

RAE

1. **Tipo de documento:** Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero de Sonido.
2. **Título:** DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE AMPLIFICADOR DE VÁLVULAS DE VACÍO CLASE A.
3. **Autor:** Carlos Felipe Camacho Quiroga.
4. **Lugar:** Bogotá DC.
5. **Fecha:** Febrero de 2014
6. **Palabras claves:** Amplificador, válvulas de vacío, tubos de vacío, transformador de audio, amplificación, diseño, montaje, medición, distorsión armónica total, respuesta en frecuencia, potencia de salida, acople de impedancias.
7. **Descripción del trabajo:** El objetivo principal de este proyecto es el diseño y construcción de un amplificador de audio de válvulas de vacío clase A usando un transformador como acople de impedancias. El trabajo contempla el diseño, simulación, ejecución y medición del preamplificador, la etapa de potencia y las fuentes de voltaje necesarias.
8. **Líneas de investigación:** Línea de investigación de la USB: Tecnologías actuales y sociedad. Sub-línea de la facultad de ingeniería: Análisis y procesamiento de señales. Núcleo problemático del programa de ingeniería de sonido: Diseño de sistemas aplicados al audio.
9. **Fuentes consultadas:** ANGULO USATEGUI, J. (1993). *Electrónica fundamental: teoría y práctica, desde la válvula hasta el circuito integrado. Volumen 3*. Bilbao: Paraninfo. RYDER, J. (1962). Válvulas de vacío. En *Electrónica: fundamentos y aplicaciones* (pp.186-252). Madrid: Aguilar Ediciones.
10. **Contenidos:** Desde la invención del transistor en 1947, las válvulas de vacío quedaron obsoletas debido a que el transistor, gracias a su pequeño tamaño, economía y versatilidad ofrecía un mejor desempeño en las múltiples aplicaciones que demandaba el campo de la electrónica. Sin embargo, el transistor nunca pudo igualar el comportamiento de las válvulas de vacío en señales de audio frecuencia, es decir, el sonido resultante de una señal de audio que es tratada por un sistema de válvulas es más apetecido que el sonido de la misma señal pasado por un sistema a base de transistores. A diario en Colombia se están formando profesionales competentes en los campos en los que este proyecto tiene relevancia, como la electrónica y sonido. Es pertinente que se pueda formar una industria de amplificadores de potencia que usen válvulas de vacío como dispositivo activo.
11. **Metodología:** Esta investigación es de tipo empírico – analítica debido a que los objetivos y la finalidad de la misma dependen directamente de la medición de los parámetros como potencia, impedancia, respuesta en frecuencia y distorsión entre otros.
12. **Conclusiones:** Se logró construir un amplificador que disipara una potencia de 6 W sobre una carga de 8 Ω y porcentaje de THD + N menor al 10%, medida para una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud y 1 kHz de frecuencia. Se logró obtener una respuesta en frecuencia para el rango comprendido entre 125 Hz y 20 kHz medida para una carga de 8 Ω , con un porcentaje de THD + N menor al 10%.

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE AMPLIFICADOR DE VÁLVULAS DE VACÍO
CLASE A

CARLOS FELIPE CAMACHO QUIROGA

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA DE SONIDO
BOGOTÁ DC
2014

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE AMPLIFICADOR DE VÁLVULAS DE VACÍO
CLASE A

CARLOS FELIPE CAMACHO QUIROGA

Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero de Sonido

Tutora:
Ing. Carol Ivonn Rodríguez, M.Sc
Ingeniera Electrónica

UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA DE SONIDO
BOGOTÁ DC
2014

CONTENIDO

Introducción	7
1. Planteamiento del problema	8
1.1. Antecedentes	8
1.2. Descripción y formulación del problema	10
1.3. Objetivos	11
1.3.1. Objetivo general	11
1.3.2. Objetivos específicos	11
1.4. Alcances y limitaciones	12
1.4.1. Alcances	12
1.4.2. Limitaciones	12
2. Metodología	12
2.1. Tipo de investigación	12
2.2. Líneas de investigación	13
2.3. Técnicas de recolección de información	13
2.4. Variables	14
2.4.1. Variables independientes	14
2.4.2. Variables dependientes	15
2.5. Hipótesis	15
3. Marco de referencia	15
3.1. Marco conceptual	15
3.1.1. Preamplificador	15
3.1.2. Amplificador de potencia	16
3.1.3. Frecuencia de operación	16
3.1.4. Ancho de banda de operación	16
3.1.5. Carga nominal	16
3.1.6. Potencia de salida	16

	5
3.1.7. Distorsión armónica total (THD)	17
3.2. Marco teórico	17
3.2.1. El triodo	17
3.2.2. El pentodo	28
3.2.3. Válvula de haz dirigido	30
3.2.4. Polarización de la rejilla de control	30
3.2.5. Amplificadores de potencia	31
3.2.6. Fuentes de voltaje	32
3.3. Marco normativo	36
3.3.1. Línea de tensión AC	37
3.3.2. Voltímetro	37
3.3.3. Medidor de distorsión armónica	37
3.3.4. Osciloscopio	37
3.3.5. Potencia de salida	38
3.3.6. Porcentaje de distorsión armónica total	38
3.3.7. Respuesta en frecuencia	38
4. Desarrollo del proyecto	38
4.1. Etapa de diseño	40
4.1.1. Etapa de potencia.	41
4.1.2. Preamplificador	49
4.1.3. Fuentes	58
4.2. Etapa de simulación	61
4.2.1. Fuentes DC	61
4.2.2. Preamplificador	63
4.2.3. Amplificador de potencia	68
4.3. Etapa de construcción	70
4.3.1. Fuentes de alimentación	71

	6
4.3.2. Preamplificador	73
4.3.3. Amplificador de potencia	74
4.3.4. Circuitos impresos	78
4.4. Etapa de medición	79
4.4.1. Ruido	81
4.4.2. Preamplificador	82
4.4.3. Potencia de salida	84
4.4.4. Respuesta en frecuencia	84
4.4.5. Impedancia de entrada	85
4.4.6. Porcentaje de distorsión armónica total más ruido (THD + N)	85
4.4.7. Especificaciones técnicas del amplificador construido	87
5. Conclusiones	88
Referencias	91
Anexo A. Especificaciones técnicas. Instrumentación	92
Anexo B. Especificaciones técnicas. Válvulas de vacío	96
Anexo C. Mediciones	98
Anexo D. Registro fotográfico	107

Introducción

Desde la invención del transistor en 1947, las válvulas de vacío quedaron opacadas y sus aplicaciones se vieron disminuidas debido a que el transistor, gracias a su pequeño tamaño, economía y versatilidad, ofrecía un mejor desempeño en las múltiples aplicaciones que demandaba el campo de la electrónica. Sin embargo, hoy en día los dispositivos aplicados al audio se continúan construyendo con tecnología de válvulas de vacío, debido a su gran preferencia en el mercado.

Han surgido innumerables debates acerca del uso de transistores y válvulas de vacío en dispositivos de audio. Los estudios subjetivos suponen que la gran mayoría de usuarios de dispositivos de audio, reconocen que aquellos con tecnología valvular brindan una mayor calidad a sus proyectos, desde el más sencillo, hasta el más ambicioso.

Los amplificadores de potencia de válvulas de vacío para instrumentos musicales son ampliamente utilizados en todo el mundo. Los artistas aseguran que un amplificador de este tipo genera un sonido más cálido y natural. Sin embargo, un buen sonido debe provenir de un equipo de alta calidad. Un amplificador de potencia de válvulas de vacío de alta calidad es difícil de construir y los costos para lograrlo son elevados.

Es de este modo, que este trabajo de investigación está dirigido principalmente a ingenieros de sonido, músicos y profesionales relacionados con el campo, que buscan, con bajo presupuesto, implementar amplificadores de potencia de válvulas de vacío en proyectos y producciones.

1. Planteamiento del problema

1.1. Antecedentes

➤ *Amplifier.*

Autor: J. Futterman.

U.S. Patent: 2'773.136

Diciembre 1956

Uno de los objetivos de este invento es el de proveer un amplificador de potencia de bajo costo que no usa transformador de salida, y es capaz de suministrar grandes cantidades de potencia sin distorsión directamente sobre una carga de baja impedancia, del orden de los 16 Ω . Asimismo, este invento pretende proveer un amplificador de potencia útil sobre el rango de frecuencias audibles, y capaz de utilizar grandes cantidades de realimentación negativa sin inestabilidad.

Este amplificador debía usar múltiples tríodos de potencia de baja impedancia conectados en paralelo para suministrar suficiente corriente directamente sobre los altavoces. Pese a ello, este amplificador tenía una transferencia de potencia pobre y poca confiabilidad. Adicionalmente, para reducir la impedancia de salida del amplificador se necesitaban grandes cantidades de realimentación negativa.

➤ *Output transformerless amplifier impedance matching apparatus.*

Autor: Berning, David W.

U.S. Patent: 5'612.646

Marzo 18, 1997

Este invento pretende proveer un amplificador que elimine el tradicional transformador de salida, que esté óptimamente acoplado a una impedancia externa, que ofrezca un mejor desarrollo en la precisión de la amplitud y de la fase en los extremos del ancho de banda.

Este amplificador de una terminal podía lograr una impedancia de salida de 1.5Ω sin usar realimentación negativa. Además, el convertidor de impedancias por conmutación, podía ofrecer una muy alta relación efectiva de 80:1 desde corriente directa (DC) hasta varios kHz. Desafortunadamente, los principios de operación de este único amplificador no se han discutido ampliamente.

➤ *Vacuum tube amplifiers using electronic DC transformers.*

Autores: Jirasereeamornkul, Kamon; Kazimierczuk, Marian K.; Poomalee, Theeraphat.

Convención AES: 129

Paper: 8228

Noviembre 2010

Este documento propone un método para sintetizar amplificadores de válvulas de vacío que usan transformadores electrónicos DC para remplazar el tradicional transformador de salida de audiofrecuencia normalmente usado en la etapa de salida del amplificador. Los amplificadores propuestos en este documento pueden lograr una respuesta en frecuencia desde la corriente directa (DC) hasta 100 kHz siempre que los transformadores electrónicos DC operen a una frecuencia de conmutación de 400 kHz y que sean utilizados con una técnica de relevos.

➤ *Universal system and output transformer for valve amplifiers*

Autor: Menno van der Veen

Convención AES: 118

Paper: 6347

Mayo 2005

Este documento plantea un dispositivo general para acoplar amplificadores de válvulas de vacío con cargas de diferente valor y etapas de salida de diferente topología. El sistema se muestra como un complejo transformador de salida cuya misión es acoplar la alta impedancia de las válvulas de vacío con la baja impedancia de los altavoces. El transformador propuesto puede ser utilizado en amplificadores terminados en una sola válvula, dos válvulas en configuración *pushpull*, y válvulas conectadas en paralelo. Sus resultados fueron discutidos y evaluados en veinte diferentes amplificadores del sistema general.

1.2. Descripción y formulación del problema

En la construcción de un amplificador de audio de válvulas de vacío para un instrumento de cuerda como lo es la guitarra, existen varias etapas: la primera consiste en la pre-amplificación de la señal. La segunda es la etapa de amplificación y la tercera es la etapa de salida del amplificador. Esta última es la más importante debido a que es el acople entre la alta impedancia de las válvulas y la baja impedancia de los altavoces. Este acople es implementado usualmente por medio de un transformador, cuya misión es disminuir el nivel de voltaje y aumentar la corriente para obtener mayor potencia sobre una carga de baja

impedancia. Este transformador no debe restringir la respuesta en frecuencia ni aumentar la distorsión del amplificador.

¿Es posible que, usando un transformador como acople de impedancias, se pueda lograr un alto rendimiento de un amplificador clase A para guitarra eléctrica en cuanto a respuesta en frecuencia y distorsión armónica?

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

Diseñar y construir un amplificador de audio clase A de válvulas de vacío usando un transformador como acople de impedancias.

1.3.2. Objetivos específicos

- Diseñar un amplificador que disipe una potencia de 5 W a 15 W sobre una carga de $8\ \Omega$ para una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud. Respuesta en frecuencia de 50 Hz a 16 kHz y distorsión armónica total (THD) menor a 10%.
- Realizar simulaciones del amplificador diseñado utilizando el software TINA.
- Construir el amplificador simulado y medir sus parámetros siguiendo la norma CEA-490-A R-2008.

1.4. Alcances y limitaciones

1.4.1. Alcances

En Colombia no existe una industria fuerte de amplificadores de audio que usen como elemento de potencia las válvulas de vacío, es por esto que los alcances de esta investigación están enfocados hacia la promoción de una industria colombiana que haga parte de un mercado en el cual los dispositivos extranjeros son los que actualmente predominan. Asimismo, el alcance de esta investigación es de carácter académico, ya que puede servir como fuente de consulta para futuros experimentos e investigaciones.

1.4.2. Limitaciones

El factor de mayor relevancia que va a limitar el desarrollo de este proyecto es la consecución de los materiales, debido a que es necesario acudir a empresas dedicadas a la importación de dispositivos y equipos electrónicos. El tiempo de arribo de estos materiales oscila entre 15 y 20 días, por consiguiente, se debe tener sumo cuidado con la manipulación de los dispositivos para no llegar a averiarlos y reiniciar el proceso de importación.

2. Metodología

2.1. Tipo de investigación

Esta investigación es de tipo empírico – analítica debido a que los objetivos y la finalidad de la misma dependen directamente de la medición de los parámetros como potencia, impedancia, respuesta en frecuencia y distorsión entre otros. El análisis de los datos

obtenidos tras las mediciones conduce a la comprobación y alcance de los objetivos de este proyecto.

2.2. Líneas de investigación

Este proyecto está orientado hacia la línea de investigación de la Universidad de San Buenaventura *Tecnologías actuales y sociedad* debido a que parte inicialmente de la utilización de nuevas tecnologías que hacen uso de sofisticados modelos de predicción y simulación para así poder satisfacer necesidades que se crean día a día en nuestra sociedad.

A su vez, este proyecto está condicionado a la línea de investigación de la facultad de ingeniería *Análisis y procesamiento de señales*, debido a que es preciso realizar mediciones que muestren el comportamiento de las señales de entrada de los diferentes sistemas que componen el presente trabajo de investigación.

Por último, esta investigación está enfocada hacia el núcleo problemático del programa de ingeniería de sonido *Diseño de dispositivos aplicados al audio* debido a que se pretende observar el comportamiento de señales analógicas audibles cuando son tratadas por determinados sistemas, haciendo uso de diferentes dispositivos electrónicos.

2.3. Técnicas de recolección de información

Para el desarrollo de este proyecto es preciso mencionar las diferentes técnicas de recolección de información y las normativas bajo las cuales se ciñen los diseños y mediciones efectuadas.

A continuación se menciona cada una de ellas:

Medición de la impedancia de salida del amplificador bajo la norma CEA-490-A R-2008.

Test Methods of Measurement for Audio Amplifiers.

Medición de la potencia de salida del amplificador bajo la norma CEA-490-A R-2008. *Test*

Methods of Measurement for Audio Amplifiers.

Medición del ancho de banda de operación del amplificador bajo la norma CEA-490-A R-

2008. *Test Methods of Measurement for Audio Amplifiers.*

Medición del porcentaje de distorsión armónica total (THD) bajo la norma CEA-490-A R-

2008. *Test Methods of Measurement for Audio Amplifiers.*

2.4. Variables

2.4.1. Variables independientes

Las variables independientes que va a determinar el desarrollo de este proyecto son las siguientes:

- Tecnología del dispositivo amplificador.
- Carga.
- Tipo de amplificación.
- Rangos de las especificaciones de diseño

2.4.2. Variables dependientes

Las siguientes son las variables dependientes de este proyecto:

- Ancho de banda de operación.
- Potencia de salida.
- Distorsión armónica total (THD).

2.5. Hipótesis

Usando un transformador como acople de impedancias en un amplificador de válvulas de vacío clase A es posible lograr un ancho de banda de operación del dispositivo de 50 Hz a 16 kHz, disipando una potencia sobre una carga de $8\ \Omega$ entre 5 W y 15 W, con una distorsión armónica total (THD) menor a 10%.

3. Marco de referencia

3.1. Marco conceptual

3.1.1. Preamplificador

“Es un dispositivo con terminales separadas de entrada y salida, cuyo propósito es proporcionar un voltaje de salida mayor que el voltaje de entrada para el rango de frecuencias audibles. Un preamplificador también puede proporcionar ecualización y otros procesos cuya función primaria es el ajuste de la respuesta en frecuencia y el nivel de la señal de salida” (Consumer Electronics Association, 2001, pág. 2).

3.1.2. Amplificador de potencia

“Es un dispositivo con terminales independientes de entrada y salida, cuyo propósito es proporcionar una mayor potencia de salida que la potencia de entrada para el rango de frecuencias audibles, usualmente interpretado de 20 Hz a 20 kHz” (CEA, 2001, pág. 1).

3.1.3. Frecuencia de operación

Es la frecuencia a la que el rendimiento de un amplificador es probado para medir características como la potencia de salida, la distorsión, entre otras. La frecuencia de operación mundialmente aceptada para probar el rendimiento de un amplificador es 1 kHz (CEA, 2001, pág. 2).

3.1.4. Ancho de banda de operación

“Es el rango normalmente designado por dos frecuencias (e.g., 20 Hz y 20 kHz), entre las cuales el rendimiento de un amplificador es probado para medir otras características como potencia de salida, distorsión, entre otras” (CEA, 2001, pág. 2).

3.1.5. Carga nominal

“Es la impedancia de carga a la cual un amplificador de potencia es probado para medir características como potencia de salida, distorsión, entre otras” (CEA, 2001, pág. 2). Normalmente $8\ \Omega$ es considerada como carga nominal.

3.1.6. Potencia de salida

“La potencia de salida en vatios de una onda sinusoidal es numéricamente igual al cuadrado del voltaje RMS medido en voltios a la salida del amplificador, dividido entre la resistencia de carga en ohmios” (CEA, 2001, pág. 4) y viene dada por la expresión:

$$P = \frac{V_{rms}^2}{Z_L} \quad (1)$$

3.1.7. Distorsión armónica total (THD)

“El porcentaje de distorsión armónica total de una onda senoidal de frecuencia f es numéricamente igual a 100 veces la razón entre la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los voltajes RMS de cada uno de los componentes armónicos individuales, y el voltaje RMS del fundamental” (CEA, 2001, pág. 3).

El porcentaje de distorsión armónica total viene dada por la expresión:

$$\% THD = \frac{\sqrt{a_2^2 + a_3^2 + a_4^2 + \dots + a_n^2}}{a_1} * 100 \quad (2)$$

3.2. Marco teórico

3.2.1. El triodo

“Es la válvula más sencilla que se usa como amplificadora” (Angulo Usategui, 1993, pág. 14). El triodo está formado por un cátodo, un ánodo y “un alambre en espiral que se denomina rejilla de control, cuya misión es la de regular la cantidad de electrones que pasan del cátodo al ánodo, función que representa el verdadero cometido de las válvulas” (Angulo Usategui, 1993, pág. 14). En la Figura 1 se encuentra el símbolo que se usa en los esquemas para este tipo de válvula.

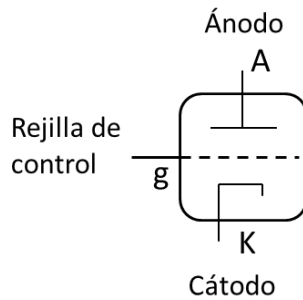


FIGURA 1. Símbolo de un triodo

Fuente: (Angulo Usategui, 1993, pág. 14)

“El funcionamiento de un triodo comienza calentando su filamento para que el cátodo pueda emitir termiónicamente electrones. Haciendo muy positiva la placa, atraerá los electrones despedidos por el cátodo y que forman la carga espacial. Como la rejilla de control está intercalada entre los dos electrodos principales de la válvula, la cantidad de electrones que pasan al ánodo será tanto menor cuanto más negativa se haga la rejilla; luego, el efecto de ésta es repeler los electrones que salen del cátodo y evitar que lleguen al ánodo” (Angulo Usategui, 1993, pág. 16).

3.2.1.1. Características gráficas

“Puesto que una válvula de vacío es, en general, un dispositivo no lineal, el medio más conveniente para expresar sus características de operación es el método gráfico. Se presentan familias de curvas que dan idea precisa del comportamiento del tubo. Éstas gráficas siempre suelen ser diagramas tensión-intensidad” (Ryder, 1962, pág. 191).

“Una de las curvas más importantes de funcionamiento del triodo es la que presenta la intensidad que llega al ánodo, según la intensidad negativa que posea la rejilla de control, con una tensión fija en la placa o ánodo. A esta curva se le llama curva característica estática de

rejilla” (Angulo Usategui, 1993, pág. 20). En la Figura 2 se presentan diferentes curvas de este tipo, correspondientes a determinadas tensiones de placa.

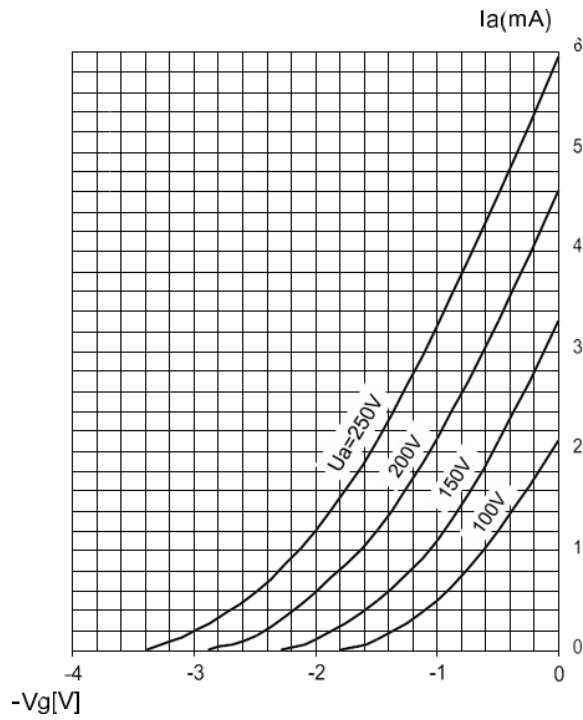


FIGURA 2. Curvas características de rejilla

Fuente: Especificaciones técnicas válvula 12AX7/ECC83S de JJ Electronics. (Ver Anexo B)

En la Figura 3 “se observa el montaje necesario para la realización de estas curvas características, debiendo conseguir mantener la tensión V_a con el potenciómetro P_2 ante las variaciones que se producirán en V_g al mover P_1 , con lo que se producirán las correspondientes variaciones de la corriente I_a ” (Angulo Usategui, 1993, pág. 21).

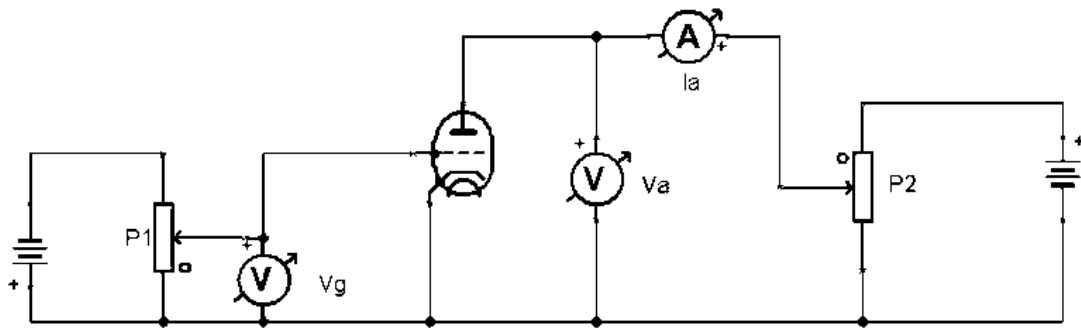


FIGURA 3. Montaje para obtener las curvas características de un triodo

Fuente: (Angulo Usategui, 1993, pág. 21)

“Si se fija el voltaje de rejilla V_g , y se van cambiando los potenciales de placa, resulta fácil dibujar la familia de curvas de la Figura 4 (...). Estas curvas se llaman características de placa. Para cierto potencial de placa, la corriente anódica puede llegar a anularse con tal que se reduzca convenientemente el potencial de reja. El potencial que ha de tener la rejilla para que se anule la intensidad de placa a un determinado potencial de ánodo se llama potencial o polarización se corte” (Ryder, 1962, pág. 192).

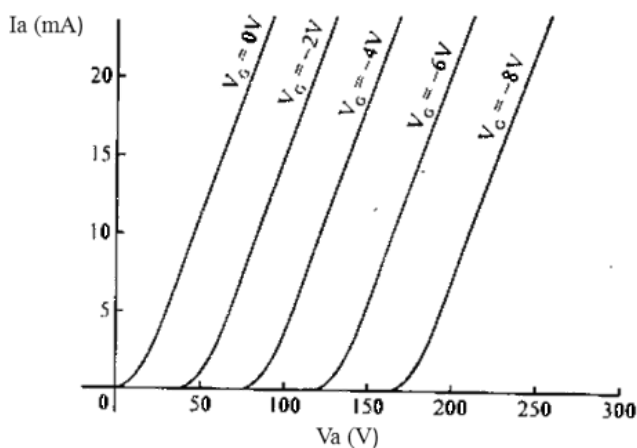


FIGURA 4. Características de potencial de placa-corriente de placa de un triodo

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 192)

“Las curvas características estáticas no sirven para conocer el comportamiento de la válvula en condiciones reales cuando se le aplica en la rejilla una señal a amplificar, pues en los dos tipos estudiados se ha mantenido invariable uno de los tres parámetros (I_a , V_a , V_g) y en realidad la variación de un parámetro supone la de los otros dos” (Angulo Usategui, 1993, pág. 33).

3.2.1.2. Coeficientes de un triodo

“Hay tres coeficientes que definen el trabajo de una válvula triodo y determinan su comportamiento en condiciones específicas. Dichos coeficientes son: factor de amplificación, μ ; pendiente o transconductancia de rejilla, S , y resistencia interna R_i , y suelen venir indicados en los manuales de las válvulas” (Angulo Usategui, 1993, pág. 28).

“El factor de amplificación μ indica cuántas veces es más efectiva la rejilla de control que la placa en su influencia sobre la intensidad que atraviesa la válvula” (Angulo Usategui, 1993, pág. 28) y se expresa de la siguiente manera:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad (3)$$

“Si la tensión anódica de un triodo sufre una variación, por ejemplo un aumento, su intensidad también varía, aumentando en este caso. La relación o cociente entre la variación de la tensión del ánodo y la sufrida por su intensidad recibe el nombre de resistencia interna, manteniendo constante la tensión de rejilla en las variaciones mencionadas” (Angulo Usategui, 1993, pág. 29).

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} (V_g = \text{constante}) \quad (4)$$

“Si la tensión de rejilla de un triodo sufre una variación (aumenta su valor negativo, por ejemplo) la intensidad anódica sufrirá otra variación que en el caso presente será una disminución. Se llama pendiente, transconductancia o conductancia mutua a la relación o cociente entre la variación de intensidad de placa y la tensión de rejilla que la provoca, manteniendo constante la polarización de placa” (Angulo Usategui, 1993, pág. 30).

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} (V_a = \text{constante}) \quad (5)$$

“La pendiente, que se representa por S, (...) se expresa en mA/V. (...) ”

Conservando en los tres parámetros analizados las mismas unidades se cumple la siguiente relación entre ellos” (Angulo Usategui, 1993, pág. 30).

$$\mu = R_i * S \quad (6)$$

3.2.1.3. Curva dinámica y punto Q

“Las curvas de la Figura 2 se han trazado sin que en el circuito externo de ánodo hubiera impedancia de carga, y se llaman características estáticas, ya que no representan el funcionamiento de la válvula en condiciones dinámicas. Estas curvas difieren del comportamiento real de la válvula debido a que en un circuito como el de la Figura 5 la tensión de alimentación del ánodo se mantiene constante, mientras que con impedancia de carga externa la tensión de placa varía. Para predecir la conducta de un triodo en un circuito práctico es preciso trazar una curva dinámica (...).

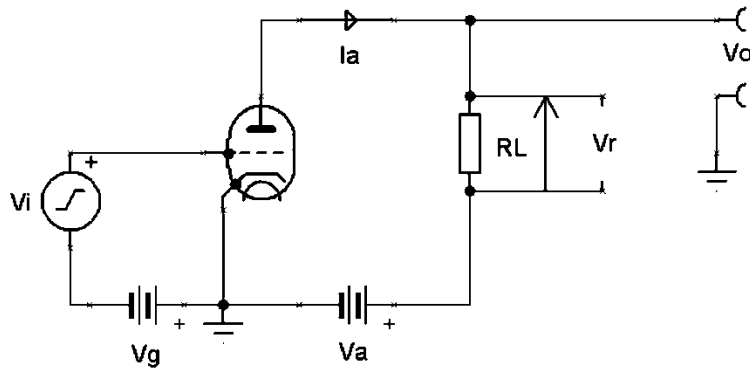


FIGURA 5. Circuito básico de un triodo como amplificador

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 190)

El uso de la característica dinámica de rejilla permite la determinación gráfica de la forma de onda de la corriente de placa si se conoce la forma de onda de entrada, tal como se presenta en la Figura 6. Esta forma de onda puede ser o no análoga a la forma de onda en la rejilla, según que la curva dinámica sea o no lineal (...).

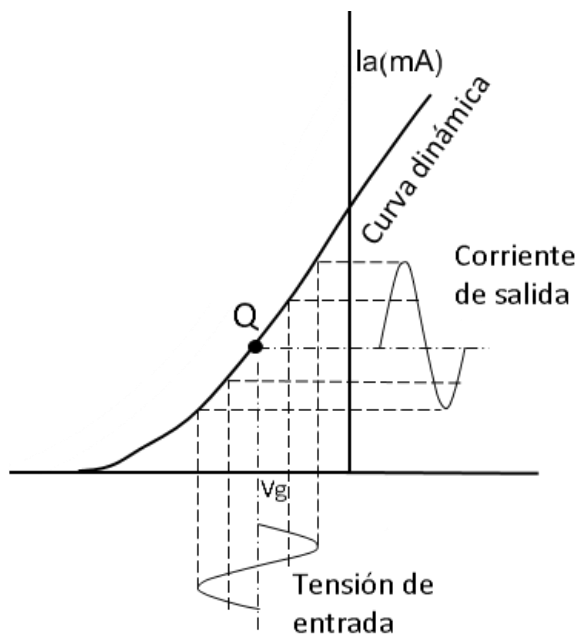


FIGURA 6. Determinación gráfica de la forma de onda de la corriente de placa a partir de la curva dinámica

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 197)

El punto Q se llama punto de funcionamiento o punto de operación, puesto que las variaciones de tensión y corriente ocurren siempre como si Q fuera el origen de referencia (...). En un amplificador simple, el punto de operación se sitúa, generalmente, en el centro de la región lineal de la característica dinámica” (Ryder, 1962, pág. 198).

3.2.1.4. La recta de carga.

En el circuito de la Figura 5 se evidencia que entre rejilla y cátodo se aplica una señal alterna V_i , la cual se suma a la polarización fija V_g . Para conocer una recta de carga de un circuito amplificador como el de la Figura 5 se debe seguir el siguiente procedimiento:

Se deben asignar dos puntos de funcionamiento para poder trazar una recta equivalente a la carga. El primer punto (A) será en el que no circule corriente por el ánodo y por ende, la caída de tensión sobre la carga propuesta será nula debido a que $V_r = I_a * R_L = 0 * R_L = 0$, por lo tanto, la tensión de ánodo, que es la de la salida, coincide con la de la batería principal (Angulo Usategui, 1993, pág. 37).

El segundo punto de funcionamiento (B) será en el que por el ánodo circule corriente, y por ende exista una caída de tensión sobre la carga propuesta. Debido a esto, la tensión que queda en la válvula será la diferencia entre la caída de tensión en la carga y la tensión que entregue la batería principal.

Estos puntos de trabajo del amplificador pueden ser representados en la gráfica de las curvas características estáticas de placa del triodo. Uniendo estos puntos se obtiene la recta de carga, que contiene todos los puntos posibles de funcionamiento del amplificador (Angulo Usategui, 1993, pág. 39). En la Figura 7 se encuentra un ejemplo de una recta de carga de $10\text{ k}\Omega$ para una tensión de placa de 200 V.

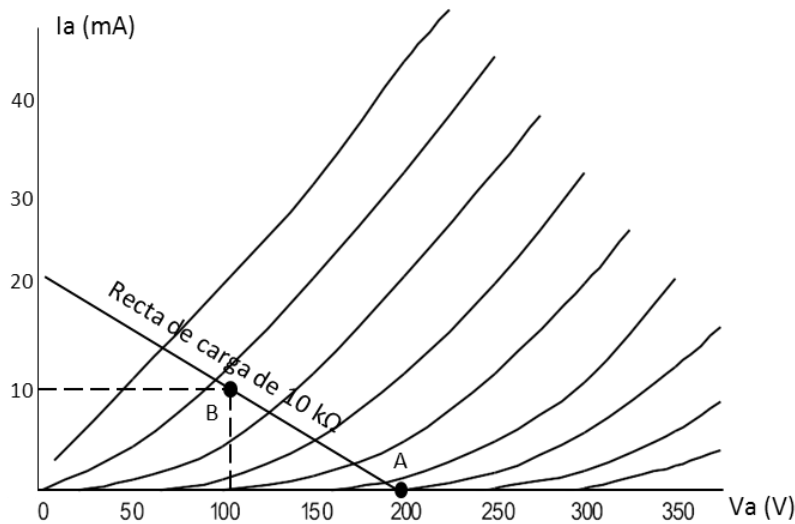


FIGURA 7. Recta de carga de 10kΩ

Fuente: (Angulo Usategui, 1993, pág. 39)

3.2.1.5. Curva de máxima potencia.

“La potencia que disipa una válvula se halla multiplicando $V_a * I_a$ y no debe sobrepasar el valor máximo recomendado por el fabricante, que se indica en los manuales de válvulas. Uniendo entre si todos los puntos en los que la potencia (...) es igual al máximo se obtiene una curva que divide la zona de trabajo en dos partes, una de las cuales se llama ‘prohibida’, porque sus puntos disipan una potencia mayor que la permitida; a dicha curva se le llama curva de máxima potencia” (Angulo Usategui, 1993, pág. 42).

Los puntos contenidos en la recta de carga de un amplificador no deben estar en la zona prohibida, de lo contrario la válvula se estropearía. Una vez dibujada la curva de máxima potencia se pueden descartar aquellas rectas de carga cuyos puntos se encuentren en la zona prohibida. Para obtener la mayor potencia posible, la recta de carga debe ser tangente a la curva de máxima potencia. En la Figura 8 se presentan dos rectas de carga con respecto a la curva de máxima potencia (Angulo Usategui, 1993, pág. 44).

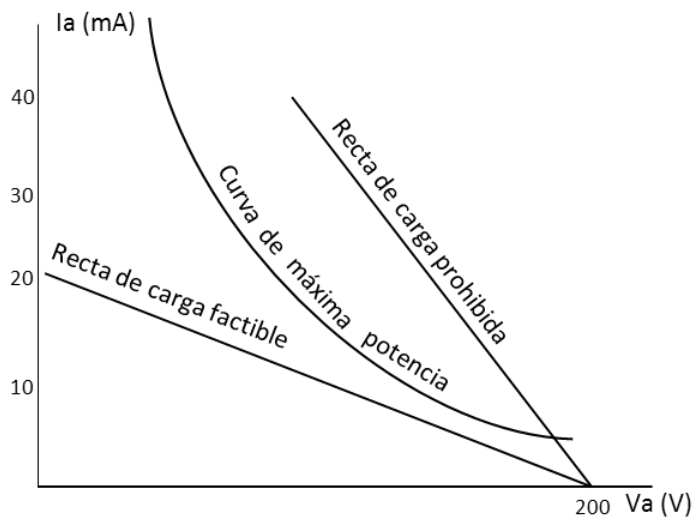


FIGURA 8. Curva de máxima potencia

Fuente: (Angulo Usategui, 1993, pág. 44)

3.2.1.6. *Ganancia de un amplificador con triodo.*

“La amplificación o ganancia se define como la relación entre la variación de la tensión de salida y la variación de la tensión de entrada correspondiente” (Ryder, 1962, pág. 206.); es decir,

$$ganancia = A = \frac{V_o}{V_i} \quad (7)$$

En un circuito amplificador con triodo, la válvula se puede reemplazar por una fuente de voltaje equivalente al producto de $\mu * V_g$. La válvula tiene asociada una resistencia interna R_i que entrega el fabricante. Dicha resistencia se conecta en serie con la fuente de voltaje y con la resistencia de carga Z_L y se obtiene el circuito equivalente de un triodo como se muestra en la Figura 9 (Angulo Usategui, 1993, pág. 44).

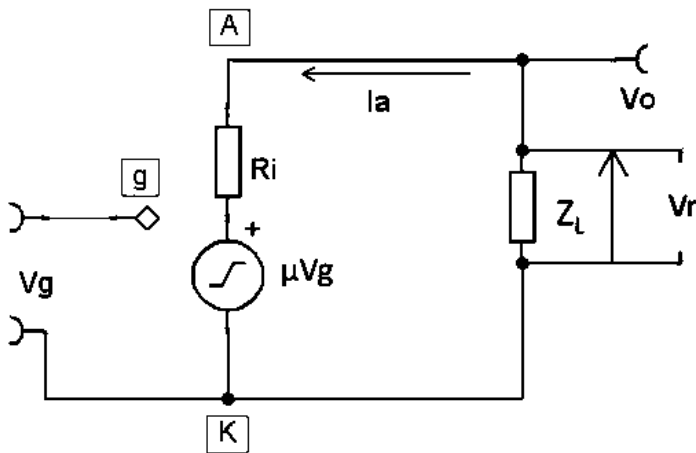


FIGURA 9. Circuito equivalente de un triodo

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 205)

De acuerdo a la ley de ohm, $V_r = V_o = -I_a * Z_L$, despejando I_a y resolviendo el divisor de voltaje para Z_L se obtiene la expresión que indica la ganancia del circuito (Ryder, 1962, pág. 206).

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\mu Z_L}{R_i + Z_L} \quad (8)$$

El signo menos en la Ecuación 8 pone en manifiesto una inversión de fase que es inherente al circuito de amplificación. El valor de Z_L puede llegar a ser lo suficientemente grande para que el valor de la ganancia se aproxime al valor de μ , pero no excederlo. En la Figura 10 se muestra la variación de la ganancia en función de la variación de la impedancia de carga para un triodo común (Ryder, 1962, pág. 207).

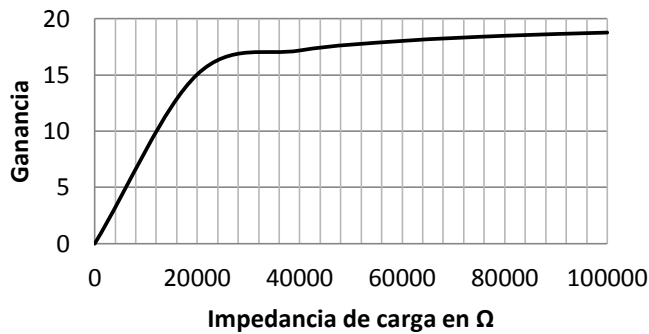


FIGURA 10. Variación de la ganancia con la resistencia de carga para $\mu=20$ y $R_i=6600 \Omega$

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 206)

3.2.2. El pentodo

Este tipo de válvula apareció en 1930, y desplazó a los primitivos triodos y tetrodos de potencia. El pentodo posee dos electrodos más que el triodo común: una rejilla de pantalla y una supresora. La rejilla supresora está situada entre la pantalla y la placa, y generalmente está conectada al cátodo (Ryder, 1962, pág. 210). “De esta forma, al producirse la emisión secundaria, los electrones que salen de la placa no pueden ser recogidos por la rejilla pantalla, pues está blindada por la reja supresora, que evita que el potencial positivo de la pantalla atraviese su posición, impidiendo que los electrones despedidos por la placa los recoja la pantalla y obligándolos a volver a la placa” (Angulo Usategui, 1993, pág. 51).

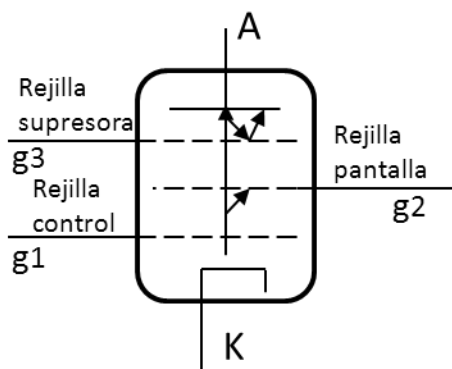


FIGURA 11. Símbolo del pentodo

Fuente: (Angulo Usategui, 1993, pág. 51)

3.2.2.1. Circuito equivalente de un pentodo.

En la región lineal de un pentodo, μ , S y R_i pueden considerarse constantes.

Si se intenta utilizar una resistencia de carga que sea grande con respecto a R_i , se necesita un valor de V_a excesivamente alto para superar la caída de tensión en la carga, ya que la resistencia tendrá que ser de unos cuantos megohmios para superar a R_i . Si se utiliza como carga un circuito resonante es difícil obtener una impedancia resonante del orden de magnitud de R_i . A causa de estas dificultades, (...) se utilizan resistencias de carga del orden de 100 a 250 k Ω . Así, pues, un tubo con una R_i mayor que 1 M Ω tendrá una función parecida a un generador de corriente constante, la cual está determinada casi por completo por la resistencia del generador y es prácticamente independiente de la impedancia de carga (...).

En el circuito equivalente como generador de corriente, R_i y Z_L están en paralelo. Si (...) es $R_i \gg Z_L$ cabe suponer que la corriente circula enteramente a través de la rama de Z_L , eliminando R_i del circuito (Ryder, 1962, pág. 212).

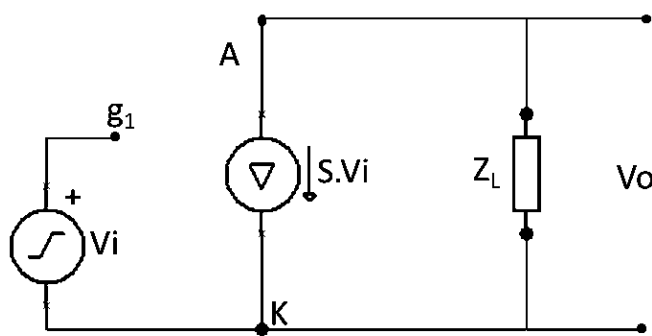


FIGURA 12. Circuito equivalente de un pentodo como generador de intensidad

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 212)

La ganancia de un pentodo viene dada por la siguiente expresión:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -S * Z_L \quad (9)$$

3.2.3. Válvula de haz dirigido

Las posibles dificultades que se presentan en un pentodo regular se reducen mediante una nueva modificación a la válvula. “El conductor de la rejilla de pantalla está arrollado helicoidalmente con el mismo paso que la rejilla de control, y en el montaje se coloca la rejilla de pantalla inmediatamente detrás de la de control, como si fuera su sombra. De esta manera, el número de electrones capturados por la pantalla se reduce considerablemente” (Ryder, 1962, pág. 213).

Las características y comportamiento de una válvula de haces dirigidos son similares a los de un pentodo, por consiguiente, el circuito equivalente más adecuado para analizarlo es como generador de corriente. La resistencia del ánodo en una válvula de este tipo es lo suficientemente alta para poder ser despreciada frente a la impedancia de carga.

3.2.4. Polarización de la rejilla de control

“Es muy conveniente poder eliminar las baterías u otras fuentes externas de polarización de reja y obtener tensiones de polarización a partir de la fuente de alimentación de placa” (Ryder, 1962, pág. 220). Colocando una resistencia R_k entre el cátodo y tierra, aparece una tensión positiva en el cátodo y hace que la rejilla de control se polarice con el signo contrario. Paralelo a esta resistencia se conecta un condensador C_k de desacoplo cuya reactancia debe ser pequeña respecto a R_k para el rango de frecuencias de interés (Ryder, 1962).

Sabiendo que la caída de tensión continua en R_k es $V_g = I_a * R_k$, su valor para un determinado voltaje de placa y conocida I_a se calcula de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$R_k = \frac{V_g}{I_a} \quad (10)$$

Para determinar la capacidad del condensador C_k se debe cumplir que su reactancia sea varias veces menor que R_k para la menor frecuencia de interés. Será suficiente que la reactancia del capacitor sea diez veces menor que la resistencia R_k (Ryder, 1962, pág. 220). La reactancia de un capacitor se calcula de acuerdo a la Ecuación 10.

$$X_{Ck} = \frac{1}{2.\pi.f.C_k} \quad (11)$$

3.2.5. Amplificadores de potencia

La etapa de un amplificador que alimenta la carga final se denomina ‘etapa de potencia o ‘de salida’, pues debe proporcionar, además de tensión, la corriente necesaria para excitar el altavoz de carga. La resistencia del altavoz debe ser de un valor bastante inferior a las utilizadas en un amplificador de tensión, con la finalidad de obtener variaciones de corriente importantes.

El acoplo entre la etapa de potencia y el altavoz de carga debe efectuarse con un transformador, que tiene dos objetivos: el primero es eliminar la componente de corriente continua, y el segundo es adoptar las impedancias entre la carga de la válvula y el altavoz. El circuito clásico de un amplificador de potencia se muestra en la Figura 13 (Angulo Usategui, 1993, pág. 87).

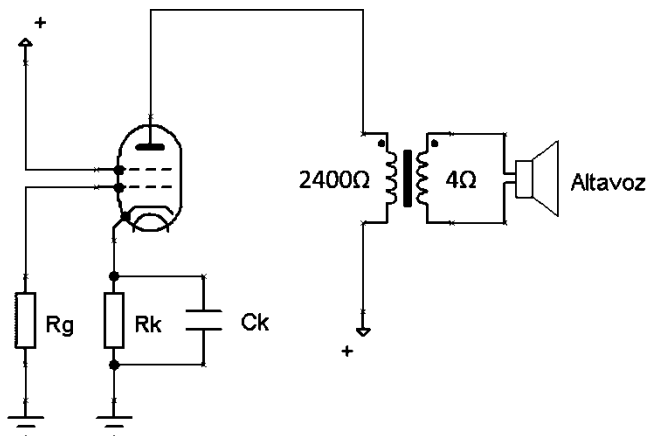


FIGURA 13. Circuito de un amplificador de potencia

Fuente: (Angulo Usategui, 1993, pág. 87)

“La relación entre la impedancia del primario y el secundario de un transformador es proporcional al cuadrado de la relación de espiras.

$$\frac{Z_{primaria}}{Z_{secundaria}} = \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad (12)$$

Siendo N_1 y N_2 el número de espiras del primario y del secundario” (Angulo Usategui, 1993, pág. 88).

3.2.6. Fuentes de voltaje

“El circuito encargado de transformar la tensión alterna senoidal proporcionada por la red de distribución en una tensión continua se denomina fuente de alimentación; la presencia de estos circuitos electrónicos que suministran la energía al resto de circuitos es prácticamente obligatoria en cualquier equipo electrónico” (Pérez Fuster & Iranzo Pontes, 2003, pág. 103).

Una fuente de alimentación estabilizada está formada por un transformador, un rectificador, un filtro y un regulador.

3.2.6.1. Transformador

“El transformador es un aparato eléctrico que por inducción electromagnética transfiere energía eléctrica de uno o más circuitos, a uno o más circuitos de la misma frecuencia, usualmente aumentando o disminuyendo los valores de tensión y corriente eléctrica. Un transformador puede recibir energía y devolverla en una tensión más elevada, en cuyo caso se le denomina transformador elevador (Pérez, 2001)”

3.2.6.2. Rectificador de onda completa

El rectificador de onda más común se consigue por medio de una red de cuatro diodos en una configuración en forma de puente; se denomina puente de diodos. En la figura 14 se muestra un puente rectificador de onda completa (Boylestad & Nashelsky, 1997, pág. 74).

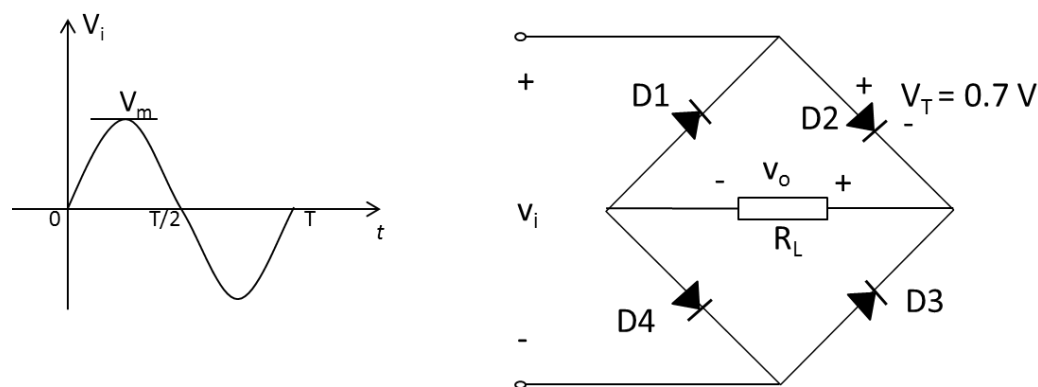


FIGURA 14. Puente rectificador de onda completa

Fuente. (Boylestad & Nashelsky, 1997, pág. 74)

El nivel de DC para un rectificador de onda completa viene dado por la siguiente expresión:

$$V_{DC} = 0.636 * V_m \quad (13)$$

Del mismo modo, el valor pico para el voltaje de salida es:

$$V_{o\max} = V_m - 2V_T \quad (14)$$

Si V_m es lo suficientemente mayor que $2V_T$, en la Ecuación 14, el valor pico para el voltaje de salida se iguala al valor pico del voltaje de entrada (Boylestad & Nashelsky, 1997, pág. 75).

3.2.6.3. Filtrado

La tensión que se obtiene de un rectificador no es realmente una tensión continua sino una tensión pulsante de polaridad única, por consiguiente, para conseguir una tensión continua se debe incluir un condensador que filtre los pulsos existentes. Dicho condensador debe conectarse en paralelo entre el punto de polaridad positiva y el punto de polaridad negativa de la salida del rectificador (Pérez Fuster & Iranzo Pontes, 2003, pág. 107).

La tensión que se logra a la salida del filtro sobre la resistencia de carga se muestra en la Figura 15.

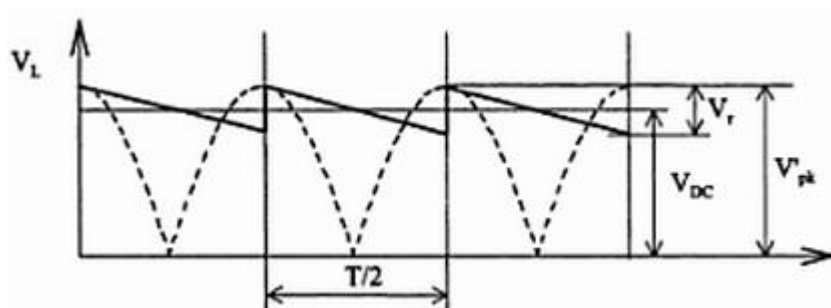


FIGURA 15. Tensión aproximada a la salida del filtro

Fuente: (Pérez Fuster & Iranzo Pontes, 2003, pág. 108)

Para calcular la tensión alterna de rizado V_r , conociendo la frecuencia f de la tensión de la red doméstica y el valor de la carga R_L , se hace uso de la siguiente ecuación:

$$V_r = \frac{V_{DC}}{2fCR_L} \quad (15)$$

De este modo, para reducir la tensión alterna de rizado, se debe aumentar el valor de la capacidad C del condensador (Pérez Fuster & Iranzo Pontes, 2003, pág. 108).

3.2.6.4. Regulador con diodo Zener

La red más simple de un regulador con diodo Zener se muestra en la Figura 16. Cuando el estado del diodo es encendido, éste se reemplaza por una fuente de voltaje de valor V_Z ; el voltaje V_L sobre la carga se iguala al voltaje Zener V_Z , puesto que están en paralelo (Boylestad & Nashelsky, 1997, pág. 90).

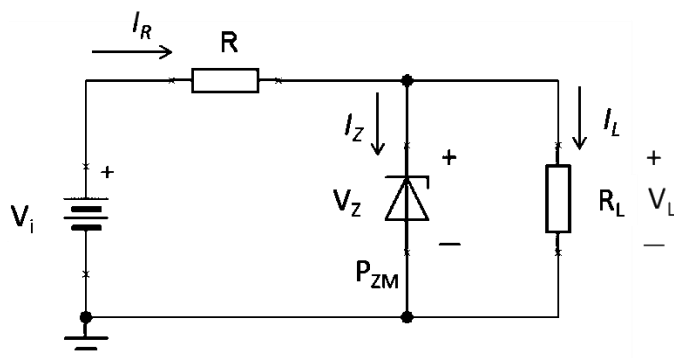


FIGURA 16. Regulador Zener básico

Fuente: (Boylestad & Nashelsky, 1997, pág. 90)

Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$I_Z = I_R - I_L \quad (16)$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \quad (17)$$

$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{V_i - V_L}{R} \quad (18)$$

$$P_Z = V_Z I_Z \quad (19)$$

La potencia P_Z disipada por el diodo debe ser menor a la potencia P_{ZM} especificada por el fabricante para el dispositivo, y viene dada por la expresión mostrada en la Ecuación 18 (Boylestad & Nashelsky, 1997, pág. 90).

3.3. Marco normativo

➤ CEA-490-A R-2008

Test Methods of Measurement for Audio Amplifiers.

Esta norma define las condiciones de prueba y procedimientos de prueba de medición para determinar las diversas características de rendimiento de amplificadores de potencia de un solo canal y multicanal, preamplificadores y amplificadores integrados que utilizan la red eléctrica como fuente de energía. Estas características de rendimiento incluyen la potencia de

salida, distorsión armónica total (THD) y la respuesta en frecuencia, entre otros. Esta norma está destinada a aplicarse a determinados dispositivos destinados a audio para el hogar y/o el uso de audio profesional. Además, esta norma está destinada a aplicarse sólo a aquellos que tienen amplificadores de potencia de salida superior a cinco vatios por canal.

Todos los procedimientos descritos en la norma CEA-490A (2001), fueron aplicados al momento de realizar las mediciones, con el fin de determinar los diferentes parámetros del amplificador. La instrumentación utilizada cumple con lo requerido por esta norma.

3.3.1. Línea de tensión AC

El amplificador se probó con una línea de tensión de 120 V RMS $\pm$ 1%, a 60 Hz $\pm$ 2%. La forma de onda del voltaje de la línea de tensión es senoidal con contenido armónico menor a 3.5% (CEA, 2001, pág. 5).

3.3.2. Voltímetro

El voltímetro posee características *True RMS* con precisión del 0.1 % de escala completa, a cualquier frecuencia de medición (CEA, 2001, pág. 6).

3.3.3. Medidor de distorsión armónica

El medidor de distorsión armónica es capaz de medir componentes armónicas con un ancho de banda de 100 kHz, con una precisión del 0.1 % de escala completa (CEA, 2001, pág. 6).

3.3.4. Osciloscopio

El osciloscopio es capaz de ilustrar la forma de onda de una señal de entrada que puede ir desde la corriente directa, hasta los 400 MHz con una precisión del 1% (CEA, 2001, pág. 7).

3.3.5. Potencia de salida

La potencia de salida del amplificador debe ser la mínima potencia en vatios de una onda senoidal, sobre una carga de $8\ \Omega$ a 1 kHz de frecuencia, con distorsión armónica menor a la de interés. La señal de entrada debe ser suministrada al sistema por un tiempo no menor a cinco minutos (CEA, 2001, pág. 7).

3.3.6. Porcentaje de distorsión armónica total

El porcentaje de distorsión armónica del amplificador, debe especificarse con el mayor porcentaje obtenido sobre la carga nominal, a cualquier frecuencia del ancho de banda especificado (CEA, 2001, pág. 8).

3.3.7. Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia del dispositivo se especifica mediante una gráfica que muestre las variaciones del nivel de salida del amplificador, expresadas en decibelios, sobre el ancho de banda especificado. La gráfica presenta las variaciones por década de igual longitud en frecuencia y variaciones de 30 dB en la salida (CEA, 2001, pág. 13).

4. Desarrollo del proyecto

Para el desarrollo de este proyecto se identificaron de modo evidente cuatro etapas importantes: la etapa de diseño, la etapa de simulación, la etapa de construcción y la etapa de medición. La apropiada ejecución de cada una de estas etapas fue fundamental para alcanzar y superar los objetivos trazados.

En la etapa de diseño del amplificador se debe tener cuenta el tipo de amplificación, la potencia de salida, la impedancia de salida, la señal de entrada, y las válvulas disponibles.

La etapa de diseño incluye la etapa de pre-amplificación, la etapa de potencia y las fuentes DC que van a ser utilizadas para la alimentación del sistema.

Una vez diseñado el amplificador se procede a simular el circuito electrónico en el *software TINA*, el cual fue seleccionado para este proyecto debido a que, además de su fácil accesibilidad, posee modelos considerablemente aproximados de las válvulas de vacío utilizadas en este proyecto. En esta simulación se visualiza y pone a prueba el circuito diseñado. Con la simulación se realizan los ajustes adecuados para optimizar el circuito y preparar la etapa de construcción.

Después de la simulación se procede a ejecutar la etapa de construcción que es la más importante y definitiva. Los dispositivos utilizados deben ser de buena calidad y la manipulación se debe hacer con sumo cuidado debido a los altos voltajes que se manejan.

Luego de construir el amplificador, se realiza la medición de los parámetros siguiendo los protocolos establecido en la norma CEA-490A (2001). Esta etapa consiste en medir, con la instrumentación apropiada, los principales y pertinentes parámetros del amplificador construido. Esta etapa es determinante ya que los datos arrojados por la medición resultan concluyentes a la hora de verificar si el dispositivo construido es capaz de desempeñar su propósito de amplificar la señal proveniente de una guitarra eléctrica.

4.1. Etapa de diseño

La etapa de diseño en cualquier dispositivo electrónico es muy importante debido a que provee una visión general del proyecto y arroja posibles resultados, reduce los riesgos, la improvisación y las complicaciones que surgen en las etapas posteriores como la simulación y construcción.

La etapa de diseño empieza identificando las diferentes variables que se tienen para el desarrollo del proyecto, y a su vez, asociándolas en diferentes grupos con el fin de sintetizar el proyecto y ejecutarlo por fases.

A continuación se enumeran las diferentes variables del proyecto:

- a. Tipo de amplificación.
- b. Potencia del amplificador.
- c. Tipo de señal de entrada.
- d. Amplitud de la señal de entrada.
- e. Impedancia de Carga.
- f. Distorsión armónica total.

En general, se buscó diseñar un amplificador de válvulas de vacío clase A que disipe una potencia entre 5 W y 15 W sobre una carga de $8\ \Omega$ acoplada por medio de un transformador. El ancho de banda se estableció desde 50 Hz hasta 16 kHz, de modo que su desempeño a la hora de amplificar la señal de una guitarra eléctrica, sea el adecuado, y no restrinja la respuesta en frecuencia del instrumento. La señal de entrada es una onda sinusoidal de 1 kHz

y 200mV de amplitud y la distorsión armónica total de la señal resultante debe ser menor a 10%.

4.1.1. Etapa de potencia.

El diseño del dispositivo empieza eligiendo la correcta válvula de potencia para la etapa de salida del amplificador. Es necesario tener en cuenta la potencia que disipará el amplificador, la resistencia de carga y el transformador de salida.

Sabiendo que el amplificador debe disipar una potencia entre 5 W y 15 W sobre una carga de 8Ω con una distorsión armónica total menor al 10%, la válvula elegida para desarrollar la etapa de potencia es un pentodo de haces dirigidos (beam pentode) KT88. En la Tabla 1 están las características de operación típica de la válvula según su fabricante.

TABLA 1

Especificaciones técnicas de la válvula KT88

Operación típica para amplificador clase A		
	Esquema de triodo	Esquema de tetrodo
Filamento	6.3 V	6.3 V
Resistencia interna	670 Ω	12 k Ω
Transconductancia	12 mA/V	11.5 mA/V
Voltaje de placa	250 V	400 V
Voltaje rejilla pantalla	250 V	225 V
Polarización rejilla de control	-14 V	-16.5 V
Amplitud de señal de entrada	14 V	16.5 V
Corriente de placa	140 mA	87 mA
Corriente rejilla pantalla	12 mA	4 mA
Resistencia de carga	1.5 k Ω	3.0 k Ω
Distorsiones totales	7%	14%
Potencia de salida	12.5 W	20 W

Valores límite		
Filamento	6.9 V	6.9 V
Voltaje de placa	440 V	800 V
Voltaje rejilla pantalla	-	440 V
Polarización rejilla de control	-300 V	-300 V
Disipación en placa	44 W	44W
Disipación en pantalla	6.6 W	6.6 W
Corriente de cátodo	192.5 mA	230 mA
Corriente de placa	190 mA	190 mA

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

Los valores límite de la válvula KT88 son considerablemente superiores a los de otras válvulas de su mismo tipo, y por consiguiente es la que puede llegar a disipar la mayor potencia en amplificadores clase A con menor distorsión.

En la Tabla 2, se muestran las especificaciones técnicas de la válvula 6L6GC. Esta válvula, al igual que la KT88, es un pentodo de haces dirigidos, y es ampliamente utilizada en amplificadores para guitarras eléctricas.

TABLA 2

Especificaciones técnicas de la válvula 6L6GC

Filamento	
V_f	6.3 V
I_f	Ca 0.9 A
Características típicas	
V_a	250 V
V_{g1}	250 V
V_{g2}	-14 V
I_a	72 mA
I_{g2}	5 mA/V
R_a	22.5 k Ω
Potencia de salida	6.5 W

Valores límite	
V_a	500 V
V_{g2}	450 V
W_a	30 W

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

Se puede apreciar que el rendimiento en cuanto a potencia de salida es bajo en comparación con la válvula KT88. Los valores límite de la válvula 6L6GC son considerablemente menores y por tanto, usando la válvula KT88, es posible obtener una potencia de salida mayor.

Las características físicas de la válvula KT88 se describen en la Figura 17.

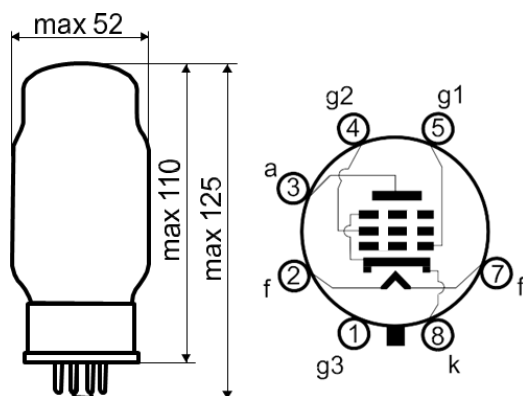


FIGURA 17. Características físicas y diagrama de conexión de la válvula KT88

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

Siguiendo las recomendaciones del fabricante para amplificadores en clase A y usando la válvula en su esquema de tetrodo, se puede lograr que el amplificador disipe una potencia de 20 W, con porcentaje de distorsiones totales del 14 %. Cabe aclarar que la distorsión que especifica el fabricante se presenta para una operación típica de la válvula, esto quiere decir que se puede presentar un porcentaje de distorsión mayor. El circuito usado para la etapa de salida se muestra en la Figura 18.

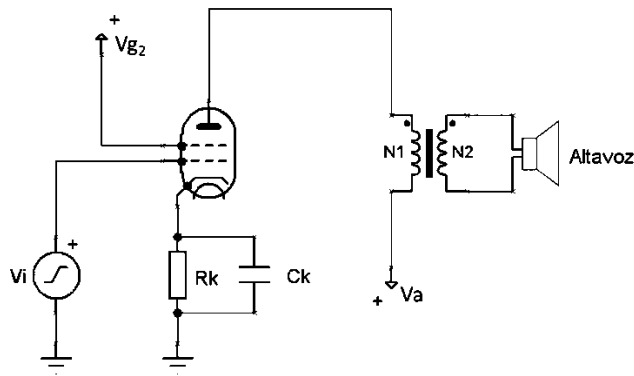


FIGURA 18. Etapa de potencia del amplificador

Con el fin de obtener una mayor potencia a la salida del amplificador y disminuir la distorsión que determina el fabricante, el voltaje de placa se estableció en 450 V y la rejilla de control se alimentará con una señal senoidal de 20 V de amplitud, proveniente de la etapa de pre-amplificación. Para determinar los valores de V_{g2} y la carga del primario del transformador, fue necesario analizar la curva de máxima potencia en la gráfica de las curvas características de placa de la válvula KT88. En la Figura 19 se encuentra dicha gráfica.

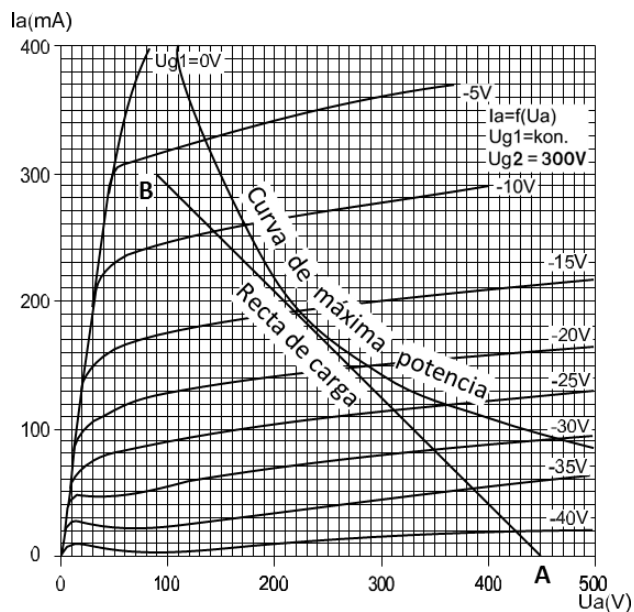


FIGURA 19. Curvas características de placa de la válvula KT88

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

La gráfica mostrada en la figura 19 indica la corriente de placa I_a como función del voltaje de placa V_a , conociendo la amplitud de la señal de entrada y estableciendo el voltaje de la rejilla pantalla V_{g2} en 300 V.

La recta de carga se estableció siguiendo el procedimiento descrito en el numeral 3.2.1.4. Angulo Usategui (1993) afirma que para obtener la máxima potencia de una válvula de vacío, la recta de carga debe ser tangente a la curva de máxima potencia. El primer punto de trabajo se estableció en A(450,0). El segundo punto se estableció en B(90,300). Por consiguiente la caída de tensión en la resistencia de carga será: $V_r = 450 - 90 = 360 \text{ V}$. De acuerdo a esto, la resistencia de carga que se le debe asignar al primario del transformador de salida es: $Z_{primaria} = 360 \text{ V} / 300 \text{ mA} = 1200 \Omega$.

Para determinar la ganancia del amplificador sobre el primario del transformador, se hace uso del circuito equivalente mostrado en la Figura 12. Dada la transconductancia (Tabla 1) y la impedancia del primario, se resuelve la Ecuación 8 para estos valores: $A = -S * Z_L = -11.5 \text{ mA/V} * 1200 \Omega = -13.8$. Luego la amplitud de la señal en el primario del transformador será: $V_p = A * V_i = -13.8 * 20 \text{ V} = -276 \text{ V}$. Se sabe que el signo indica la inversión de fase, inherente a la etapa de amplificación.

Debido a que la amplitud de la señal de entrada se estableció en 20 V, el voltaje V_g de polarización de la rejilla de control deberá ser -20 V. Esta polarización se realiza automáticamente por cátodo, haciendo uso de la resistencia R_k y el condensador C_k .

Conociendo los voltajes de placa y rejilla pantalla, la caída de tensión en R_k es: $V_g = I_a R_k$.

Luego la corriente que pasa por cátodo para el voltaje de placa y rejilla pantalla dados será de 160 mA (Ver Figura 19). Por consiguiente, el valor de la resistencia R_k que debe conectarse de cátodo a tierra es: $R_k = V_g/I_a = 20\text{ V}/160\text{ mA} = 125\ \Omega$. Para calcular la potencia que disipará esta resistencia se hace uso de la Ecuación 1. $P_{Rk} = 20^2/125 = 3.2\text{ W}$.

“La capacidad precisa para C_k se determina de forma que satisfaga la condición $X_{Ck} \ll R_k$ para la menor frecuencia que interese. Si la desigualdad se verifica para esta frecuencia, también será válida (...) para cualquier frecuencia superior. A menudo es suficiente que $X_{Ck} \leq R_k/10$ ” (Ryder, 1962, pág. 220). La menor frecuencia de interés es 50 Hz, por consiguiente, al despejar C_k de la Ecuación 10 se obtiene que su valor puede ser de 300 μF o mayor. El voltaje que deberá soportar C_k debe ser superior a 20 V.

El transformador de salida implementado es un sistema universal que logra incorporar diferentes impedancias en el primario y en el secundario. El esquema del transformador se muestra en la Figura 20 y las especificaciones técnicas se muestran en la Tabla 3.

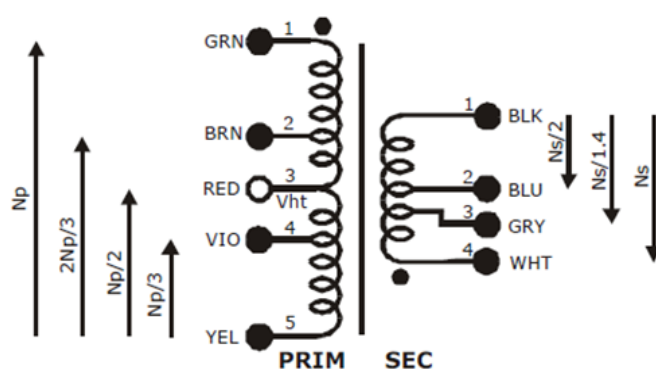


FIGURA 20. Transformador de salida universal.

Fuente: (Van der Venn, 2005)

TABLA 3

Especificaciones técnicas del transformador de salida

VDV–GIT80	
N_P/N_S	22.4
$L_{P,MAX}$	900 H
R_{ip}	210 Ω
$R_{is} (N_S/2)$	0.13 Ω
$R_{is} (N_S/1.4)$	0.23 Ω
$R_{is} (N_S)$	0.47 Ω
VDV–GIT80	
L_{SP}	20 mH
C_{iP}	800 pF
P @ 40 Hz	80 W

Fuente: (Van der Venn, 2005, pág. 5)

Se estableció previamente que la impedancia de carga del primario del transformador debe ser no menor a 1200 Ω , por consiguiente se debe conectar entre los terminales 1-3 del secundario del transformador, una carga de 8 Ω para crear una impedancia de carga en el primario de 2000 Ω (Van der Venn, 2005, pág. 7). En la tabla 4 se muestra el rango de impedancias que se pueden manejar con este transformador para amplificadores en clase A.

TABLA 4

Aplicación en amplificadores clase A

$Z_p (\Omega)$ 1->3	$Z_s (\Omega)$ 1->2	$Z_s (\Omega)$ 1->3	$Z_s (\Omega)$ 1->4
1000	2	4	8
1500	3	6	9
2000	4	8	16
2500	5	10	20
3000	6	12	24
3500	7	14	28
4000	8	16	32

Fuente: (Van der Venn, 2005, pág. 5)

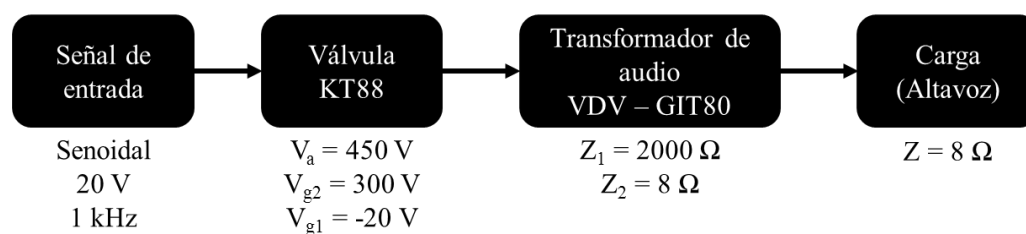
Con este transformador se amplía la cobertura de la impedancia de salida del amplificador, puesto que se pueden acoplar cargas desde 3 Ω hasta 32 Ω .

Con una resistencia de carga en el primario de 2000 Ω y habiendo establecido la amplitud de la señal de salida, usando la Ecuación 1, se estima una disipación de potencia sobre el primario del transformador de 13 W aproximadamente. Con esto queda finalizado el diseño de la etapa de potencia del amplificador. En la Tabla 5 se encuentra un resumen detallado de los dispositivos necesarios para desarrollar la etapa de potencia y en la Figura 21 se visualiza un diagrama de flujo de señal del amplificador.

TABLA 5

Resumen del diseño de la etapa de potencia del amplificador

Etapa de potencia		
V_f	6.3 V	Voltaje AC o DC necesario para el filamento
V_i	20 V	Señal senoidal de 1 kHz y 20 V de amplitud
V_{g2}	300 V	Fuente de 300 VDC
V_a	450 V	Fuente de 450 VDC
Válvula	KT88	Pentodo de haces dirigidos
TF	VDV-GIT80	Transformador de salida 80 W
R_k	136 Ω	Resistencia de 5 W
C_k	330 μ F	Condensador de 25 V

**FIGURA 21. Diagrama de flujo de señal del amplificador de potencia**

4.1.2. Preamplificador

La señal de entrada del amplificador es una onda sinusoidal de 200 mV de amplitud y una frecuencia de 1 kHz, y es necesaria una señal de 20 V aproximadamente para alimentar la rejilla de control de la válvula de potencia.

Se necesitará entonces un amplificador de voltaje que suministre esa señal con la menor distorsión posible.

La válvula elegida para ser implementada en el preamplificador es un tríodo de referencia 12AX7 por ser ampliamente utilizada en la industria de amplificadores valvulares. En la Tabla 6 se encuentran las especificaciones eléctricas para el funcionamiento de esta válvula.

TABLA 6

Especificaciones técnicas de la válvula 12AX7

Filamento	
V_f	6.3/12.6 V
I_f	ca.300/150 mA
Características típicas	
V_a	250 V
V_g	-2 V
I_a	1.2 mA
S	1.6 mA/V
R_i	62.5 k Ω
μ	100
Valores límite	
V_a	300 V
W_a	1 W
I_k	8 mA
V_g	-50 V
R_g	2.2 M Ω

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

Esta válvula tiene la particularidad de contener dos tríodos ensamblados en una sola carcasa. Sus características físicas se describen en la Figura 22. En caso de usar un solo tríodo, el filamento necesita 6.3 V AC o DC con una corriente de 300 mA. En este caso el pin 9 debe estar siempre conectado y se debe elegir entre el pin 4 o 5 según el tríodo que se desee usar. Para usar los dos tríodos simultáneamente, se debe conectar un voltaje de 12.6 V AC o DC con una corriente de 150 mA, y en este caso, el pin 9 queda sin uso.

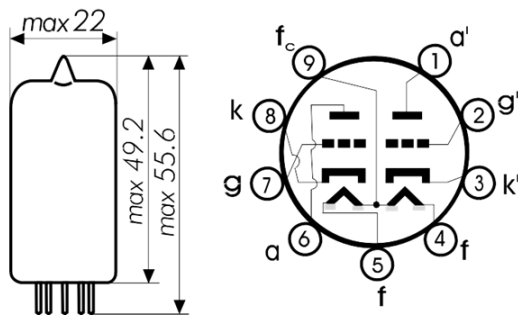


FIGURA 22. Características físicas y diagrama de conexión de la válvula 12AX7

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

La Figura 23 muestra las características de rejilla y placa de la válvula 12AX7 para una operación de la válvula sin impedancia de carga.

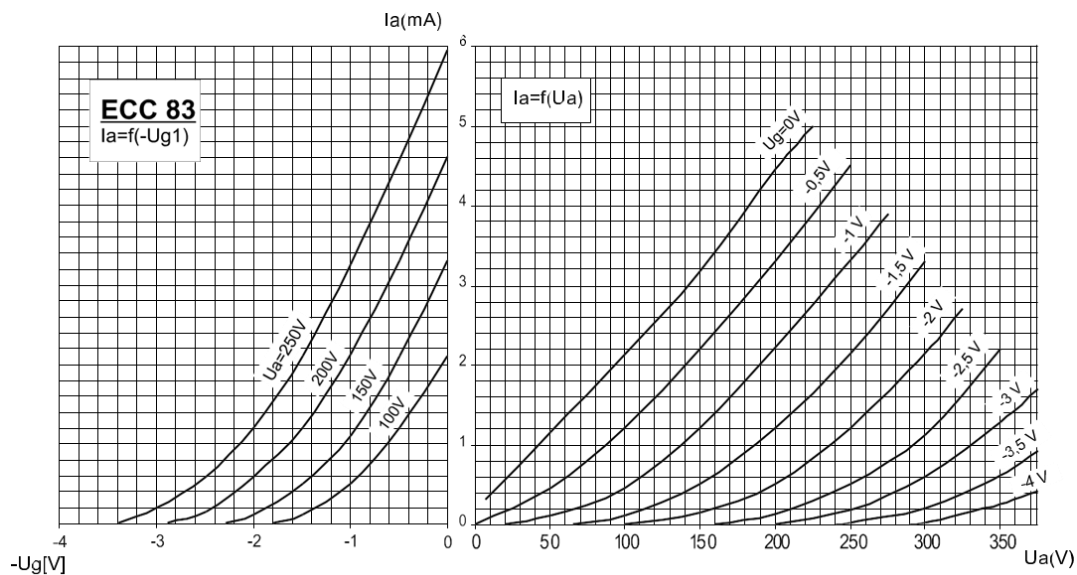


FIGURA 23. Curvas características de la válvula 12AX7

Fuente: Especificaciones técnicas (Ver Anexo B)

Debido a que el preamplificador debe entregar una señal de 20 V de amplitud, una sola etapa no es suficiente para alcanzar este objetivo. Es necesario entonces desarrollar el preamplificador en dos etapas. La primera etapa recibe la señal de entrada de 200 mV de amplitud y la salida es una señal de 1 V de amplitud aproximadamente. No es recomendable

que la primera etapa amplifique más que lo descrito anteriormente, de modo que la válvula de la segunda etapa, trabaje en la zona lineal y no se presenten distorsiones indeseables.

La segunda etapa recibirá la señal de 1 V y la amplificará hasta los 20 V necesarios para la etapa de potencia.

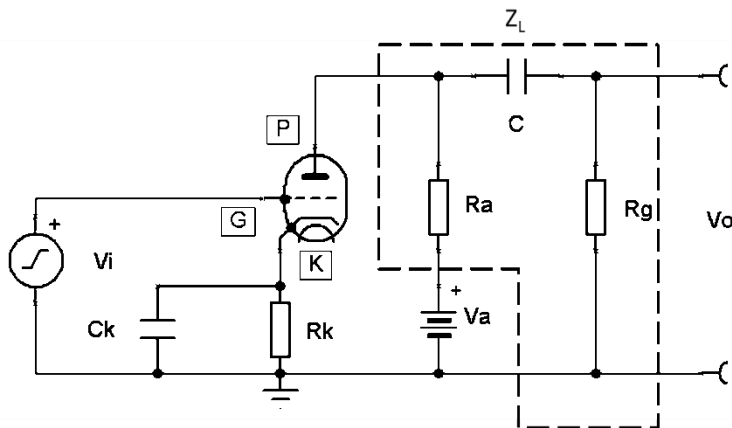


FIGURA 24. Circuito que generalmente forma la carga de un amplificador

Fuente: (Ryder, 1962, pág. 200)

En la Figura 24 se encuentra el circuito amplificador que se implementó en las dos etapas del preamplificador descrito. La sección demarcada, que determina la impedancia de carga Z_L , se denomina acoplamiento RC. Este acoplamiento consiste en una resistencia de carga (R_a) y un condensador (C) que bloquee la alta tensión continua. La resistencia R_g se denomina resistencia de escape de rejilla y debe ser lo bastante alta para que el paralelo resultante entre ésta y R_a se aproxime a R_a . Normalmente, el valor de R_g suele estar comprendido entre 250 k Ω y 1 M Ω (Ryder, 1962, págs. 218-219).

Haciendo uso de la ecuación 7 y reemplazando los voltajes de entrada y salida, determinados para esta primera etapa, la ganancia o amplificación A necesaria es de 5.

En la tabla de especificaciones del fabricante de la válvula (Tabla 5) se menciona el valor de $R_i = 62.5 \text{ k}\Omega$ y $\mu = 100$. Despejando Z_L en la Ecuación 8 y reemplazando los valores, se obtiene un valor de Z_L igual a $2.98 \text{ k}\Omega$.

De acuerdo con Ryder (1962), R_a se igualó al valor obtenido para Z_L y el valor de R_g se estableció en $150 \text{ k}\Omega$ con el fin de que el paralelo resultante se aproxime a R_a . Si la frecuencia de operación es baja, la reactancia del condensador de acoplo será elevada. Esto implica que parte de la componente alterna que se pretende amplificar queda en el condensador, por consiguiente, la capacidad del condensador debe ser elevada con el fin de que su reactancia sea despreciable para la menor frecuencia de interés del amplificador (Angulo Usategui, 1993, pág. 78). Al ser un circuito RC, la capacidad del condensador no puede ser muy elevada tampoco, debido a que este tipo de circuitos tiene asociado un tiempo τ . Esto quiere decir que si se emplea un condensador con una capacidad muy elevada, el tiempo que necesitará el circuito para estabilizarse será mayor, por consiguiente el valor de condensador debe ser el óptimo. De acuerdo con esto, para un valor de capacidad del condensador de acoplo de $10 \text{ }\mu\text{F}$, la reactancia para una frecuencia de 50 Hz es de $318 \text{ }\Omega$, la cual es pequeña frente a la resistencia de carga. Cabe aclarar que el voltaje especificado para este condensador es de 250 V debido al voltaje de placa.

Siguiendo las recomendaciones del fabricante, se determinó un voltaje de placa constante igual a 250 V y voltaje de polarización de rejilla de control V_g igual a -1 V . Se prosigue a determinar el punto de operación Q, en donde se puede suponer una respuesta lineal de la válvula. Para conseguir esto, es preciso remitirse a la gráfica de las características de rejilla de la válvula.

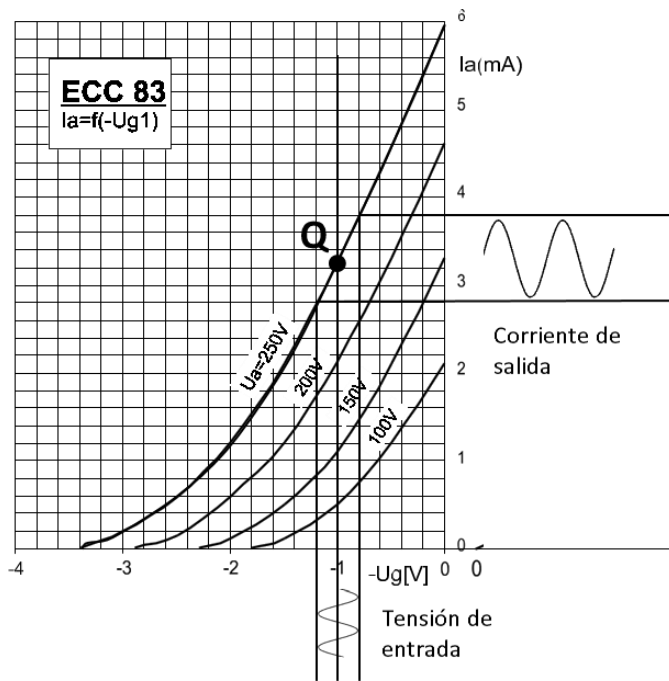


FIGURA 25. Determinación gráfica de la forma de onda de la corriente de placa

Con lo anterior se puede determinar que, debido a que la zona de trabajo de la válvula puede considerarse lineal, la forma de onda resultante es análoga a la forma de onda aplicada en la rejilla de control. Cabe aclarar que este comportamiento se puede predecir de esta manera siempre y cuando los valores V_g y V_a permanezcan constantes. Si alguno de los dos cambia de valor, será necesario dibujar una nueva curva dinámica.

Para determinar los valores de C_k y R_k se sigue el mismo procedimiento que se presentó en la etapa de potencia para obtener los valores de la resistencia y el condensador necesarios para la polarización automática de la rejilla de control.

Se estableció previamente que el valor ideal de V_g para que la válvula trabaje en su zona lineal es -1 V. Como la polarización se realiza por cátodo, el signo negativo se cancela ya que lo que se desea es polarizar positivamente el cátodo para que la rejilla de control se polarice con el signo contrario.

Para un voltaje de placa V_a igual a 250 V, la corriente I_a que pasa por el cátodo es igual a 3.2 mA (ver Figura 23). Por consiguiente, $R_k = V_g/I_a = -1V/3.2 \text{ mA} = 312.5 \Omega$. La potencia que disipa esta resistencia es del orden de los milivatios.

El valor de C_k es el mismo que se determinó para la etapa de potencia puesto que se calcula con los mismos valores. Anteriormente se estableció en 330 μF . El voltaje que debe soportar este condensador debe ser superior a 1 V. Con esto queda finalizado el diseño de la primera etapa del preamplificador.

La segunda etapa se diseña del mismo modo en que se diseñó la primera etapa, pero con valores de entrada y salida diferentes.

La señal de entrada de la segunda etapa es una onda sinusoidal de 1 V de amplitud y la señal de salida requerida es de 20 V aproximadamente, por consiguiente, la amplificación A requerida es igual a 20.

Reemplazando en la Ecuación 8 con $R_i = 62.5 \text{ k}\Omega$ y $\mu = 100$, la impedancia de salida es $Z_L = 10.4 \text{ k}\Omega$. De acuerdo con esto, $R_a = 10.4 \text{ k}\Omega$ y $R_g = 150 \text{ k}\Omega$.

Conservando los mismos valores de voltaje de rejilla y voltaje de placa, el punto de operación Q se conserva y la forma de onda resultante para la corriente de placa sería la indicada en la Figura 26.

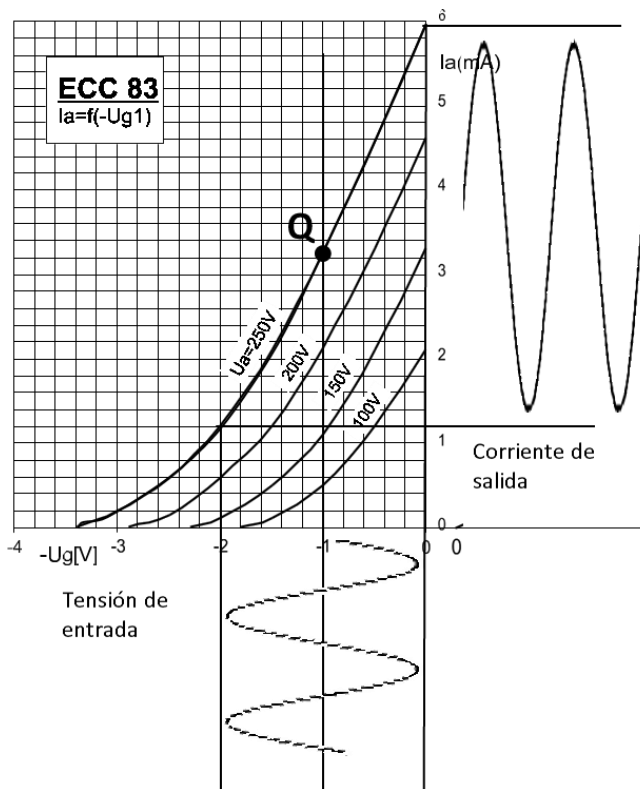


FIGURA 26. Determinación gráfica de la forma de onda de la corriente de placa para una señal de entrada de 1 V.

Debido a que se desea mantener el punto de operación Q , los valores de C_k y R_k son iguales a los que se determinaron en la etapa 1. Para fines prácticos, todos los valores de resistencia y capacidad se aproximaron al valor comercial más cercano. En la Figura 27 se presenta el esquema del preamplificador diseñado.

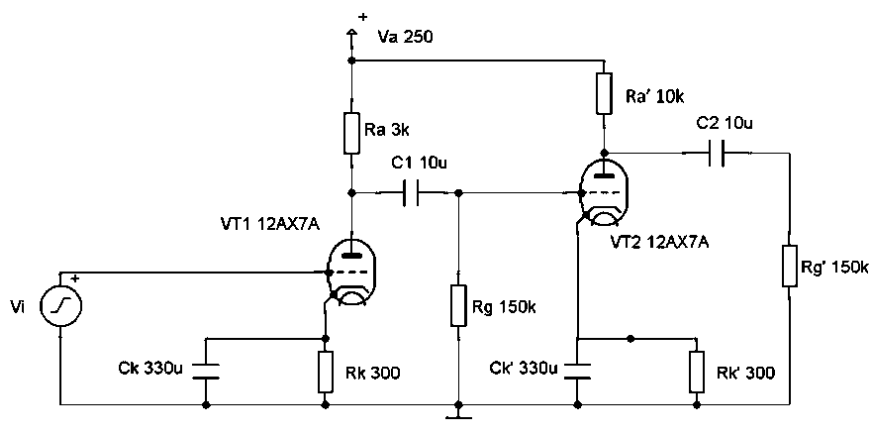


FIGURA 27. Esquema del preamplificador diseñado

La potencia disipada en cada uno de los dispositivos es del orden de milivatios. En la Tabla 7 se encuentra un resumen detallado de los dispositivos necesarios para desarrollar el preamplificador.

TABLA 7

Resumen del diseño del preamplificador

Preamplificador		
V_f	12.6 V	Voltaje AC o DC necesario para el filamento
V_i	200 mV	Señal senoidal de 1 kHz y 200 mV de amplitud
V_a	250 V	Fuente de 250 VDC
VT1, VT2	12AX7	Doble triodo
R_a	3 kΩ	Resistencia de ¼ W
R_a'	10 kΩ	Resistencia de ¼ W
R_g, R_g'	150 kΩ	Resistencia de ¼ W
R_k, R_k'	300 Ω	Resistencia de ¼ W
C_k, C_k'	330 μF	Condensador de 1 V
C1, C2	10 μF	Condensador de 250 V

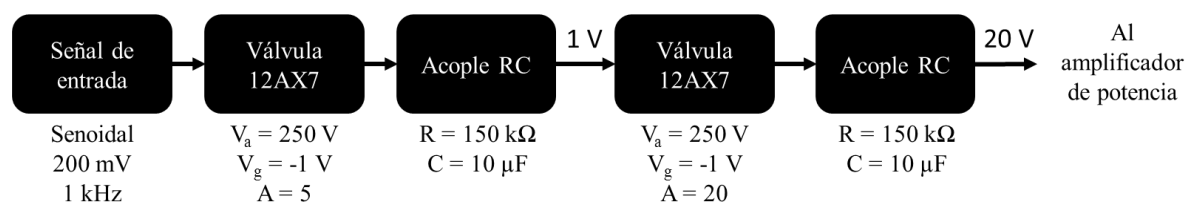


FIGURA 28. Diagrama de flujo de señal del preamplificador

Para el correcto funcionamiento de este preamplificador se debe tener una fuente de alimentación DC que proporcione 250 V para la placa de las válvulas preamplificadoras y una de 450 V que alimente la placa de la válvula de potencia.

4.1.3. Fuentes

De acuerdo con lo diseñado en la etapa de potencia y en el preamplificador, son necesarias 4 fuentes diferentes. El filamento de las válvulas del preamplificador opera correctamente con un voltaje AC o DC de 12.6 V a 150 mA. El filamento del pentodo de potencia opera con un voltaje de 6.3 V AC o DC a 1.6 A. Con el fin de evitar las etapas de rectificación, filtrado y estabilización, para el filamento de las válvulas se emplea voltaje AC que entrega directamente el transformador. Es necesaria una tercera fuente correspondiente al voltaje de placa de las válvulas del preamplificador que, según el fabricante y lo diseñado, son necesarios 250 VDC a 1.2 mA. Debido a que son dos válvulas, la corriente que debe entregar el transformador se debe duplicar, es decir, la corriente se establece en 2.4 mA. En el diseño de la etapa de potencia, siguiendo las recomendaciones del fabricante, el voltaje de la rejilla pantalla del pentodo se estableció en 300 V. Pese a esto, el voltaje se modificó y se redujo a 250 V con el fin de aprovechar la fuente para las válvulas del preamplificador. La corriente de operación de la rejilla pantalla de la válvula de potencia es de 4 mA. Por consiguiente, la corriente mínima que debe entregar el transformador para la fuente de 250 V es de 4.4 mA. Finalmente, la placa del pentodo de potencia se alimenta con 450 V a 84 mA según su fabricante.

De acuerdo a lo anterior, las fuentes de 250 V y 450 V, son la únicas que tienen etapa de rectificación, filtrado y estabilización.

El diseño del regulador de las fuentes fue omitido debido a que la consecución de diodos Zener con voltaje Zener de 250 V y 450 V, no fue posible en Colombia, y su importación resultaba costosa.

Del mismo modo, los condensadores de alta capacidad y voltaje son costosos y su consecución es difícil en Colombia, por ende el voltaje de rizado se hallará de acuerdo a las existencias obtenidas: Para la fuente de 250 V, la capacidad obtenida fue de 2100 μF y para la de 450 V, la capacidad obtenida fue de 1410 μF .

Para el diseño del filtro de la fuente de 250 V se debe conocer la resistencia de carga, que en este caso es la resistencia que representa la placa de las válvulas preamplificadoras. En la Tabla 6 se muestra que la resistencia de la placa de cada válvula es de 61500 Ω , sin embargo, al ser dos válvulas, la resistencia de carga se reduce a la mitad debido a que son dos resistencias de igual valor conectadas en paralelo. Por lo tanto, para el diseño del filtro, la resistencia de carga R_L será 31250 Ω .

Sabiendo que la frecuencia f de la red doméstica es 60 Hz, el voltaje de rizado para la capacidad dada es $V_r = V_{DC}/2fCR_L = 250\text{ V}/2 * 60\text{ Hz} * 2100\mu\text{F} * 31250\Omega = 0.03\text{ V}$. El voltaje que debe soportar este condensador debe ser superior a 250 V.

Los diodos semiconductores usados para la rectificación de onda completa son de referencia 1N4007 debido a que soportan altos voltajes.

La fuente de 450 V se diseña del mismo modo en que se diseñó la fuente de 250 V. El voltaje de rizado calculado para el valor de capacidad dado es 0.08 V. En la Figura 29 se encuentran

los esquemas de las fuentes diseñadas de 250 V y 450 V respectivamente. Las especificaciones técnicas del transformador se muestran en la Tabla 8.

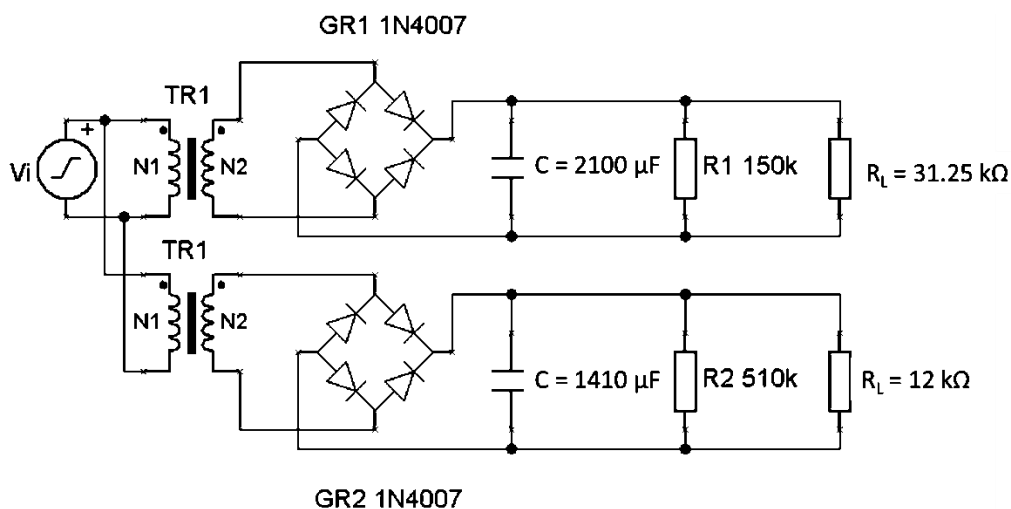


FIGURA 29. Esquema de las fuentes de 250 V y 450 V

Debido a la cantidad de energía que almacenan los condensadores del filtro de las fuentes, es necesario incluir una carga fantasma (R_1 y R_2) de modo que, cuando el circuito no se encuentre conectado a la red eléctrica, los condensadores se puedan descargar en estas resistencias.

TABLA 8

Especificaciones técnicas del transformador

Voltaje de salida	Corriente	Potencia
$V_{o1} = 6.3 \text{ V RMS}$	1.60 A	10.08 W
$V_{o2} = 12.6 \text{ V RMS}$	150 mA	1.89 W
$V_{o3} = 250/\sqrt{2} \text{ V RMS}$	4.40 mA	0.79 W
$V_{o3} = 450/\sqrt{2} \text{ V RMS}$	84 mA	27.02 W
Potencia Total		40 W

$V_i = 120 \text{ V RMS @ } 60 \text{ Hz}$

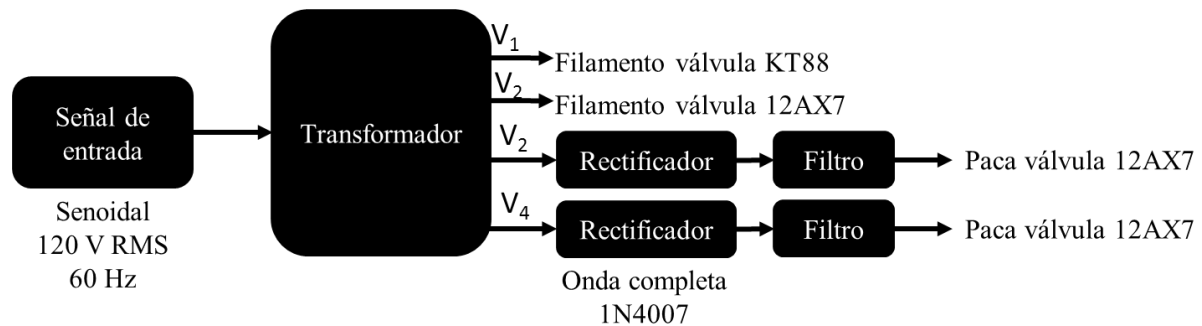


FIGURA 30. Diagrama de flujo de señal de las fuentes del sistema

4.2. Etapa de simulación

Luego de haber diseñado todas las etapas del amplificador, es pertinente realizar una simulación por computador de los circuitos diseños con el fin de visualizar el comportamiento que tendrá el amplificador una vez sea construido.

La simulación abarca desde el comportamiento de las fuentes DC, hasta la distorsión armónica del preamplificador y de la etapa de potencia.

4.2.1. Fuentes DC

En la Figura 31 se encuentra la simulación del transformador de múltiples salidas. Los voltímetros DM2 y DM3 muestran el voltaje RMS requerido para el filamento de la válvula KT88 y 12AX7 respectivamente. Los voltímetros VM1 y VM2 muestran el Voltaje pico que, después de la rectificación y el filtrado, proporcionara el voltaje DC requerido para las placas de las válvulas.

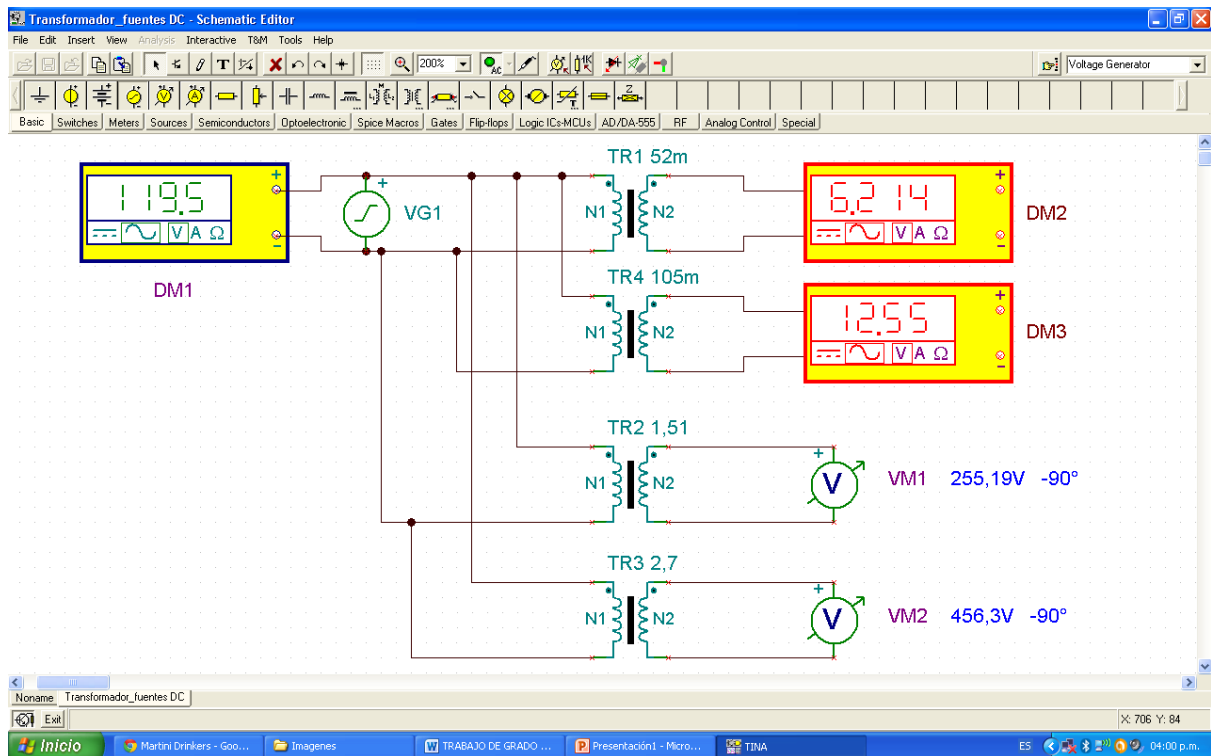


FIGURA 31. Simulación del transformador de las fuentes

Fuente: Software TINA

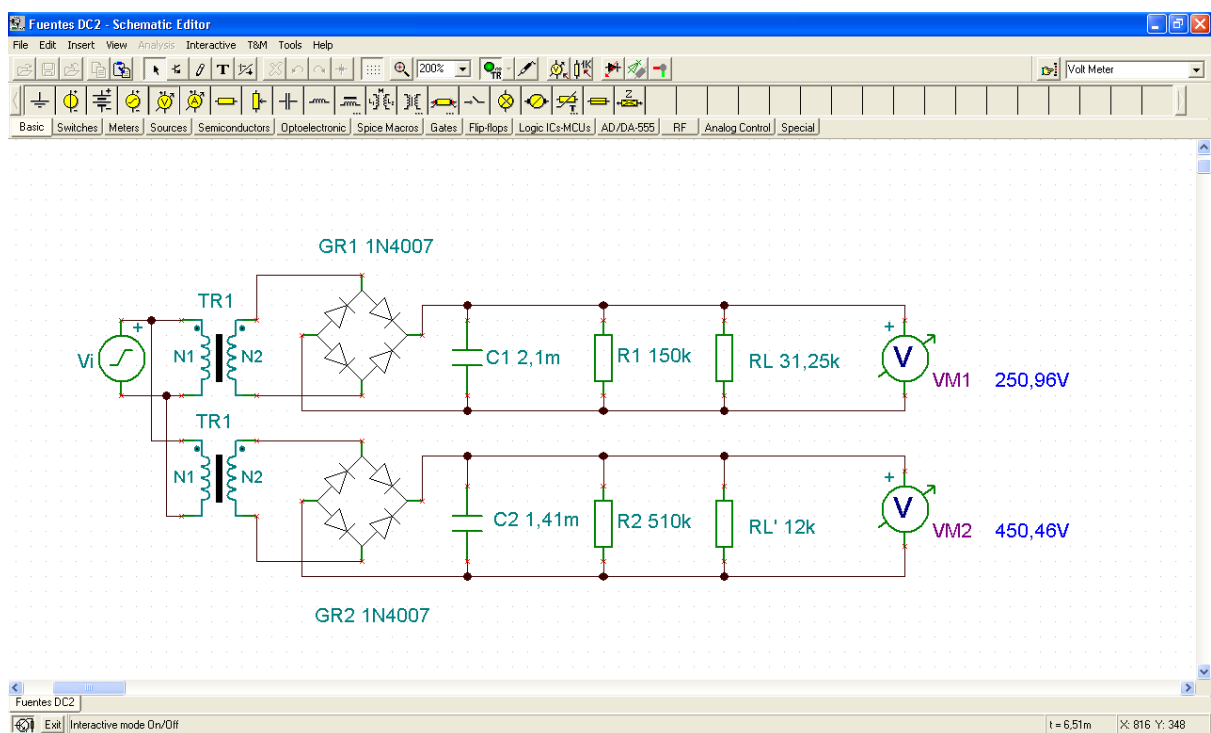


FIGURA 32. Simulación fuentes DC

Fuente: Software TINA

4.2.2. Preamplificador

En la Figura 33 se encuentra la simulación de las curvas características de rejilla de la válvula preamplificadora. Esta simulación es útil para verificar qué tan aproximado es el modelo del software a las curvas proporcionadas por el fabricante.

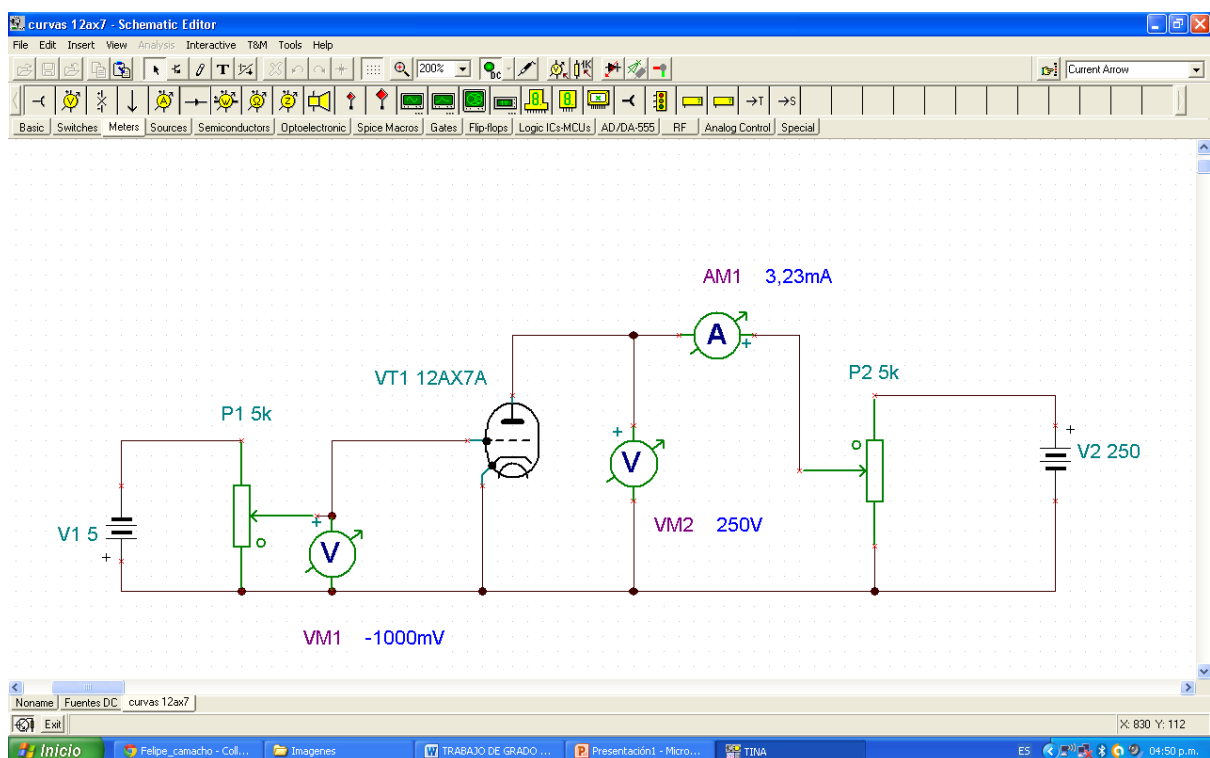


FIGURA 33. Simulación de las curvas características de rejilla de la válvula 12AX7

Fuente: Software TINA

En la Figura 35 se muestra que el modelo de la válvula 12AX7 del software es bastante aproximado a las curvas características de rejilla entregadas por la fábrica con una desviación estándar promedio de tan solo 0.05 mA.

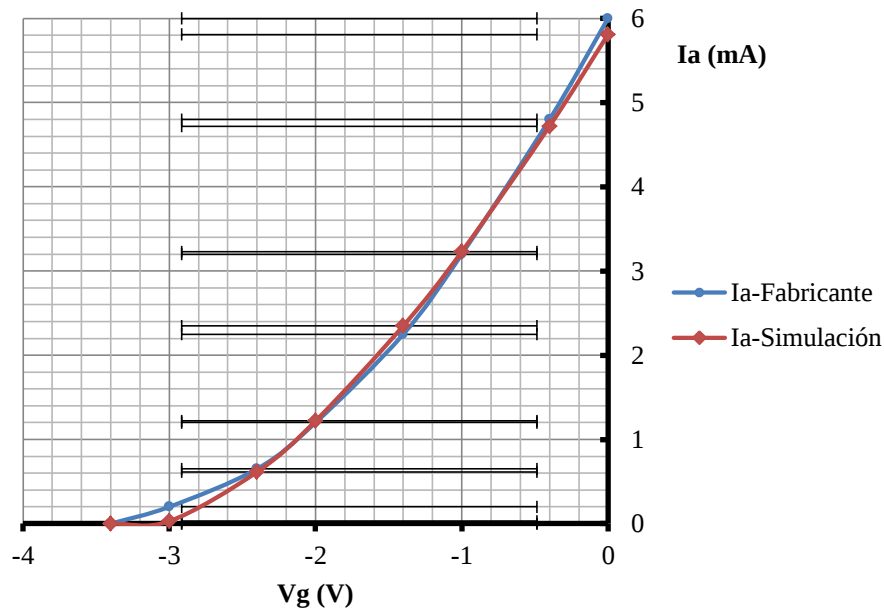


FIGURA 34. Curva característica de rejilla para un voltaje de placa de 250 V según el fabricante Vs curva simulada

La primera etapa del preamplificador se encuentra simulada en la Figura 35. Respecto al diseño planteado, el valor de R_k se ajustó a 360Ω . Se puede evidenciar que para una señal de entrada de 200 mV pico, la señal obtenida a la salida es análoga a la de entrada con una amplitud de 1 V aproximadamente.

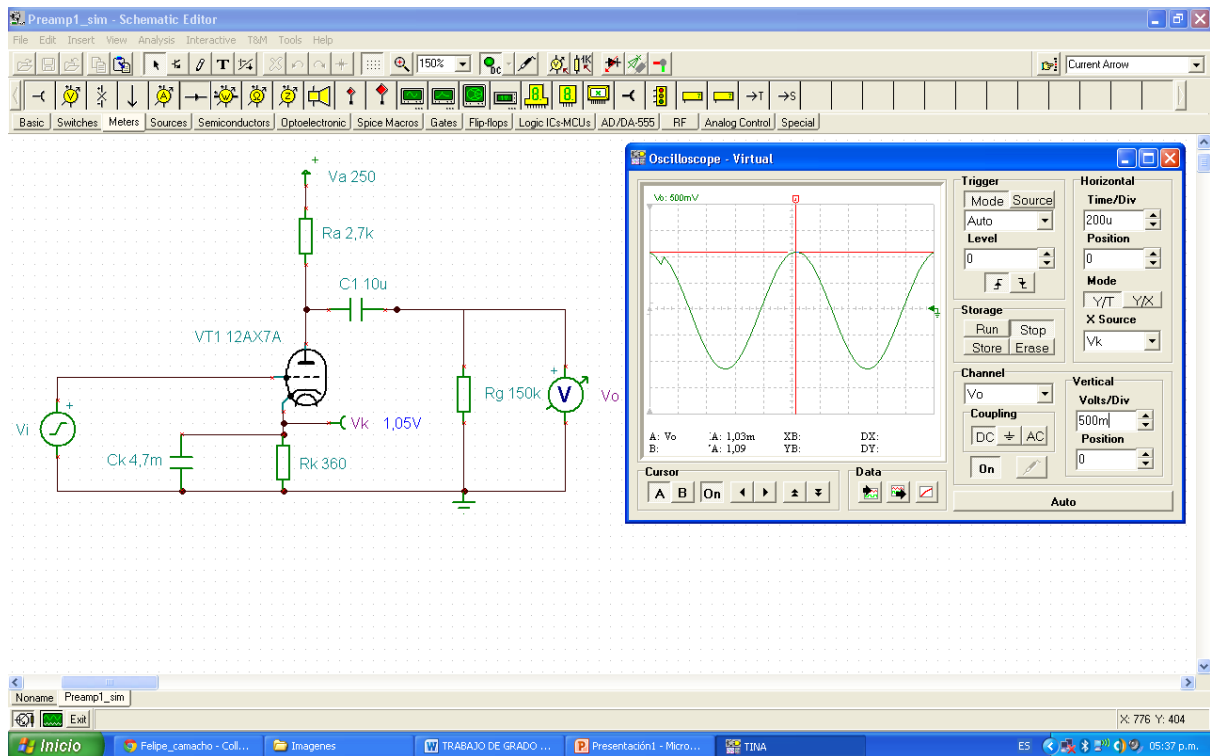


FIGURA 35. Simulación de la primera etapa del preamplificador

Fuente: *Software TINA. Osciloscopio*

Para la segunda etapa del amplificador, la impedancia en la placa de la válvula se ajustó a 12 k Ω para obtener a la salida una señal senoidal de 20 V de amplitud aproximadamente. Este ajuste se debe a que la carga que ve la fuente aumenta de acuerdo al circuito en serie formado por la resistencia de carga R_a y la impedancia de la placa de la válvula. Esto hace que el voltaje que cae en esta resistencia equivalente sea mayor. Debido a esto, el valor de R_k también tuvo que ser ajustado a 470 Ω .

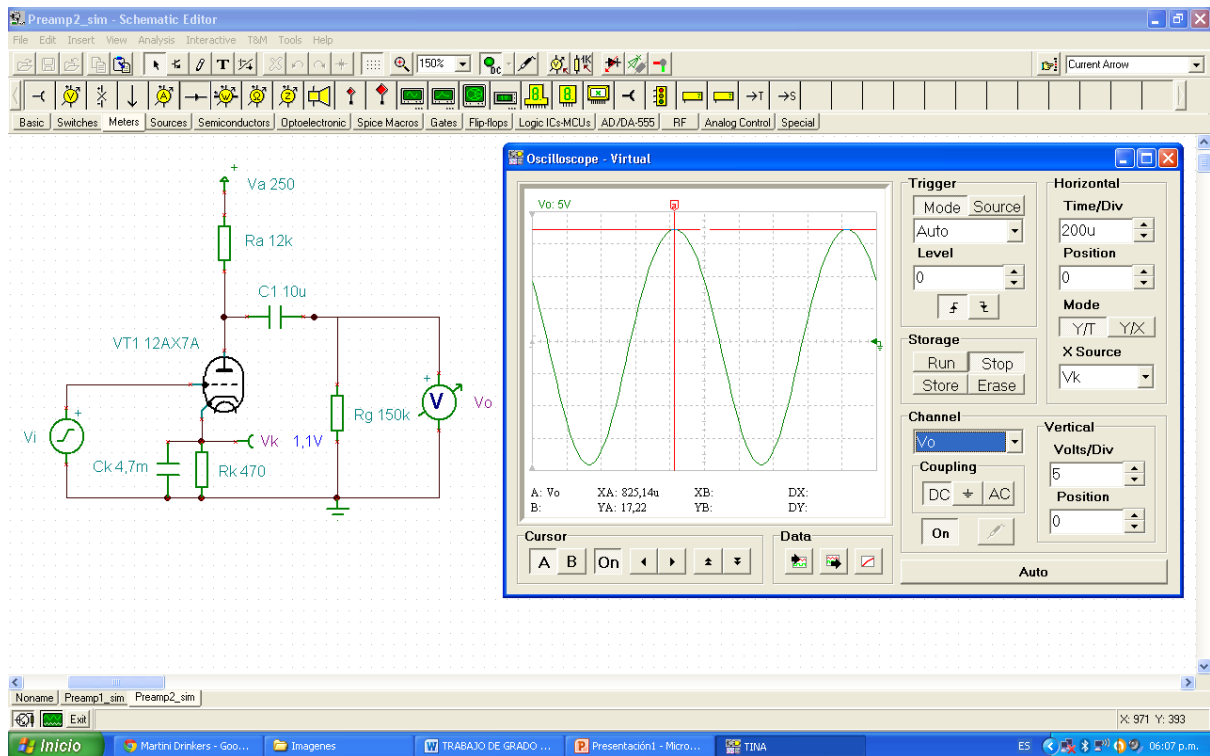


FIGURA 36. Simulación de la segunda etapa del preamplificador

Fuente: *Software TINA. Osciloscopio*

En la Figura 37 se encuentra la simulación de todo el circuito del preamplificador. Con respecto al diseño teórico, los ajustes fueron mínimos y la señal a la salida es la requerida para la etapa de potencia. La simulación de la distorsión armónica se encuentra en la Figura 38. La amplitud de los armónicos que se deben incluir en la sumatoria para determinar el porcentaje de distorsión armónica total, son los que exceden el 10% de la amplitud del componente armónico más fuerte (CEA, 2001). En este caso, el porcentaje de distorsión armónica es igual a 4.3%.

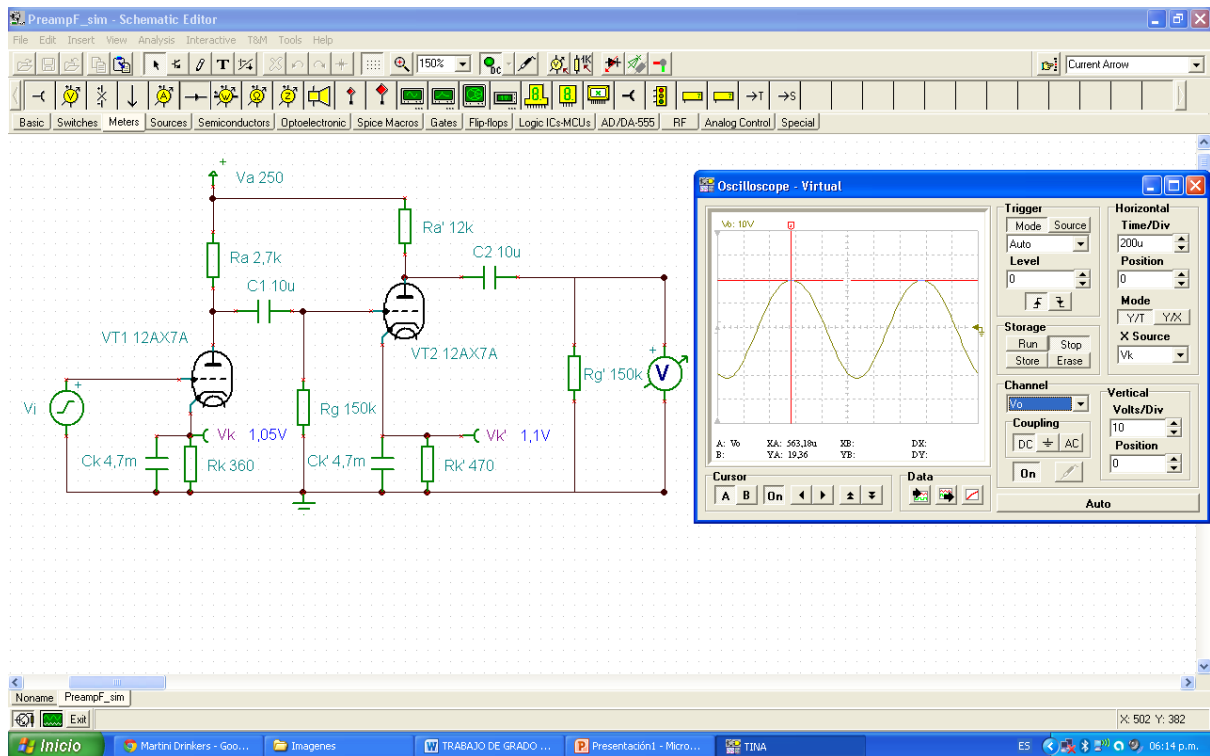


FIGURA 37. Simulación de las dos etapas del preamplificador

Fuente: Software TINA. Osciloscopio

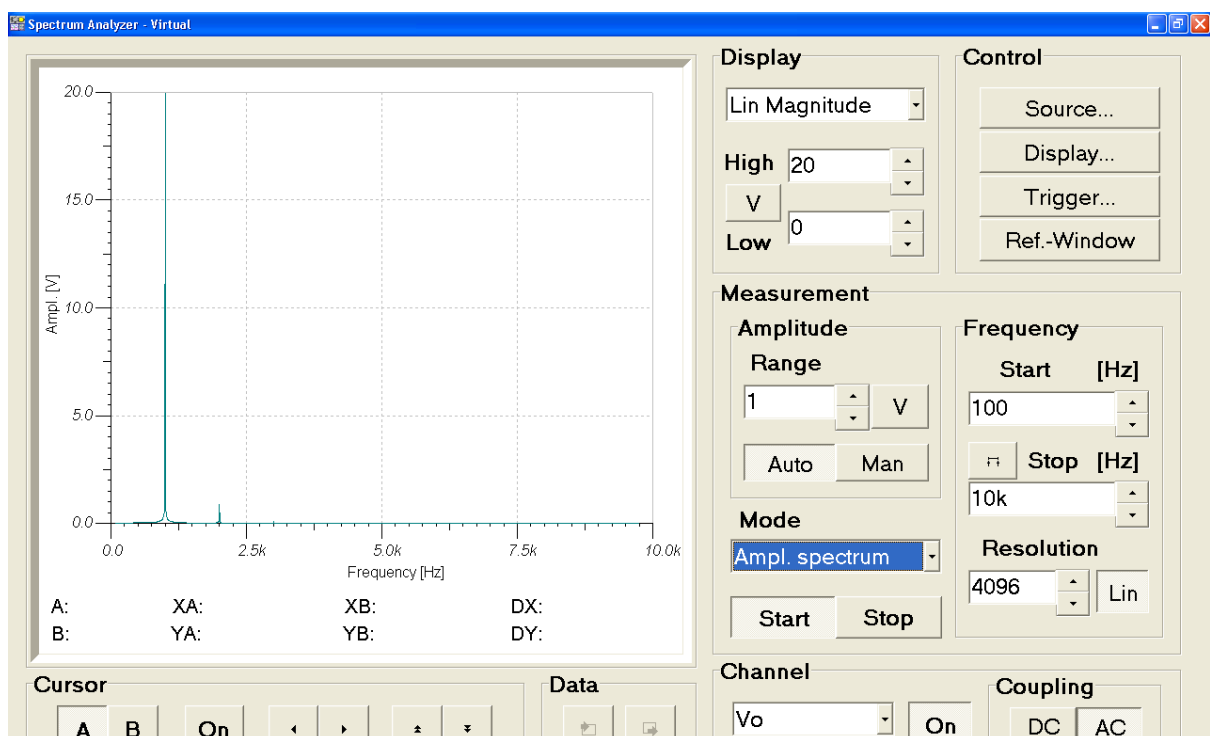


FIGURA 38. Simulación de distorsión armónica del preamplificador

Fuente: Software TINA. Analizador de espectro

4.2.3. Amplificador de potencia

En la Figura 39 se encuentra la simulación de la etapa de potencia sin transformador de salida. La señal visualizada se encuentra sobre un nivel DC de 250 V debido al efecto de la rejilla pantalla de la válvula y del voltaje de placa. La potencia sobre la carga de $2\text{ k}\Omega$ es de 11 W aproximadamente y el porcentaje de THD es igual a 7.2%.

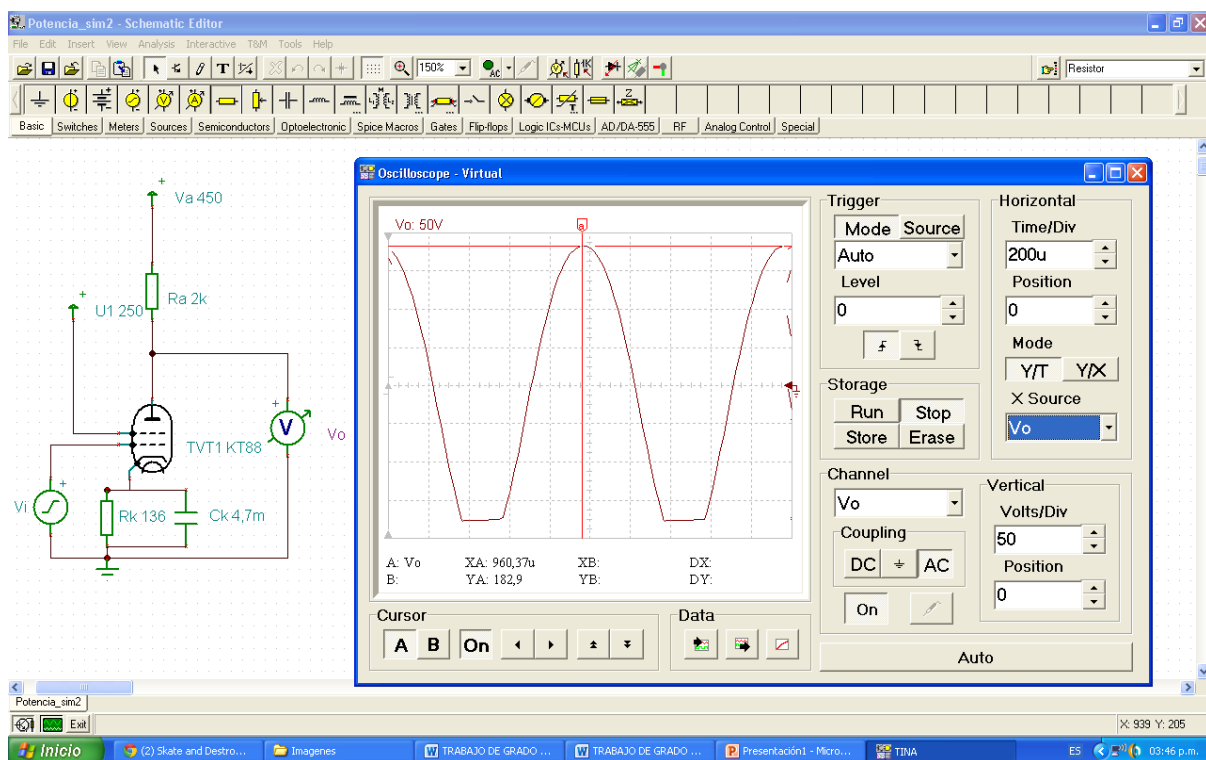


FIGURA 39. Simulación del amplificador de potencia sin transformador de salida

Fuente: Software TINA. Osciloscopio

En la Figura 40 se visualiza la simulación del amplificador con transformador de salida. Debido a que el programa no tiene incluido un modelo del transformador utilizado, se tiene cierta incertidumbre en la simulación. Se puede visualizar que sobre la carga de $8\text{ }\Omega$ se disipa

una potencia de 6 W aproximadamente y se evidencia distorsión en el semiciclo negativo de la forma de onda.

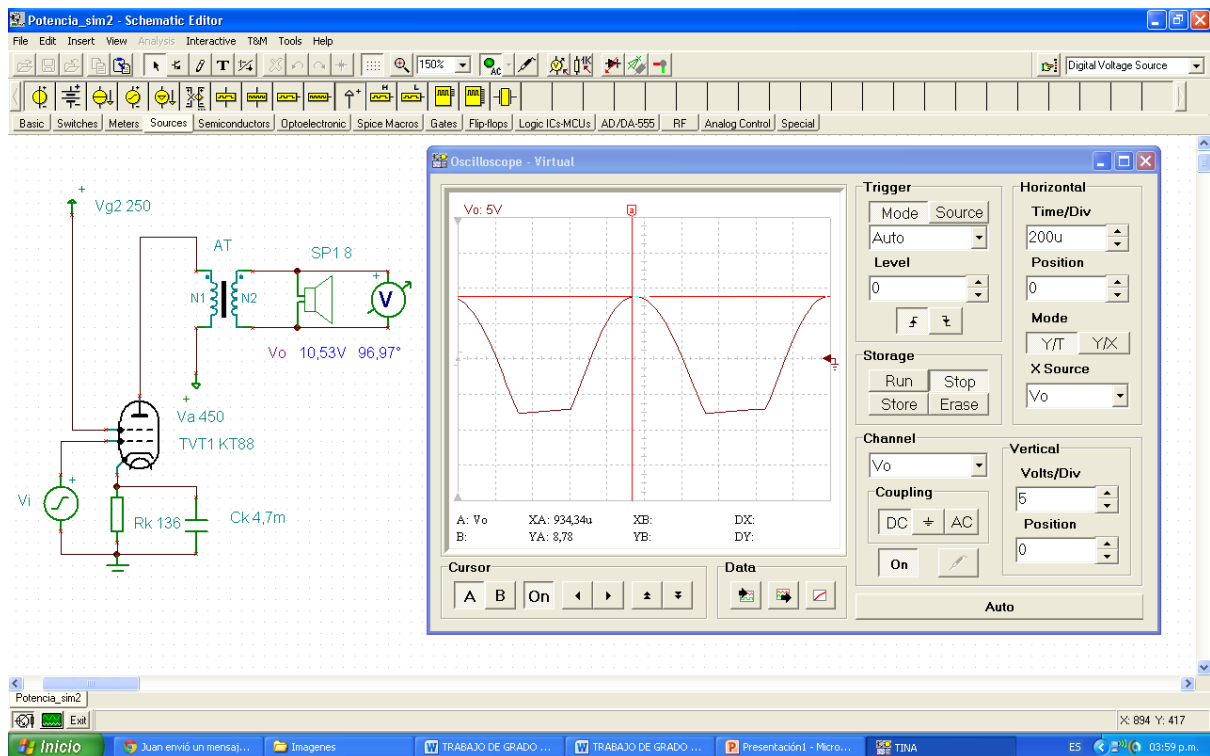


FIGURA 40. Simulación del amplificador de salida con transformador de salida y carga de 8 Ω . Fuente: Software TINA. Osciloscopio

La simulación de la distorsión armónica del amplificador de potencia se muestra en la Figura 41. Tomando relevantes las componentes armónicas que exceden el 10% del armónico más fuerte, y teniendo en cuenta que la simulación no cuenta con un modelo aproximado del transformador de salida, la distorsión armónica total es igual a 9.7%.

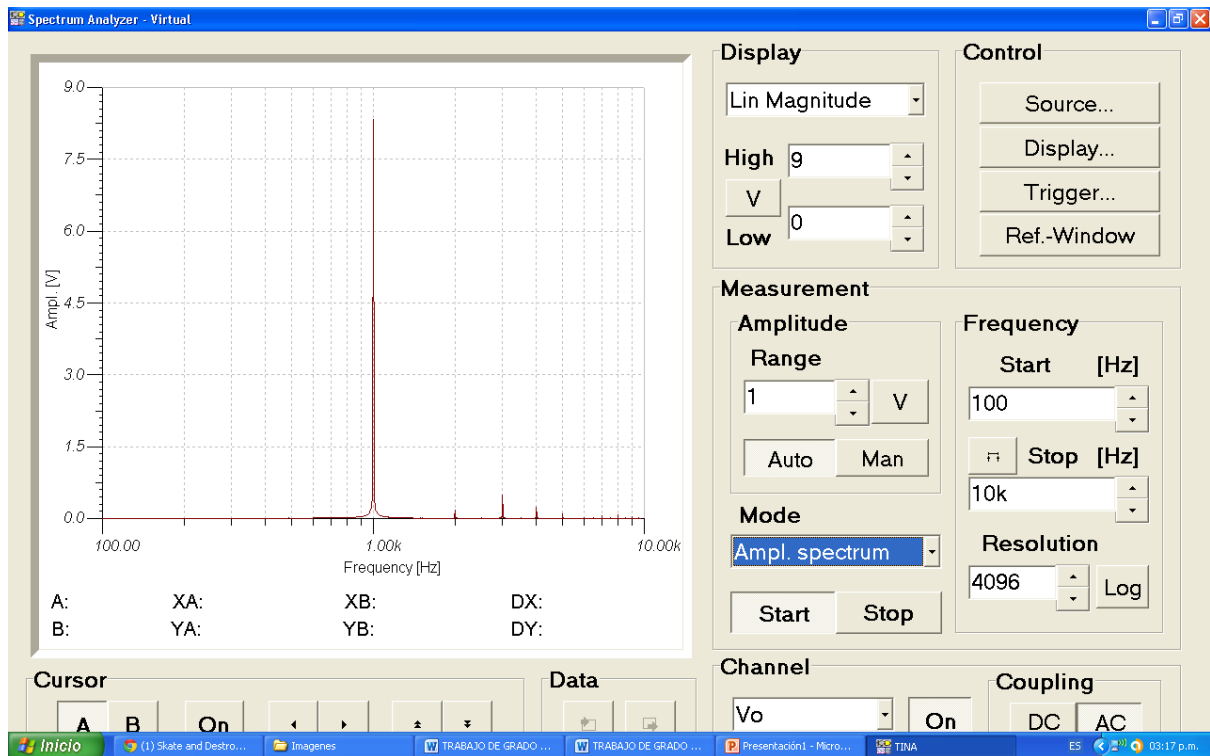


FIGURA 41. Simulación de distorsión armónica del amplificador de potencia

Fuente: *Software TINA. Analizador de espectro*

Con lo anterior queda finalizada la etapa de simulación. Todos los parámetros propuestos fueron simulados y los datos obtenidos cumplen con los objetivos trazados en el diseño preliminar. Completada esta etapa, se prosigue a realizar la prueba en laboratorio de los circuitos diseñados que posteriormente se ensamblarán para obtener el producto final.

4.3. Etapa de construcción

En la etapa de construcción se realizaron pruebas de laboratorio para poner a prueba los circuitos diseñados y simulados. Se utilizó la instrumentación adecuada (Tabla 9) para realizar estas pruebas y se recurrió a empresas privadas para construir el transformador de las fuentes de alimentación y los circuitos impresos.

TABLA 9

Instrumentación

Ítem	Marca	Modelo	Descripción
1	Fluke	87	Multímetro <i>True RMS</i>
2	GW Instek	GPS-2303	Fuente DC de poder
3	Tektronix	2465B	Osciloscopio 400 MHz
4	Tektronix	Pathfinder TSG 95	Generador de señales PAL/NTSC

4.3.1. Fuentes de alimentación

En la etapa de diseño se determinó que las fuentes de 250 V y 450 V estarían conformadas por una etapa de rectificación, de filtrado y regulación, sin embargo, la etapa de regulación de las dos fuentes no se implementó debido a la imposibilidad de adquirir diodos Zener con el voltaje Zener requerido. Debido a esto, se ajustó la etapa de filtrado de las dos fuentes para garantizar un voltaje de rizado de bajo valor. En la Figura 42 se muestra el esquema de las fuentes construidas. Los materiales utilizados en la construcción de las fuentes se encuentran en la Tabla 10 y las especificaciones técnicas del transformador se encuentran en la Tabla 11.

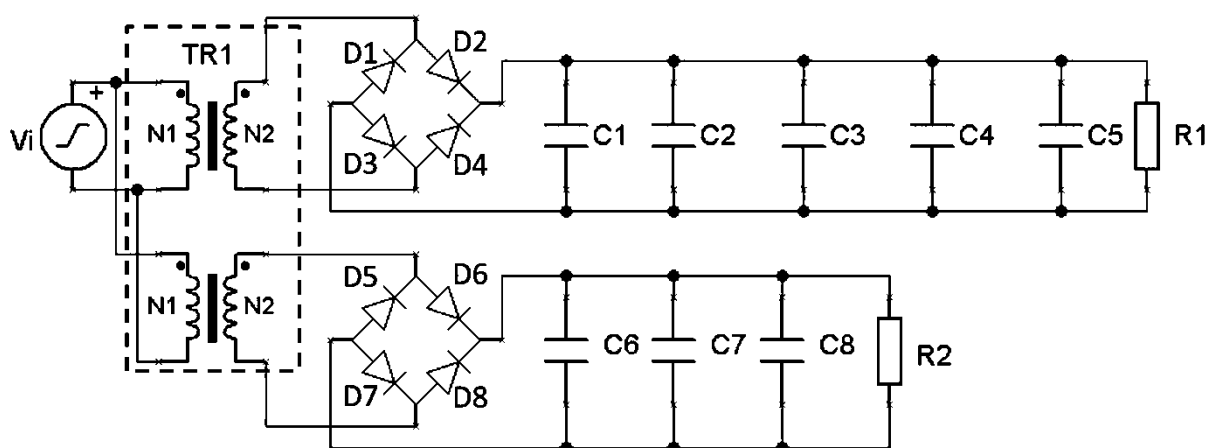
**FIGURA 42. Esquema de las fuentes DC construidas**

TABLA 10

Materiales utilizados en las fuentes de alimentación

Fuentes de alimentación DC		
Vi	120 V RMS	Señal senoidal de 60 Hz (Red doméstica)
TR1	100 W	Transformador de múltiples salidas
D1-D8	1N4007	Diodo rectificador
C1-C4	470 μ F	Condensador de 250 V
C5	220 μ F	Condensador de 400 V
C6-C8	470 μ F	Condensador de 450 V
R1	150 k Ω	Resistencia de 1 W
R2	510 k Ω	Resistencia de 1 W

TABLA 11

Especificaciones técnicas del transformador

Voltaje de salida	Corriente	Potencia
$V_{o1} = 6.3 \text{ V RMS}$	2 A	12.6 W
$V_{o2} = 12.6 \text{ V RMS}$	150 mA	1.89 W
$V_{o3} = 190 \text{ V RMS}$	30 mA	5.7 W
$V_{o3} = 320 \text{ V RMS}$	250 mA	80 W
Potencia Total		100 W
Vi = 120 V RMS @ 60 Hz		

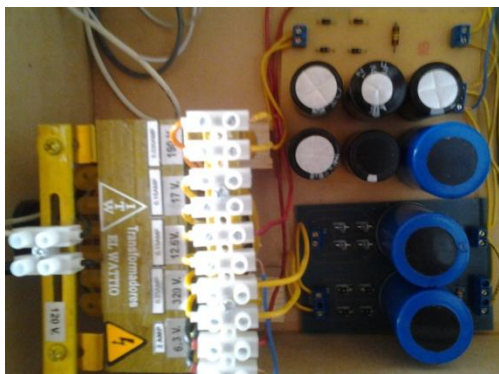


FIGURA 43. Montaje en circuito impreso de las fuentes DC

4.3.2. Preamplificador

Para construir el preamplificador se utilizó el esquema de la simulación de la Figura 36 y los valores allí descritos. En la Tabla 12 se encuentran estos valores y sus características.

TABLA 12

Materiales utilizados en la construcción del preamplificador

Preamplificador		
Vf	12.6 VAC	Voltaje del filamento
Vi	200 mV	Señal senoidal de 1 kHz y 200 mV de amplitud
Va	250 V	Fuente de 250 VDC
VT1, VT2	12AX7	Doble triodo
Ra	2.7 k Ω	Resistencia de ¼ W
Ra'	12 k Ω	Resistencia de ¼ W
Rg, Rg'	150 k Ω	Resistencia de ¼ W
Rk	360 Ω	Resistencia de ¼ W
Rk'	470 Ω	Resistencia de ¼ W
Ck, Ck'	4700 μ F	Condensador de 6.3 V

C1, C2 10 μ F Condensador de 250 V

La forma de onda obtenida a la salida del preamplificador, con una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud y frecuencia de 1 kHz, se muestra en la Figura 44.

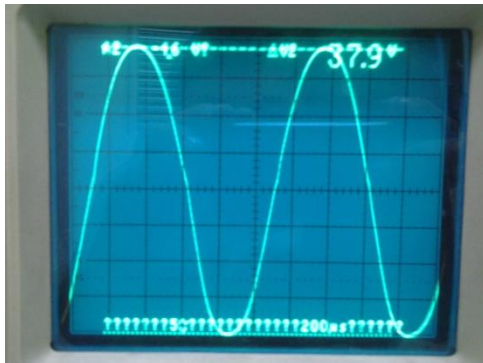


FIGURA 44. Forma de onda medida a la salida del preamplificador

Fuente: Osciloscopio *Tektronix 2400B*



FIGURA 45. Montaje en circuito impreso del preamplificador

4.3.3. Amplificador de potencia

Los materiales y valores calculados en la etapa de diseño se mantuvieron para construir el amplificador de salida. Las características de los materiales utilizados se describen en la Tabla 13.

TABLA 13

Materiales utilizados en la construcción del amplificador de potencia

Etapa de potencia		
V_f	6.3 VAC	Voltaje del filamento
V_i	17 V	Señal senoidal de 1 kHz y 17 V de amplitud
V_{g₂}	350 V	Fuente de 350 VDC
V_a	450 V	Fuente de 450 VDC
Válvula	KT88	Pentodo de haces dirigidos
TF	VDV-GIT80	Transformador de salida 80 W
R_k	136 Ω	Dos resistencias de 68 Ω de 5 W en serie
C_k	4700 μ F	Condensador de 25 V

En la Figura 46 se muestra la forma de onda obtenida sobre una carga resistiva de 8 Ω . La potencia disipada es de 8 W y la señal de entrada es una onda senoidal de 200 mV de amplitud y 1 kHz de frecuencia.

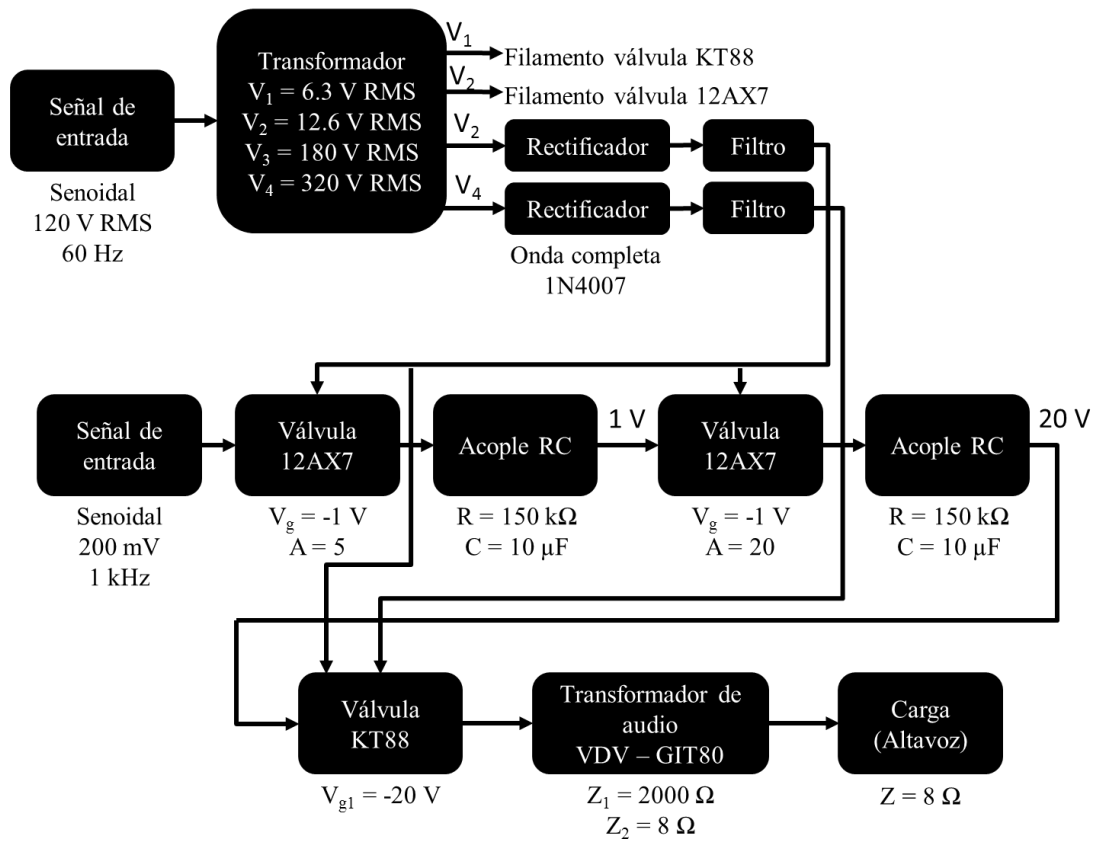


FIGURA 48. Diagrama de flujo de señal de la totalidad del sistema



FIGURA 49. Ensamblaje de dispositivo construido

En el Anexo A se encuentran las especificaciones técnicas de cada instrumento, en conformidad con lo requerido por la norma CEA-490-A.

TABLA 14

Instrumentación

Ítem	Marca	Modelo	Descripción
1	Audio Precision	ATS-1	Analizador de audio
2	Fluke	87	Multímetro <i>True RMS</i>
3	Tektronix	2465B	Osciloscopio 400 MHz

El analizador de audio que se describe en el ítem 1 mide el porcentaje de distorsión armónica total más el ruido (THD + N). Los resultados serán expresados para este parámetro y se hace evidente que para cualquier lectura de THD + N, el porcentaje de THD será menor que el descrito en la medición.

$$THD (dB) = 20 \log \frac{\%THD}{100} dB \quad (20)$$

La red eléctrica bajo la cual se realizaron las mediciones del amplificador, consistía en una señal senoidal de 120 V RMS a 60 Hz.

Para la medición de cada uno de los parámetros, el amplificador se acondicionó previamente aplicando una señal senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz y disipando a la salida 5 W sobre una carga de 8 Ω acumulando 30 minutos de funcionamiento bajo una temperatura ambiente de 26 °C.

Las redes de impedancia de entrada y salida de todos los instrumentos de medición, conectados tanto en los terminales de entrada, como en los de salida, fueron consideradas como una porción de la impedancia de carga y entrada (CEA, 2001, pág. 6).

4.4.1. Ruido

El analizador de audio, al ser configurado para que entregue una lectura del nivel de ruido, automáticamente elimina la señal de entrada con el fin de que en esta lectura, no se incluyan las componentes armónicas que son dependientes únicamente de la señal de entrada. De modo que la lectura de nivel de ruido proviene de las fuentes DC, interferencias y en general de los dispositivos eléctricos y electrónicos que componen el amplificador.

El nivel de ruido del amplificador sin señal de entrada es de 126.1 mV.



FIGURA 53. Nivel de ruido sin señal de entrada sobre carga de 8 Ω .

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

Este resultado considerablemente alto de nivel de ruido se debe a que las fuentes DC no poseen etapa de regulación. Este nivel de ruido es posible reducirlo aumentando la capacidad de los condensadores de filtrado.

4.4.2. Preamplificador

Una señal senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz fue aplicada al preamplificador por un tiempo superior de 5 minutos y la lectura del nivel y THD + N de salida fue la siguiente:



FIGURA 54. Medición de nivel de salida del preamplificador

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

La medición de respuesta en frecuencia del preamplificador tuvo como referencia una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz y nivel a la salida de 10.48 V RMS y THD + N igual a 4.8%. En la Figura 55 se muestra la gráfica de respuesta en frecuencia para el rango de 50 Hz a 20 kHz. En el Anexo C se encuentra el registro de las mediciones efectuadas para la realización de la gráfica.

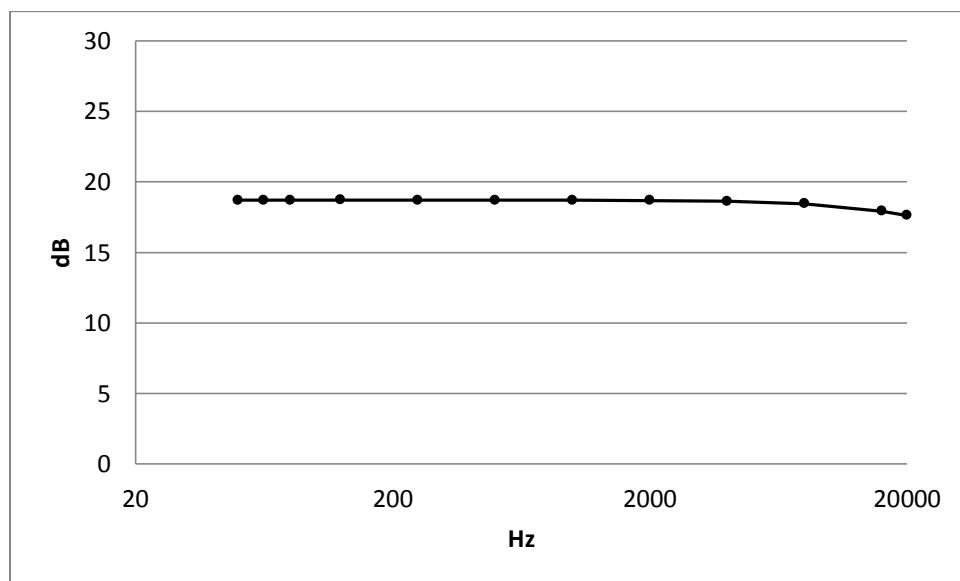


FIGURA 55. Respuesta en frecuencia del preamplificador

Es posible apreciar que la respuesta en frecuencia del preamplificador es uniforme para el rango de frecuencias comprendidas entre 50 Hz y 20 kHz, presentando una caída de menos de 1 dB para frecuencias superiores a 16 kHz. Esta respuesta en frecuencia del preamplificador resulta considerablemente eficiente tratándose de una señal proveniente de una guitarra eléctrica. Se puede garantizar entonces, una amplificación uniforme en todo el espectro de frecuencias del instrumento musical.

La medición del porcentaje de distorsión armónica más ruido (THD + N) del preamplificador tuvo como referencia una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz y nivel a la salida de 10.48 V RMS y THD + N igual a 4.8%. En la Figura 56 se muestra la gráfica de THD + N para el rango de frecuencias comprendido entre 50 Hz y 20 kHz (Ver Anexo C).

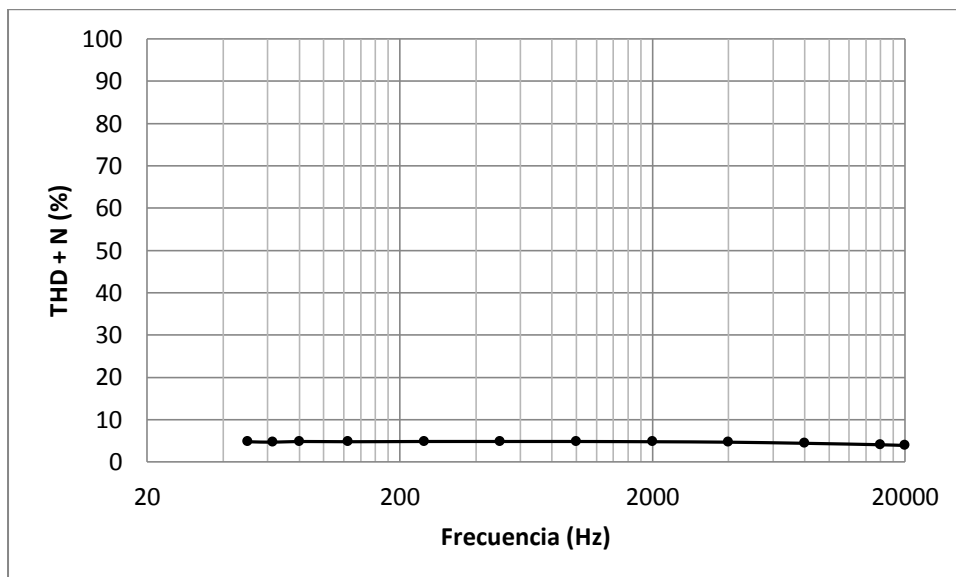


FIGURA 56. Porcentaje de THD + N según la frecuencia en Hz

Es evidente que el porcentaje de THD + N del preamplificador es uniforme y menor a 10% para el rango de frecuencias comprendido entre 50 Hz y 20 kHz. Para frecuencias superiores a 16 kHz, el porcentaje de THD + N disminuye.

4.4.3. Potencia de salida

Una señal senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz fue aplicada por un tiempo superior de 5 minutos y la lectura de la potencia de salida fue la siguiente:

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
7.23	%	6.160	W	998.93 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	1.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 57. Potencia de salida. 6.1 W RMS, 8 Ω , 1 kHz y 7.23% THD+N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

De acuerdo a lo anterior, la potencia de salida del amplificador se especifica de la siguiente forma: Amplificador de un canal de 6.1 W RMS, sobre 8 Ω , 1 kHz y 7.23% THD + N.

4.4.4. Respuesta en frecuencia

La medición de respuesta en frecuencia del amplificador tuvo como referencia una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz y potencia a la salida de 6 W sobre una carga de 8 Ω y THD + N menor a 10%. En la Figura 58 se muestra la gráfica de respuesta en frecuencia para el rango de 50 Hz a 20 kHz (ver Anexo C).

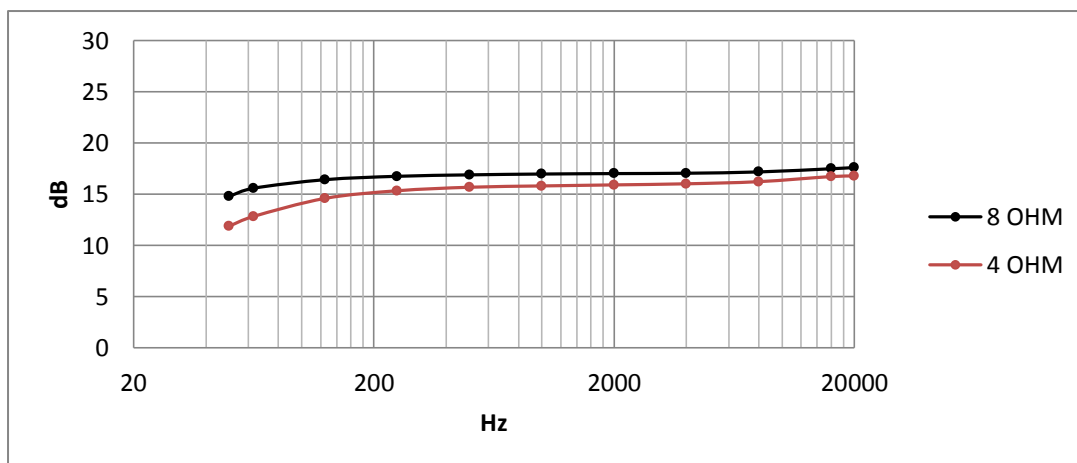


FIGURA 58. Respuesta en frecuencia del amplificador sobre carga de 8 Ω (Negro) y 4 Ω (rojo)

La curva de color rojo representa la respuesta en frecuencia del amplificador para la misma señal de entrada y potencia de salida de 5 W sobre una carga inductiva de $4\ \Omega$ y THD + N igual a 9.5%. Sobre la carga de $8\ \Omega$, la respuesta presenta una caída de menos de 3 dB para frecuencias menores a 125 Hz. Sobre la carga de $4\ \Omega$, la respuesta presenta una caída de alrededor de 3 dB para frecuencias menores a 250 Hz.

Las caídas en bajas frecuencias que presenta el amplificador, tanto en la carga de $8\ \Omega$, como en la de $4\ \Omega$, limitan la respuesta en frecuencia de una guitarra eléctrica.

4.4.5. Impedancia de entrada

El instrumento utilizado como generador de audio es el analizador de audio descrito en el ítem uno de la Tabla 14. Debido a que la señal entra directamente a la rejilla de control de la válvula preamplificadora, la impedancia de entrada es la de la rejilla de control. La impedancia de la rejilla de control de la válvula preamplificadora 12AX7 es de $150\ \text{k}\Omega$ (Ver Anexo B), por consiguiente, la impedancia de entrada del dispositivo es el paralelo entre la impedancia de la rejilla de control de la válvula y la impedancia del generador de audio la cual es de $50\ \Omega$ (Ver Anexo A). Por lo cual, las mediciones se efectuaron con una impedancia de entrada de $50\ \Omega$.

4.4.6. Porcentaje de distorsión armónica total más ruido (THD + N)

El porcentaje de distorsión armónica más ruido del amplificador tuvo como referencia una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud a 1 kHz y potencia a la salida de 6 W sobre una carga de $8\ \Omega$. Para el mismo nivel de salida, se trazó una gráfica (Figura 59) que muestra la variación del porcentaje de distorsión armónica según la variación en la frecuencia (ver

Anexo C). La curva de color rojo, muestra la variación del porcentaje de THD + N, según la variación de la frecuencia, tomando como referencia la misma señal de entrada, y disipando a la salida, 5 W sobre una carga de 4 Ω .

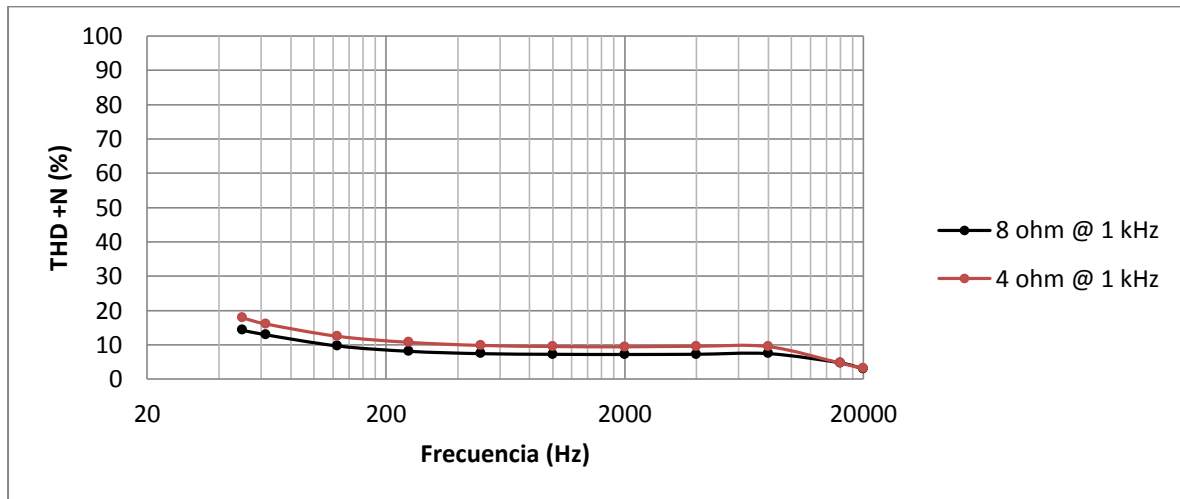


FIGURA 59. Porcentaje de THD + N según la frecuencia sobre carga de 8 Ω

Es evidente que para bajas frecuencias el amplificador presente mayor porcentaje de THD + N, y, del mismo modo, al disminuir el valor de la carga, este porcentaje también aumenta.

El máximo porcentaje de THD + N es de 17,87% medido sobre una carga de 4 Ω , disipando una potencia de 2.175 W a una frecuencia de 50 Hz.

El máximo porcentaje de THD + N medido sobre una carga de 8 Ω , disipando una potencia de 2.265 W es de 14.26% a una frecuencia de 50 Hz.

Analizando la gráfica de porcentaje de THD + N según la frecuencia, se puede mencionar que la respuesta en frecuencia del dispositivo, sobre una carga de 8 Ω , con porcentaje de THD + N menor a 10 % se encuentra entre el rango comprendido entre 125 Hz y 20 kHz. Sobre una carga de 4 Ω , la respuesta en frecuencia se limita para frecuencias menores a 500 Hz presentando un porcentaje de THD + N superior al 10%.

Cabe aclarar que parte de este porcentaje de THD lo representa el ruido introducido por las fuentes de alimentación, debido a que el voltaje de rizado es elevado y no poseen etapa de regulación con diodo Zener.

4.4.7. Especificaciones técnicas del amplificador construido

De acuerdo con la norma CEA-490-A (2001, pág. 21), las especificaciones técnicas primarias del amplificador se nombran a continuación:

- a. **Potencia de salida:** Amplificador de un canal de 6 W RMS, sobre 8 Ω , 1 kHz y 7.23% THD+N.
- b. **Respuesta en frecuencia:**

TABLA 15

Respuesta en frecuencia

Hz	50	63	125	250	500	1 k	2 k	4 k	8 k	16 k	20 k
dB	-2.1	-1.3	-0.5	-0.2	0	0	0	0	+0.2	+0.5	+0.6

- c. **Impedancia de entrada:** 50 Ω
- d. **THD + N:** 14.26% sobre 8 Ω , 50 Hz y 2.3 W.

5. Conclusiones

La idea de sintetizar un proyecto electrónico como este tiene la finalidad de poder ejecutar por fases cada etapa. Esto resulta útil de modo que facilita la ejecución del proyecto. Cada etapa del proyecto arroja diferentes resultados; al sumar los resultados de cada etapa, se tiene al final el desarrollo de la totalidad del proyecto. Conociendo el comportamiento de cada una de las etapas del proyecto, se facilita la detección, ubicación y corrección de cualquier problema que se presente.

La etapa de diseño es pieza importante debido a que se visualiza el proyecto y reduce la improvisación. En la etapa de diseño se pudo visualizar el comportamiento de cada una de las válvulas, así como sus valores límite. No conocer los límites de funcionamiento de los componentes electrónicos puede llevar a su destrucción en la etapa de funcionamiento y medición.

En la etapa de diseño se logró realizar un esquema de un amplificador de válvulas de vacío que disipara una potencia mayor a 5 W sobre una carga de 8 Ω . Además de esto, la utilización del transformador VDV-GT80 en la etapa de potencia aumentó la cobertura de la impedancia de salida, estableciendo un rango desde 3 Ω hasta 32 Ω .

El diseño de la etapa de potencia es en la que más incertidumbre se tiene, debido a que se calcula en base a las recomendaciones del fabricante. Dichas recomendaciones son limitadas y no muestran todo el potencial de la válvula de potencia.

En el diseño de la etapa de potencia es de suma importancia conocer el comportamiento de la curva de máxima potencia y la recta de carga mínima para que exista máxima transferencia de potencia. Establecer una carga menor equivale a la inevitable destrucción de la válvula. Es por esto que se debe escoger con sumo cuidado el transformador de salida y que la impedancia del primario sea la correcta.

El transformador de salida es el dispositivo más importante de un amplificador de válvulas de vacío. Un transformador de mala calidad aumenta la distorsión y, en cuanto a rendimiento, limita su respuesta en bajas y altas frecuencias.

En el diseño del preamplificador se debe tener en cuenta la carga, ya que de ésta depende directamente la ganancia. En este caso particular, la carga de cada etapa preamplificadora consistía en dos resistencias y un condensador que eliminaba la alta componente directa a la salida de la válvula. Es importante que la resistencia equivalente entre el paralelo de las dos resistencias sea el valor de carga que se diseñó. Del mismo modo, la capacidad del condensador debe ser alta con el fin de que su reactancia sea pequeña para la menor frecuencia de operación y sea despreciable frente a la resistencia de carga. Sin embargo, un condensador con una capacidad elevada, aumenta el τ del circuito y de esta manera, la estabilización toma un tiempo mayor. Esto puede generar problemas ya que en la siguiente etapa se puede estar aplicando una señal sobre un voltaje positivo y esto se traduce en un uso innecesario de potencia.

La simulación de las diferentes etapas es útil debido a que los modelos computarizados se aproximan notablemente al comportamiento real de los dispositivos. Esto permite realizar ajustes y observar el comportamiento del sistema que en la etapa de diseño es limitado.

Los resultados presentados en la etapa de simulación del amplificador de potencia poseen cierta incertidumbre debido a que no existe modelo computarizado para el transformador de salida utilizado.

Los parámetros establecidos se midieron estrictamente bajo la norma CEA-490A (2001), cumpliendo con las especificaciones técnicas de la instrumentación, además de los procedimientos y condiciones eléctricas y ambientales para llevar a cabo la medición.

Finalmente, la medición de los parámetros del amplificador fue concluyente. Se logró construir un amplificador que disipara una potencia de 6.2 W sobre una carga de 8 Ω y porcentaje de THD+M menor al 10%, ante una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud y 1 kHz de frecuencia.

Se logró obtener una respuesta en frecuencia para el rango comprendido entre 125 Hz y 20 kHz para una potencia a la salida de 6 W medida sobre una carga de 8 Ω , con un porcentaje de THD + N menor al 10%. Para una carga de 4 Ω , la respuesta en frecuencia con porcentaje de THD + N menor al 10 %, se logró para el rango de frecuencias comprendido entre 500 Hz y 20 kHz.

Debido a que el propósito final del dispositivo es el de amplificar las señales provenientes de una guitarra eléctrica, la respuesta en frecuencia obtenida sobre una carga de 8 Ω , se ajusta completamente al espectro de frecuencias de una guitarra eléctrica. La respuesta en frecuencia del amplificador, sobre una carga de 4 Ω , puede llegar a limitar la respuesta de una guitarra eléctrica en bajas frecuencias

El ruido del amplificador construido es muy elevado debido a que las fuentes DC no se construyeron con etapa de regulación. Este ruido se puede reducir sin necesidad de incluir regulador, aumentando la capacidad de los condensadores de filtrado. Sin embargo, la consecución de diodos Zener y condensadores de alta capacidad y alto voltaje es costosa. Es necesario recurrir a un proceso de importación que resulta costoso y demorado.

Es recomendable realizar la etapa de construcción y prueba de los dispositivos con el cuidado que se merece, debido a que los altos voltajes y corrientes que se manejan en equipos de válvulas de vacío son muy elevados y pueden llegar a ser peligrosos y se puede llegar a poner en riesgo la integridad física de quien los manipule.

Referencias

- Angulo Usategui, J. M. (1993). *Electrónica fundamental: teoría y práctica, desde la válvula hasta el circuito integrado* (Vol. 3). Bilbao: Paraninfo.
- Boylestad, R., & Nashelsky, L. (1997). *Electrónica: Teoría de circuitos*. En *Aplicaciones de diodos*. Mexico: Prentice Hall Hispanoamericana.
- Consumer Electronics Assosiation. (2001). *Test Methods of Measurement for Audio Amplifiers*.
- Pérez Fuster, C., & Iranzo Pontes, M. (2003). Rectificación monofásica. Fuentes estabilizadas. En *Electrónica básica: cuaderno de laboratorio* (págs. 101-118). Valencia, España: Ed. Univ. Politéc.
- Pérez, P. A. (2001). Transformadores de distribución: teoría, cálculo, construcción y pruebas. En *Fundamentos teóricos de los transformadores*. Mexico: Reverté.

Ryder, J. D. (1962). Válvulas de vacío. En *Electrónica: Fundamentos y aplicaciones* (págs. 186-252). Madrid, España: Aguilar Ediciones.

Van der Venn, M. (2005). Universal system and output transformer for valve amplifiers. *AES*, 6347.

Anexo A. Especificaciones técnicas. Instrumentación

ATS-1

ANALOG SIGNAL OUTPUTS

Low Distortion Sine Wave

Frequency Range	10 Hz to 120 kHz
Frequency Accuracy	±0.5 %
Amplitude Range	(20 Hz to 30 kHz) Balanced -0.25 mV to 26.25 Vrms [-70 dBu to +50.8 dBu] Unbalanced -0.25 mV to 13.12 Vrms [-70 dBu to +24.6 dBu]
Amplitude Accuracy	±0.2 dB [±2.3 %] at 1 kHz
Amplitude Resolution	0.01 dB
Flatness (1 kHz ref)	±0.05 dB
Residual THD+N	25 Hz–20 kHz ≤(0.0025% + 3 µV), 80 kHz BW [-92 dB]

Square Wave

Frequency Range	20 Hz–30 kHz
Amplitude Range	Balanced 0.71 mVpp to 34.73 Vpp Unbalanced 0.71 mVpp to 17.36 Vpp
Amplitude Accuracy	±0.3 dB [±3.5 %] at 400 Hz
Rise/fall time	Typically 2.5–3.0 µs

SMPTÉ (or DIN) Test Signals with option "ATS-IMD"

LF Tone	50, 60, 70, or 250; all ±1.0 %
HF Tone Range	7 kHz or 8 kHz (±1 %)
Mix Ratio	4:1 (LF:HF)
Residual IMD	0.0015 % [-96.5 dB], 60 Hz + 7 kHz or 250 Hz + 8 kHz

OUTPUT CHARACTERISTICS

Source Configuration	Selectable balanced or unbalanced
Source Impedances	Balanced 50 Ω (±2 Ω), 150 Ω (±2 Ω), or 601 Ω (±6 Ω) Unbalanced 50 Ω (±2 Ω)
Output Current Limit	75 mA peak
Max Output Power	Balanced +29.9 dBm into 600 Ω (R _s = 50 Ω) Unbalanced +23.8 dBm into 600 Ω (R _s = 50 Ω)
Output Related Crosstalk	≤-110 dB or 10 µV, whichever is greater (10 Hz–20 kHz)

ANALOG ANALYZER

ANALOG INPUT CHARACTERISTICS

Input Ranges	80 mV to 250 V in 10 dB steps
Maximum Rated Input	350 Vpk, 140 Vrms (dc to 20 kHz); overload protected
Input Impedance	Balanced (each side) Nominally 100 kΩ // 150–200 pF Unbalanced Nominally 100 kΩ // 150–200 pF
Terminations	Selectable 600 Ω ±1 %
CMRR 80 mV–2.5 V range	≥70 dB, 50 Hz–20 kHz
Input Related Crosstalk	≤-120 dB or 1 µV, whichever is greater
10 Hz–20 kHz	

Wideband Amplitude/Noise Function

Measurement Range	<1 µVrms to 140 Vrms [-118 dBu to +45 dBu]
Accuracy (1 kHz)	±0.2 dB [±2.37 %] unweighted
Flatness (1 kHz ref)	±0.05 dB (20 Hz–20 kHz)
Bandwidth Limiting Filters	LF–3 dB HF–3 dB
Weighting Filters	<10 Hz: 400 Hz ±5 % (3-pole) 22 kHz: 30 kHz; 80 kHz (3-pole), or 300 kHz ANSI-IEC "A"; CCIR-QPK; CCIR-ARM; CCIR-RMS
Optional Filters	Up to 2 (Aux 1 and Aux 2)
Detection	RMS (≈60 ms); AVG; QPK (CCIR Rec 468)
Residual Noise	22 Hz–22 kHz BW A-weighted CCIR-QPK ≤1.5 µV [-114 dBu] ≤1.0 µV [-118 dBu] ≤5.0 µV [-104 dBu]

Frequency Meter Related (both channels)

Measurement Range	10 Hz–200 kHz
Accuracy	±0.01 % [±100 PPM]
Resolution	5 digits

Phase Measurement Related

Measurement Ranges	±180, +90/-270, or -90/+270 deg
Accuracy 20 Hz–20 kHz	±2.0 deg
Resolution	0.1 deg

Level Meter Related (both channels)

Measurement Range	10 mV to 140 V for specified accuracy and flatness, useable to <100 µV [-38 dBu to +45 dBu]
Accuracy (1 kHz)	±0.1 dB + 100 µV
Flatness (1 kHz ref)	(Vin >10 mV) ±0.05 dB (20 Hz–20 kHz)

Bandpass Amplitude Function

Tuning Range (f _c)	20 Hz to 120 kHz
Bandpass Response	Q=5 (2-pole)
Accuracy (at f _c)	±0.3 dB, 20 Hz–120 kHz

THD-N / SINAD Function

Fundamental Range	10 Hz to 100 kHz, THD+N mode
Measurement Range	.001 %–100 %
SINAD Range	400 Hz–1 kHz
Accuracy	±1 dB, 20 Hz–120 kHz harmonics
Measurement Bandwidth	LF–3 dB HF–3 dB 22k, 30k, 80k, or 300 kHz
Residual THD+N	25 Hz–20 kHz ≤(0.0025% + 3.0 µV), 80 kHz BW [-92 dB]

Crosstalk Function

Frequency Range	10 Hz to 120 kHz
Measurement Range	-140 dB to 0 dB
Accuracy	±0.5 dB



Testing for
Optimal Results



SMPTÉ (DIN) IMD Function with option "ATS-IMD"

Test Signal Compatibility	40–250 Hz and 3 kHz–20 kHz in 0:1 to 8:1 ratio
IMD Measured	Amplitude modulation products of the HF tone.
Measurement Range	<0.0025 %–20 %
Accuracy	±1 dB per SMPTÉ RP-120-1983, DIN 45403
Residual IMD	≤0.0025% [-92 dB], 60 + 7 kHz or 250 + 8 kHz

Wow & Flutter Function

Test Signal Compatibility	2.80 kHz–3.35 kHz
Accuracy (4 Hz)	±5 % of reading + 0.002 %
Detection Modes	IEC/DIN; NAB; JIS
Residual W+F	≤0.005% Weighted; ≤0.01% Unweighted

DIGITAL SIGNAL GENERATOR

DIGITAL OUTPUT CHARACTERISTICS

Output Formats	AES/EBU (per AES3-1992); SPDIF-EIAJ; Optical
Sample Rates	28.8 kHz–52.8 kHz
Sample Rate Accuracy	±0.002% [±20 PPM] lockable to external reference
Word Length	16 to 24 bits (even values)

Sine Wave

Frequency Range	10 Hz to 47 % of sample rate (22.56 kHz at 48 ks/s)
Frequency Resolution	Sample Rate ÷ 2 ¹⁵ (typically 0.006 Hz at 48 ks/sec)
Flatness	±0.001 dB
Residual Distortion	±0.00001 % [-140 dB]

Square Wave

Frequency Range	10 Hz to 1/6 sample rate
Frequencies available	f _c ÷ 4096 to f _c ÷ 6, in even integer divisors

SMPTÉ/DIN IMD Waveform with option "ATS-IMD"

Upper Tone Range	Choice of 7 kHz or 8 kHz
Lower Tone Range	Choice of 50 Hz, 60 Hz, 70 Hz, or 250 Hz
Amplitude Ratio	4:1 (LF:HF)
Residual Distortion	≤0.00001 % [-140 dB] at 4:1 ratio

Random Generator Waveform

Waveform	Compatible with Audio Precision BITTEST
----------	---

Dither (all waveforms)

Probability Distribution	Triangular or rectangular; independent for each channel
Spectral Distribution	Flat (white) or Shaped (+6 dB/oct, triangular only)
Amplitude	Automatically tracks word length or off

AES/EBU INTERFACE GENERATION

Interface Signal

Amplitude Range	0–5.11 Vpp, into 110 Ω in 5 mV steps
Balanced (XLR)	0–1.62 Vpp, into 75 Ω in 1.6 mV steps
Unbalanced (BNC)	
Channel Status Bits	English language decoded, Professional/Consumer
Validity Flag	Selectable, set or cleared

AES/EBU Impairments

Induced Jitter	Sine wave
Jitter Freq Range	10 Hz to 38.8 kHz
Jitter Amplitude	0–1.28 UI (pk), in steps of 0.005 UI or better 1.3–12.75 UI, in steps of 0.05 UI or better (total generator/analyzer) peak calibrated ≤0.005 UI (700 Hz–30 kHz BW) ≤0.015 UI (700 Hz–30 kHz BW)
Residual Jitter	RMS response Peak response
Spurious Jitter Products	Jitter & Ref Delay Off
Jitter On	≤0.0005 UI ≤-30 dB below jitter signal

REFERENCE INPUT CHARACTERISTICS

Input Formats	AES/EBU (per AES3-1992)
Input Sample Rates	28.8 kHz–52.8 kHz
Lock Range	±0.0025% [±25 PPM]

DIGITAL ANALYZER

DIGITAL INPUT CHARACTERISTICS

Input Formats	AES/EBU (per AES3-1992); SPDIF-EIAJ; Optical
Sample Rates	28.8 kHz–52.8 kHz
Word Length	16 to 24 bits

EMBEDDED AUDIO MEASUREMENTS

Wideband Level/Amplitude

Range	0 dBFS to -140 dBFS
Frequency Range	<10 Hz–22.0 kHz at 48 ks/sec
Accuracy	±0.01 dB, ≥-90 dBFS
Flatness	±0.01 dB, 15 Hz–22 kHz
High pass Filters	22 Hz, 400 Hz, 2-pole Butterworth
Low pass Filters	15 kHz, 20 kHz 6-pole elliptic low-pass
Weighting Filters	ANSI-IEC "A" weighting; CCIR QPK; CCIR RMS
Residual Noise	-140 dBFS unweighted; -142 dBFS A-weighted

Narrow Band Amplitude

Frequency Range	0.04% to 40% of sample rate (10 Hz–19.2 kHz at 48.0 ks/sec)
Filter Shape	10-pole, 0–19 (BW = 5.3% of f _c)

THD+N Measurements

Fundamental Range	0.02% to 45% of sample rate (10 Hz–22.0 kHz at 48.0 ks/sec)
Residual THD+N	≤-138 dBFS
High pass Filters	22 Hz, 400 Hz 2-pole Butterworth
Low pass Filters	15 kHz, 20 kHz 6-pole elliptic low-pass
Weighting Filters	ANSI-IEC "A" weighting; CCIR QPK; CCIR RMS

SMPTÉ (DIN) IMD Function with option "ATS-IMD"

Test Signal Compatibility	40–250 Hz and 3 kHz–20 kHz in 1:1 to 4:1 ratio
IMD Measured	Amplitude modulation products of the HF tone.
Measurement Range	<0.0001%–10%
Accuracy	±1 dB per SMPTÉ RP-120-1983, DIN 45403
Residual IMD (0 dBFS)	≤0.0001% [-120 dB], 60 + 7 kHz or 250 + 8 kHz

Frequency Measurements

Range	5 Hz to 47% of sample rate
-------	----------------------------

Phase Measurement Related

Measurement Ranges	±180, +90/-270, or -90/+270 deg
Accuracy	±2.0 deg (20 Hz–20 kHz)
Resolution	0.1 deg

BITTEST Measurement

Measurement	Compatible with random mode of Audio Precision BITTEST
-------------	--

DIGITAL INTERFACE MEASUREMENTS

AES/EBU Impairments, Real Time Displays

Input Sample Rate	±0.002% [±20 PPM] internal ref, ±0.0001% [*1 PPM] external ref
Output to Input or Reference	Measures status propagation from the AES/EBU output to the input.
Input to Input Delay	Range is 0–192 (frames), resolution ±60 ns.
AES/EBU Input Voltage	Balanced 400 mV to 10.24 Vpp, ±(10% + 50 mV) Unbalanced 100 mV to 2.56 Vpp, ±(10% + 30 mV)
Jitter Amplitude (500 Hz)	(peak-peak sine wave calibrated) 0–10 UI.
Jitter Flatness	±1.5 dB, 100 Hz–22 kHz (50 Hz HP selection, RMS detection, 48 kHz sample rate)
Residual Jitter, peak calibrated	(analyzer only) (700 Hz–30 kHz BW) ≤0.01 UI RMS; ≤0.03 UI Peak
Spurious Jitter Products	≤0.002 UI (1.2 kHz) or 0 dB below jitter signal
Channel Status Bits	English language decoded (Professional/Consumer)
Validity Flag	Displayed for selected channel
Parity; Signal Confidence; Receiver Lock; Coding Error	Displayed for total signal (both channels combined)

AUXILIARY SIGNALS

Generator Analog Sync Output; Digital Sync Output; Analyzer Input Monitor; Analyzer Reading	
---	--

AUDIO MONITOR

Power Output	Typically 1 watt
--------------	------------------

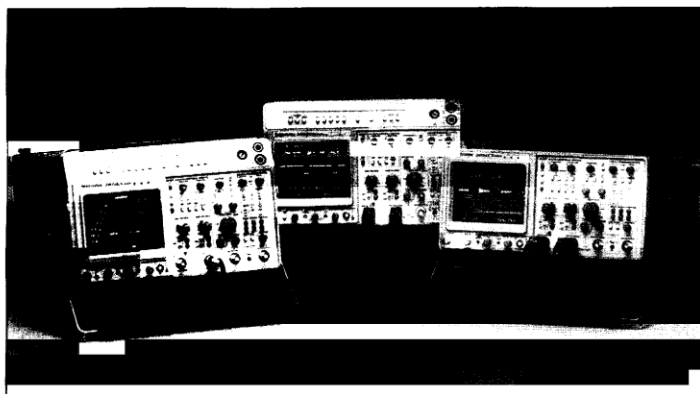
GENERAL / ENVIRONMENTAL

Power Requirements	100/120/230/240 Vac (-10%/+6%), 50–60 Hz, 50 VA max
Temperature Range	0° C to +50° C Operating; -20° C to +60° C Storage
Humidity	90% RH to at least +40° C (non-condensing)
EMC	Complies with 89/336/EEC, CISPR 22 (class B), and FCC 15 subpart J (class B)
Dimensions	16.5 x 6.0 x 13.6 inches [41.9 x 15.2 x 34.5 cm]
Weight	Approximately 20 lbs [9.1 kg]
Safety	Complies with 73/23/EEC, 93/68/EEC, EN61010, and IEC 1010 (including Amendments 1 and 2)

TEK 150 to 400 MHz
FOUR-CHANNEL OSCILLOSCOPES

2400B
SERIES

2400B Series Portable Analog Oscilloscopes



2400B Series 150 to 400 MHz Four-Channel Oscilloscopes

NEW NEW NEW **2467B/2465B/2445B**

TYPICAL APPLICATIONS

- Design Test and Measurements
- Production Line Testing
- Communications Equipment Design and Service
- Field Servicing

BENEFITS

- Better Repeatability From Built-in Automation
- Faster Results From Automated Measurements
- Less Drudgery From Push-button Selections
- Better Accuracy From Reduced Operator Error

FEATURES

- 400 MHz Bandwidth (2467B, 2465B)
- 875 ps Rise Time (2467B, 2465B)
- Push-button Measurements
- Four Independent Channels
- 500 ps/div Time Base (2467B, 2465B)
- Auto Setup
- Save and Recall Setups
- Set-Up Sequencing
- Volts and Time Cursors
- Cursors After Delay
- 500 MHz Trigger Bandwidth (2467B, 2465B)
- Selectable Input Impedance (1 M Ω , 50 Ω)
- 20 ps Time-Interval Resolution
- 400 MHz at 5 mV/div
- 350 MHz at 2 mV/div
- Lightweight and Rugged

Now your top choice in portable analog scopes is more automatic than ever.

The Tek 2400B Series combines new convenience and leading-edge performance, now up to 400 MHz. Six scopes bring unprecedented efficiency to your design lab, production line or field service site.

Measure signals on screen in less time—automatically.

You can measure rise time, fall time, frequency, width, voltage and time interval A to B on A sweep at the push of a button. In addition, setup and measurement functions can be initiated by pressing an ID button on the head of Tek's new P6137 passive voltage probe.

The 2400B Series features Auto Setup—a tremendous time-saver. Just attach up to four probes to signal points, press AUTO SETUP, and within seconds you have a stable, automatically triggered display of your probed waveforms. It couldn't be simpler.

Auto Setup includes Tek's proprietary Pulse Mode for viewing narrow pulses in detail. Your scope calculates the duty factor and properly displays either the low-duty-cycle pulse or several cycles of symmetrical waveforms. The scope will display, position and scale up to four waveforms.

FLUKE®

80 Series V Industrial True-RMS Multimeter with Temperature

Accuracy and diagnostic functions for maximum industrial productivity



The new Fluke 87V has improved measurement functions, troubleshooting features, resolution and accuracy to solve more problems on motor drives, in plant automation, power distribution, and electro-mechanical equipment. The 87V operates very similar to the classic 87, but with more problem-solving power, safety, convenience and impact protection.

Features for maximum productivity

- Unique function for accurate voltage and frequency measurements on adjustable speed motor drives and other electrically noisy equipment (87V)
- Built-in thermometer conveniently allows you to take temperature readings without having to carry a separate instrument (87V)
- Large digit display with bright, two-level backlight makes the 80 Series V significantly easier to read than older models

NEW! 87V/E2 Industrial Electrician Combo Kit makes troubleshooting more productive with standard meter hanging accessory for hands-free operation, soft case for protection and storage, 1.5 m heat resistant silicone test leads and more.

Electrical safety

All inputs are protected to Category III, 1000 V and Category IV 600 V. They can withstand impulses in excess of 8,000 V and reduce risks related to surges and spikes.

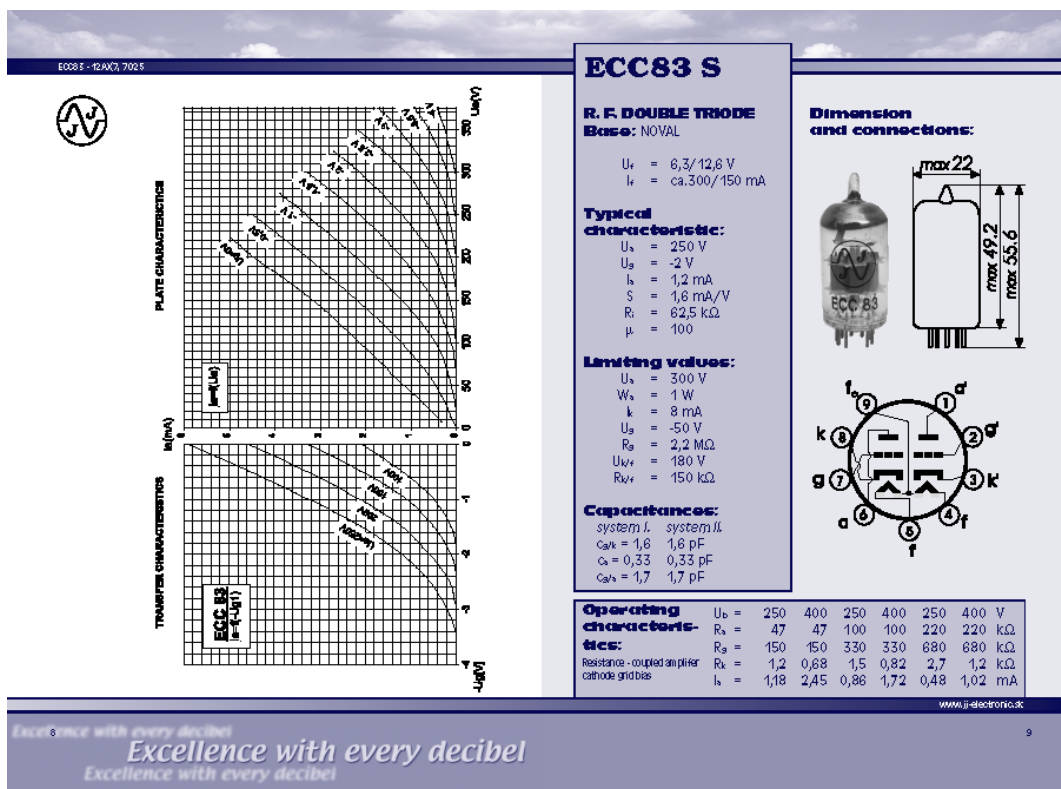


Specifications

Function	Range and resolution	Basic accuracy	
		83V	87V
DC Volts	600.0 mV, 6.000 V, 60.00 V, 600.0 V, 1000 V	0.1 %	0.05 %
AC Volts	600.0 mV, 6.000 V, 60.00 V, 600.0 V, 1000 V	0.5 %	0.7 % (True-rms)
DC Current	600.0 μ A, 6.000 μ A, 60.00 mA, 600.0 mA, 6.000 A, 10.00 A	0.4 %	0.2 %
AC Current	600.0 μ A, 6.000 μ A, 60.00 mA, 600.0 mA, 6.000 A, 10.00 A	1.2 %	1.0 % (True-rms)
Temperature (excl. probe)	-200 to 1090 °C (-328 to 1994 °F)	—	1.0 %
80BK Temperature Probe	-40 to 260 °C (-40 to 500 °F)	—	2.2 °C or 2 %
Resistance	600.0 Ω , 6.000 k Ω , 60.00 k Ω , 600.0 k Ω , 6.000 M Ω , 50.00 M Ω	0.4 %	0.2 %
Capacitance	10.00 nF, 100.0 nF, 1.000 μ F, 10.00 μ F, 100.0 μ F, 9.999 μ F	1.0 %	1.0 %
Frequency	199.99 Hz, 1.9999 kHz, 19.999 kHz, 199.99 kHz	0.005 %	0.005 %



Anexo B. Especificaciones técnicas. Válvulas de vacío



SOVTEK

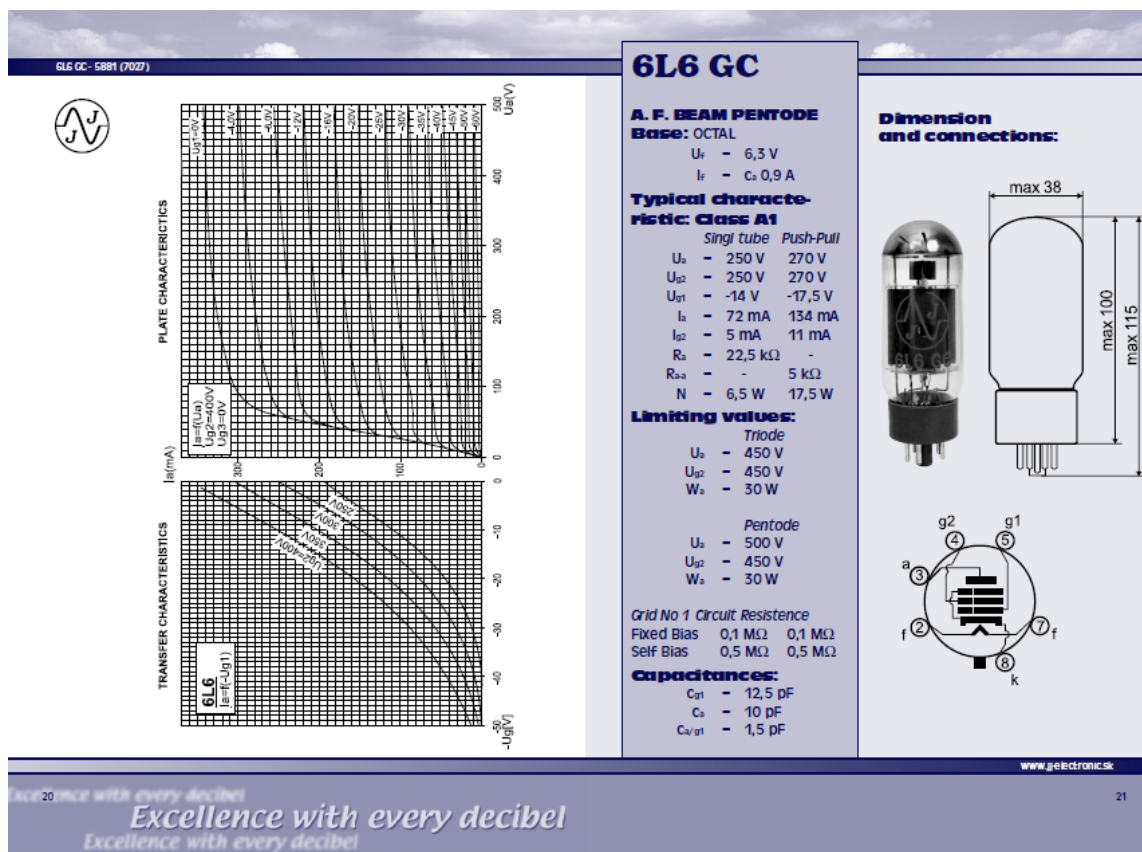
KT88

Typical operation, Class A amplifier

	triode scheme	tetrode scheme
Filament voltage	6.3 v	6.3 v
Plate voltage	250 v	400 v
Screen grid voltage	250 v	225 v
Grid1 bias voltage	-14 v	-16.5 v
Amplitude of grid1 voltage	14 v	16.5 v
Constant component of plate quiescent current	140 ma	87 ma
Constant component of grid2 quiescent current	12 ma	4 ma
Load resistance	1.5 kOhm	3 kOhm
Total non-linear distortions	7%	14%
Output power at maximum signal	12.5 w	20 w

Limiting values

	triode scheme		tetrode scheme	
	min	max	min	max
Filament voltage	5.7 v	6.9 v	5.7 v	6.9 v
Plate voltage, DC		440 v		800 v
Screen voltage, DC		-		440 v
Grid1 positive voltage, DC		0 v		0 v
Grid 1 negative voltage		300 v		300 v
Grid 2 negative voltage		440 v		600 v
Plate dissipation		44 w		44 w
Screen dissipation		6.6 w		6.6 w
Cathode current		192.5		230
Constant component of plate current		190 ma		190 ma
Cathode to filament voltage				
Filament voltage is positive to cathode, constant component		100 v		100 v
Filament voltage is positive to cathode (DC, amplitude)		200 v		200 v
Filament voltage is negative to cathode (DC, amplitude)		300 v		300 v
Resistance in grid1 circuit				
at fixed (clamp) bias		0.051 MOh		0.051 MOh
at automatic bias		0.24 MOh		0.24 MOh
Envelope temperature at hottest point		250° C		250° C



Anexo C. Mediciones

Todas las mediciones se realizaron para una señal de entrada senoidal de 200 mV de amplitud.

NOISE A		
126.1 mV		
GEN: SINE	200.0 mV	1.000 kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 60. Nivel de ruido sin señal de entrada: 126.1 mV

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
14.26 %	2.625 W	49.956 Hz
GEN: SINE	141.4 mV	50.00 Hz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 61. Potencia. 2.625 W RMS, 50 Hz, 8Ω, 14.26 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
12.90 %	3.216 W	63.004 Hz
GEN: SINE	141.4 mV	63.00 Hz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 62. Potencia. 3.216 W RMS, 63 Hz, 8Ω, 12.90 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
9.67 %	4.773 W	124.87 Hz
GEN: SINE	141.4 mV	125.0 Hz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 63. Potencia. 4.773 W RMS, 125 Hz, 8Ω, 9.67 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
8.10	%	5.562	W	249.87 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	250.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 64. Potencia. 5.562 W RMS, 250 Hz, 8Ω, 8.10 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
7.42	%	5.933	W	499.38 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	500.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 65. Potencia. 5.933 W RMS, 500 Hz, 8Ω, 7.42 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
7.23	%	6.160	W	998.93 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	1.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 66. Potencia. 6.160 W RMS, 1 kHz, 8Ω, 7.23 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
7.18	%	6.286	W	1.9976 kHz
GEN: SINE		141.4	mV	2.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 67. Potencia. 6.286 W RMS, 2 kHz, 8Ω, 7.18 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
7.24	%	6.384	W	3.9963 kHz
GEN: SINE		141.4	mV	4.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 68. Potencia. 6.384 W RMS, 4 kHz, 8Ω, 7.24 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
7.43	%	6.774	W	7.9958 kHz
GEN: SINE		141.4	mV	8.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 69. Potencia. 6.774 W RMS, 8 kHz, 8 Ω , 7.43 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
4.74	%	7.806	W	15.988 kHz
GEN: SINE		141.4	mV	16.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 70. Potencia. 7.806 W RMS, 16 kHz, 8 Ω , 4.74 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
2.97	%	8.238	W	19.982 kHz
GEN: SINE		141.4	mV	20.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 71. Potencia. 8.238 W RMS, 20 kHz, 8 Ω , 2.97 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
17.87	%	2.175	W	49.955 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	50.00 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 72. Potencia. 2.175 W RMS, 50 Hz, 4 Ω , 17.87 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
16.06	%	2.703	W	63.011 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	63.00 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 73. Potencia. 2.703 W RMS, 63 Hz, 4 Ω , 16.06 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
12.49	%	4.057	W	124.88 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	125.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 74. Potencia. 4.057 W RMS, 125 Hz, 4Ω, 12.49 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
10.71	%	4.818	W	249.82 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	250.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 75. Potencia. 4.818 W RMS, 250 Hz, 4Ω, 10.71 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
9.82	%	5.214	W	499.39 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	500.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 76. Potencia. 5.214 W RMS, 500 Hz, 4Ω, 9.82 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
9.50	%	5.370	W	998.91 Hz
GEN: SINE		141.4	mV	1.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 77. Potencia. 5.370 W RMS, 1 kHz, 4Ω, 9.50 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
9.42	%	5.498	W	1.9975 kHz
GEN: SINE		141.4	mV	2.000 kHz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 78. Potencia. 5.498 W RMS, 2 kHz, 4Ω, 9.42 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
9.58	%	5.635	W	3.9960 kHz
GEN: SINE	141.4	mV	4.000	kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz			

FIGURA 79. Potencia. 5.635 W RMS, 4 kHz, 4Ω, 9.58 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
9.47	%	5.913	W	7.9952 kHz
GEN: SINE	141.4	mV	8.000	kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz			

FIGURA 80. Potencia. 5.913 W RMS, 8 kHz, 4Ω, 9.47 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
4.66	%	6.630	W	15.987 kHz
GEN: SINE	141.4	mV	16.000	kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz			

FIGURA 81. Potencia. 6.630 W RMS, 16 kHz, 4Ω, 4.66 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
3.07	%	6.718	W	19.980 kHz
GEN: SINE	141.4	mV	20.000	kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz			

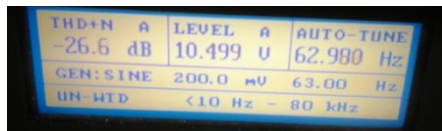
FIGURA 82. Potencia. 6.718 W RMS, 20 kHz, 4Ω, 3.07 % THD + N

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
-26.4	dB	10.489	U	49.961 Hz
GEN: SINE	200.0	mV	50.00	Hz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz			

FIGURA 83. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 50 Hz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
-26.6	dB	10.499	V	62.980 Hz
GEN: SINE		200.0	mV	63.00 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 84. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 63 Hz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
-26.3	dB	10.487	V	79.962 Hz
GEN: SINE		200.0	mV	80.00 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 85. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 80 Hz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
-26.4	dB	10.511	V	124.90 Hz
GEN: SINE		200.0	mV	125.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 86. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 125 Hz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
-26.3	dB	10.492	V	249.82 Hz
GEN: SINE		200.0	mV	250.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 87. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 250 Hz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N	A	LEVEL	A	AUTO-TUNE
-26.3	dB	10.497	V	499.47 Hz
GEN: SINE		200.0	mV	500.0 Hz
UN-WTD		<10 Hz - 80 kHz		

FIGURA 88. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 500 Hz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
-26.3 dB	10.483 V	999.05 Hz
GEN: SINE	200.0 mV	1.000 kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 89. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 1 kHz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
-26.4 dB	10.453 V	1.9977 kHz
GEN: SINE	200.0 mV	2.000 kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 90. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 2 kHz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
-26.6 dB	10.326 V	3.9973 kHz
GEN: SINE	200.0 mV	4.000 kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 91. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 4 kHz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
-27.1 dB	9.930 V	7.9982 kHz
GEN: SINE	200.0 mV	8.000 kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 92. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 8 kHz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



THD+N A	LEVEL A	AUTO-TUNE
-27.8 dB	8.765 V	15.992 kHz
GEN: SINE	200.0 mV	16.000 kHz
UN-WTD	<10 Hz - 80 kHz	

FIGURA 93. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 16 kHz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1



FIGURA 94. Preamplificador. Nivel de salida, THD + N a 20 kHz

Fuente: Analizador de audio *Audio Precision* ATS-1

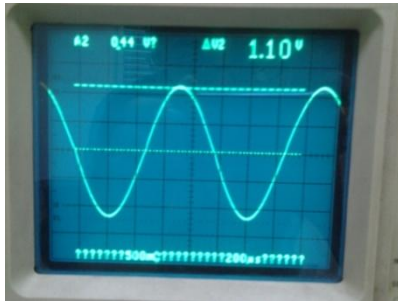


FIGURA 95. Forma de onda, primera etapa del preamplificador

Fuente: Osciloscopio *Tektronix* 2400B

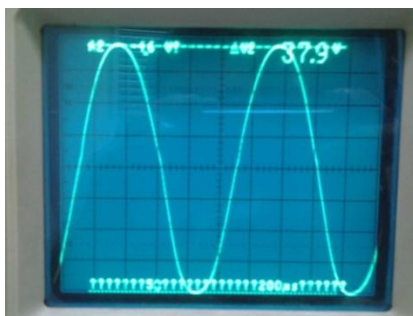


FIGURA 96. Forma de onda, segunda etapa del preamplificador

Fuente: Osciloscopio *Tektronix* 2400B

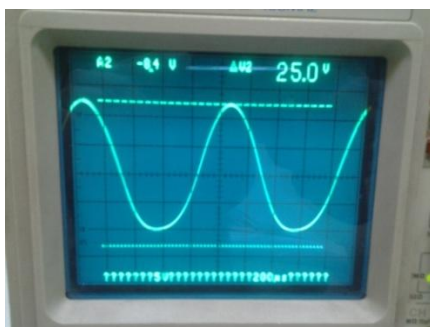


FIGURA 97. Forma de onda, amplificador de potencia. 9.7 W RMS, 1 kHz, 8 Ω .

Fuente: Osciloscopio *Tektronix 2400B*

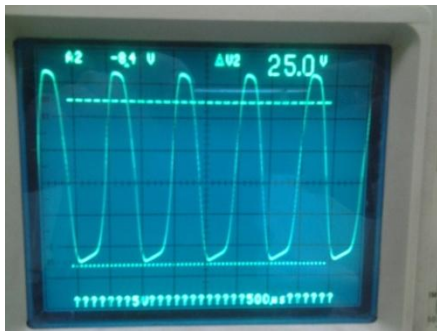


FIGURA 98. Forma de onda, amplificador de potencia. 23.2 W RMS, 1 kHz, 8 Ω , 25.40 %THD
+ N

Fuente: Osciloscopio *Tektronix 2400B*

Anexo D. Registro fotográfico



FIGURA 99. Transformador fuentes de alimentación

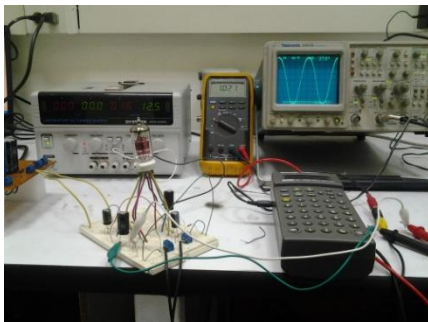


FIGURA 100. Montaje del preamplificador en tablero de pruebas



FIGURA 101. Circuito impreso de fuentes de alimentación

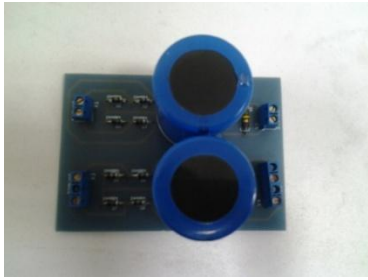


FIGURA 102. Circuito impreso de fuentes de alimentación



FIGURA 103. Circuito impreso del preamplificador



FIGURA 104. Circuito impreso del amplificador de potencia y el transformador de salida



FIGURA 105. Circuitos impresos del amplificador final



FIGURA 106. Carga resistiva de 4 Ω y 8 Ω de 100 W



FIGURA 107. Analizador de audio *Audio Precision ATS-1*



FIGURA 108. Amplificador ensamblado



FIGURA 109. Amplificador Final