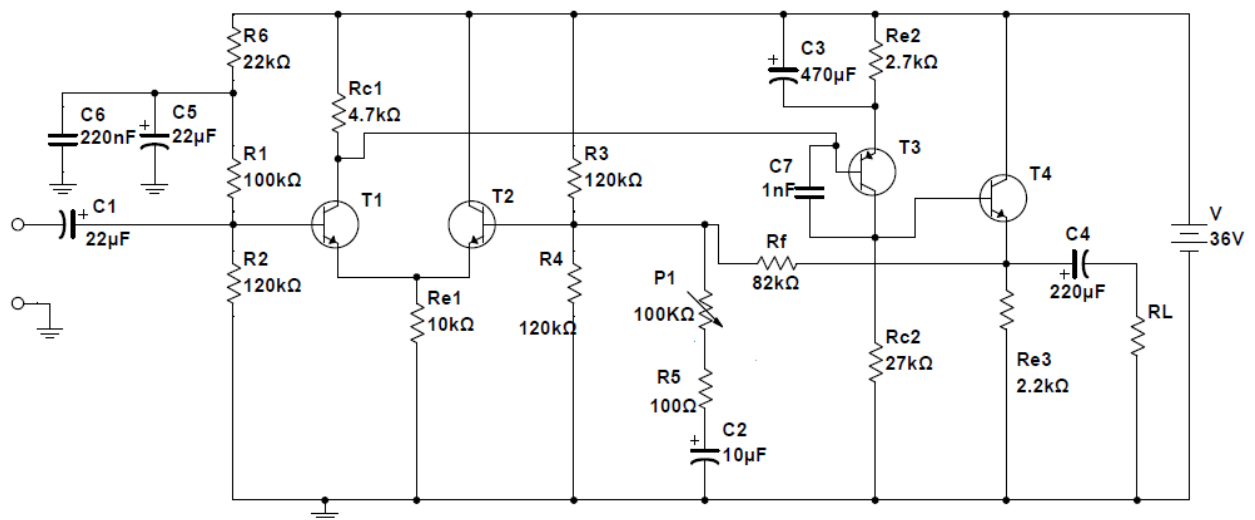


Figura 3: Diseño final optimizado, preamplificador Clase A realimentado con ganancia variable.

### Diseño de etapas JFET y Valvular

El circuito está diseñado de manera de recibir a la entrada una señal de micrófono balanceada y luego, mediante el transformador 1:4, desbalancear e incrementar el nivel de la misma previo a la etapa principal de amplificación, el

amplificador Clase A mencionado previamente. Además de esto se incluye la posibilidad, si así se lo requiere, de una etapa adicional de amplificación que provea unos 20 dB de ganancia entre la salida del transformador y la entrada del Clase A y, que además, aporte componentes de distorsión armónica que aporte una característica adicional a la señal del micrófono.

Para lograr esto se opta por el diseño de etapas separadas JFET y valvular, cuyas ganancia e impedancia de entrada sean equivalentes, lo que permite poder hacer una comparación de las mismas sin modificar el nivel existente a la salida al elegir una o la otra.

## JFET

Se aplica para esto una etapa simple de amplificación source común y se colocan resistencias en la entrada para obtener una impedancia de entrada equivalente a 32 K $\Omega$  que reflejada en el transformador de entrada muestra al micrófono una impedancia de 2 K $\Omega$ , logrando así una exitosa transferencia de tensión hacia el circuito.

Se calculan los capacitores de modo tal de obtener una frecuencia de corte de 10 Hz de modo de perder la menor cantidad de señal útil. En la figura 4 se muestra el circuito esquemático correspondiente a esta etapa.

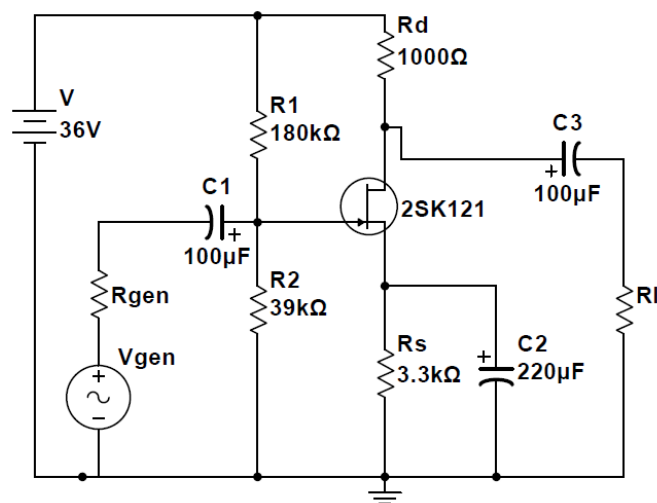


Figura 4: Circuito etapa JFET

El circuito está diseñado de manera tal de tener tanto en esta etapa como en la valvular 20 dB de ganancia, de manera tal de que las etapas aporten el mismo incremento en nivel de la señal que el transformador entrega e imprimen sus características particulares a la señal de audio aplicada.

Una vez probada esta etapa y verificada su ganancia en los 20 dB mencionados, se procede a agregarle un filtro pasabajos de entrada de manera que no ingrese señal no deseada al JFET (evitando la amplificación de la misma). Para

esto se utiliza un capacitor entre el Gate y la masa del circuito de 47 nF. Se muestran en la tabla 1 las características salientes de esta etapa.

Tabla 1: Mediciones etapa JFET.

<b>Ganancia aproximada</b>	20 dB
<b>Impedancia de entrada</b>	32,05 K $\Omega$
<b>Impedancia de salida</b>	1 K $\Omega$

## Válvula

El diseño de esta etapa consiste en un circuito tipo cátodo común, el cual permite una gran ganancia de tensión y una impedancia de entrada ajustable a las necesidades del circuito ya que está determinada únicamente por la resistencia  $R_g$ .

La válvula utilizada es la 12BH7 que se caracteriza por tener una ganancia en tensión baja, necesario para poder mantenerse en los 20 dB de ganancia buscados. Consiste en un doble triodo standard, lo cual es más que suficiente para este preamplificador de baja señal. En la tabla 2, se ven las características básicas más significativas de la válvula mencionada.

Tabla 2: Características de válvula 12BH7.

<b>Tensión calentador</b>	12.6 V
<b>Corriente calentador</b>	0,3 A
<b>Tiempo promedio de calentado</b>	11 s
<b>Tensión de placa máxima</b>	450 V
<b>Tensión de grilla pico máxima</b>	600 V
<b>Resistencia de placa (<math>r_p</math>)</b>	5,3 K $\Omega$
<b>Transconductancia (<math>g_m</math>)</b>	3100 $\mu$ S

La ganancia en este tipo de configuración consiste en la multiplicación del parámetro  $g_m$  de la válvula por el paralelo de las resistencias  $r_p$ ,  $R_p$  y  $R_L$ , siendo la primera un equivalente de la resistencia entre ánodo y el cátodo y la última, la carga.

Considerando una carga de aproximadamente 32 K $\Omega$ , que es la impedancia de entrada del subcircuito Clase A, se busca una impedancia de salida al rededor de los 3,2 K $\Omega$  para lograr la máxima transferencia de tensión. Sin embargo la impedancia de salida de este configuración está dada por el paralelo de  $r_p$  con  $R_p$ , por lo tanto al modificar la ganancia se modifica la impedancia de salida y viceversa. Por esto se llega a una solución de compromiso donde se prioriza mantener la ganancia pautada de 20 dB a cambio de tener una impedancia de salida más alta y menor transferencia de tensión a la siguiente etapa.



Por otro lado, la válvula necesita tensiones altas para poder lograr la polarización, es por esto que se pauta una tensión de alimentación de 250 V. También se define la excursión de señal que se espera y la tensión mínima de placa.

Para lograr la tensión de alimentación mencionada, se utilizan dos transformadores con relaciones 220:11 (aproximadamente, medido experimentalmente, mientras la etiqueta decía 220:9) y 220:12, de tal manera que se desacopla la alimentación de línea del preamplificador y se obtienen los 180 V<sub>RMS</sub> necesarios para ser rectificadas y así obtener la tensión de alimentación necesaria. Sin embargo, esta condición se cumple en vacío, es decir sin la válvula conectada pero cuando se presenta la carga, la tensión cae debido a que uno de los transformadores utilizados no puede entregar la corriente necesaria y por lo tanto baja la tensión de alimentación, modificando de esta manera los puntos de polarización. Estos cambios se ven reflejados en la tabla 3, la cual a su vez muestra las tensiones de polarización logradas en contraparte con las calculadas en el primer diseño.

Tabla 3: Medición de fuente de alimentación

Punto	Sin Válvula	Con Válvula	Calculadas
Salida del transformador	177,7 V <sub>RMS</sub>	175,1 V <sub>RMS</sub>	180 V <sub>RMS</sub>
Tensión alimentación	252,5 V	228 V	250 V
Tensión de placa	0	171,2 V	180,52 V
Tensión de grilla	0	0	0
Tensión de cátodo	0	8,36 V	15 V

Como se puede apreciar los cambios son varios, en principio por la variación de la tensión de la alimentación, luego se modifica el valor (mediante un potenciómetro) de la resistencia  $R_p$ , para lograr una ganancia de 20 dB, lo que modificó la tensión de placa.

Una vez modificado y montado el circuito en protoboard, se prosigue a probarlo al conectar un micrófono a la entrada (a través del transformador de 1:4) y un monitor de estudio de tipo activo. El circuito funciona correctamente, sin embargo se oyen problemas en frecuencias graves, lo que es atribuido a la fuente de alimentación, a la interferencia de ruido electromagnético y problema de masas que inducen este tipo de ruido al circuito que se torna audible. Por lo tanto se prosigue a una nueva modificación del circuito donde se agrega una etapa de filtrado a la alimentación, se vuelve a montar el circuito organizando mejor su armado para lograr que las masas confluyan a un punto y se prueba dentro de una jaula de faraday.

En las figuras 5 y 6, se muestran los circuitos original y modificado. Es importante notar que en el circuito original, ya se encuentran re calculados los

valores en función de los valores comerciales de los componentes y los disponibles en el laboratorio donde se realizó la práctica.

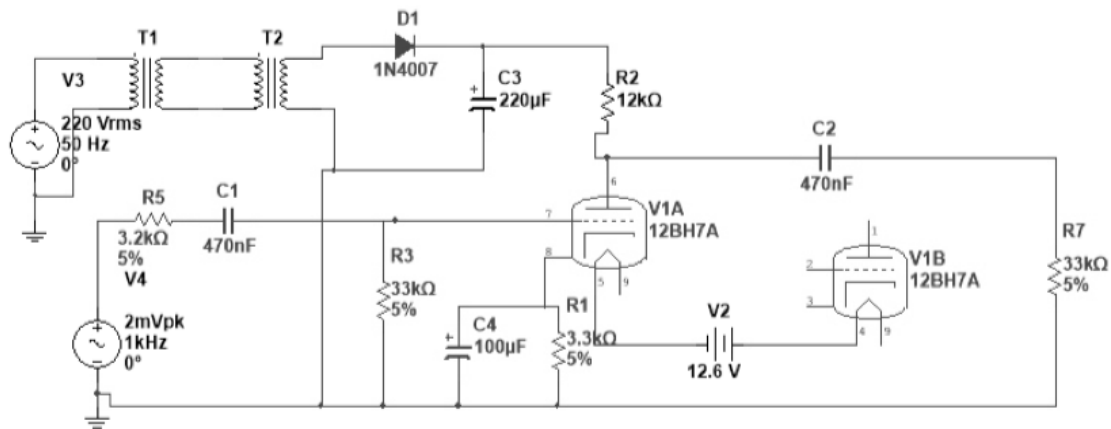


Figura 5: Primer diseño sub-circuito válvula.

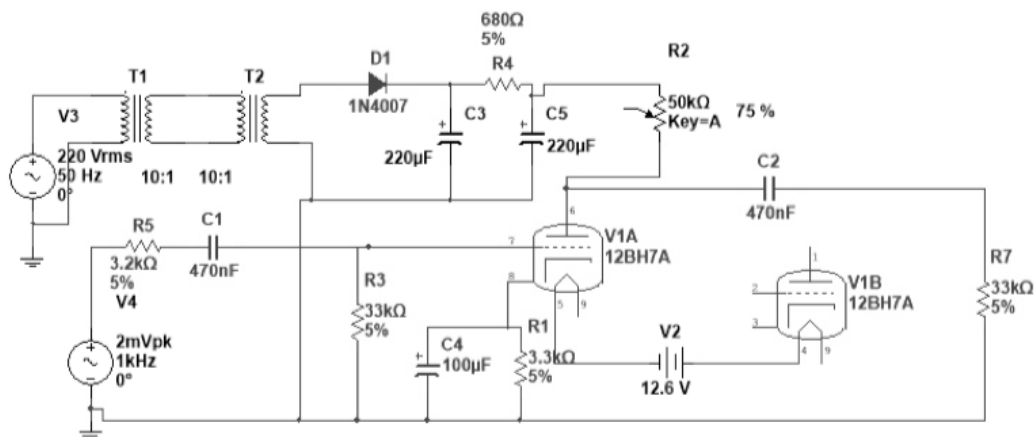


Figura 6: Diseño final sub-circuito válvula.

En la tabla 4 se ven las especificaciones finales de esta etapa. Se incorpora también un filtro pasabajos en la entrada de señal con el fin de limitar el ancho de banda de trabajo y no amplificar señal no deseada.

Tabla 4: Mediciones finales sub-circuito válvula

<b>Ganancia aproximada</b>	20 dB
<b>Impedancia de entrada</b>	33 KΩ
<b>Impedancia de salida</b>	4307 Ω
<b>Valor del potenciómetro</b>	23 KΩ (46%)

## Especificaciones técnicas

Con el fin de especificar el funcionamiento del circuito a nivel nominal en correctas condiciones, es necesario proveer de una hoja de datos asociada al circuito, por lo que se miden los valores necesarios para generarla.

### Respuesta en frecuencia

Se mide cada etapa por separado a modo de obtener las frecuencias en las que se obtienen, para cada topología, 3 dB menos a partir de utilizar el valor obtenido en 1 KHz como referencia, que se muestra en la tabla 5

Tabla 5: Respuesta en frecuencia de cada etapa

Sub-circuito	Frecuencia de corte inferior (-3 dB)	Frecuencia de corte superior (-3 dB)
Clase A	25 Hz	19 KHz
JFET	10 Hz	54 KHz
Válvula	18 Hz	64 KHz

### Ganancia de tensión

Se observa en la figura 7 la medición de ganancia de tensión máxima y en la figura 8 la medición de ganancia de tensión mínima del preamplificador Clase A en modo bypass con señal de entrada de 40 mV<sub>pp</sub> (el valor mostrado por el osciloscopio comprende ruido inducido por el tratamiento de señal débil).

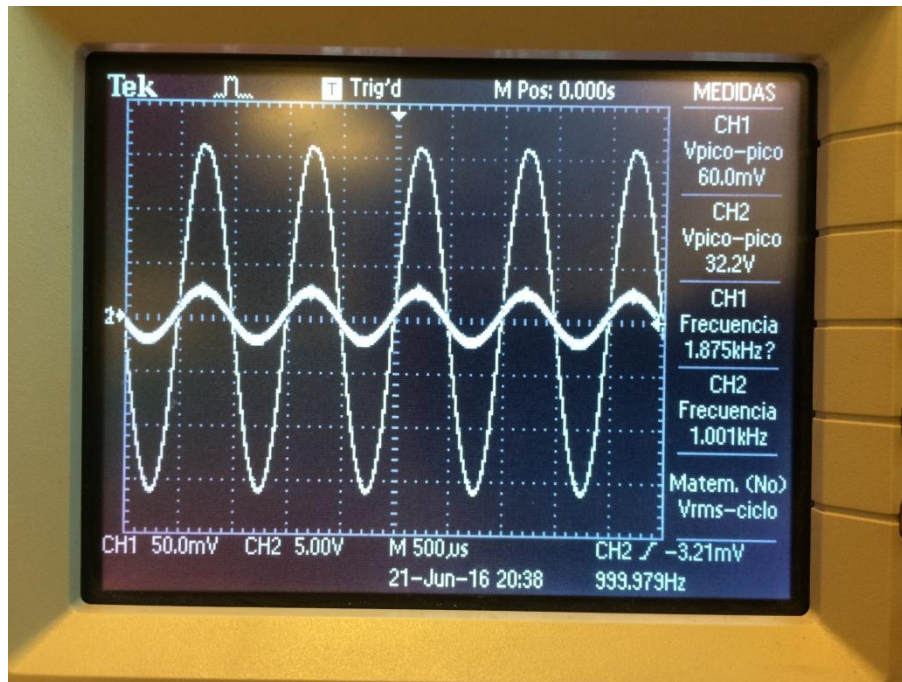


Figura 7: Ganancia máxima de tensión de la etapa clase A.

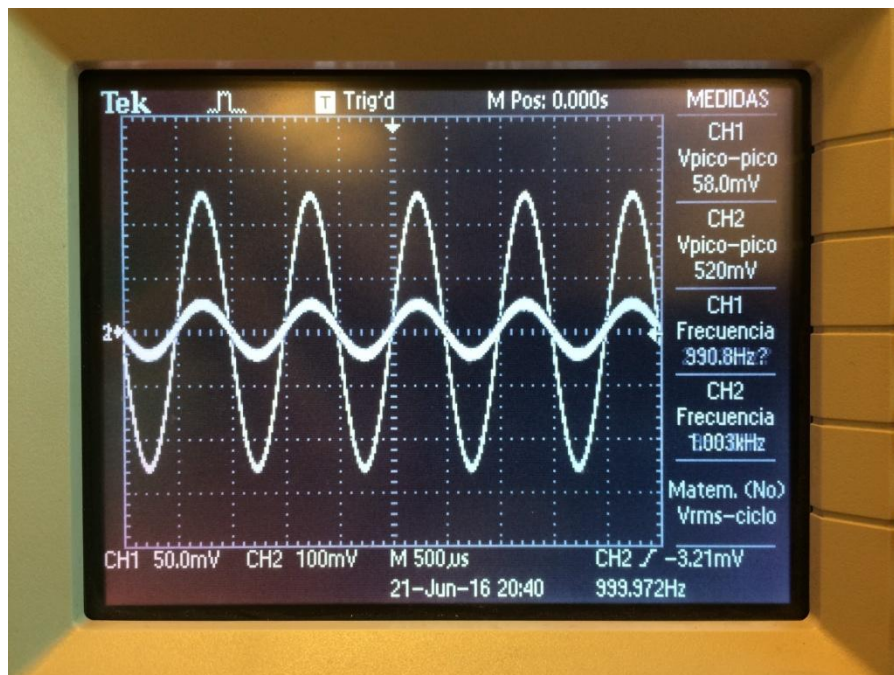


Figura 8: Ganancia mínima de tensión de la etapa clase A.

Se observa luego el acoplamiento de la etapa JFET y se baja aproximadamente 20 dB la ganancia de la etapa Clase A para compensar la ganancia presentada por la etapa ahora inicial en la figura 9.

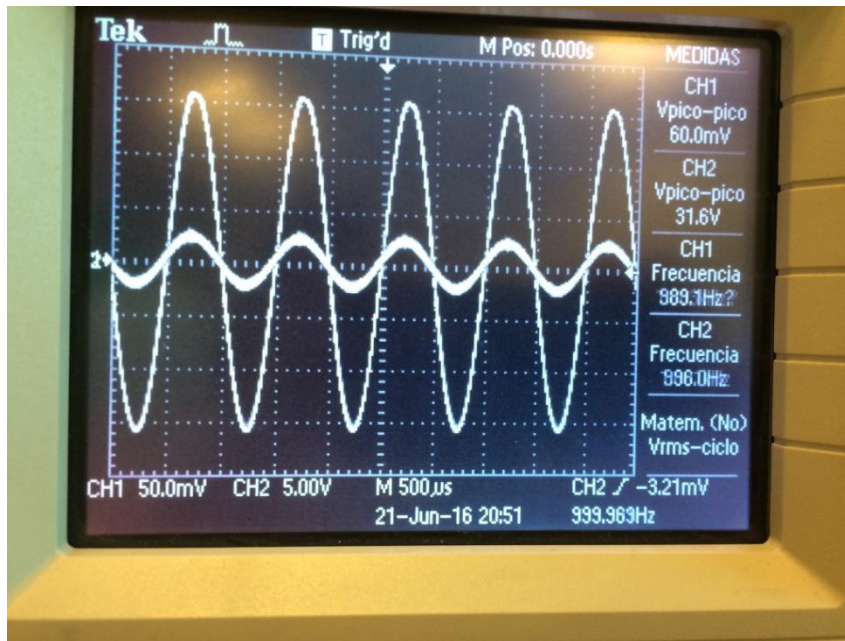


Figura 9: Ganancia de tensión de la etapa JFET acoplada a clase A.

Se procede a medir como se observa en la figura 10 la ganancia de la etapa valvular solamente. Se aumenta el nivel de entrada para obtener una medición más clara y precisa.

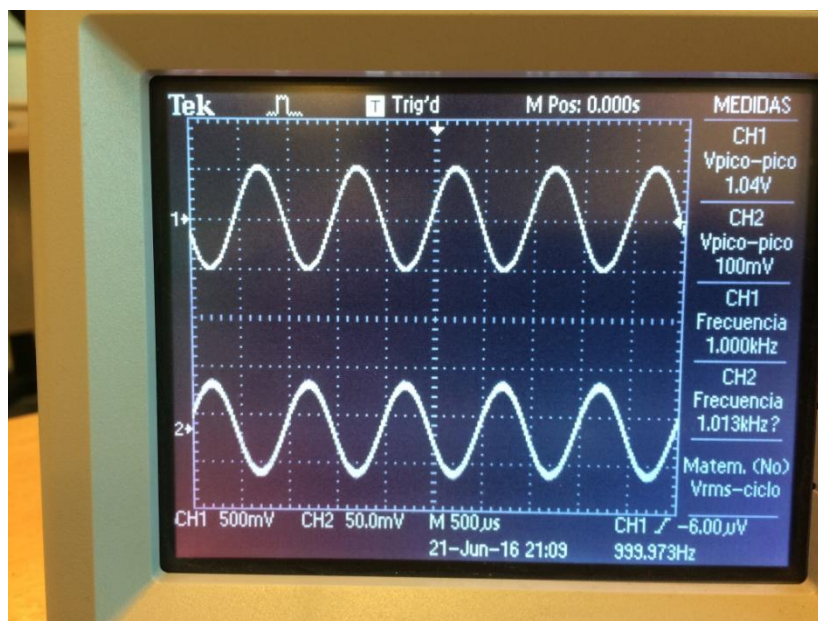


Figura 10: Ganancia de tensión de la etapa valvular.

Finalmente se encadena la etapa valvular con el clase A y se compensa la ganancia de esta última etapa para no distorsionar la salida. Cabe destacar la extraña medición del CH2 del osciloscopio, que probablemente por ruido inducido da un valor y forma de onda extraña en la figura 11.



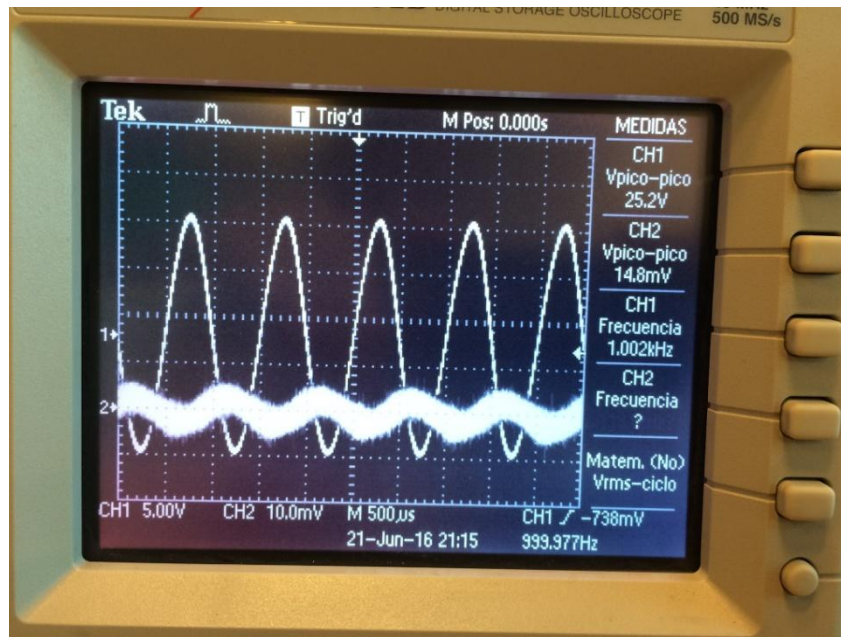


Figura 11: Ganancia de tensión de la etapa valvular acoplada con clase A.

### Ruido de entrada

Como indican los procedimientos estandarizados para medición de especificaciones técnicas, se reemplazó la señal de entrada por una resistencia de  $220\ \Omega$  entre los pines 2 y 3 de la ficha XLR (+V y -V) y se observa el ruido propio del sistema medido en su salida como se ve en la figura 12.

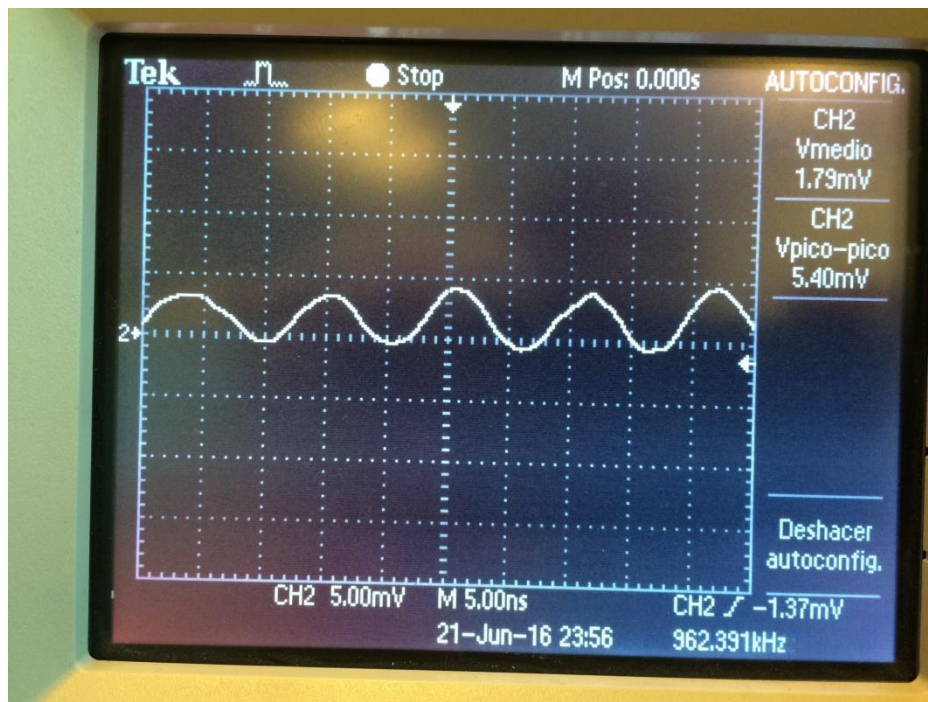


Figura 12: Ruido equivalente de entrada.

## THD

A través de la interconexión del circuito con una interfaz de sonido *M-Audio Fast Track Pro* y una computadora con el software *Spectra PLUS* se logra medir el THD, THD+N e IMD del proyecto en sus distintas configuraciones inserto en la jaula de faraday con el fin de observar los frutos del diseño desarrollado y comprobar efectivamente la distorsión esperada en las etapas JFET y Valvular. A continuación se muestran las curvas resultado de la medición con 1 KHz de señal de entrada al circuito y los armónicos aportados por el circuito en todos los usos posibles. Es destacable el elevado pico en 2 KHz (2<sup>do</sup> armónico) en el caso del JFET frente a la etapa valvular.

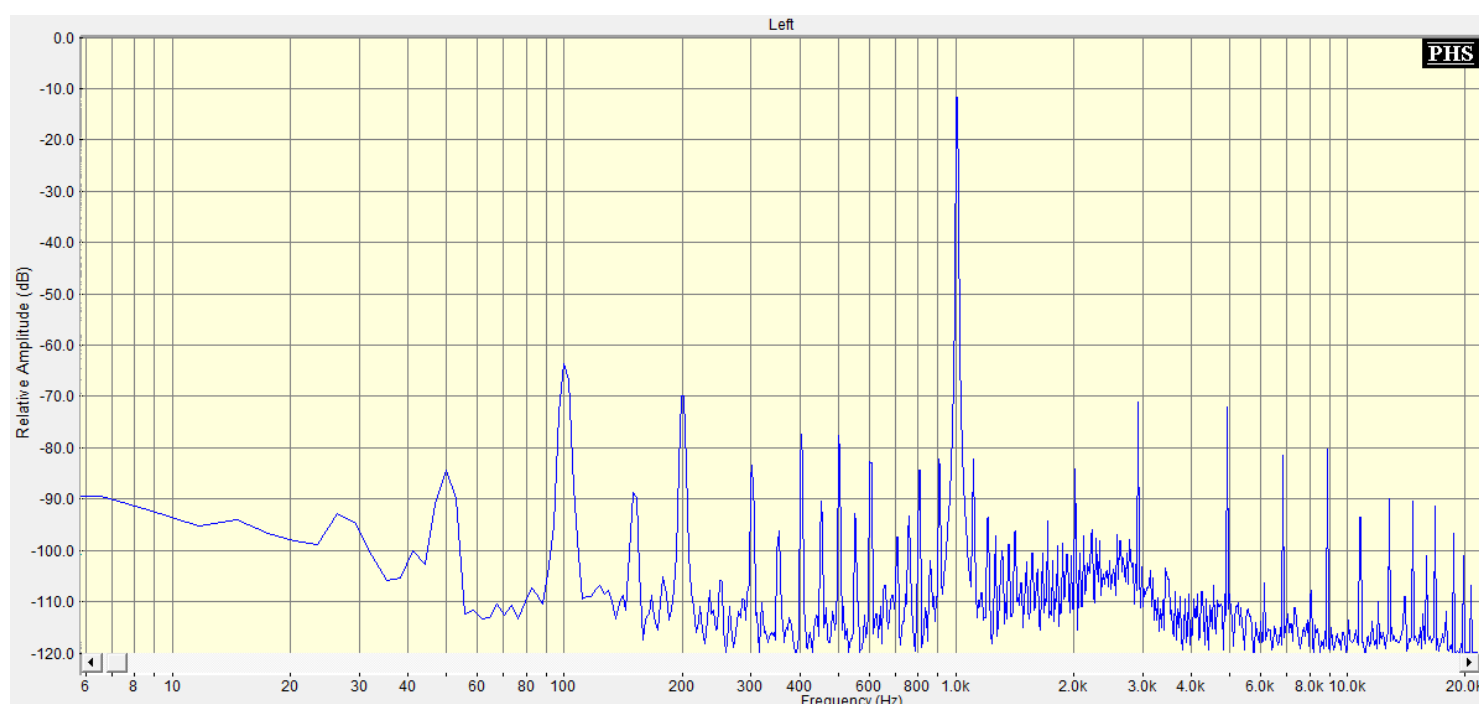


Figura 13: Etapa Clase A en  $G_V$  mínima.

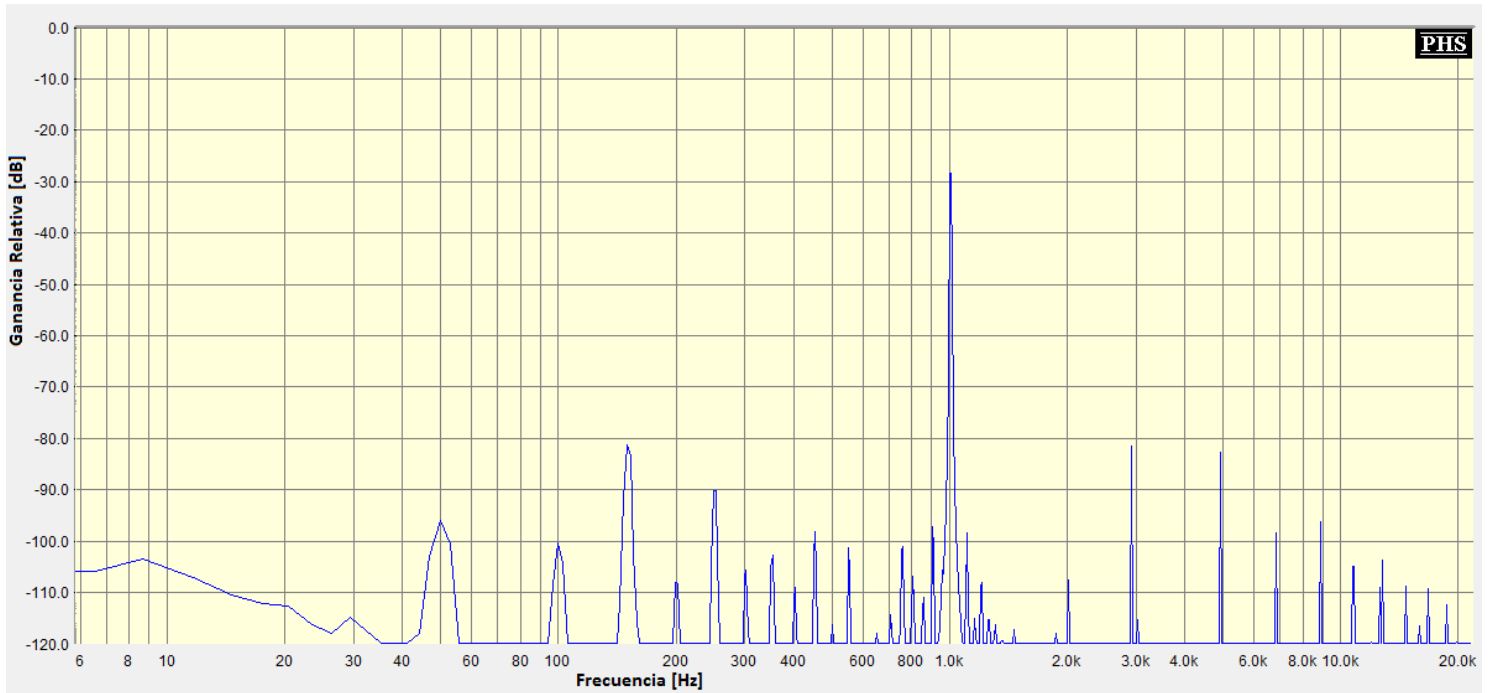


Figura 14: Etapa Clase A en 34 dB de  $G_v$ .

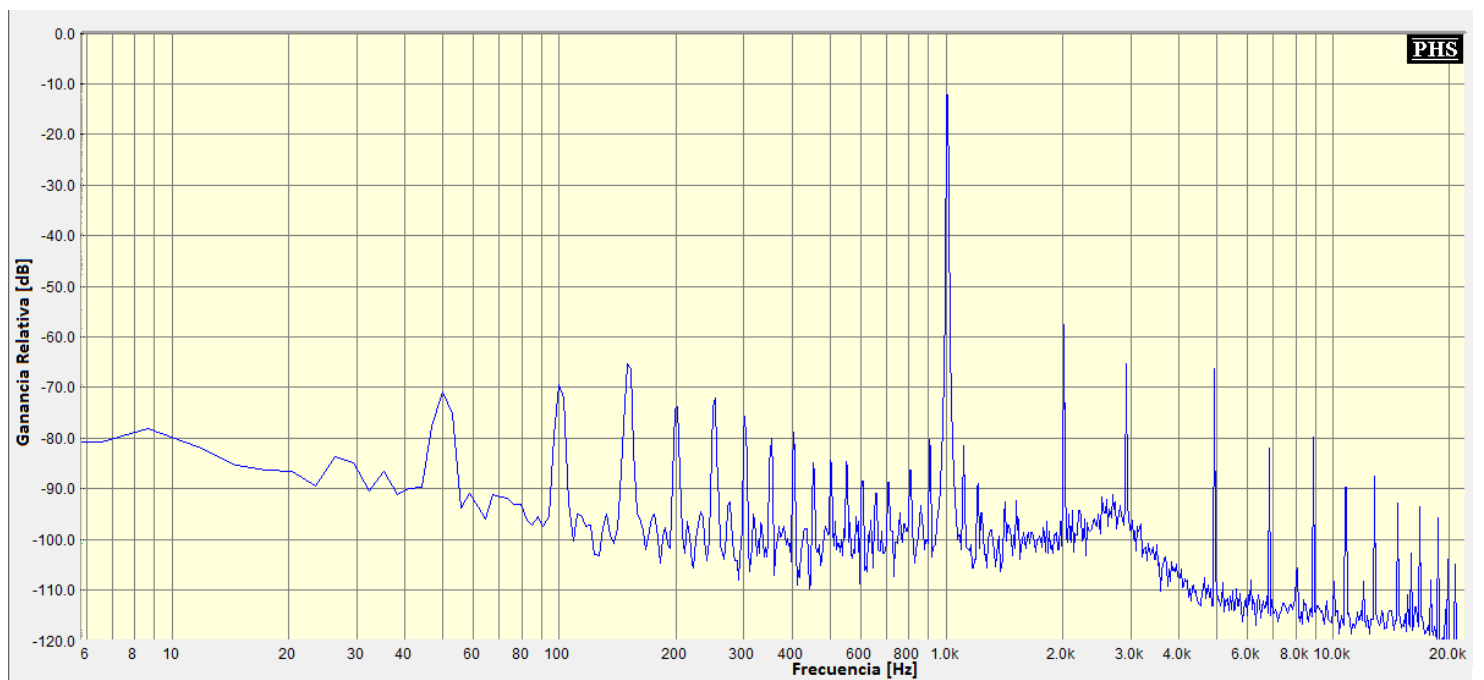
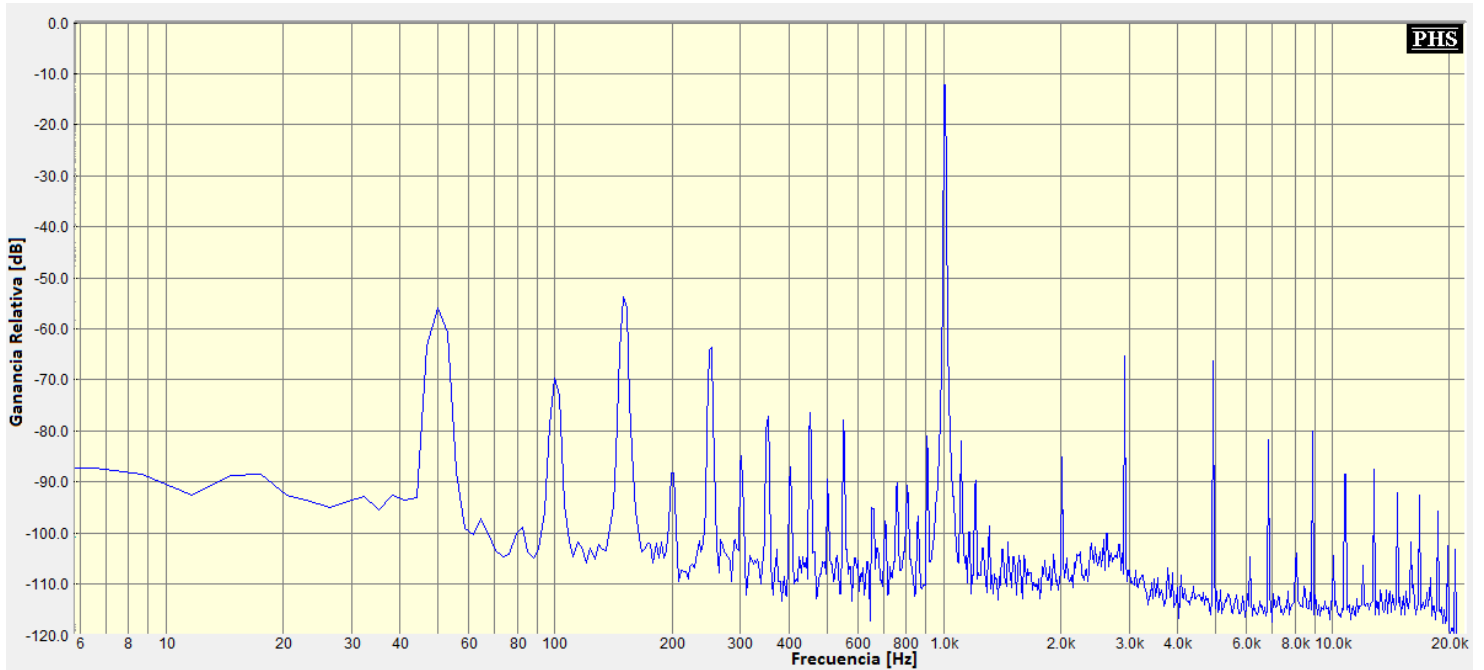


Figura 15: Etapa Clase A en  $G_v$  mínima + etapa JFET.



Figura 16: Etapa Clase A en  $G_V$  mínima + etapa Valvular.

## Especificaciones completas del proyecto

Tabla 6: Especificaciones técnicas del circuito

Parámetro	Valores	Observaciones
Ganancia	32 ~ 66 dB	JFET y Válvula agregan 20 dB
Rango dinámico	26,3 dBu	
Relación señal-ruido	50 dB	Ref: 0 dBu, máxima $G_V$
Impedancia de entrada	150 ~300 $\Omega$	
Impedancia de salida	10 ~ 22 K $\Omega$	
Respuesta en frecuencia	16 Hz ~ 72 KHz	

Tabla 7: Distorsión armónica

Configuración	THD	THD+N	IMD	Observaciones
Clase A	0,013 %	0,39 %	0,275 %	$G_V$ 34 dB
Válvula + Clase A	0,02 %	1,15 %	0,008 %	Sin jaula THD+N: 6,40 %
JFET + Clase A	0,53 %	0,69 %	0,174 %	Clase A $G_V$ mínima

## Conclusiones y desarrollo futuro

Exitosamente se logró diseñar, desarrollar, optimizar, medir y evaluar un circuito completo de preamplificación de micrófono multi-etapa con diversas características tonales aportadas por los semiconductores utilizados. Se realizó en simultáneo una profundización de los conocimientos adquiridos durante el cuatrimestre en la presente asignatura, principalmente en realimentación, ganancia de tensión variable, acoplamiento de etapas y tratamiento de señales con BJT, JFET y válvulas.

Se logró llegar a la  $G_V$  buscada para llevar un micrófono de nivel nominal -54 dBu a +4 dBu (nivel profesional para señales de línea), cumpliendo los requisitos de cualquier equipo del rubro de audio profesional con una respuesta en frecuencia, THD e impedancias a la altura de los equipos comercializados más populares.

En las mediciones de distorsión armónica se puede observar el valor más importante sobre la señal que da el JFET respecto de la válvula y también para la etapa Clase A se observa una modificación importante en las especificaciones al variar la ganancia y se nota que cuando la realimentación aumenta la distorsión cae notablemente. También se observa la efectividad de utilizar una jaula de Faraday en la medición (y posteriormente debería lograrse en la implementación y montaje del proyecto) dado que el ruido, principalmente electromagnético, inducido cae considerablemente al conectar la jaula a masa.

Se observa en la figura 17 el proyecto completo con todas sus etapas.

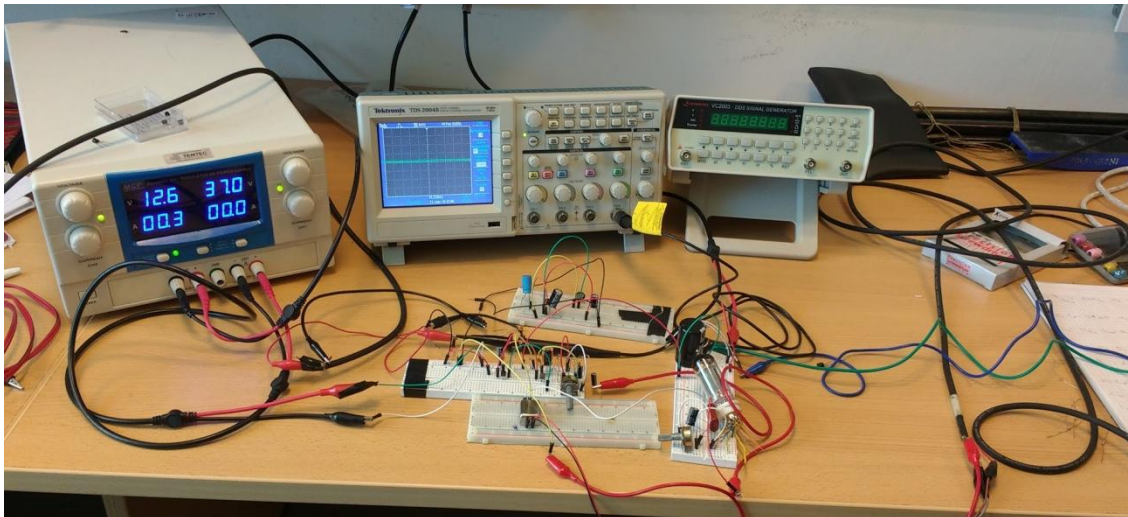


Figura 17: Proyecto completo.

En cuanto a desarrollos que se pueden agregar al proyecto en su estado actual, principalmente en comparación a preamplificadores comerciales se listan las siguientes mejoras:

- Implementación de la alimentación *phantom power* para micrófonos que lo necesiten.
- Filtro pasa altos que suele estar entre 80 y 100 Hz o podría ser variable.
- Inversión de polaridad.
- Atenuación de señal de entrada (*'Pad'*).
- Llave para alternar etapas evitando que en el cambio en la cadena no se oigan ruidos por descargas de capacitores.
- Reducción de  $G_V$  al acoplar las etapas JFET o valvular y compensar la ganancia agregada por estas últimas (20 dB) con el fin que el potenciómetro que regula la  $G_V$  total tenga siempre el mismo rango y no varíe al agregar etapas.
- Balanceo de la señal de salida.
- Entrada para señal de alta impedancia o instrumento, siendo necesario aquí reformar el circuito para el tratamiento de este tipo de señales.
- Cambio del potenciómetro de ganancia por uno 'por pasos' para que el control sea más preciso.
- Unificación de la fuente de alimentación del equipo completo con interlock a 220 V de tensión de red.

Se muestra en la figura 18 una propuesta de fuente de alimentación que permite desacoplar eléctricamente los distintos niveles de tensión necesarios para el circuito y además independizar las distintas regulaciones de tensión continua requerida:  $V_{PP}$ ,  $V_{CC}$ ,  $V_{PHANTOM}$ . Se reemplazaría también la tensión de filamento de la válvula ( $V_2$ ) por una fuente de alimentación alterna de 12,6 V<sub>RMS</sub>.

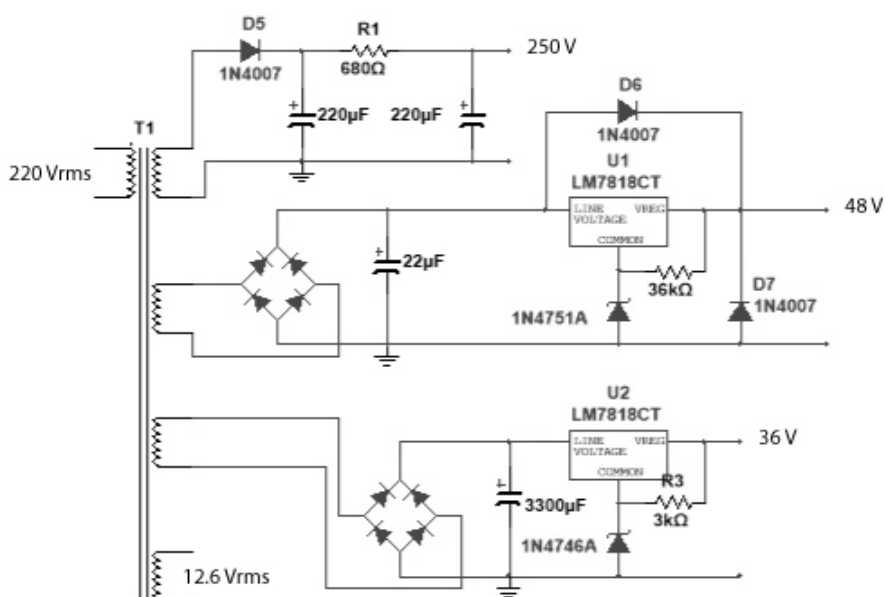


Figura 18: Fuente de alimentación para la implementación de mejoras.