



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Politécnica Superior de Gandia

Diseño y ensamblado de un amplificador de guitarra eléctrica a válvulas destinado para el uso personal y profesional

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación, Sonido e Imagen

AUTOR/A: Ribera Calabuig, Angel

Tutor/a: Canet Subiela, María José

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023

Resumen

Este proyecto consiste en analizar, ensamblar y modificar un kit de amplificador a válvulas tipo Plexi en formato cabezal para guitarra eléctrica. El amplificador base tiene las siguientes características: 30W de potencia, 2 canales (normal y brillante), 4 entradas (2 para cada canal, con posibilidad de usarse en serie), interruptores de encendido/apagado y standby, reguladores de volumen independientes para cada canal, ecualización de 3 bandas, control de presencia, 2 salidas de altavoces en paralelo y regulador de impedancia de salida. Se han usado las siguientes válvulas: una válvula rectificadora GZ34, tres 12AX7 en el preamplificador e inversor de fase y dos KT66 en la etapa de potencia. Después de montar el amplificador, se ha probado durante el tiempo necesario y, posteriormente, se han propuesto una serie de modificaciones para adaptar el sonido a mis requerimientos personales.

Palabras clave

Amplificador, Válvula de vacío, Plexi, Guitarra, Música

Abstract

This project consists of analyzing, assembling, and modifying a Plexi type tube amplifier kit in head format for electric guitar. The base amplifier has the following characteristics: 30W of power, 2 channels (normal and bright), 4 inputs (2 for each channel, with the possibility of being used in series), on/off and standby switches, independent volume controls for each channel, 3-band equalization, presence control, 2 speaker outputs in parallel and output impedance regulator. The following tubes are used: a GZ34 rectifier tube, three 12AX7s in the preamp and phase inverter and two KT66s in the power stage. After assembling the amp, it has been tested and a series of modifications are proposed to adapt the sound to my personal requirements.

Keywords

Amplifier, Vacuum valve, Plexi, Guitar, Music

Contenido

Contenido	2
Índice de Figuras	3
1. Introducción	6
1.1. Motivación y objetivos	6
1.2. Relación del proyecto con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS).....	6
1.3. Estructura del TFG	7
1.4. Metodología y problemas	7
1.5. Breve historia de las válvulas de vacío	8
1.6. Elección del modelo de amplificador	9
2. El Marshall JTM45	10
2.1. Diagrama de bloques	10
2.2. Análisis del esquemático	11
2.2.1. Fuente de alimentación.....	11
2.2.2. Entradas de señal	13
2.2.3. Preamplificador	16
2.2.3.1. Canales del amplificador	16
2.2.3.2. Segunda etapa amplificadora.....	18
2.2.4. Control de tono	20
2.2.5. Inversor de fase.....	22
2.2.6. Etapa de potencia.....	25
2.3. Montaje y test	29
2.3.1. Proceso de ensamblado	30
2.3.2. Medidas previas	31
2.3.3. Ajuste de bias	32
2.3.4. Test del amplificador	32
3. Modificaciones en el amplificador	33
3.1. Ajuste de referencia	33
3.2. Modificaciones propuestas	36
3.2.1. Diseño del nuevo canal	36
3.2.2. Modificación del control de tono.....	44
3.2.3. Anulación del control de presencia.....	46
3.2.4. Volumen maestro.....	46
4. Presupuesto	48
5. Conclusiones y trabajo futuro	49
6. Bibliografía	50

Anexo I. Documentación del kit	51
Anexo II. Hojas características de las válvulas.....	52
Anexo III. Circuitos en LTspice.....	53
Anexo IV. Fotos	57
Anexo V. Vídeos	69

Índice de Figuras

Figura 1. Tipos de válvulas	9
Figura 2. Modelo equivalente de la válvula	9
Figura 3. Diagrama de bloques del Marshall JTM45. Fuente de alimentación	10
Figura 4. Diagrama de bloques del Marshall JTM45. Ruta de señal	11
Figura 5. Fuente de alimentación del Marshall JTM45	12
Figura 6. Tensión de salida de la válvula rectificadora (nudo D de la Figura 5)	13
Figura 7. Tensiones en los nudos A, B y C de la figura 5	13
Figura 8. Entradas de señal del Marshall JTM45.....	14
Figura 9. Ganancia de tensión de la entrada 1.....	14
Figura 10. Ganancia de tensión de la entrada 2.....	15
Figura 11. Entradas de señal en modo paralelo.....	15
Figura 12. Ganancia de tensión de las entradas en modo paralelo	15
Figura 13. Canales del Marshall JTM45.....	16
Figura 14. Respuesta del control de volumen en el canal normal	17
Figura 15. Respuesta del control de volumen en el canal high treble	17
Figura 16. Respuesta del control de volumen del canal high treble cuando se está utilizando el canal normal.....	18
Figura 17. Segunda etapa de ganancia.....	18
Figura 18. Segunda etapa de ganancia. Ganancia del primer triodo	19
Figura 19. Segunda etapa de ganancia. Ganancia del segundo triodo	19
Figura 20. Segunda etapa de ganancia. Efectividad del amplificador de corriente con una carga a la salida de $1M\Omega$	19
Figura 21. Segunda etapa de ganancia. Ganancia total	20
Figura 22. Control de tono del Marshall JTM45.....	20
Figura 23. Respuesta del potenciómetro bass en el control de tono	21
Figura 24. Respuesta del potenciómetro middle en el control de tono	21
Figura 25. Respuesta del potenciómetro treble en el control de tono.....	22
Figura 26. Tipos de circuitos de inversión de fase	22
Figura 27. Inversor de fase del Marshall JTM45	23

Figura 28. Inversor de fase con valores de 82K y 100K en las resistencias de ánodo.....	23
Figura 29. Inversor de fase con valores de 68K y 100K en las resistencias de ánodo.....	24
Figura 30. Inversor de fase con valores de 100K y 100K en las resistencias de ánodo.....	24
Figura 31. Inversor de fase (sin realimentación).....	24
Figura 32. Respuesta del potenciómetro presente en el inversor de fase.....	25
Figura 33. Etapa de potencia del Marshall JTM45	25
Figura 34. Filtro de entrada en la etapa de potencia	26
Figura 35. Ganancia de tensión en las salidas de la etapa de potencia	27
Figura 36. Tensión en la salida de una de las válvulas de potencia	28
Figura 37. Tensión en el altavoz.....	28
Figura 38. Tensión de salida en el altavoz con diferentes valores en el potenciómetro volume II	29
Figura 39. Distorsión armónica del amplificador (sin saturación)	29
Figura 40. Proceso de ensamblado del amplificador	30
Figura 41. Interior del amplificador ensamblado.....	30
Figura 42. Medidas previas al ajuste de bias.....	31
Figura 43. Actuación con la Orquesta La Óxido (Cotes, 30 de septiembre de 2022).....	33
Figura 44. Ganancia de los canales con el ajuste de referencia.....	34
Figura 45. Ganancia del control de tono con el ajuste de referencia	34
Figura 46. Respuesta hasta la salida del control de tono con el ajuste de referencia.....	35
Figura 47. Respuesta del control de tono con los potenciómetros en su valor intermedio.....	35
Figura 48. Canal II normal independiente.....	36
Figura 49. Ganancia máxima en el canal normal del Marshall JTM45 y en el canal independiente	37
Figura 50. Análisis a frecuencias medias del canal independiente. Circuito equivalente.....	37
Figura 51. Análisis del filtro formado por el condensador C1 en el canal independiente. Circuito equivalente.....	38
Figura 52. Respuesta y frecuencia central del filtro formado por el condensador C1 (C2 en cortocircuito).....	39
Figura 53. Respuesta del filtro formado por el condensador C2 (C1 en cortocircuito)	40
Figura 54. Reducción de la ganancia mediante la eliminación del condensador de cátodo	40
Figura 55. Respuesta del canal con la modificación de ganancia	41
Figura 56. Modificación de la respuesta en frecuencia (a falta de definir los valores en los componentes)	41
Figura 57. Respuesta del canal con la modificación de ganancia a un volumen equivalente respecto al amplificador original con el ajuste de referencia	42
Figura 58. Frecuencia central en el filtro de frecuencias agudas (zoom en la Figura 44).....	42

Figura 59. Filtro de frecuencias agudas. Diferentes valores en C2 (R6=0).....	43
Figura 60. Filtro de frecuencias agudas. Diferentes valores en R6 (C2=180pF).....	43
Figura 61. Respuesta del canal modificado.....	43
Figura 62. Respuesta del control de tono con diferentes valores en R15 (C7=250pF).....	44
Figura 63. Respuesta del control de tono con diferentes valores en C7 (R15=33K).....	44
Figura 64. Respuesta del control de tono con diferentes valores de C8	45
Figura 65. Respuesta del control de tono modificado	45
Figura 66. Circuitos definitivos tras la modificación del control de tono	45
Figura 67. Inversor de fase tras la eliminación del control de presencia.....	46
Figura 68. Tipos de circuitos de volumen maestro	47
Figura 69. Respuesta del post-EQ master volume	47
Figura 70. Respuesta del pre-EQ master volume.....	47
Figura 71. Respuesta del PPIMV.....	48
Figura 72. Diagrama de bloques del amplificador modificado	49

1. Introducción

1.1. Motivación y objetivos

Empecé a interesarme por el mundo de la electrónica y las telecomunicaciones gracias a mi pasión por la música y mi curiosidad por entender los circuitos de audio de los amplificadores y los efectos de guitarra eléctrica y gracias a ello terminé estudiando el Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación, Sonido e Imagen. Además, desde hace unos años, me dedico a tocar la guitarra profesionalmente y uno de mis sueños siempre ha sido construir mi propio amplificador a válvulas, llevarlo de gira y ser capaz de modificarlo para así, poder sacarle el máximo provecho y conseguir mi propio sonido.

Pienso que este TFG es una grandísima oportunidad para ampliar mis conocimientos en el análisis de circuitos electrónicos y aprender sobre el diseño de amplificadores a válvulas, además de que para mí es la forma más bonita y especial de finalizar mis estudios de Ingeniería.

1.2. Relación del proyecto con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS)

El sector de la música juega un papel importante en la consecución de los diecisiete ODS. De hecho, existen investigaciones que así lo demuestran, como la realizada por la ONG *Center for Music Ecosystems* en su publicación "*Your Guide to Music and the SDGs*" (1). El amplificador a válvulas diseñado se está usando para realizar conciertos en directo, así que comparte la relación que tiene la música con algunos de los ODS:

1. ODS 1 Reducción de la pobreza: escuchar música en directo puede despertar el interés de los espectadores por aprender música. La música puede reducir la pobreza a través de: a) expansión de la propiedad intelectual: una única canción puede generar ingresos durante años y b) actividades extraescolares para niños y jóvenes: permiten que los padres trabajen durante ese tiempo (1).
2. ODS 2 Hambre cero: los conciertos pueden contribuir a alcanzar este objetivo con: a) sensibilización hacia la desigualdad y el hambre y b) redistribución de comida en conciertos: con políticas sin desperdicios para donar la comida no vendida a la gente que lo necesita (1).
3. ODS 3 Salud y bienestar: la música puede ayudarnos a vivir más y reduce el estrés (1).
4. ODS 4 Educación de calidad: escuchar música en directo puede despertar el interés de los espectadores por aprender música. La educación musical mejora la educación en otras áreas como ciencia, matemáticas y tecnología. Además, tocar un instrumento y leer música fortalece el cerebro, mejora nuestra memoria y nuestra inteligencia verbal (1).
5. ODS 8 Trabajo decente y crecimiento económico: los amplificadores a válvulas son muy apreciados por la gran calidad de sonido que ofrecen. Este proyecto puede servir para entenderlos bien y crear puestos de trabajo relacionados con su diseño y adaptación a determinados instrumentos o preferencias de los músicos.
6. ODS 13 Acción climática con la organización de festivales "verdes" (1).

1.3. Estructura del TFG

En este trabajo se tratan los siguientes temas:

- Breve introducción a las válvulas de vacío: tipos, características principales y utilidad.
- Criterios de elección del amplificador en base, división de su circuito electrónico en bloques y análisis de cada una de las partes que lo componen.
- Proceso de montaje, medidas y ajuste de la corriente de *bias*.
- Valoración del sonido en diferentes ámbitos y propuestas de mejora.
- Diseño de modificaciones en el amplificador con el fin de adaptar su sonido y corregir sus defectos.

1.4. Metodología y problemas

La metodología empleada ha sido la siguiente:

- Primero, realicé un estudio sobre las válvulas de vacío, sus características y como interactúan en los circuitos electrónicos para adquirir una base teórica sólida.
- Seguidamente, dediqué un tiempo a elegir el kit de amplificador basándome en mis gustos personales y los requerimientos de las actuaciones en directo.
- Una vez adquirido el kit, estudié el esquema electrónico proporcionado por el fabricante, analizando cada una de las etapas que lo componen. Para ello, realicé los cálculos correspondientes y representé el circuito en *LTSpice* con el fin de comprobar el comportamiento del circuito mediante simulaciones ante diferentes valores en los componentes y cambios en su estructura. Estas simulaciones referentes al circuito original se han realizado con los archivos "Circuito Original (Fuente de Alimentación)" y "Circuito Original (Parte de Señal)" (ver Anexo III).
- Posteriormente, ensamblé el amplificador y ajusté el *bias*.
- Cuando el amplificador estuvo operativo, lo probé en casa durante unos días y más tarde lo utilicé en diferentes ensayos y conciertos para valorar su sonido en el directo.
- Después del periodo de prueba determiné los puntos a mejorar en cuanto a sonido y diseñé las modificaciones necesarias. Para ello, se realizaron cálculos matemáticos y simulaciones con *LTSpice*. Al igual que en el apartado referente al estudio del esquema electrónico, se emplearon cálculos y simulaciones, pero en este caso además de los archivos anteriores, también se utilizó el archivo "Circuito Modificado (Parte de Señal)" (ver Anexo III).

En el proceso me encontré con diversos problemas a la hora de llevar a cabo las tareas propuestas, entre los cuales destaco los siguientes:

- Dificultad en el montaje: ya que este es mi primer kit de amplificador a válvulas, he tenido que investigar en distintas fuentes como realizar correctamente cada una de las fases del montaje y no equivocarme. El fabricante proporciona los esquemas y la lista de componentes en la documentación, pero no incluye ninguna guía de montaje. Por tanto, para llevar a cabo este proceso tuve que basarme en otros manuales de amplificadores similares que encontré en la web.
- Dificultad en la propuesta de modificaciones: hasta que el amplificador no estuvo terminado y lo probé, no pude sacar las conclusiones que definirían las propuestas de mejora y el procedimiento a seguir para llevar a cabo cada modificación.
- Problemas con el suministro de componentes: debido al retraso en los plazos de entrega de los componentes electrónicos, no se han podido montar las modificaciones ni realizar la prueba del amplificador modificado.

1.5. Breve historia de las válvulas de vacío

En el año 1884, Thomas Edison colocó una placa metálica cerca del filamento de la bombilla con el objetivo de atraer a las partículas que se desprendían para evitar su rotura y el oscurecimiento del cristal. Pese a que el experimento no dio un resultado satisfactorio, observó que la placa se cargaba positivamente respecto al filamento y, además, el flujo de corriente era estable y dependía del voltaje de la carga. Dicho efecto fue registrado con el nombre de efecto Edison, pero también es conocido como efecto termoiónico (2). Estos dos electrodos dan lugar a la válvula diodo (Figura 1a), constituida por una ampolla de vidrio, similar a la de las lámparas incandescentes, a la que se le ha practicado el vacío y en la que se hallan encerrados un filamento que se calienta mediante el paso de una corriente denominado cátodo y una placa metálica a una cierta distancia denominada ánodo. Debido a que la corriente solo puede circular en un sentido, este tipo de válvulas se suelen utilizar para rectificar la corriente. Un ejemplo es la válvula GZ34 empleada para este proyecto, la cual contiene dos diodos en su interior.

Más tarde, se consiguieron agregar cátodos de control en las válvulas (rejillas) con los que se conseguía regular el flujo de la corriente. La válvula resultante de añadir una rejilla a una válvula diodo, se denominó triodo (Figura 1b) y fue patentada por Lee de Forrest de Nueva York en 1907. Con este tipo de válvula se consigue modular la corriente, ya que al modificar el voltaje que se aplica a la rejilla, se modifica también la corriente entre cátodo y ánodo. Cabe destacar que en este proceso se forma dentro de la válvula una nube de carga negativa que será más notable a mayor corriente de rejilla, lo que provocará que la curva de ganancia no sea lineal y que la corriente sea menor respecto a la válvula diodo. Las válvulas triodo se suelen utilizar como amplificadoras debido a la particularidad de poder controlar grandes flujos de corriente con una corriente mucho menor en la rejilla. Un ejemplo muy empleado en la actualidad es la válvula 12AX7, con dos triodos en su interior, empleada en este proyecto en el preamplificador e inversor de fase.

Si se añade otra rejilla a un triodo, se obtiene una válvula tetrodo (Figura 1c). Esta segunda rejilla denominada pantalla logra reducir la capacitancia entre la rejilla de control y la placa debido a que está situada entre estos dos electrodos y el condensador equivalente se desdobra formando dos condensadores en serie. Como consecuencia, se mejora la amplificación en las altas frecuencias. Por otra parte, a la pantalla se le aplica un potencial positivo con el objetivo de disminuir la influencia del cátodo sobre la rejilla de control, ya que en parte se logra “ocultar” el potencial en el ánodo, proporcionando una mayor ganancia de amplificación. Para este amplificador se han utilizado dos válvulas tetrodo tipo KT66 en la etapa de potencia.

Por último, el pentodo (Figura 1d) surge al añadir otra rejilla adicional denominada supresora, colocada entre la pantalla y la placa, cuya finalidad es la de disminuir la distorsión producida por emisiones secundarias debido al calentamiento. Esta rejilla también repele electrones de baja velocidad que viajan del cátodo a la placa, pasando por la pantalla. Algunos modelos muy utilizados son las EL34 y las 6L6, las cuales se utilizan en las etapas de potencia, aunque para este proyecto no se van a utilizar.

A continuación, se muestran los símbolos de las válvulas explicadas previamente (Figura 1, las hojas de características de las empleadas se pueden ver en el Anexo II) y su circuito equivalente que se empleará para representar las válvulas y realizar los cálculos en los apartados correspondientes (Figura 2):

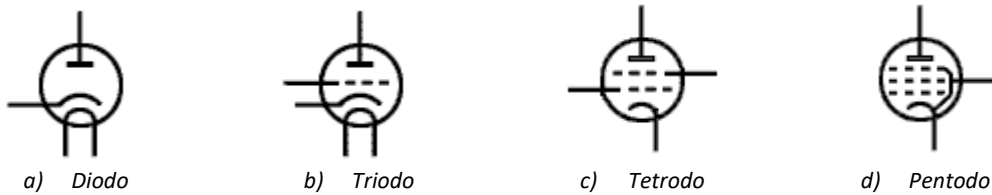


Figura 1. Tipos de válvulas

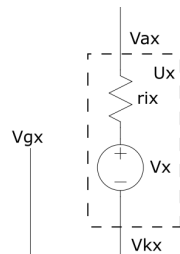


Figura 2. Modelo equivalente de la válvula

Como se puede ver, el modelo equivalente consta de una resistencia interna r_{ix} y una fuente de tensión V_x de valor $-\mu_x \cdot V_{gkx}$, en donde μ_x es factor de amplificación de la válvula y V_{gkx} es la diferencia entre la tensión en la rejilla V_{gx} y la tensión de cátodo V_{kx} (3). La tensión de salida es la tensión en el ánodo V_{ax} cuando el triodo trabaja como amplificador de voltaje, pero en cambio cuando se trata de un amplificador de corriente, la tensión de salida es la tensión en el cátodo V_{kx} . Este modelo sirve tanto para corriente continua como alterna y en él se pueden representar los triodos, tetrodos y pentodos, ya que en estos dos últimos tipos las rejillas pantalla y supresora están polarizadas en una tensión constante y no se representan, pues el factor de amplificación ya cuenta con la presencia de éstas.

1.6. Elección del modelo de amplificador

Existen dos familias principales en los amplificadores de guitarra eléctrica, que se clasifican mayoritariamente por el tipo de válvulas empleadas en la etapa de potencia. Son conocidos comúnmente como amplificadores de tipo americano o británico, en honor a la procedencia de los principales grupos musicales que los utilizaban en los inicios de la era del rock: los amplificadores de tipo americano, por lo general, emplean etapas de potencia con válvulas de la familia 6L6 (o 6V6 en modelos de menor potencia) y su principal característica es que tienen un sonido muy claro, con unos agudos y graves presentes, pero con unas frecuencias medias atenuadas y, además, son muy dinámicos. Cuando saturan a altos volúmenes, el timbre se vuelve muy crudo y sucio, con mucha compresión y lleno de graves, similar al de un altavoz cuando está roto. El fabricante más conocido de esta familia de amplificadores es Fender. Por otra parte, los amplificadores de tipo británico utilizan válvulas de la familia EL34 (o EL84 en los modelos de menos potencia) y, a diferencia de los de tipo americano, su sonido está más centrado en las frecuencias medias y tienen algo más de compresión en dichas frecuencias. El espectro frecuencial no es tan ancho y la respuesta dinámica es algo menor, respecto a los de tipo americano, pero su timbre es más dulce y suave, sobre todo en los agudos. Cuando saturan al incrementar el volumen, el sonido es muy rico en armónicos y con mucha presencia. La marca más famosa por construir este tipo de amplificadores es Marshall.

Dentro de estas dos variantes de amplificadores, existen amplificadores destinados a ciertos estilos musicales en concreto, que disponen de canales para proporcionar diferentes sonidos o destinados a diversos instrumentos, o con efectos digitales integrados, entre muchas otras

particularidades. Personalmente prefiero usar amplificadores con sonido limpio y ecualización sin efectos ni funcionalidades adicionales, con pocos componentes en su circuito, pero de buena calidad para mantener la señal original lo más inalterada posible. Los efectos adicionales los conecto mediante una pedalera de efectos de forma externa entre la guitarra y la entrada del amplificador para poder disponer siempre de los mismos sonidos y configuraciones pese a no utilizar siempre el mismo amplificador. Por preferencias personales y gracias al asesoramiento de Vicente Morella, un gran profesional en el sector de la amplificación, me decanté por construir el kit *Plexi 45* del fabricante *Tube Amp Doctor*, que se basa en el esquema del amplificador *Marshall JTM45*. Este amplificador es de carácter británico y tiene un buen sonido limpio y una gran respuesta dinámica, ideal para utilizar como base y emplear pedales de efectos. A continuación, se listan sus características:

- Potencia: 30W
- Todo a válvulas, sin semiconductores.
- Canales: 2 (Canal I *high treble*, canal II *normal*)
- Entradas de señal: 4 (2 para cada canal)
- Válvulas de previo: 3x 12AX7 ($\mu=100$, $r_i=65K\Omega$)
- Válvulas de potencia: 2x KT66 ($\mu=11.68$, $r_i=22.5K\Omega$)
- Válvula rectificadora: 1x GZ34
- Potenciómetros: *volume I* (canal *high treble*), *volume II* (canal *normal*), *treble*, *middle*, *bass*, *presence*
- Selectores: *main* (on/off), *standby* (standby/on), regulador de impedancia para altavoz (4Ω , 8Ω y 16Ω).
- Salidas de altavoz: 2 en paralelo

2. El Marshall JTM45

En el Anexo I se puede ver el esquema completo del amplificador. En los siguientes apartados, se explicará cada una de sus etapas:

2.1. Diagrama de bloques

El diagrama de bloques del *Marshall JTM45* se ha separado en dos partes: la fuente de alimentación (Figura 3) y la ruta de la señal de audio (Figura 4).

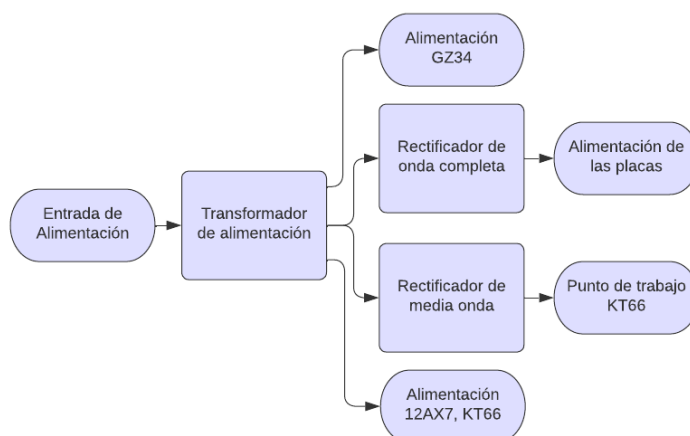


Figura 3. Diagrama de bloques del Marshall JTM45. Fuente de alimentación

Referente al bloque de alimentación, el transformador genera tres valores de tensión diferentes en cada uno de sus devanados secundarios con la finalidad de alimentar los distintos puntos del circuito. Dos de ellos alimentarán los filamentos de las distintas válvulas y el restante alimentará las placas de las válvulas y establecerá el punto de trabajo de la etapa de potencia, también conocido como *bias*.

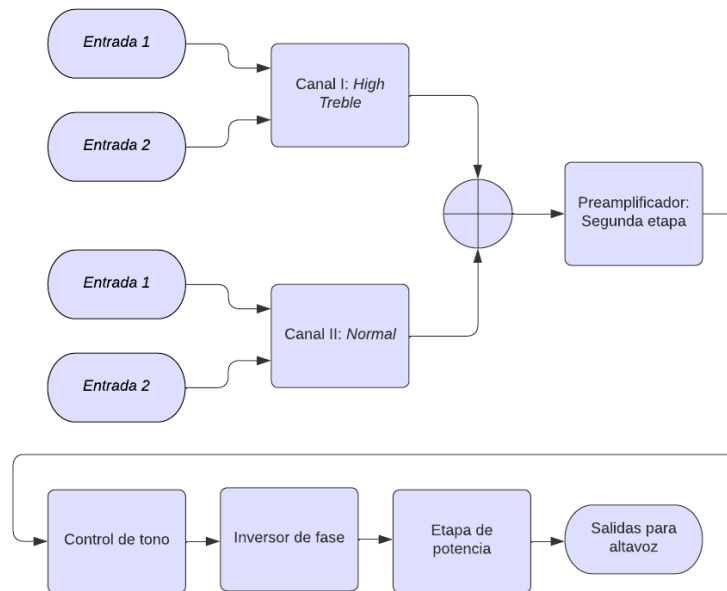


Figura 4. Diagrama de bloques del Marshall JTM45. Ruta de señal

En la parte de señal, cada par de entradas entrará en cada uno de los canales, los cuales amplificarán la señal y sus salidas se sumarán. A continuación, la señal se amplificará de nuevo en una segunda etapa de ganancia, posteriormente, se ecualizará en el control de tono y entrará en el inversor de fase. En esta etapa, se producirán dos señales de igual amplitud pero desfasadas entre sí, que serán amplificadas por última vez en la etapa de potencia. A la salida de esta etapa, la señal de audio entrará al altavoz y se producirá el sonido.

2.2. Análisis del esquemático

2.2.1. Fuente de alimentación

Al conectar el amplificador y encenderse mediante el switch *mains*, la tensión de la red eléctrica entrará al transformador de alimentación, que producirá tres tensiones diferentes en sus devanados secundarios y se encenderá el piloto indicador. Dos de estos devanados alimentarán los filamentos de las válvulas: uno de ellos generará 5v para alimentar la rectificadora y el otro, 12.6v con toma media para alimentar las válvulas de previo y de potencia. El último devanado, producirá 345v en cada extremo respecto a la toma media para alimentar las placas y determinar el punto de trabajo en las válvulas de potencia (ver circuito en el Anexo I).

La Figura 5 muestra el esquema equivalente de la fuente de alimentación para la realización de las simulaciones, suponiendo que el amplificador está en estado de funcionamiento con el switch *standby* en la posición de encendido (circuito cerrado). En *LTSpice* los circuitos equivalentes de las válvulas están alimentados internamente así que los devanados de alimentación (de 5V y 12.6V) no se han incluido. El *choke* lo he representado mediante la bobina

L_4 y la resistencia R_{37} y, por último, la válvula rectificadora mediante dos diodos U_{6A} y U_{6B} ya que no he podido encontrar modelos equivalentes de estos componentes para *LTSpice*.

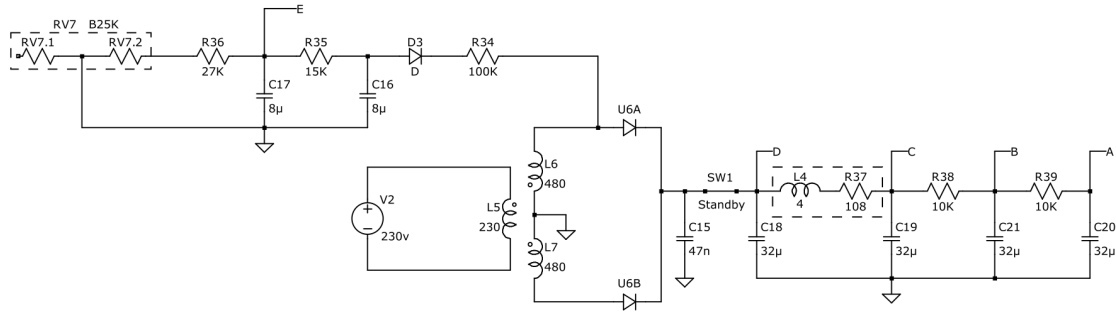


Figura 5. Fuente de alimentación del Marshall JTM45

Para definir los valores de inductancia en el secundario del transformador se ha tenido en cuenta la expresión de la relación de transformación (4):

$$L_6 = L_7 \rightarrow n = \frac{345}{230} = \frac{N_6}{N_5} = \sqrt{\frac{L_6}{L_5}}$$

Por tanto, si se otorga un valor a L_5 de 230H, las inductancias L_6 y L_7 tendrán el valor de:

$$L_6 = L_7 = L_5 \cdot n^2 = 517.50H$$

Como se puede ver, en el secundario del transformador la corriente se dividirá en dos ramas: por una parte, hacia la resistencia R_{34} y, por otra parte, en dirección a la válvula rectificadora (U_{6A} y U_{6B}).

En el primer caso, la corriente será rectificadora en media onda mediante el diodo D_1 y se filtrará con la finalidad de obtener una tensión negativa en el punto E para polarizar las válvulas de potencia. Dicho valor se ajustará utilizando el potenciómetro RV_7 en un proceso denominado ajuste de *bias*, el cual será explicado más adelante.

Por otra parte, la señal que circula por la válvula rectificadora será rectificadora en onda completa y pasará por varias etapas de filtrado que reducirán gradualmente su valor de pico y su componente alterna con la finalidad de que los puntos de tensión A, B, C y D (Figura 5) sean del valor adecuado para alimentar las placas de las válvulas de previo y de potencia. Cabe destacar que, cuando el switch *standby* esté en circuito abierto, no habrá tensión en las placas y el amplificador no producirá ningún sonido por el altavoz. Como se puede observar en la Figura 6, al encender el amplificador, la señal de salida de la válvula rectificadora (nudo D) tarda unos segundos en estabilizarse, debido al tiempo de carga y descarga de los condensadores electrolíticos. Por otra parte, en la Figura 7 se pueden ver las tensiones en C, B y A (rojo, azul y verde, respectivamente), pudiéndose comprobar que a medida que la señal es filtrada, disminuyen progresivamente sus parámetros de valor medio y rizado:

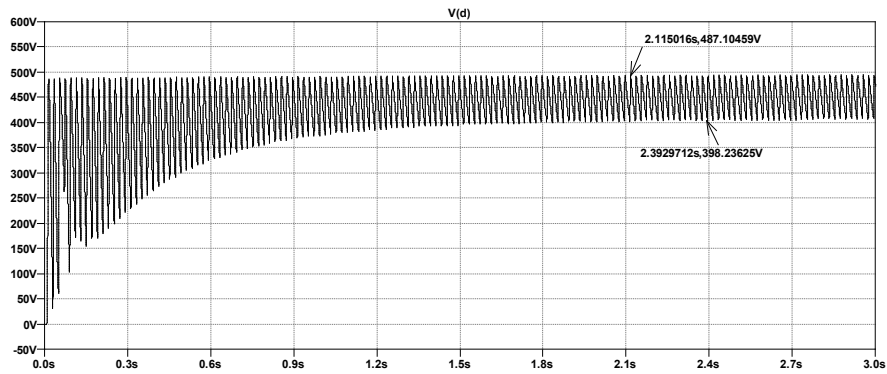


Figura 6. Tensión de salida de la válvula rectificadora (nudo D de la Figura 5)

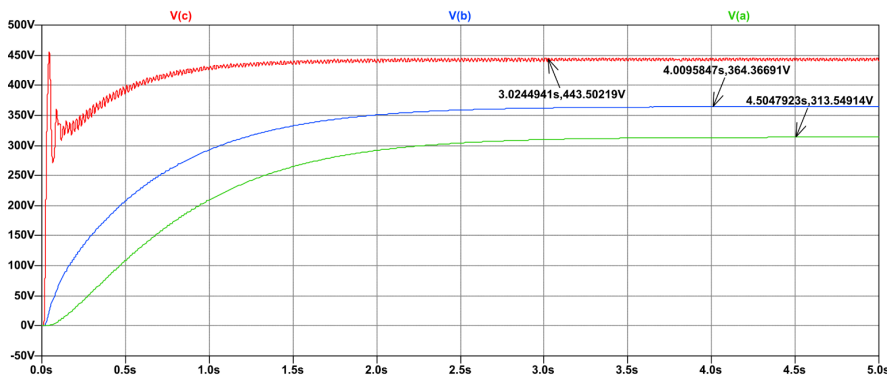


Figura 7. Tensiones en los nudos A, B y C de la figura 5

Cabe destacar que los valores de los condensadores de filtro en la fuente de alimentación de un amplificador a válvulas son decisivos en el sonido final. Un valor mayor estabilizará más la señal de alimentación y la respuesta en las notas graves será más seca y, además, el amplificador tendrá más techo limpio (entrará en saturación a volúmenes más altos). Como inconveniente, con valores de filtrado excesivos el sonido puede volverse algo metálico y menos agradable al oído. Por otra parte, con un menor filtrado se produce un efecto conocido como SAG, en el que el sonido empieza comprimido en los primeros instantes de cada nota y a medida que avanza el tiempo va perdiendo la compresión y gana en claridad. Este efecto es muy valorado por los guitarristas, debido a que proporciona una sensación muy agradable a la hora de tocar, pero si el filtrado es de muy bajo valor, el sonido puede perder mucha presencia, volviéndose hueco y entrar en saturación a volúmenes demasiado bajos.

2.2.2. Entradas de señal

En este amplificador existen dos tipos de entradas que se diferencian por su impedancia, por lo que, cada una de ellas otorgará una ganancia diferente. A continuación, se analizará cada tipo tomando como referencia el canal *normal* (Figura 8a). En ambos canales, la disposición de los componentes de entrada es idéntica y, por tanto, los cálculos serán los mismos.

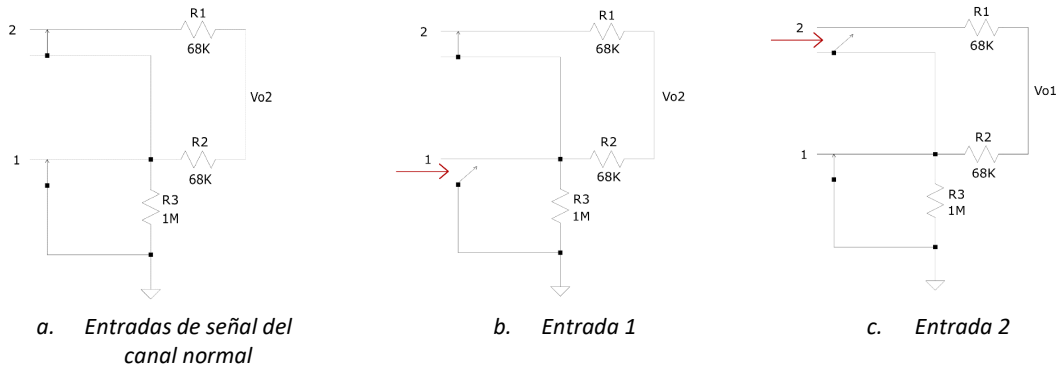


Figura 8. Entradas de señal del Marshall JTM45

Al conectar un cable al conector de entrada 1 (Figura 8b), se abrirá su conexión con la toma de tierra y la resistencia R_3 será la única que interactuará en el circuito. Esto es debido a que el paralelo de las resistencias R_1 y R_2 queda en serie con la rejilla de la válvula (ver Anexo I) y, por tanto, estas no interactuarán. Ya que la rejilla tiene una impedancia de entrada muy alta y de forma ideal se representa como un circuito abierto. En este caso, la señal de salida V_{o2} será igual a la de entrada V_i :

$$V_{o2} = V_i \rightarrow \Delta V = \frac{V_{o2}}{V_i} = 1 \rightarrow 0dB$$

Cuando se conecta un cable a la entrada 2 (Figura 8c), se abrirá la conexión existente entre ambas entradas y la señal circulará hasta tierra por el divisor de tensión formado por R_1 y R_2 . La resistencia R_3 se despreciará, ya que está en paralelo a la entrada 1, que está cortocircuitada. En este caso, su amplitud se reduce a la mitad y, por tanto, se puede decir que la entrada 2 es de “baja ganancia” y la 1, de “alta ganancia”.

$$V_o = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_i}{2} \rightarrow \Delta V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2} \rightarrow -6.02dB$$

A continuación, se muestran las simulaciones de respuesta en frecuencia empleando las entradas 1 (Figura 9) y 2 (Figura 10). Como se puede observar, la ganancia es constante a frecuencias medias, pero hay una atenuación en las altas frecuencias, debido a los parámetros físicos de entrada de la válvula que está conectada a la salida del circuito.

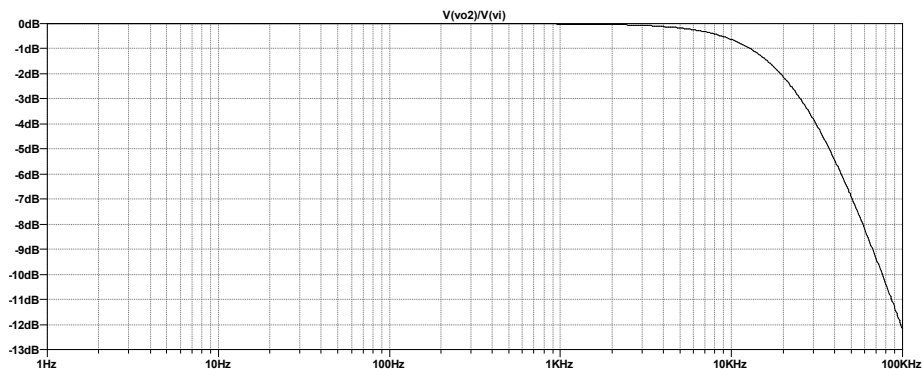


Figura 9. Ganancia de tensión de la entrada 1

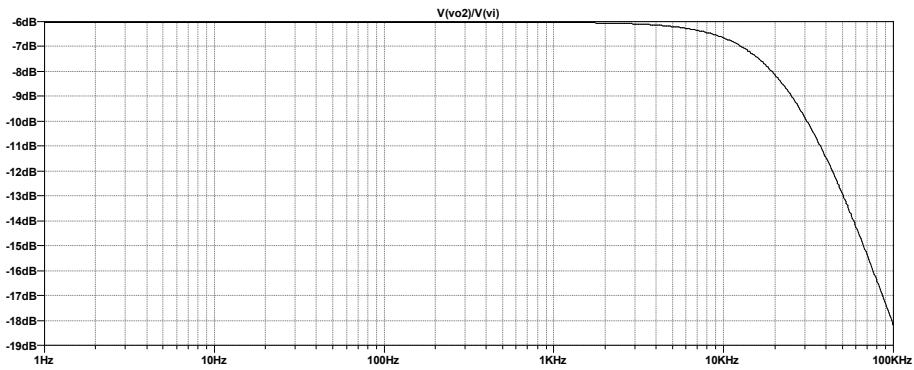


Figura 10. Ganancia de tensión de la entrada 2

Una forma muy interesante de utilizar este amplificador es en modo paralelo, puentando dos de sus entradas y conectando el cable de la guitarra en una de las restantes para que la señal se amplifique por los dos canales a la vez. El uso más común es conectar la guitarra en la entrada 2 del canal I y puentear su entrada 1 con la 2 del canal II (Figura 11):

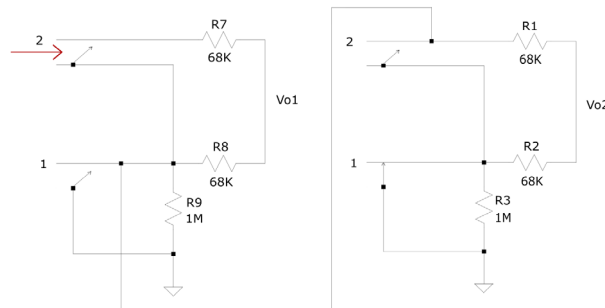


Figura 11. Entradas de señal en modo paralelo

Ya que, en este caso se utilizan ambos canales, hay dos salidas diferentes (V_{o1} y V_{o2}). El cálculo de la tensión y la ganancia de cada una de ellas se muestra a continuación:

$$V_{o1} = V_i \cdot \frac{R_8 + [(R_1 + R_2) // R_9]}{R_7 + R_8 + [(R_1 + R_2) // R_9]} = 0.734 \cdot V_i; \Delta V_1 = \frac{V_{o1}}{V_i} = 0.734 \rightarrow -2.69dB$$

$$V_{o2} = V_i \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2 + [(R_1 + R_2) // R_9]} \cdot \frac{R_9}{R_7 + R_8 + R_9} = 0.234 \cdot V_i; \Delta V_2 = \frac{V_{o2}}{V_i} = 0.234 \rightarrow -12.62dB$$

La Figura 12 muestra las gráficas de tensión en modo paralelo, en dónde se puede comprobar que los valores coinciden con los cálculos realizados.

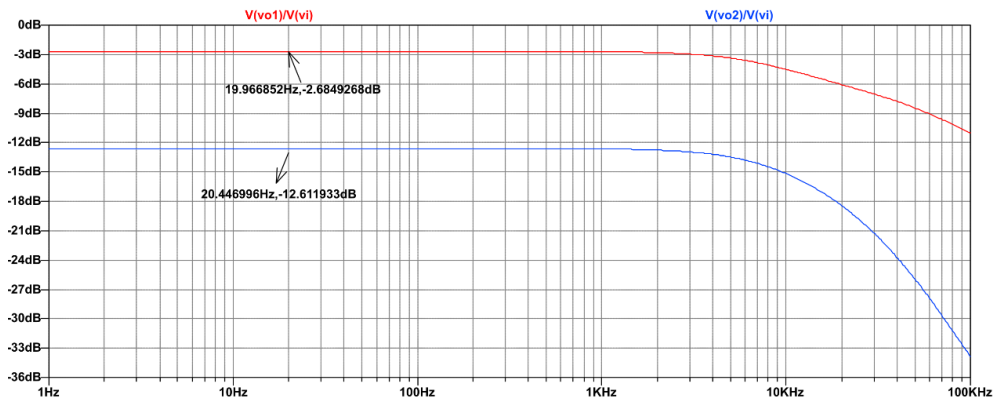


Figura 12. Ganancia de tensión de las entradas en modo paralelo

2.2.3. Preamplificador

El preamplificador está compuesto por los dos canales y la segunda etapa de ganancia. Cada una de las partes será analizada a continuación:

2.2.3.1. Canales del amplificador

Los dos canales del amplificador forman la primera etapa de ganancia y para la amplificación se utilizará una válvula completa de tipo 12AX7, en la cual cada triodo se empleará en un canal. El canal I *high treble* producirá un sonido brillante, definido y con mucha presencia en agudos, mientras que el canal II *normal* recreará un sonido con más cuerpo y más predominancia en las frecuencias medias y graves. La Figura 13 muestra el esquema correspondiente a esta etapa y en ella se tendrá en cuenta que el punto de tensión A proviene de la fuente de alimentación (Figura 5) y K es el nodo común en los cátodos de los triodos de la válvula:

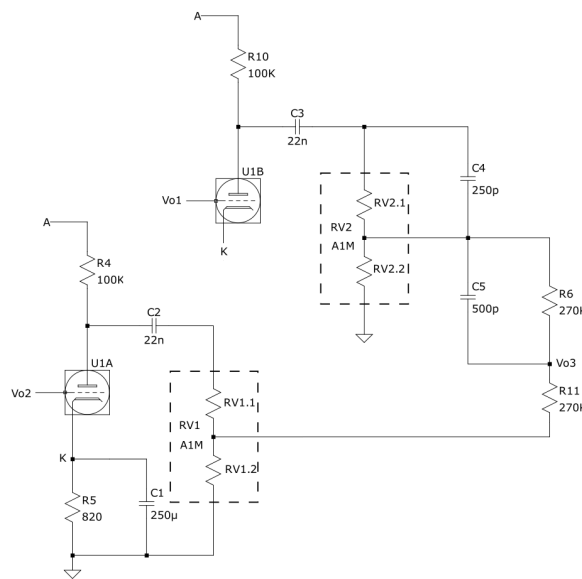


Figura 13. Canales del Marshall JTM45

Ambos canales están compuestos por un amplificador de voltaje con un triodo, una resistencia de placa, unos componentes de cátodo, un condensador de acoplamiento y un potenciómetro para controlar de volumen. En la terminación de cada canal hay una serie de componentes pasivos encargados de que a la salida V_{o3} se sumen las señales de entrada amplificadas. Por otra parte, el canal *high treble* dispone de dos condensadores adicionales respecto al *normal*, encargados de adaptar la curva del espectro a frecuencias más altas: el condensador C_4 producirá que la curva de ganancia en el potenciómetro RV_2 sea más favorable para las altas frecuencias y el condensador C_5 atenuará las altas frecuencias con el fin de suavizar el efecto producido por C_4 .

Debido a que los potenciómetros de volumen son logarítmicos, se han empleado las siguientes expresiones para determinar el valor óhmico de las resistencias variables según su posición y realizar las simulaciones con *LTSpice*, en donde RV_x es el valor teórico total de cada potenciómetro, $RV_{x.1}$ y $RV_{x.2}$ son las resistencias variables, y Pos es la posición del 0 al 10:

$$RV_{x.2} = RV_x \cdot 11^{\frac{Pos}{10}} - 1; \quad RV_{x.1} = RV_x \cdot \left[1 - \left(11^{\frac{Pos}{10}} - 1 \right) \right]$$

Las siguientes figuras muestran la ganancia a distintas frecuencias del canal *normal* (Figura 14) y *high treble* (Figura 15) cuando el control de volumen está al 33%, 67% y 100%:

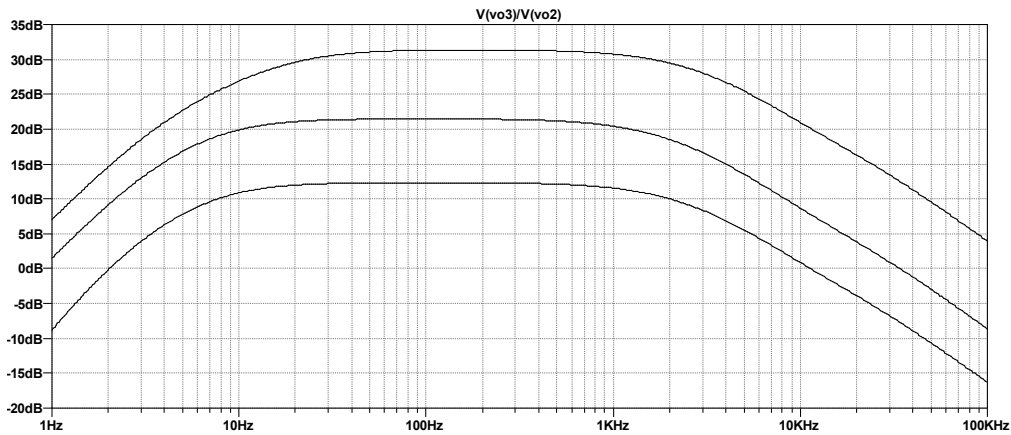


Figura 14. Respuesta del control de volumen en el canal normal

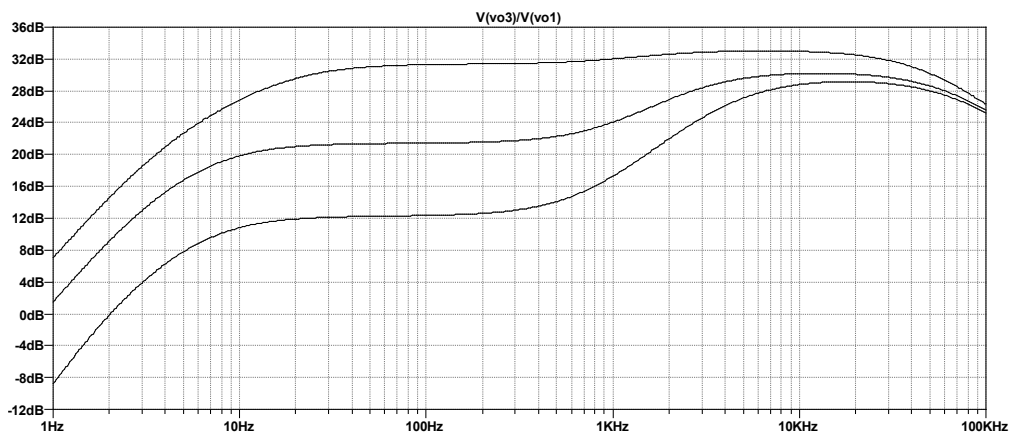


Figura 15. Respuesta del control de volumen en el canal high treble

Como se ha podido comprobar, el canal *normal* ofrece una respuesta muy similar en todo el rango de frecuencias con el incremento del potenciómetro de volumen, pero el *high treble* tiene una ganancia a frecuencias agudas muy poco variable, ya que siempre tienen valor alto y el recorrido del potenciómetro afecta en mayor medida a los medios y graves. Esto es debido a que la impedancia del paralelo entre el C_4 y $RV_{2.1}$ siempre va a ser considerablemente menor a $RV_{2.2}$ para el caso de las altas frecuencias (la impedancia en un condensador es inversamente proporcional a la frecuencia) pero en las frecuencias más bajas, se mantiene una relación más lineal en el recorrido del potenciómetro, similar al canal *normal*.

Hay que resaltar que en este tipo de diseños los canales no son independientes, ya que al compartir los componentes de cátodo y disponer de un sumador formado por componentes pasivos, se producirán una serie de pérdidas adicionales que disminuirán la ganancia global y empeorarán la respuesta en frecuencia del circuito. La Figura 16 muestra las gráficas de ganancia al insertar una señal en el canal *normal* con el potenciómetro *volume II (normal)* en un valor fijo. Las diferentes líneas representan distintos valores en el potenciómetro *volume I* del canal *high treble* (roja: 0%, azul oscuro: 25%, verde: 50%, morado: 75%, y azul claro: 100%). Idealmente, este potenciómetro no debería influir en el resultado, pero lo hace, ya que forma parte de su impedancia de salida.

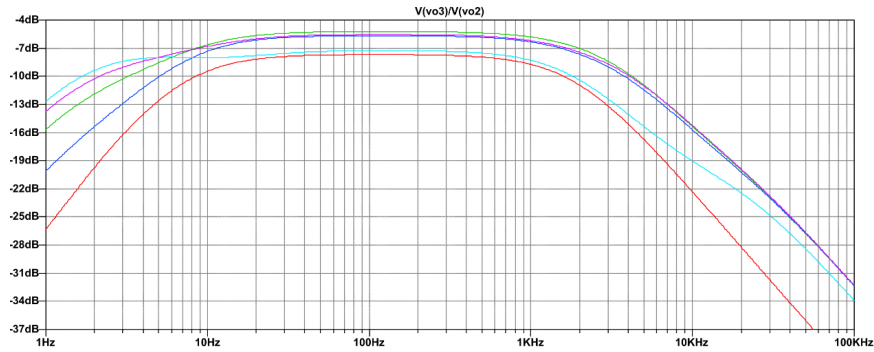


Figura 16. Respuesta del control de volumen del canal high treble cuando se está utilizando el canal normal

Como se puede comprobar, la respuesta en graves del canal *normal* mejora con el incremento del potenciómetro *volume 1*, pero en cambio, la ganancia a frecuencias medias y altas alcanza su valor máximo a la mitad de su recorrido aproximadamente. Por todo ello, se puede demostrar que los dos canales son dependientes y que el sonido de cada canal dependerá tanto de su diseño individual, como de los demás componentes que de algún modo puedan alterar la señal de salida (en el vídeo “Demo Amplificador Original 3 - Dependencia de los canales *normal* y *high treble*” del Anexo V se demuestra este efecto en la práctica).

2.2.3.2. Segunda etapa amplificadora

En esta segunda etapa amplificadora, se utiliza también una válvula completa del tipo 12AX7: el primer triodo se comportará como amplificador de voltaje y añadirá ganancia sin alterar el espectro a frecuencias medias, y el segundo triodo será un amplificador de corriente, y pese a que su ganancia será algo inferior a la unidad (en la práctica, debido a las características físicas de las válvulas de vacío, la tensión en el cátodo siempre será menor a la que hay en su rejilla), generará una impedancia de salida muy elevada con el fin de minimizar al máximo la atenuación de la señal en la siguiente etapa. A continuación, se muestra el esquema de esta segunda etapa amplificadora (Figura 17a) y el circuito equivalente a frecuencias medias (Figura 17b):

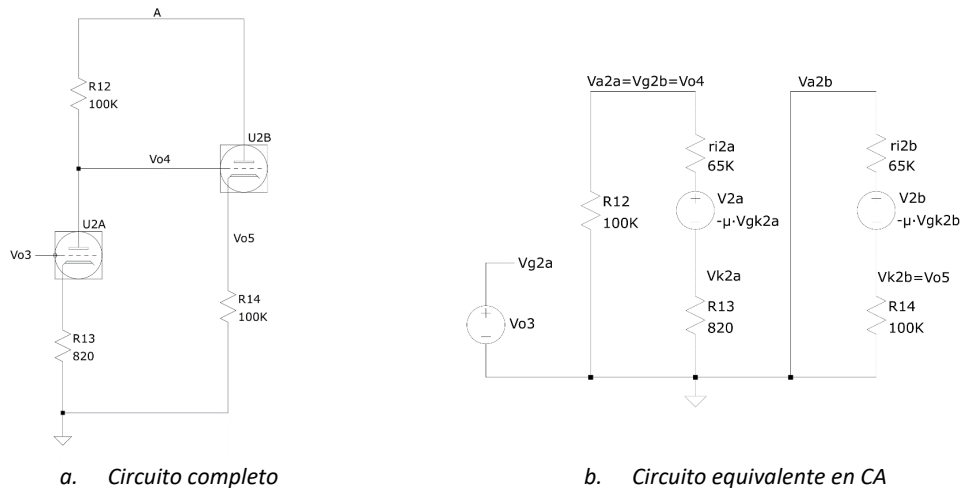


Figura 17. Segunda etapa de ganancia

Mediante el análisis por mallas, se han determinado las tensiones en la salida V_{o4} y V_{o5} , y las ganancias del primer triodo $\Delta V_{4,3}$ y del segundo triodo $\Delta V_{5,4}$:

$$V_{o4} = V_{o3} \cdot \frac{-\mu \cdot R_{12}}{R_{13} \cdot (1 + \mu) + r_{i2a} + R_{12}}; \Delta V_{4,3} = \frac{-\mu \cdot R_{12}}{R_{13} \cdot (1 + \mu) + r_{i2a} + R_{12}} = -40.35$$

$\rightarrow 32.12dB$

$$V_{o5} = V_{o4} \cdot \frac{R_{14} \cdot \mu}{R_{14} \cdot (1 + \mu) + r_{i_{2b}}}; \Delta V_{5,4} = \frac{R_{14} \cdot \mu}{R_{14} \cdot (1 + \mu) + r_{i_{2b}}} = 0.98 \rightarrow -0.14dB$$

Las siguientes figuras muestran la gráfica de la amplificación del primer triodo (Figura 18) y del segundo triodo (Figura 19), en las que se puede comprobar que los valores simulado y calculado son del mismo orden.

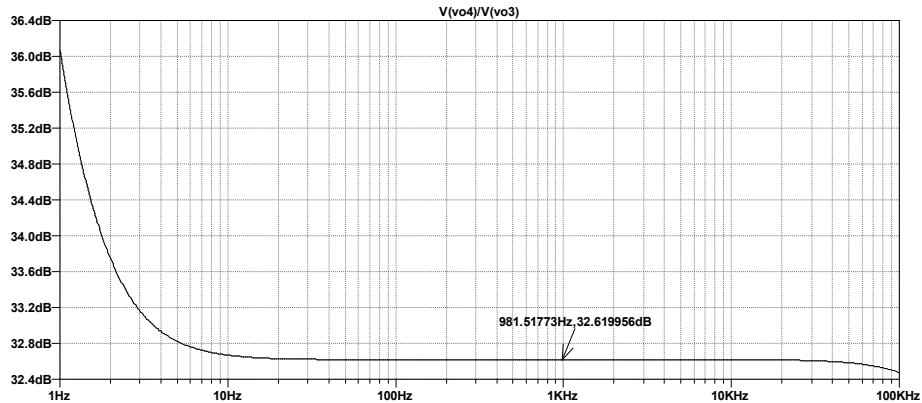


Figura 18. Segunda etapa de ganancia. Ganancia del primer triodo

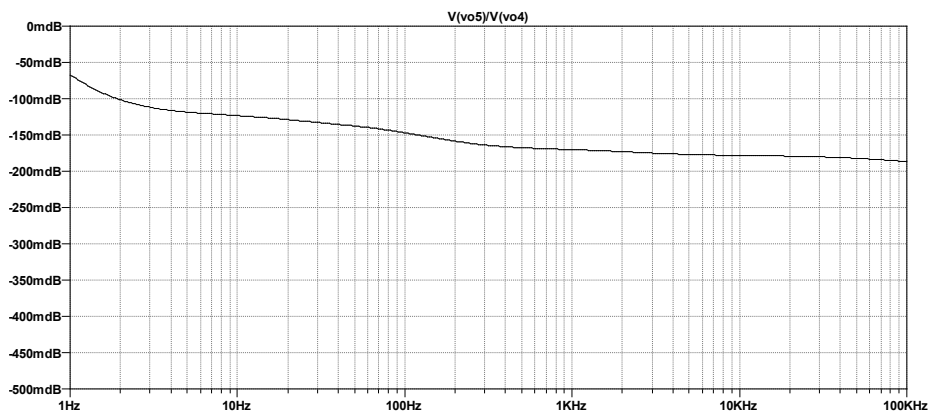


Figura 19. Segunda etapa de ganancia. Ganancia del segundo triodo

A continuación, se pretende comprobar la efectividad del amplificador de corriente y, para ello, se ha desconectado la salida V_{o5} del resto del circuito y se ha conectado una carga de $1M\Omega$, de forma que se ha comprobado la tensión en la carga en dos casos: primero, cuando la etapa está funcionando (línea roja de la Figura 20), y, segundo, cuando se le ha realizado un cortocircuito entre la rejilla y el ánodo para que no interactúe (línea azul de la Figura 20):

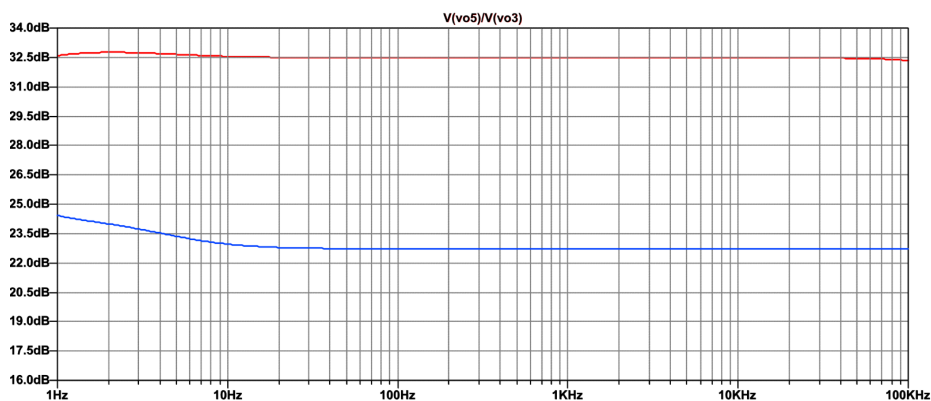


Figura 20. Segunda etapa de ganancia. Efectividad del amplificador de corriente con una carga a la salida de $1M\Omega$

Como conclusión, pese a que la ganancia de tensión del segundo triodo U_{2B} es ligeramente inferior a la unidad, la ganancia de tensión de esta etapa aumenta al conectarlo gracias a la adaptación de impedancias.

Por último, la ganancia total en la etapa completa será la suma de las dos ganancias anteriores, como se puede ver a continuación:

$$\Delta V_{3,5} = \Delta V_{3,4} + \Delta V_{4,5} = 31.98dB$$

La Figura 21 muestra el espectro correspondiente en este caso, en el que se puede comprobar que los valores en la teoría y en simulación son muy parecidos:

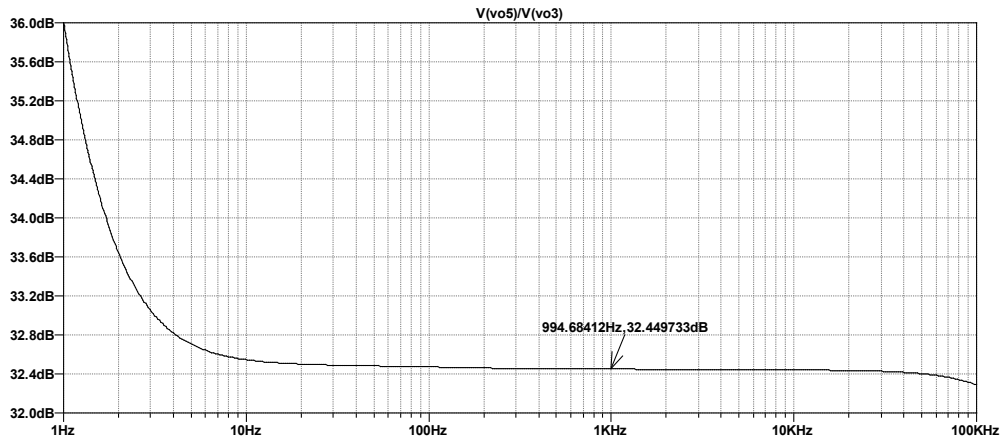


Figura 21. Segunda etapa de ganancia. Ganancia total

2.2.4. Control de tono

Este tipo de control de tono es conocido con el nombre de *TMB (treble/middle/bass)* y se ha empleado desde la década de los años 50 en distintos tipos de amplificadores. Dispone de tres bandas de ecualización pasiva, ya que solo puede atenuar la ganancia en cada una de las bandas de frecuencias. Debido a su diseño, produce una atenuación adicional en las frecuencias medias respecto a los agudos y graves. Las pastillas de las guitarras generan señales eléctricas con un énfasis en los medios y este control de tono compensa ese efecto para lograr una respuesta más plana y fiel al instrumento. A continuación, se muestra el circuito de esta etapa:

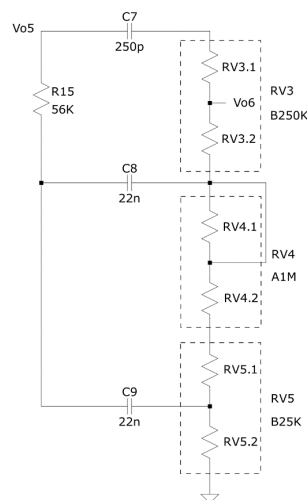


Figura 22. Control de tono del Marshall JTM45

En la entrada del circuito, un divisor de frecuencia formado por la resistencia R_{15} y el condensador C_7 separará las frecuencias agudas de las medias y graves y, seguidamente, mediante los potenciómetros se definirán las diversas frecuencias de corte de los filtros paso-alto y paso-bajo. Por último, las frecuencias se volverán a combinar en la salida para dar lugar al sonido ecualizado. Este tipo de control de tono definió la personalidad del mítico sonido Fender desde sus inicios debido a una particularidad: como la capacidad del condensador C_8 es considerablemente elevada respecto a C_7 , las frecuencias bajas sufren un retraso temporal respecto a los agudos. Debido a ello, se produce un tipo de distorsión armónica y de intermodulación que a efectos prácticos da la sensación de que dos guitarras están sonando al mismo tiempo a diferentes frecuencias y con un ligero destiempo. Este efecto se conoce como *Fender Shimmer* (5).

Para simular en *LTSpice* el comportamiento del potenciómetro *bass* (RV_4 , Figura 22) se han empleado las expresiones mencionadas en el apartado de los canales, ya que es de tipo logarítmico. En el caso de los potenciómetros lineales *treble* (RV_3 , Figura 22) y *middle* (RV_5 , Figura 22) se han utilizado las siguientes fórmulas:

$$RV_{x.2} = RV_x \cdot \frac{Pos}{10}; \quad RV_{x.1} = RV_x \cdot \left(1 - \frac{Pos}{10}\right)$$

A continuación, se muestran las curvas de respuesta que otorgan los controles de graves (Figura 23), medios (Figura 24), y agudos (Figura 25) cuando los potenciómetros están en la posición 0 (rojo), 2.5 (azul oscuro), 5 (verde), 7.5 (morado) y 10 (azul claro):

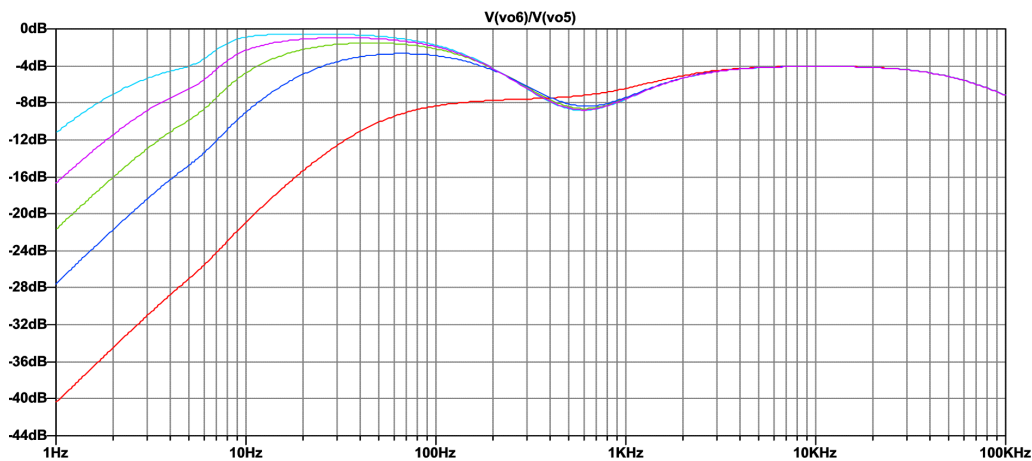


Figura 23. Respuesta del potenciómetro *bass* en el control de tono

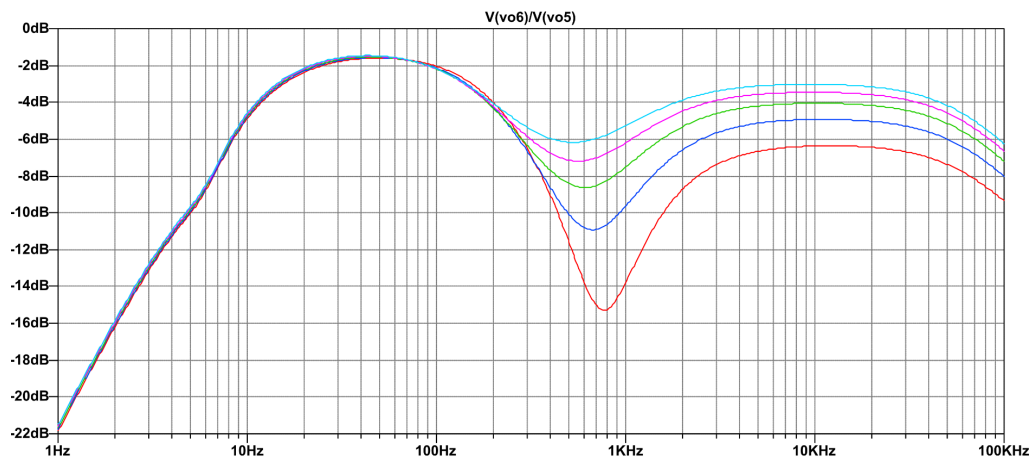


Figura 24. Respuesta del potenciómetro *middle* en el control de tono

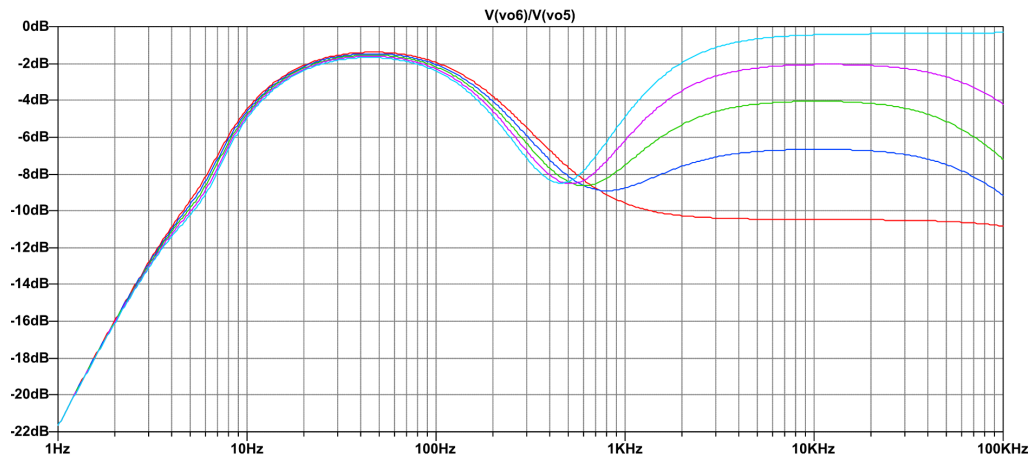


Figura 25. Respuesta del potenciómetro treble en el control de tono

Como conclusión, se puede decir que, para conseguir una buena ecualización, será clave el equilibrio entre el potenciómetro de graves respecto a los de medios y agudos, debido a que estos dos últimos actúan de una forma muy similar ya que son filtros de tipo paso-bajo ajustados a frecuencias de corte diferentes.

2.2.5. Inversor de fase

Los amplificadores a válvulas *push-pull* con dos o más válvulas que alimentan un transformador de salida requieren de dos señales a la entrada de la etapa potencia de la misma amplitud, pero desfasadas entre ellas 180°. El inversor de fase es, por tanto, la etapa que tomará la señal del preamplificador y la dividirá en dos de igual amplitud, pero con la fase opuesta entre sí. Los inversores de fase han evolucionado a lo largo de los años y, pese a que estas etapas se empleaban con un propósito funcional en el que se pretendía conseguir la máxima eficiencia en la potencia de salida, tienen un impacto significativo en el carácter sonoro del amplificador y en su nivel de distorsión general. Entre los años 40 y 50, emergieron los primeros inversores de fase, denominados *parafase* y *de carga dividida*, los cuales definieron el tono de *blues* y *rock n roll* de la época, pero no son muy eficientes, ya que saturan muy pronto al incrementar el volumen y el sonido es muy comprimido y atenuado en agudos y graves. Pero unos años más tarde se empezó a utilizar *inversor de par de cola larga*, el tipo de inversor utilizado en este amplificador y que en la actualidad se considera el más eficiente y con un mejor sonido (6). A continuación, se muestran los esquemas de los diferentes tipos de inversores mencionados:

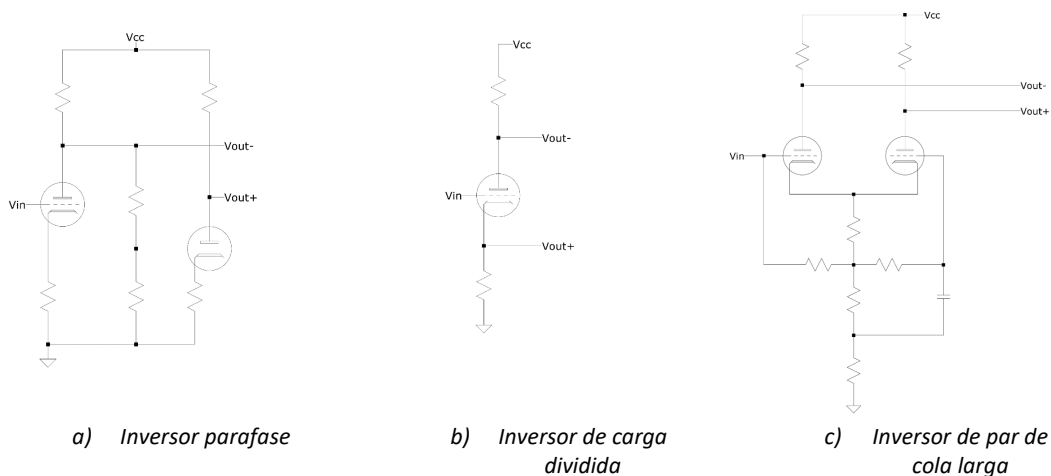


Figura 26. Tipos de circuitos de inversión de fase

En este tipo de inversor se utiliza el principio de funcionamiento de un amplificador diferencial, el cual amplifica la diferencia entre dos voltajes de entrada y lo representa en cada una de sus salidas con la misma amplitud, pero con un desfase de 180°. La Figura 27 muestra el circuito inversor utilizado, teniendo en cuenta que el punto de tensión B proviene de la fuente de alimentación (Figura 5), R es la tensión de realimentación proveniente de la etapa de potencia y el control de presencia está formado por el potenciómetro RV_6 y el condensador C_6 .

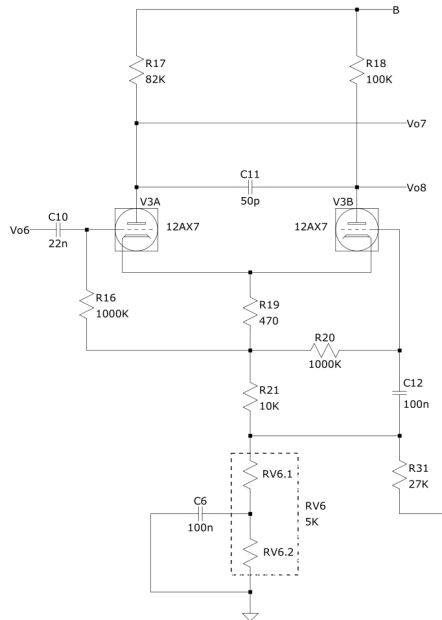


Figura 27. Inversor de fase del Marshall JTM45

Debido a que los dos cátodos están unidos y la resistencia R_{19} es común en las dos etapas, la tensión en las dos placas será muy similar, ya que las resistencias de ánodo tienen valores parecidos. El condensador C_{12} , cuya función es mantener la tensión de rejilla constante, hace trabajar este segundo triodo en configuración rejilla común (3). Por último, para asegurar que la ganancia en tensión de las dos secciones sean lo más parecidas posible, se emplean resistencias de placa de valor asimétrico, teniendo que ser la del segundo triodo un poco más alta. Las siguientes figuras muestran el módulo y la fase de las tensiones a las salidas respecto a la señal de entrada con el control de presencia en su valor mínimo y empleando los valores de resistencias de placa R_{17} y R_{18} de 82K y 100K (los originales en el amplificador), 68K y 100K, y 100K y 100K, respectivamente:

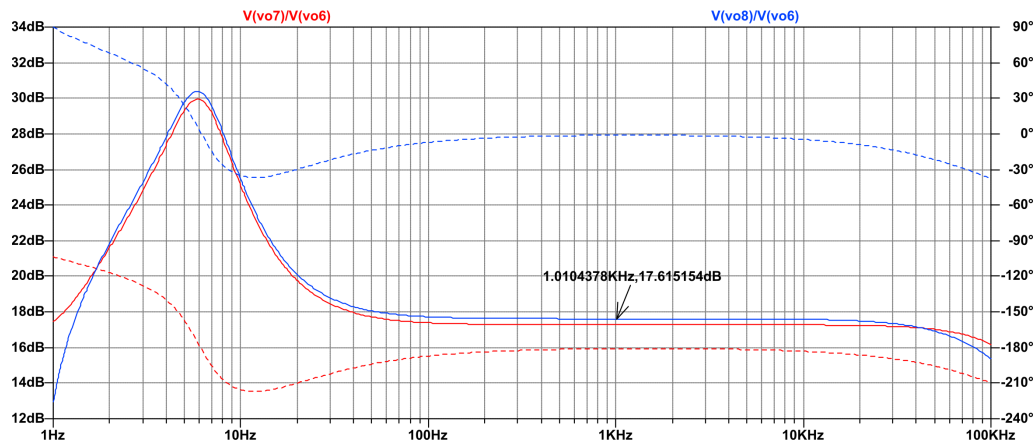


Figura 28. Inversor de fase con valores de 82K y 100K en las resistencias de ánodo

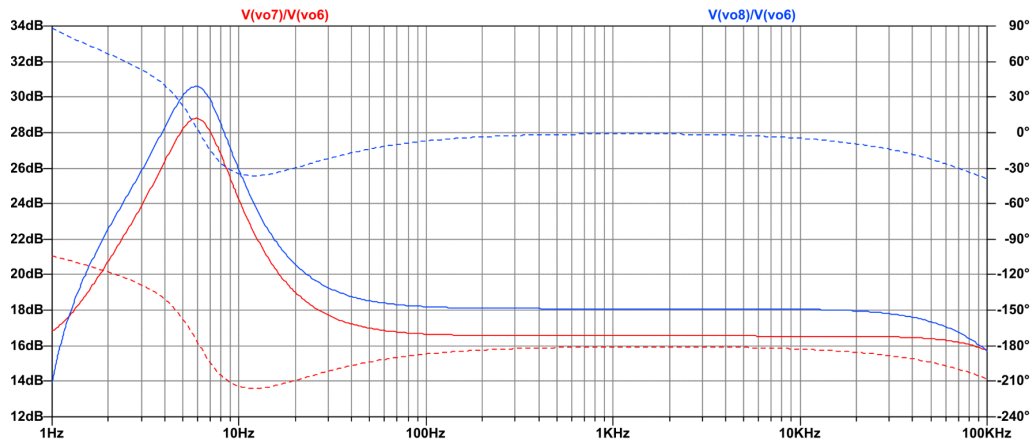


Figura 29. Inversor de fase con valores de 68K y 100K en las resistencias de ánodo

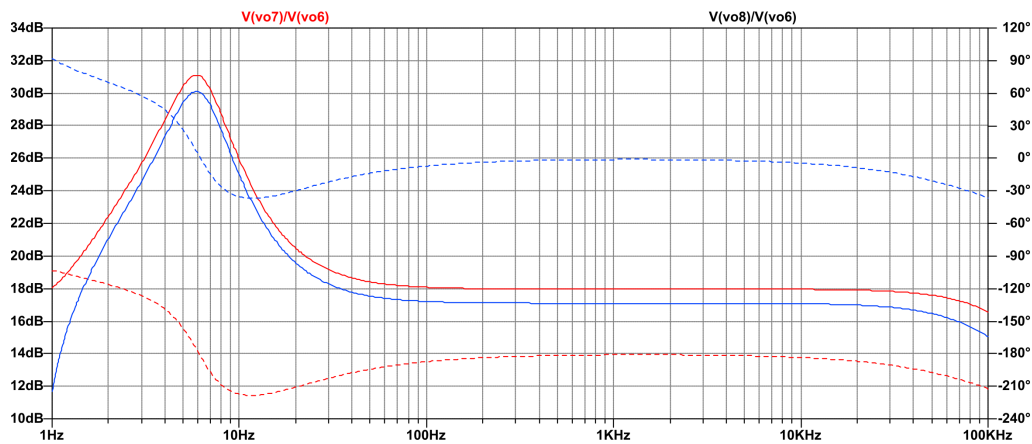


Figura 30. Inversor de fase con valores de 100K y 100K en las resistencias de ánodo

Con ello se puede comprobar que las resistencias en las placas deben de tener un valor ligeramente asimétrico para que las dos señales de salida presenten los parámetros de amplitud y fase requeridos en esta etapa.

La función de la realimentación es la de incrementar la tensión en los cátodos, de forma que el valor en las tensiones de placa sea menor. A continuación, se muestra la gráfica de ganancia de las salidas cuando no hay realimentación (Nodo R en circuito abierto, Figura 27):

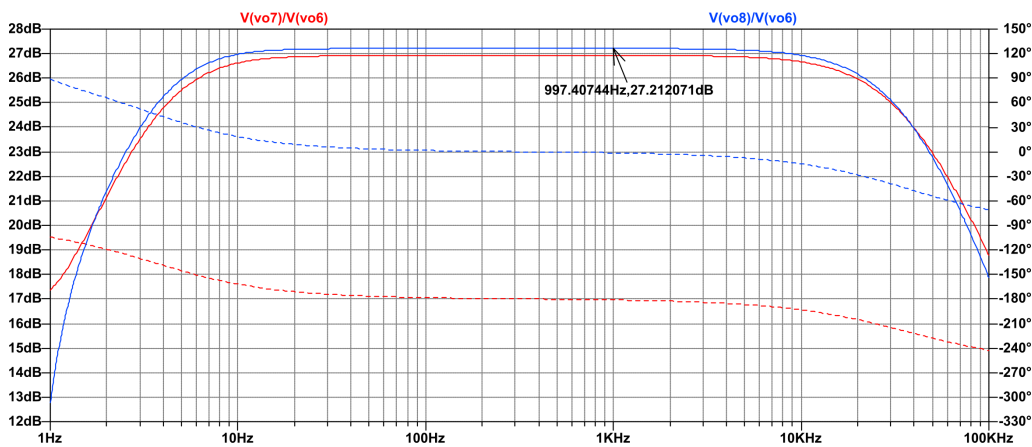


Figura 31. Inversor de fase (sin realimentación)

Como se ha podido comprobar, la realimentación reduce la ganancia global y produce una modificación en el espectro, enfatizando las frecuencias graves en torno a los 6Hz (Figura 28).

Por último, el control de presencia formará un filtro variable similar al que se puede ver en los cátodos de las etapas de ganancia de los canales del preamplificador, con la particularidad de que la frecuencia de corte estará en la banda audible. A efectos prácticos, un mayor valor en el control *presence* producirá un sonido más agudo, ya que en las frecuencias medias-altas la realimentación será menos efectiva y la reducción de ganancia será menor. La siguiente figura muestra las tensiones de salida cuando el potenciómetro RV_6 está al 0%, 25%, 50%, 75% y 100% de su recorrido:

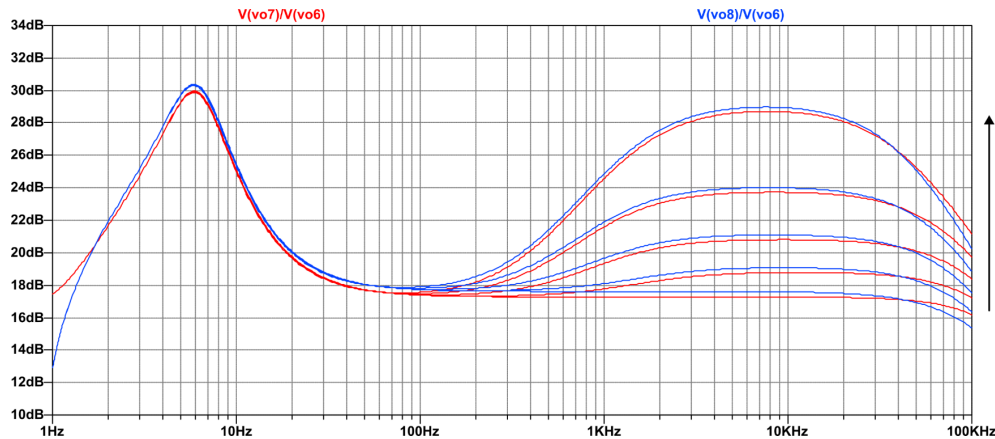


Figura 32. Respuesta del potenciómetro *presence* en el inversor de fase

2.2.6. Etapa de potencia

La etapa de potencia es la última etapa amplificadora en el circuito y en su terminación dará lugar la señal que excitará el altavoz (A_1 en la Figura 33). Su esquema se puede ver en la siguiente figura en dónde los puntos de tensión C, D y E provienen de la fuente de alimentación (Figura 5) y R es el nodo de unión entre esta etapa y el inversor de fase mediante la realimentación.

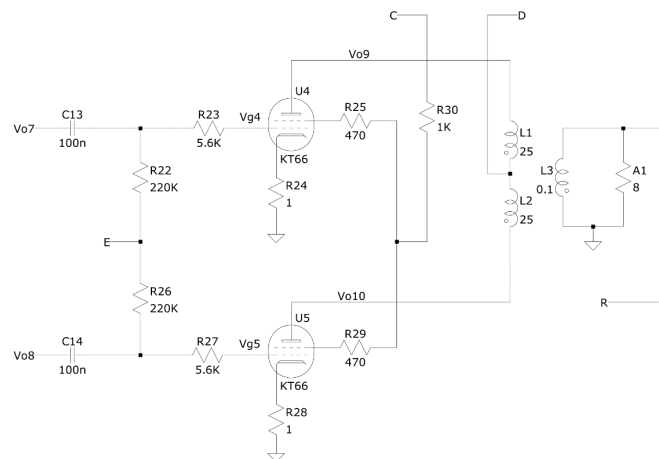


Figura 33. Etapa de potencia del Marshall JTM45

El tipo de etapa de potencia empleada en el amplificador es de tipo *push-pull* (P-P) de clase AB, la cual utiliza dos señales idénticas de entrada (desfasadas 180°) y cada válvula amplifica una de ellas. En la salida se juntan ambas ya amplificadas, para que mediante el transformador

de salida, se excite el altavoz. Este fenómeno en el que una de las válvulas empuja la señal (*push*) y la otra tira de ella (*pull*) da lugar al nombre de esta topología.

Estas etapas cuentan con varias ventajas respecto a las denominadas *single ended* S-E de clase A, más empleadas en amplificadores de baja potencia y con una sola válvula en esta etapa: primero, con ellas se pueden obtener potencias mayores ya que se pueden conseguir hasta eficiencias en torno al 70%, respecto al 50% aproximadamente en las etapas S-E y, además, los transformadores son más pequeños y baratos de reproducir. Esto es debido a que el transformador de salida diseñado para operar en P-P posee una derivación central en la que se aplica una tensión positiva (punto E en la Figura 33) y la corriente fluye en direcciones opuestas por el primario del transformador. Si estas corrientes son iguales, no hay saturación del núcleo por corriente continua y la corriente permanente es prácticamente nula, por lo que no necesita entrehierro (7). Por otra parte, las etapas P-P clase AB tienen una desventaja respecto a las S-E (en audio siempre son de clase A) y es que, debido a que la válvula trabaja cerca del corte, la válvula se comporta de una forma muy poco lineal y se produce distorsión de cruce. Además, la descompensación entre las fases puede empeorar la situación y no puede evitarse totalmente debido a la tolerancia de los componentes electrónicos (sobre todo de las válvulas de vacío) o a la calidad en el filtrado, entre muchos otros factores. Este amplificador (ya que la etapa es de clase AB) a bajos volúmenes ofrecerá una respuesta más similar a la ofrecida en clase A y proporcionará una baja distorsión de cruce, mientras que a medida que incrementa el volumen, se comportará más como un clase B en donde ganará presencia este tipo de distorsión (3).

En las entradas del circuito se forma un filtro paso-alto similar al que hay en la salida de los triodos en los canales del amplificador. La frecuencia de corte f_c es la siguiente:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{22} \cdot C_{13}} = 7.23Hz$$

A continuación, se puede comprobar que el valor de esta frecuencia es muy similar al calculado:

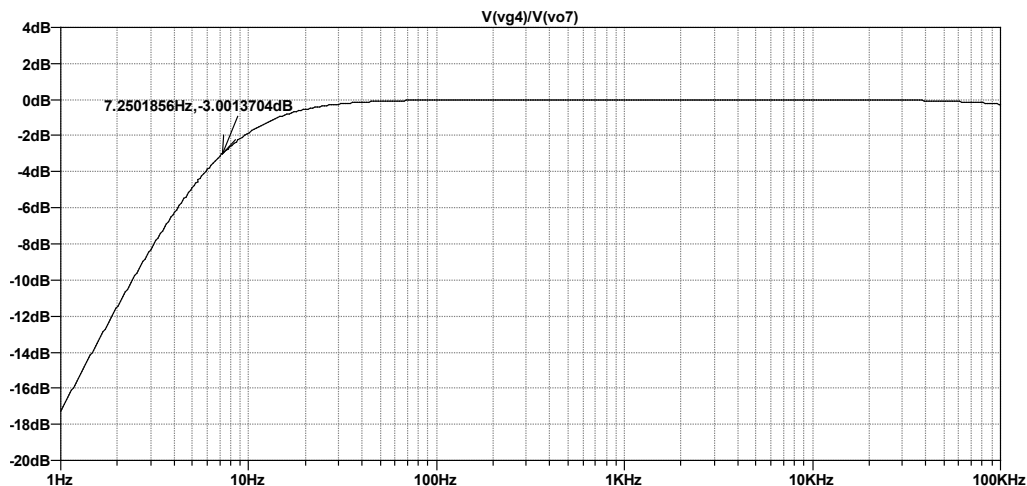


Figura 34. Filtro de entrada en la etapa de potencia

Una vez filtradas las frecuencias bajas, las válvulas de potencia U_4 y U_5 amplificarán las señales, cuya suma se transmitirá mediante el transformador de salida (Figura 35, devanado primario: L_1 y L_2 y devanado secundario: L_3) al altavoz y se ha supuesto un escenario en el que no hay pérdidas ($K=1$). Ya que se desea lograr la máxima transferencia de potencia (idealmente, las potencias en el primario y en la carga deben ser muy parecidas), se tiene que:

$$P_1 = P_2 = V_1 \cdot I_1 = V_2 \cdot I_2 \rightarrow \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

Como la impedancia Z_1 de las válvulas KT66 en el caso de configuración *push-pull* de clase AB es de $8K\Omega$ (ver Anexo II) y la impedancia Z_2 del altavoz que se ha elegido para este ejemplo es de 8Ω , la relación de transformación es la siguiente:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2/I_2}{V_1/I_1} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{1000}$$

En los devanados de los transformadores, el valor de inductancia L tiene una relación cuadrática respecto al número de vueltas N , como se puede ver en la siguiente expresión (μ es la permeabilidad del núcleo, S es la sección del núcleo y l es la longitud de las líneas de flujo):

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot S}{l}$$

Y, por tanto, ya que esta etapa de potencia es de tipo *push-pull* y el devanado primario en estos transformadores dispone de toma media (la longitud de L_1 y L_2 es la mitad respecto a la total del devanado primario), para respetar la relación de transformación y conseguir la máxima transferencia de potencia, se usará un valor de referencia de $L_3 = 0.1H$ y se empleará el siguiente cálculo para determinar el valor de L_1 y L_2 :

$$L_1 = L_2 = \frac{L_3}{n \cdot 2^2} = 25H$$

En las siguientes figuras se puede comprobar la ganancia de cada una de las salidas en la etapa, respecto a sus entradas:

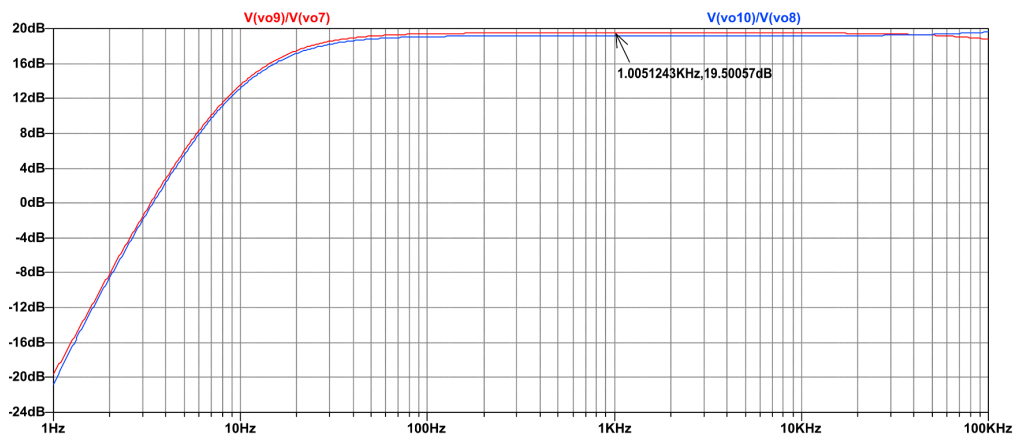


Figura 35. Ganancia de tensión en las salidas de la etapa de potencia

A continuación, se pretende comprobar que se alcanza la máxima transferencia de potencia desde la salida del amplificador hacia el altavoz y para ello se ha generado una señal a la entrada 1 del canal *normal* de $1KHz$ y se han configurado todos los potenciómetros en su posición intermedia, a excepción del *volume II*, que se ha ajustado a un valor muy bajo ($RV_{1.2} = 10K\Omega$ y $RV_{1.1} = 990K\Omega$). Esto es debido a que se pretende que el amplificador trabaje en clase A pura y la señal esté muy lejos de la saturación (sea lo más senoidal posible). La Figura 36 muestra la señal de salida de una de las válvulas y la Figura 37, la señal en el altavoz:

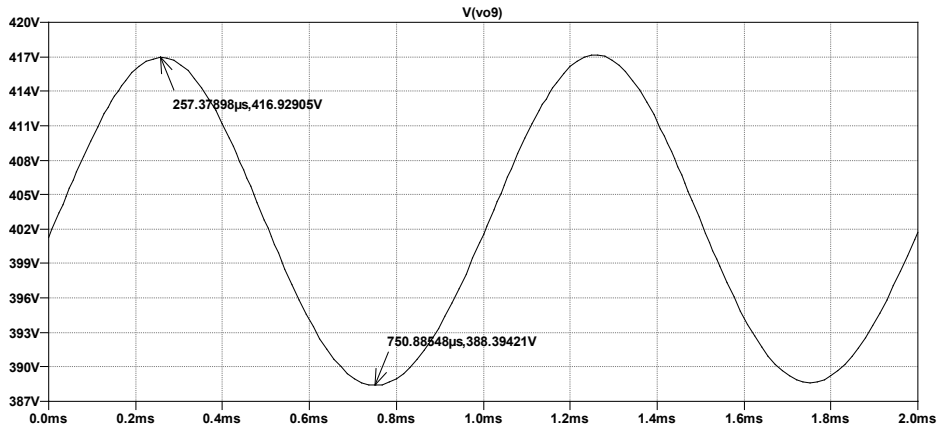


Figura 36. Tensión en la salida de una de las válvulas de potencia

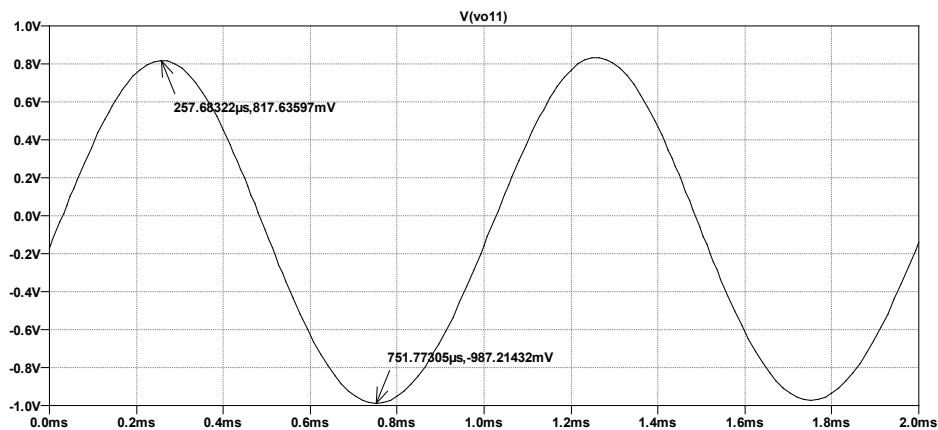


Figura 37. Tensión en el altavoz

Las potencias de salida del amplificador en el devanado primario P_1 y en la carga P_2 serán las siguientes, teniendo en cuenta que la tensión pico a pico de salida en el amplificador será el doble de la tensión de salida a una de las válvulas ($V_{pp.o9} + V_{pp.o10} = 2 \cdot V_{pp.o9}$) y tiene el valor de 28.54v (416.93-388.39, Figura 38), y la tensión pico a pico en el altavoz $V_{pp.o11}$ es de 1.80v ((0.81-(-0.98)), Figura 39):

$$P_1 = \frac{\left(\frac{2 \cdot V_{pp.o9}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{Z_1} = 50.91mW; P_2 = \frac{\left(\frac{V_{pp.o11}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{Z_2} = 50.90mW$$

Como se ha podido comprobar, se consigue una máxima transferencia de potencia, ya que las potencias son muy parecidas.

Ahora, se pretende comprobar que la potencia de salida del amplificador coincide con la de las especificaciones generales y, para ello, se ha realizado un barrido con diferentes valores en el potenciómetro *volume II* con el fin de determinar el valor en el que la señal en el altavoz sea lo más elevada posible sin llegar a saturar (3). La Figura 38 muestra como la amplitud se incrementa de forma lineal con el valor de este potenciómetro, pero a partir de cierto valor el incremento cada vez es menor y la forma de onda tiende a ser cuadrada (comienza a saturar).

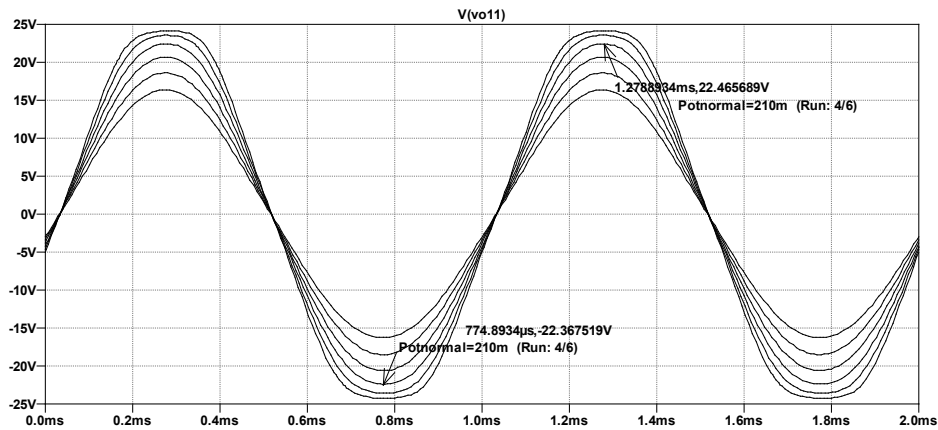


Figura 38. Tensión de salida en el altavoz con diferentes valores en el potenciómetro volume II

Con ello, se determinaron los siguientes valores de resistencias variables en el potenciómetro: $979K\Omega$ para $RV_{1.1}$ y $21K\Omega$ para $RV_{1.2}$. Ya que la tensión pico a pico en este caso es de $44.83v$ ($22.46 - (-22.37)$), la potencia entregada es de:

$$P_2 = \frac{\left(\frac{V_{p.o11}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{Z_2} = 31.42W$$

La potencia especificada es de $30W$, por tanto, el amplificador cumple con este requerimiento.

A continuación, se muestra la gráfica de la distorsión armónica, en dónde se puede comprobar que los armónicos impares de segundo orden ($f = 4n + 1$) se acentúan respecto al resto:

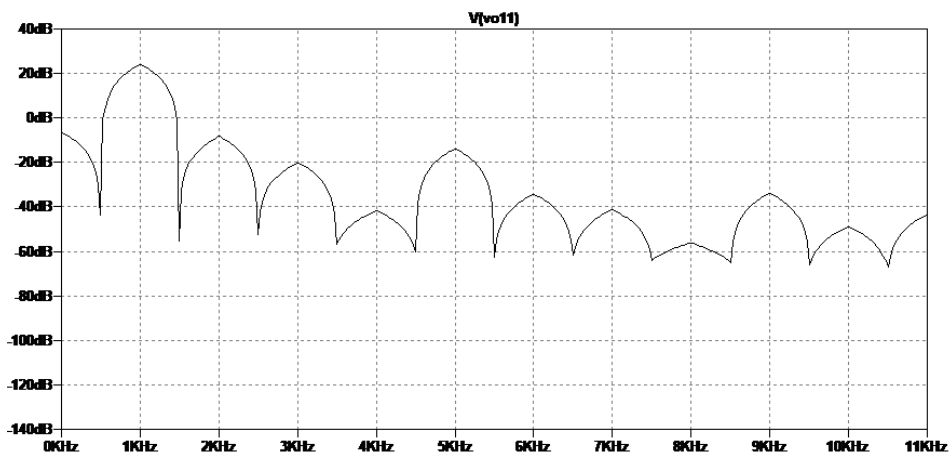


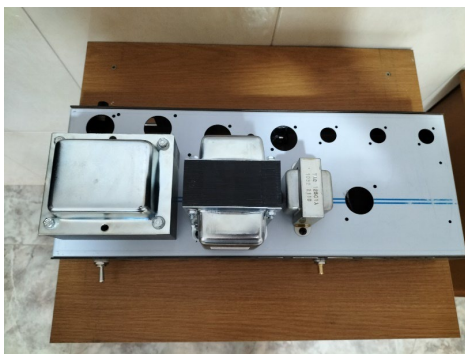
Figura 39. Distorsión armónica del amplificador (sin saturación)

2.3. Montaje y test

A continuación, se explicará el procedimiento seguido para realizar el ensamblado del amplificador, las medidas y el ajuste de *bias*. Las imágenes correspondientes a este apartado se pueden ver en el Anexo IV.

2.3.1. Proceso de ensamblado

Para ello, primero se colocaron las placas delantera y trasera, los transformadores y el *choke*. Como se puede ver en la Figura 40a, los devanados de los transformadores de entrada (izquierda) y de potencia (medio) están colocados en un ángulo de 90° entre sí, ya que en esta posición se cancela la gran parte de las interferencias que se pudieran ocasionar debido al acoplamiento magnético entre ambos. A continuación, se soldaron los componentes electrónicos a la placa de torretas (Figura 40b). Las conexiones faltantes entre componentes se realizaron empleando puentes con cable rígido en la parte trasera de la placa (el esquema de montaje se puede ver en el Anexo I). Este método de montaje se denomina “punto a punto” y es el que se empleaba antiguamente, aunque se sigue utilizando en la actualidad para los modelos de alta gama. Pese a ser un método de construcción más costoso que empleando placas de circuito impreso o *PCB*, la calidad de sonido es superior, ya que la sección de los conductores y de las conexiones entre componentes es mayor, lo que provoca unas menores pérdidas en la señal, un mejor aislamiento en la toma de tierra y una mayor protección contra las interferencias.



a) Montaje de los transformadores y el choke en el chasis



b) Placa de torretas

Figura 40. Proceso de ensamblado del amplificador

Y, por último, se instalaron el resto de los selectores, potenciómetros, led indicadora y conectores de entrada y salida, y se realizaron las conexiones correspondientes en los devanados de los transformadores, cables de alimentación y señal, y placa de componentes electrónicos. Todas las soldaduras se realizaron aplicando un poco de flux en el punto correspondiente antes de poner el estaño para así, mejorar la adherencia de éste. Como se puede observar en la Figura 41, los cables de señal, de alimentación de los filamentos y de los devanados de los transformadores han sido trenzados con el fin de eliminar en gran medida las señales parásitas a la salida del amplificador:

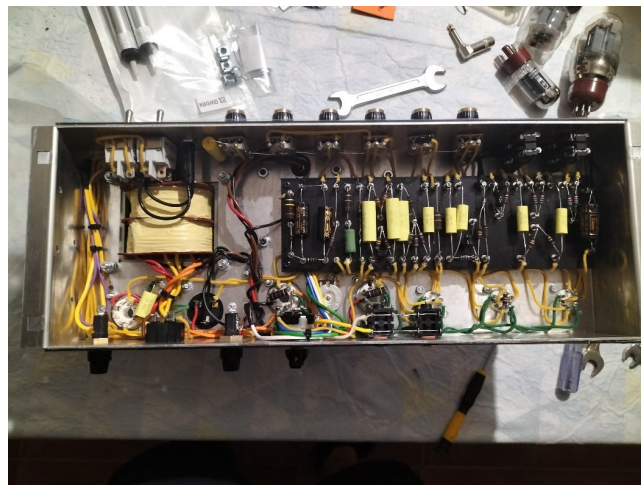


Figura 41. Interior del amplificador ensamblado

Después de realizar y comprobar al detalle todas las conexiones con el esquema electrónico, se colocaron las válvulas y se procedió a la realización de medidas de tensión y a ajustar el *bias* de las válvulas de potencia.

2.3.2. Medidas previas

Para poder realizar medidas correctamente en el amplificador, utilicé dos cajas (cada una con peso en la base para que no pudieran volcar) y coloqué el amplificador apoyado en ellas elevado y boca abajo. De esta forma, conservó su posición de forma segura en todo el procedimiento.

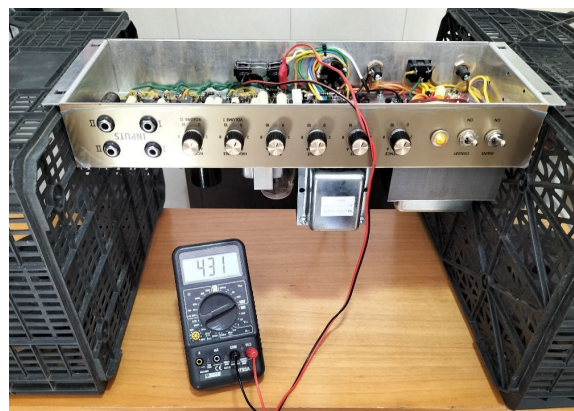
Seguidamente, ajusté el selector de impedancia 16Ω y conecté una caja con un altavoz de dicho valor. Hay que tener en cuenta que, siempre que se enciende un amplificador, éste debe tener conectada una carga de salida, ya que, en caso contrario, las válvulas pueden sufrir y se puede fundir algún fusible. Otro dato importante es que, para realizar este tipo de medidas, no debe haber ninguna señal de entrada, ya que los parámetros a medir indican características en reposo. Posteriormente, sustituí las puntas del multímetro por pinzas y las conecté antes de encender el amplificador al realizar cada medida, para así no tener que manipularlo mientras está funcionando y evitar alguna electrocución. Otro dato muy importante de este tipo de equipos a válvulas es que, al apagar el amplificador, sigue habiendo tensión en su interior hasta pasado varios minutos, e incluso horas o días en caso de avería en el circuito de descarga, por lo que lo más seguro es esperar unos minutos antes de volver a manipular el amplificador después del apagado. En este caso, opté por esperar 5 o 10 minutos antes de volver a trabajar con él después de cada medida.

La primera medida realizada fue la tensión en vacío, midiendo la tensión entre el pin 8 (ánodo) de la válvula rectificadora respecto a tierra en modo *standby* (switch *standby* en circuito abierto) y con el multímetro configurado en medida de tensión continua. El resultado fue de 462v (Figura 42a). Se puede decir que es coherente, ya que el valor es algo inferior al de la tensión de pico del devanado correspondiente (487.9v, nodo D de la Figura 5). Esto es debido a que, pese a no circular corriente por las placas, se produce una caída de tensión en el circuito de polarización de las válvulas de potencia (ver apartado 2.2.1).

Seguidamente, se realizó la medida de la tensión con carga en el mismo punto, pero con el switch *standby* en la posición *on* (circuito cerrado). El resultado obtenido fue de 431v (Figura 42b) y es coherente, debido a que coincide con el rango propuesto en el esquema del fabricante (entre 403v y 444v, ver Anexo I). Esta tensión se suele denominar de forma común como tensión de ánodo y es muy importante, ya que se emplea para determinar la corriente de *bias*.



a) Medida de tensión en vacío (nodo D, Figura 5)



b) Medida de la tensión con carga (nodo D, Figura 5)

Figura 42. Medidas previas al ajuste de *bias*

2.3.3. Ajuste de bias

El *bias* es el valor de la corriente de placa que circula en las válvulas de potencia cuando el amplificador está en reposo. Para determinar el valor de la corriente de *bias*, primero se determinará la corriente máxima mediante la siguiente expresión, en la que $W_{a,g2}$ hace referencia a la potencia máxima de disipación de la válvula, la cual según la hoja de características de las válvulas *KT66* es de 27W (ver Anexo II), y U_a corresponde a la tensión de ánodo (Figura 42b):

$$I_{a.máx} = \frac{W_{a,g2}}{U_a} = 62.65mA$$

Una vez determinada esta corriente, se recomienda ajustar la corriente de *bias* en un valor comprendido entre el 50% y el 70% del valor máximo, ya que en estos valores los amplificadores *push-pull* ofrecen una buena respuesta sonora y sus válvulas tienen una vida útil óptima, sin peligro de que las válvulas puedan quemarse. Por tanto, en este caso, la corriente de *bias* deberá ajustarse entre los siguientes valores:

$$0.5 \cdot I_{a.mín} \leq I_{bias} \leq 0.7 \cdot I_{a.máx} \rightarrow 31.32mA \leq I_{bias} \leq 43.85mA$$

Finalmente, decidí ajustar el *bias* en 35mA, ya que es el propuesto por el fabricante (ver Anexo I), y para ello utilicé el método de colocar una resistencia de 1Ω en cada uno de los cátodos de las válvulas de potencia para poder calcular la corriente sin disponer de un miliamperímetro. Esto es debido a que, estas resistencias son de un valor muy pequeño para influir en el circuito y al medir su tensión, se puede determinar la corriente que circula por ellas aplicando la Ley de Ohm:

$$I = \frac{V}{R} \rightarrow I = \frac{V}{1} \rightarrow I(mA) = V(mV)$$

Para efectuar esta medida se configuró el multímetro en la escala de 200mV de tensión continua. Al encender el amplificador y visualizar el valor de la tensión, se reguló el potenciómetro RV_7 hasta alcanzar el valor deseado en una de las resistencias de cátodo. Debido a la tolerancia tan elevada de las válvulas de vacío y a la gran influencia de la temperatura en sus características, es muy recomendable ajustar el *bias* a valores inferiores, esperar un tiempo a que se estabilice y repetir el ajuste varias veces hasta alcanzar el valor deseado. En mi caso, ajusté la tensión de la resistencia a 20mV, esperé 10 o 15 minutos, y repetí el proceso para 25mV, 30mV y, finalmente, 35mV (8).

2.3.4. Test del amplificador

El amplificador ha sido sometido a un proceso de testeo de varios meses en casa, en el local de ensayo y en diversas actuaciones en directo con orquestas de la empresa Espectáculos La Fiesta S.L. En este proceso se emplearon distintos tipos de guitarras y cajas de altavoces. Las primeras impresiones fueron muy buenas: el sonido es muy limpio, transparente y con mucha dinámica y definición. Además, he notado mucha claridad en todo el espectro de frecuencias y al usar distintas guitarras, éstas suenan con mucha personalidad, debido al diseño minimalista del circuito y a la alta calidad de los componentes empleados en su construcción.

A continuación, se muestra una imagen del vídeo promocional de la Orquesta La Óxido para la temporada 2023, en el que se puede ver a la izquierda del escenario el amplificador en pleno funcionamiento. El concierto fue realizado en la localidad de Cotes (Valencia) el 30 de septiembre de 2022 (el vídeo completo se encuentra en el enlace <https://www.youtube.com/watch?v=McNbojfhFPw>):



Figura 43. Actuación con la Orquesta La Óxido (Cotes, 30 de septiembre de 2022)

Como aspectos a mejorar, no me ha gustado el poco control en el tono utilizando cada uno de los dos canales por separado, ya que tienen una respuesta en frecuencia totalmente distinta y para conseguir un sonido equilibrado es necesario ecualizar muy al extremo: cuando se usa el canal *normal* es necesario regular el potenciómetro de agudos al máximo para que no suene excesivamente grave y en caso de utilizar el *high treble*, hay que disminuir los agudos al mínimo ya que el sonido es excesivamente brillante. Todo ello provoca que el margen de maniobra sea escaso a la hora de conseguir un buen balance en las frecuencias. Por otra parte, el control de presencia no me ha gustado, ya que las frecuencias que añade al sonido son poco agradables y en los ajustes que más me han gustado, está al mínimo. Este control cobra sentido cuando el amplificador está a un alto volumen y la etapa de potencia está en plena saturación, ya que, al incrementar su valor añade a la distorsión un timbre muy característico, pero en las actuaciones en directo de hoy en día los amplificadores se usan a un volumen mucho más moderado para adaptarse a las condiciones de escucha en el escenario y que el técnico de sonido pueda recibir un nivel de señal adecuado por medio del micrófono colocado en el altavoz.

3. Modificaciones en el amplificador

3.1. Ajuste de referencia

Con la finalidad de obtener un sonido propio y más acorde a las necesidades del directo, he decidido realizar una serie de modificaciones en el amplificador. Como punto de partida se pretende conseguir un sonido similar al del amplificador en un ajuste de referencia (la configuración de los potenciómetros que mejor ha funcionado durante el periodo de prueba), pero empleando un único canal y con los potenciómetros de ecualización en la posición intermedia. Este amplificador ofrece tres modos de sonido (canales *normal* y *high treble*, y la mezcla entre ambos) de los cuales solo se utiliza el último, por tanto, mi objetivo es emular en un solo canal la sonoridad de los dos canales en paralelo con la mezcla correspondiente. Con ello, se emplearán menos componentes en el circuito y quedará libre un triodo de una de las válvulas que podrá ser utilizado para añadir alguna otra característica en el futuro. El ajuste de referencia es el siguiente: Entradas de señal: Entrada 2 del canal I *high treble* (con puente entre las entradas 1 del canal I *high treble* y 2 del canal II *normal*), *presence*: 0, *bass*: 5, *middle*: 3, *treble*: 0, *volume I*: 1.5 y *volume II*: 1.25. Cabe destacar que este ajuste ha sido adaptado a una guitarra en concreto con las siguientes características: tipo *strat* con cuerpo de fresno del pantano, mástil de arce con diapasón de palo de rosa y configuración de pastillas HSS con divisor de bobina en la pastilla del puente.

En este caso, para determinar los valores de las resistencias variables de los potenciómetros logarítmicos no se ha utilizado la expresión matemática de los apartados anteriores, sino un procedimiento diferente con el fin de obtener la máxima precisión. Este procedimiento, se detalla a continuación:

- Primero, se desoldó el potenciómetro logarítmico RV_1 y se midió con el multímetro su resistencia total para determinar su valor real $RV_{1.real}$. Este valor es muy importante, ya que, si se utiliza su valor teórico, no se tendrá en cuenta la tolerancia del componente y el resultado será poco fiable.
- A continuación, se midió el valor de la resistencia variable $RV_{1,2.real}$ en la posición de referencia de los potenciómetros logarítmicos RV_1 , RV_2 y RV_4 .
- Por último, se calculó la posición equivalente $Pos_{eq.x}$ de cada uno de estos potenciómetros con la siguiente expresión:

$$Pos_{eq.x} = \frac{RV_{1,2.real}}{RV_{1.real}} \cdot 10 \rightarrow RV_{x.1} = RV_x \cdot (1 - Pos_{eq.x}); RV_{x.2} = RV_x \cdot Pos_{eq.x}$$

Las posiciones definitivas de los potenciómetros que se utilizarán en *LTSpice* son las siguientes: *presence*: 0, *bass*: 2.50, *middle*: 3, *treble*: 0, *volume I*: 0.38, *volume II*: 0.15

A continuación, se muestran las gráficas de ganancia de la etapa de los canales (Figura 44), del control de tono (Figura 45) y la respuesta global del amplificador hasta la salida del control de tono (Figura 46). Todas ellas han sido realizadas empleando el ajuste de referencia:

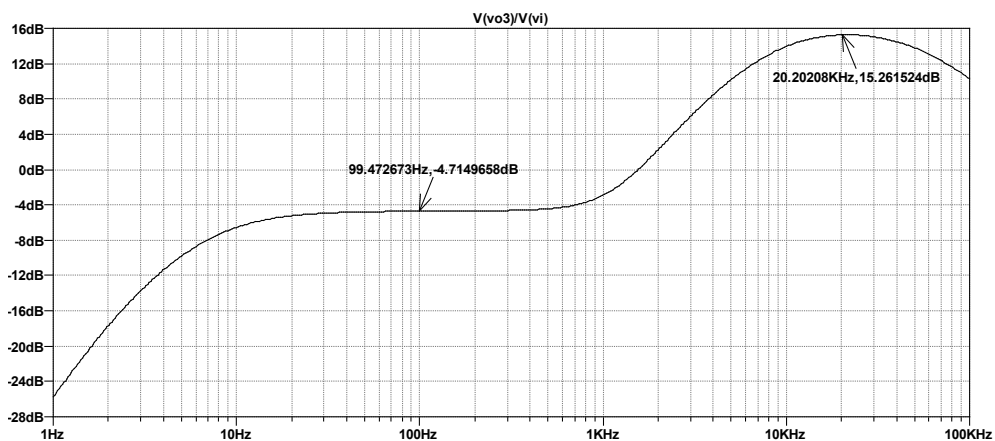


Figura 44. Ganancia de los canales con el ajuste de referencia

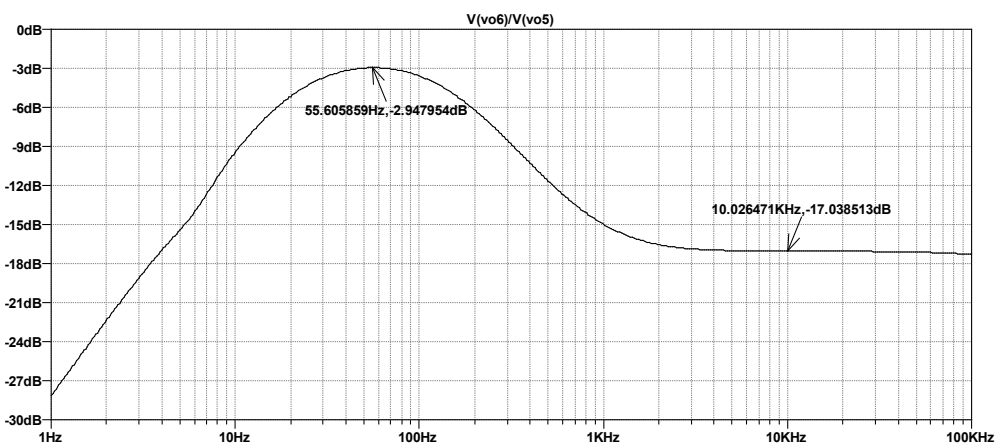


Figura 45. Ganancia del control de tono con el ajuste de referencia

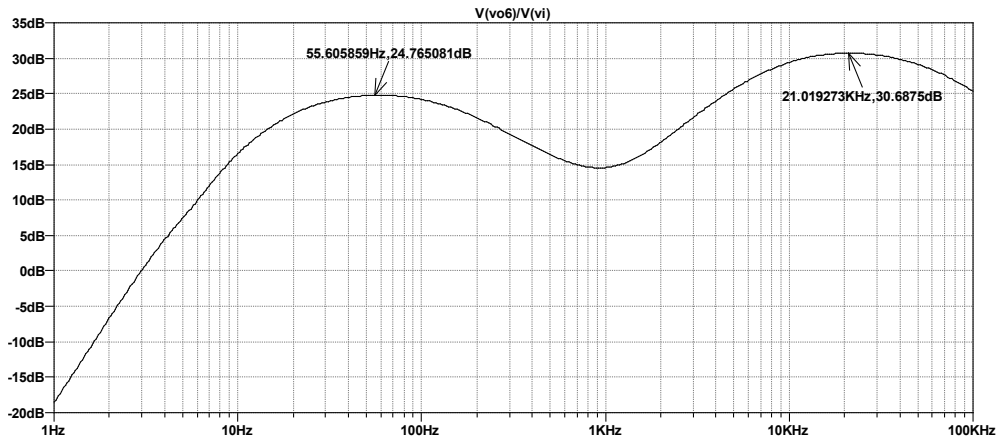


Figura 46. Respuesta hasta la salida del control de tono con el ajuste de referencia

Debido a que en el preamplificador un porcentaje de la señal está circulando por el canal *high treble*, las frecuencias superiores a 1KHz se enfatizan respecto al resto. Este realce es tan elevado $(15.26\text{dB} - (-4.71\text{dB})) = 19.96\text{dB}$ en la Figura 44) que para conseguir un sonido balanceado, la etapa del control de tono debe atenuar al máximo los agudos mediante el potenciómetro RV_3 . Con el ajuste de referencia, en el control de tono las frecuencias altas sufren una atenuación de 14.09dB $(17.04 - 2.94)$ adicionales respecto a los medios-graves (Figura 45) y, como consecuencia, en este punto de partida no se puede ecualizar de forma efectiva ya que los agudos están al mínimo y solo se pueden incrementar más. Por otra parte, al incrementar el potenciómetro de volumen RV_1 del canal *normal* para realzar las frecuencias medias y graves, el sonido tiende a saturar más temprano y en escenarios abiertos puede que el sonido no sea del todo limpio. Por tanto, para diseñar el nuevo canal del amplificador, se tendrá en cuenta que la presencia de las frecuencias altas sea menos pronunciada para conseguir un sonido equilibrado cuando los potenciómetros de ecualización estén en la posición intermedia y se puedan ajustar de una forma más efectiva. Con ello, también se logrará conseguir un volumen final mayor, ya que las frecuencias se verán menos atenuadas en la etapa del control de tono y las pérdidas serán menores. También se tendrá en cuenta que el control de tono no otorga la misma ganancia a los agudos y a los graves cuando los potenciómetros están al centro, ya que como se puede ver en la Figura 47, en los graves es 1.82dB mayor $(-3.03 - (-4.86))$.

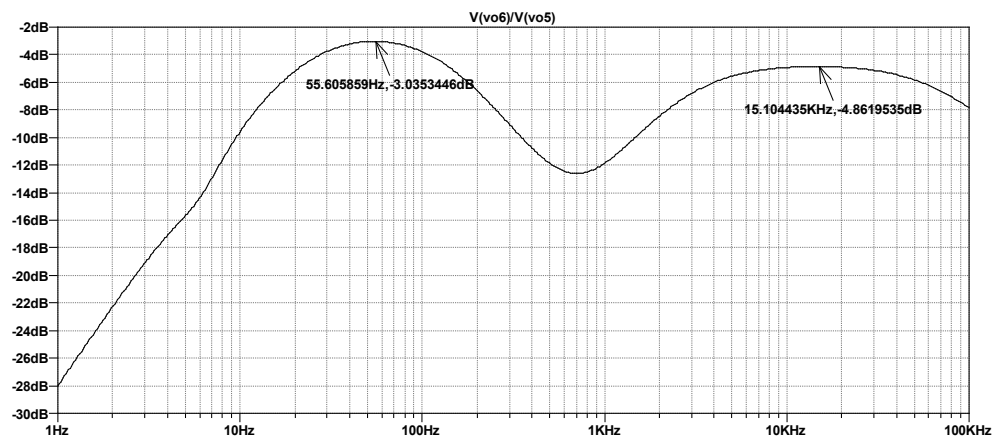


Figura 47. Respuesta del control de tono con los potenciómetros en su valor intermedio

En esta última etapa con los potenciómetros en su posición central, los agudos tienen una ganancia de 1.82dB menos que los graves, así que se requiere diseñar un filtro en el preamplificador capaz de realzar las frecuencias agudas en un nivel de 7.69dB $(5.87 + 1.82)$.

Por otra parte, el nuevo canal no tendrá componentes extra que puedan intervenir en la señal de salida (se ha eliminado uno de los canales) y, por tanto, se evitarán las pérdidas generadas por el sumador y el cátodo compartido. En este caso, se optará por reducir la ganancia del canal con el fin de que suene más limpio.

3.2. Modificaciones propuestas

En este apartado se explicarán las distintas modificaciones que se realizarán en el amplificador, las cuales se listan a continuación:

- Diseño de un nuevo canal: se sustituirán los canales I *normal* y II *high treble* por un único canal con el fin de corregir algunos defectos del diseño original.
- Modificación del control de tono: con el cambio en el valor de algunos componentes se minimizarán las pérdidas en esta etapa.
- Anulación del control de presencia: este control no se usa y, por tanto, será anulado.
- Volumen maestro: mediante este control se podrán controlar los parámetros de volumen y distorsión de una forma más precisa.

3.2.1. Diseño del nuevo canal

Para el diseño del circuito del canal modificado se ha utilizado como punto de partida el canal II *normal*, ya que es el más sencillo y, posteriormente, se realizarán las modificaciones necesarias para que el sonido se adapte a los nuevos requerimientos. A continuación, se muestra el circuito de este canal totalmente independiente y sin ninguna modificación:

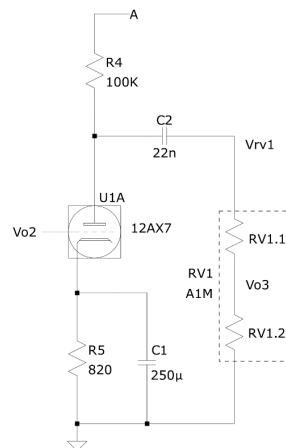


Figura 48. Canal II normal independiente

Ya que ahora este canal no tiene el canal *high treble* en paralelo como en el circuito original, la ganancia será superior ya que, no hay componentes secundarios que puedan modificar la señal. A continuación, se muestran las curvas de máxima ganancia (cuando el potenciómetro de volumen está al máximo) en donde la curva roja representa el canal *normal* del amplificador original y la azul, el canal cuando es independiente:

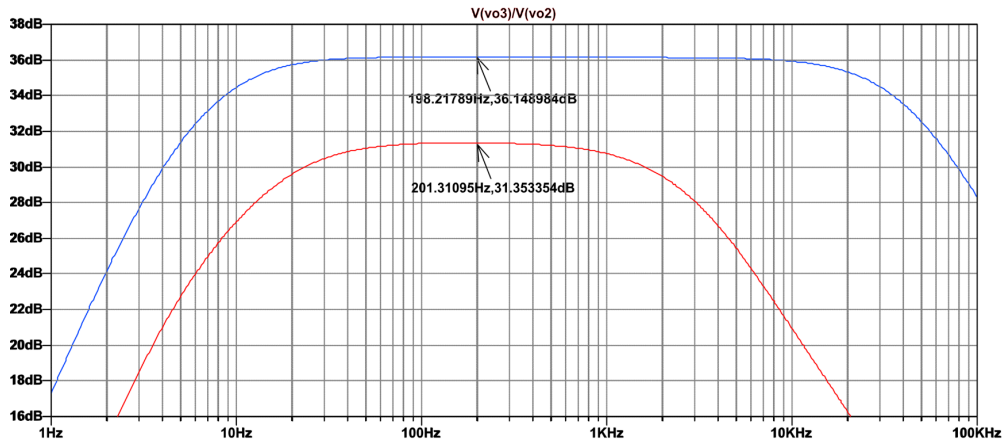


Figura 49. Ganancia máxima en el canal normal del Marshall JTM45 y en el canal independiente

Como se ha podido comprobar, la ganancia y el ancho de banda son mayores cuando el canal es independiente.

Seguidamente se realizará el análisis a frecuencias medias del canal empleando el siguiente circuito equivalente a frecuencias medias en el que se han cortocircuitado los condensadores de señal C_1 y C_2 :

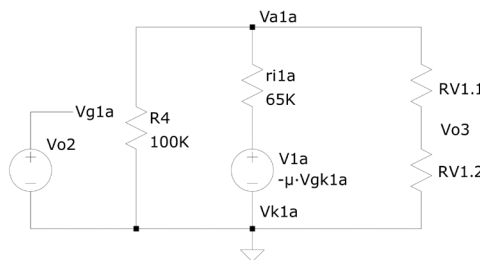


Figura 50. Análisis a frecuencias medias del canal independiente. Circuito equivalente

Mediante el análisis por mallas, se han obtenido las siguientes expresiones de tensión de salida V_{o3} y ganancia $\Delta V_{3,2}$:

$$\mu = 100; V_{1a} = -\mu \cdot V_{gk1a} = -\mu \cdot V_{o2}$$

$$V_{o3} = -\mu \cdot V_{o2} \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{ri_{1a} \cdot (R_4 + RV_1) + R_4 \cdot RV_1}; \Delta V_{3,2} = -\mu \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{ri_{1a} \cdot (R_4 + RV_1) + R_4 \cdot RV_1}$$

En este caso, la ganancia máxima $\Delta V_{3,2,máx}$ es la siguiente:

$$\Delta V_{3,2,máx} |_{RV_{1,1}=0; RV_{1,2}=1M\Omega} = -58.31 \rightarrow 35.31dB$$

Como se puede ver, el valor calculado es algo inferior a la de la simulación, aunque es muy similar. Esto se debe a los parámetros internos de la válvula que han sido despreciados.

Una vez calculada la respuesta del canal a frecuencias medias, se tendrán en cuenta los condensadores para poder determinar la ganancia total. Cada uno de ellos formará un filtro diferente y se calcularán por separado, cortocircuitando el condensador contrario en cada caso.

Con la presencia del condensador de cátodo C_1 , la ganancia de las frecuencias a partir de un valor determinado incrementa por dos motivos: por una parte, la impedancia en un condensador es inversamente proporcional a la frecuencia y las altas frecuencias viajan por medio de C_1 con mucha facilidad, mientras que las bajas circulan en mayor medida por la resistencia R_5 . Y, por otra parte, debido a que C_1 ofrece una impedancia relativamente baja a

las altas frecuencias (muy cercana a cero), la tensión en el cátodo en estas frecuencias también es inferior, por tanto, la tensión en V_{1a} es más elevada, ya que esta depende de la tensión de cátodo y la amplificación es mayor. Normalmente, la capacidad en este condensador es lo suficientemente grande para que la frecuencia de corte sea muy baja y la ganancia sea constante en toda la banda audible. Técnicamente, el filtro producido es similar al de un paso-alto activo, con la diferencia de que la ganancia mínima tiende a un valor diferente a cero, debido a que R_5 actúa de soporte, ya que está en paralelo con C_1 . La Figura 51 muestra el circuito equivalente que se empleará para realizar su análisis en donde Z_1 es el paralelo de R_5 y C_1 :

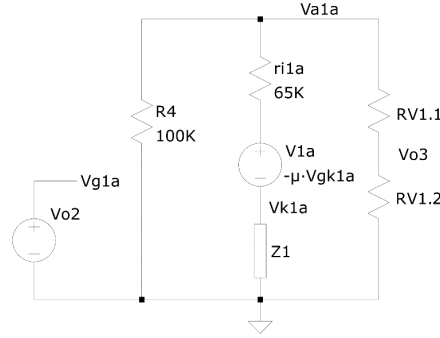


Figura 51. Análisis del filtro formado por el condensador C_1 en el canal independiente. Circuito equivalente

Mediante el método de mallas, se obtienen las siguientes expresiones de tensión de salida V_{o3} y ganancia $\Delta V_{3,2}$:

$$\mu = 100; Z_1 = \frac{R_5 \cdot Z_{C1}}{R_5 + Z_{C1}}; V_{1a} = -\mu \cdot (V_{o2} - V_{Z1})$$

$$V_{o3} = -\mu \cdot V_{o2} \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{R_4 \cdot (ri_{1a} + Z_1) + RV_1 \cdot [ri_{1a} + R_4 \cdot (1 + \mu) \cdot Z_1]}$$

$$\Delta V_{3,2} = -\mu \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{R_4 \cdot (ri_{1a} + Z_1) + RV_1 \cdot [ri_{1a} + R_4 \cdot (1 + \mu) \cdot Z_1]}$$

En las altas frecuencias la impedancia del condensador tiende a cero, siendo este de forma ideal un cortocircuito ($Z_1 = 0$). El circuito equivalente es el mismo que el de frecuencias medias (Figura 53) y, por tanto, las expresiones de ganancia también serán las mismas:

$$\Delta V_{3,2|Z_1=0} = -\mu \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{ri_{1a} \cdot (R_4 + RV_1) + R_4 \cdot RV_1};$$

$$\Delta V_{3,2.máx|Z_1=0; RV_{1,1}=0; RV_{1,2}=1M\Omega} = -58.31 \rightarrow 35.31dB$$

Por otra parte, para determinar la ganancia del filtro a bajas frecuencias, el condensador C_1 se interpretará de forma ideal como un circuito abierto, ya que su impedancia tendrá una tendencia a infinito ($Z_1 = R_5$). Las expresiones de ganancia en este caso se muestran a continuación:

$$\Delta V_{3,2|Z_1=R_5} = -\mu \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{R_4 \cdot (ri_{1a} + R_5) + RV_1 \cdot [ri_{1a} + R_4 \cdot (1 + \mu) \cdot R_5]}$$

$$\Delta V_{3,2.máx|Z_1=R_5; RV_{1,1}=0; RV_{1,2}=1M\Omega} = -38.08 \rightarrow 31.61dB$$

En este filtro, la diferencia entre la ganancia de las altas y bajas frecuencias indicará la efectividad del condensador en el cátodo, ya que, sin la presencia de este componente, la ganancia a frecuencias medias sería equivalente a la de las bajas frecuencias en este filtro. Por tanto, el realce de ganancia causado por este componente es de 3.70dB (35.31-31.61).

Por último, para determinar la frecuencia central f_c , se realizará el siguiente procedimiento, en dónde $\Delta V_{3,2,máx.fc}$ pertenece a la ganancia máxima de la frecuencia de corte y $Z_{1.fc}$ es la impedancia equivalente a dicha frecuencia:

$$\Delta V_{3,2,máx.fc} = \frac{\Delta V_{3,2,máx}|_{Z_1=0} + \Delta V_{3,2,máx}|_{Z_1=R_5}}{2} = 33.46dB \rightarrow -47.10$$

$$\frac{-\mu \cdot R_4 \cdot RV_1}{R_4 \cdot (ri_{1a} + Z_{1.fc}) + RV_1 \cdot [ri_{1a} + R_4 + (1 + \mu) \cdot Z_{1.fc}]} = -47.10 \rightarrow Z_{1.fc} = 403.72\Omega$$

$$Z_{1.fc} = \frac{\frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_1} \cdot R_5}{\frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_1} + R_5} \rightarrow f_c = 800.59mHz$$

La Figura 52 muestra la respuesta del filtro en la ganancia y el valor de la frecuencia de corte:

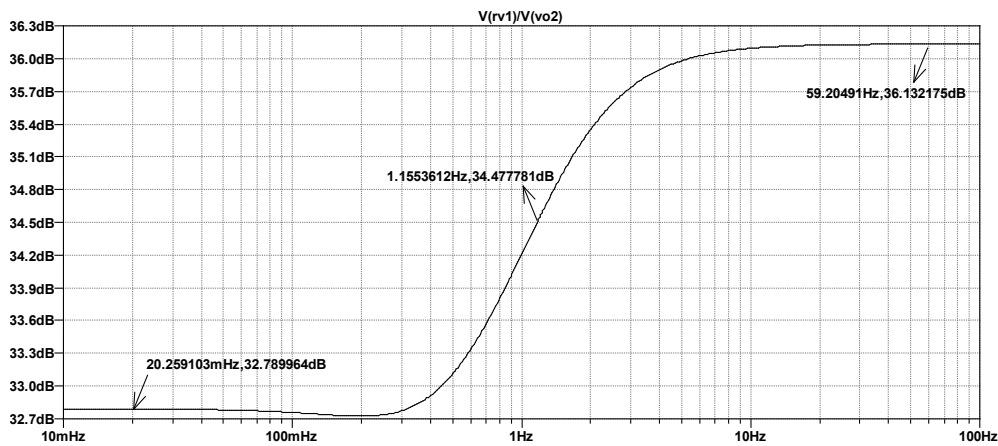


Figura 52. Respuesta y frecuencia central del filtro formado por el condensador C1 (C2 en cortocircuito)

Como se puede observar, los valores en la simulación y en el cálculo son del mismo orden, aunque es algo mayor en la simulación.

Por otra parte, el condensador de acoplamiento C_2 tiene la finalidad de suprimir la componente continua de la señal procedente de la placa del triodo y forma un filtro paso-alto junto a las demás resistencias del circuito. La expresión de la frecuencia de corte ha sido determinada mediante el método de la constante de tiempo y su valor se muestra a continuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \left(\frac{R_4 \cdot ri_{1b}}{R_4 + ri_{1b}} + RV_1\right) \cdot C_2} = 6.96Hz$$

La Figura 53 muestra la simulación del filtro y el valor de la frecuencia de corte:

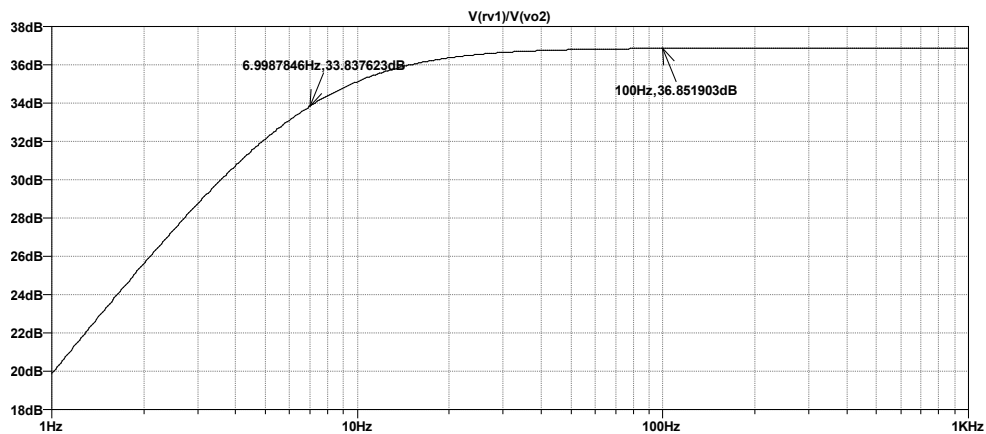


Figura 53. Respuesta del filtro formado por el condensador C2 (C1 en cortocircuito)

Como se puede observar, la frecuencia de corte coincide con el valor calculado. Además, esta pertenece a la banda audible ya que, además de filtrar la corriente continua, con este filtro se busca adaptar la respuesta de las frecuencias graves.

Por todo ello, se puede concluir que el condensador en el cátodo es efectivo, ya que ofrece un incremento considerable en la ganancia y la frecuencia a la que actúa es demasiado baja para que el oído perciba la diferencia en la amplitud a diferentes frecuencias.

Una vez analizado el canal original, se explicará la primera modificación en el circuito, cuya finalidad es limitar la ganancia. Para llevarla a cabo, existen dos procedimientos: se puede diseñar un divisor de tensión con dos resistencias y atenuar la ganancia mediante una caída de tensión, o se pueden modificar los componentes en el cátodo del triodo para variar directamente la ganancia en la etapa amplificadora. La primera solución limitaría la ganancia, pero pese a ello, no se conseguiría mejorar la relación entre el nivel de señal y distorsión, ya que la señal se atenúa después del triodo y la válvula sigue trabajando a la misma ganancia de que en el diseño original. En cambio, mediante el segundo procedimiento la válvula trabajaría a menos tensión y la amplificación sería más limpia, por tanto, se optará por este método.

En primer lugar, reduciremos la ganancia eliminando el condensador de cátodo C_1 (Figura 54a).

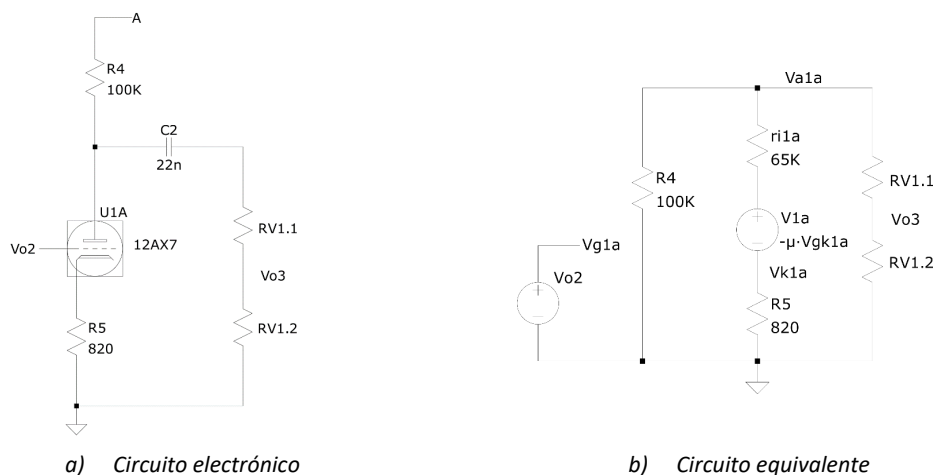


Figura 54. Reducción de la ganancia mediante la eliminación del condensador de cátodo

Ya que el circuito equivalente a frecuencias medias (Figura 54b) es idéntico al de la Figura 51 con $Z_1 = R_5$), así que la ganancia será:

$$\Delta V_{3,2|Z_1=R_5} = -\mu \cdot \frac{R_4 \cdot RV_{1,2}}{R_4 \cdot (ri_{1a} + R_5) + RV_{1,1} \cdot [ri_{1a} + R_4 \cdot (1 + \mu) \cdot R_5]}$$

$$\Delta V_{3,2.m\acute{a}x|Z_1=R_5; RV_{1,1}=0; RV_{1,2}=1M\Omega = -38.08 \rightarrow 31.61dB$$

A continuación, se muestra la gráfica de la respuesta en frecuencia del canal tras esta primera modificación:

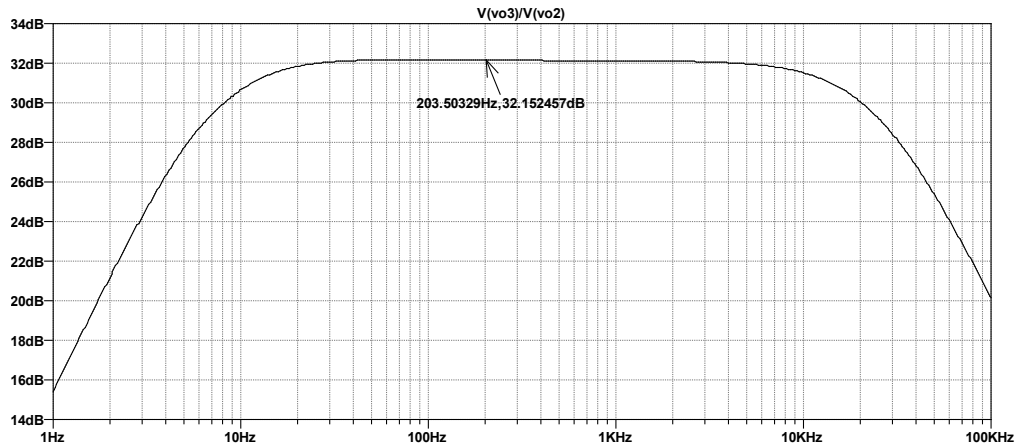


Figura 55. Respuesta del canal con la modificación de ganancia

Como se ha podido comprobar, los valores en la simulación y en el cálculo son del mismo orden y, por tanto, se puede afirmar que, mediante la eliminación del condensador en el cátodo, la ganancia global ha disminuido (de 36.14dB en la Figura 49 a 32.15dB en la Figura 55).

Una vez limitada la ganancia de tensión, se diseñará un filtro para resaltar las altas frecuencias respecto a los medios y graves. Para llevarlo a cabo se colocará un condensador en paralelo con la resistencia variable $RV_{1,1}$ de forma similar al condensador C_4 en el canal *high treble* del *Marshall JTM45*, con la diferencia de que se colocará una resistencia en serie con este condensador para que el efecto sea más controlado. En la siguiente figura, se puede ver la estructura del canal con el filtro propuesto.

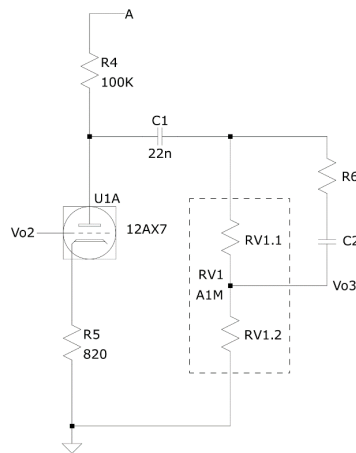


Figura 56. Modificación de la respuesta en frecuencia (a falta de definir los valores en los componentes)

Con este filtro se pretende replicar la respuesta del amplificador original con el ajuste de referencia, así que primero se regulará el potenciómetro de volumen en la simulación del nuevo canal para que la ganancia a frecuencias medias sea de -4.71dB como en la Figura 44. Para ello se establecen los valores de $RV_{1,1}$ y $RV_{1,2}$ a 985.5K Ω y 14.5K Ω , respectivamente. La siguiente

figura verifica como en este ajuste en el potenciómetro de volumen, la ganancia en el nuevo canal es equivalente:

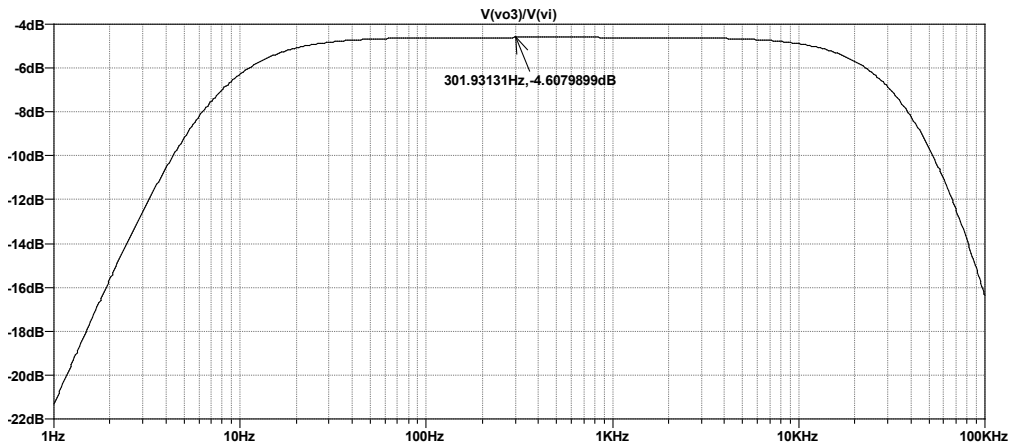


Figura 57. Respuesta del canal con la modificación de ganancia a un volumen equivalente respecto al amplificador original con el ajuste de referencia

Para definir los valores de C_2 y R_6 se tendrán en cuenta los siguientes parámetros del filtro:

- Ganancia de realce: 7.69dB (ver apartado 3.1).
- Frecuencia central: f_c deberá de ser la misma que la de los canales del *Marshall JTM45* con el ajuste de referencia y corresponderá al punto del espectro cuya amplitud es la media de las ganancias de agudos y medios (15.26dB y -4.71dB, respectivamente. Figura 44):

$$\Delta V_{fc} = \frac{-4.71 + 15.26}{2} = 5.28dB$$

Como se puede ver a continuación, el valor de la frecuencia central corresponde a 2.76KHz:

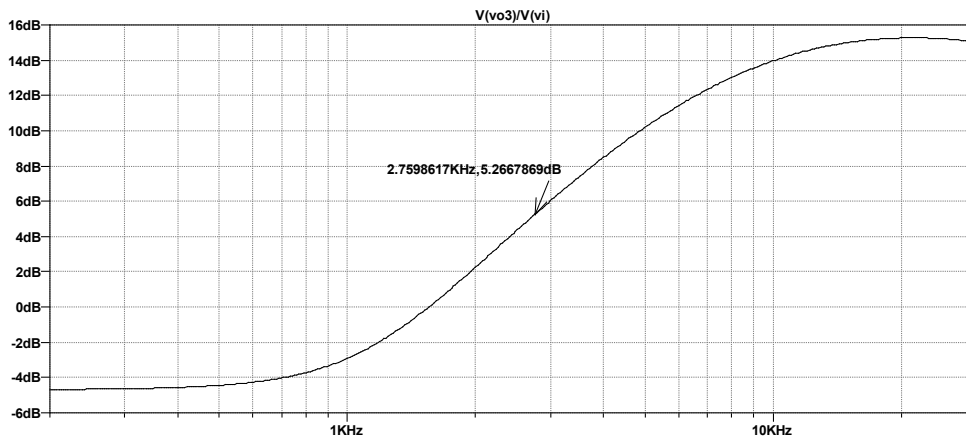


Figura 58. Frecuencia central en el filtro de frecuencias agudas (zoom en la Figura 44)

A continuación, se muestran las simulaciones del canal principal con distintos valores de C_2 (Figura 59, $C_2=100pF$, $270pF$, $470pF$ y $R_6=0\Omega$) y R_6 (Figura 60, $R_6=270K\Omega$, $420K\Omega$, $680K\Omega$, $C_2=180pF$):

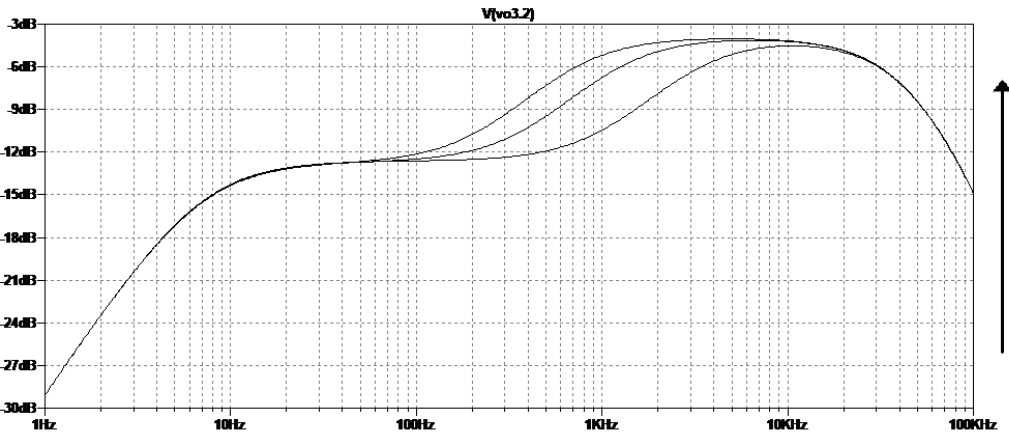


Figura 59. Filtro de frecuencias agudas. Diferentes valores en C_2 ($R_6=0$)

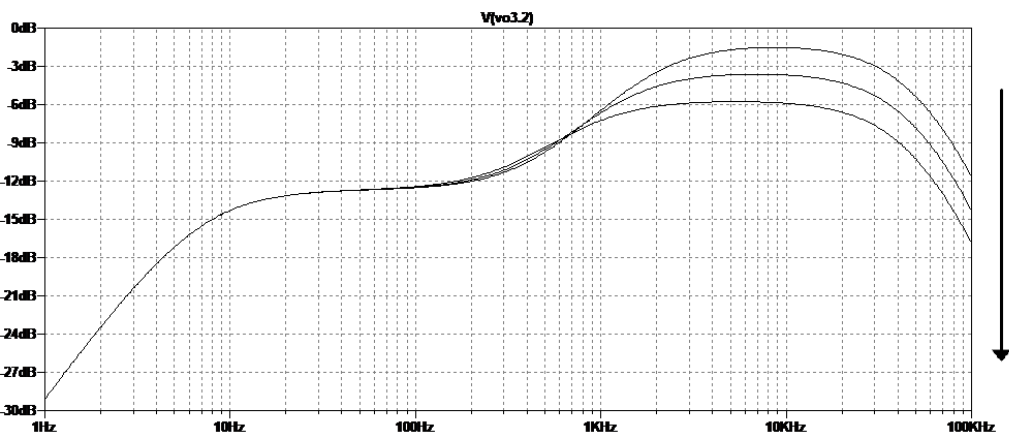


Figura 60. Filtro de frecuencias agudas. Diferentes valores en R_6 ($C_2=180pF$)

Como se puede observar, a mayor capacidad en C_2 , el ancho de banda es mayor y la frecuencia central disminuye. Por otra parte, a mayor valor en R_6 , la ganancia se reduce. Tras simular el circuito con múltiples combinaciones de valores, se han definido los siguientes: $C_2=56pF$ y $R_6=470K\Omega$. La Figura 61 muestra la respuesta del canal modificado en la que se puede comprobar que los parámetros de ganancia $(-4.98-(-12.62))=7.67dB$ y frecuencia central (2.86KHz) coinciden con los requeridos.

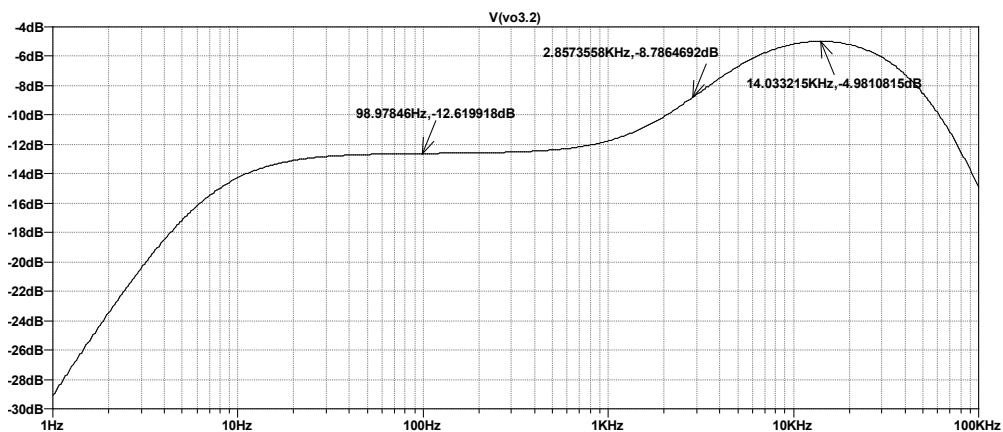


Figura 61. Respuesta del canal modificado

3.2.2. Modificación del control de tono

Para disminuir las pérdidas ocasionadas en esta etapa y mejorar el techo limpio del amplificador, se modificarán algunos valores en los componentes del control de tono. Por una parte, se implementará la *Hendrix Mod*, que consiste en sustituir los valores de $R_{15}=56\text{K}\Omega$ y $C_7=250\text{pF}$ de la Figura 22 por $33\text{K}\Omega$ y 500pF , respectivamente (9). Con la disminución del valor de R_{15} se reducen las pérdidas en todo el rango de frecuencias (sobre todo en las frecuencias medias), y con el incremento de capacidad de C_7 se consigue una mejora en cuanto a claridad en el espectro medio-agudo. Las siguientes gráficas muestran la respuesta del control de tono modificando los valores en R_{15} (Figura 62. 56K : rojo y 33K : azul) y C_7 (Figura 63. 250pF : rojo y 500pF : azul):

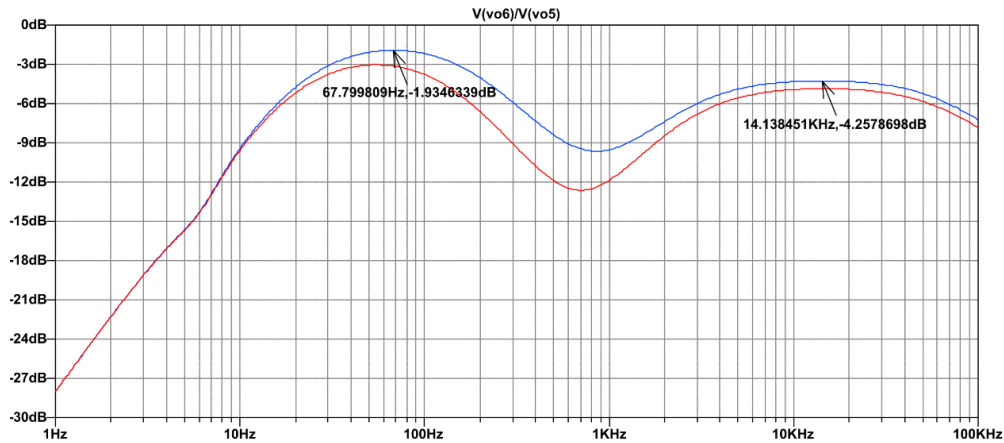


Figura 62. Respuesta del control de tono con diferentes valores en R_{15} ($C_7=250\text{pF}$)

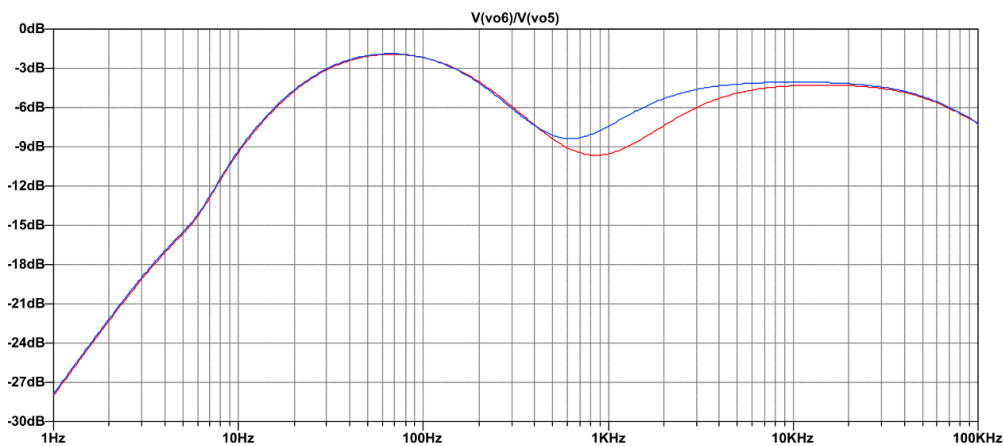


Figura 63. Respuesta del control de tono con diferentes valores en C_7 ($R_{15}=33\text{K}$)

Una vez realizada la *Hendrix Mod*, se incrementará el valor del condensador C_8 de 22nF a 47nF , ya que, de esta forma, también mejorará la respuesta en las frecuencias graves. La Figura 64 muestra la curva espectral tras esta última modificación (22nF : rojo, 47nF : azul)

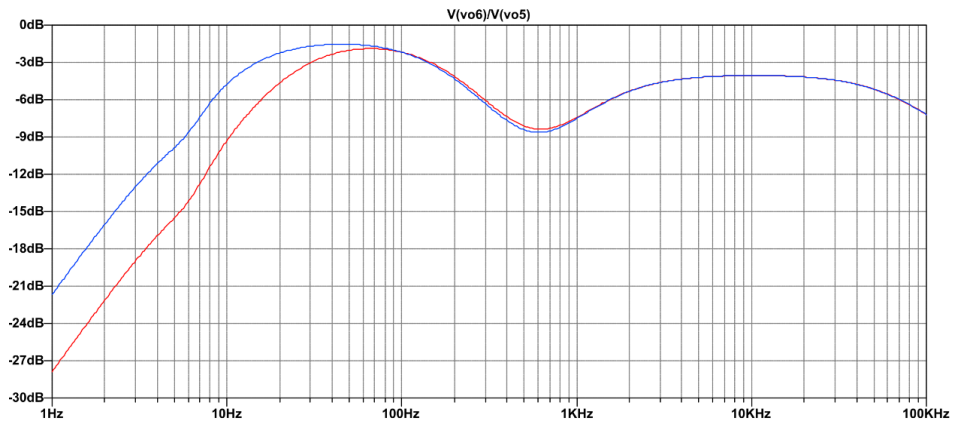


Figura 64. Respuesta del control de tono con diferentes valores de C8

Como se puede ver, al incrementar el valor en este condensador se ha conseguido mejorar la respuesta en graves sin modificar el espectro de las otras frecuencias.

La respuesta del control de tono modificado con los potenciómetros en una posición central se muestra a continuación:

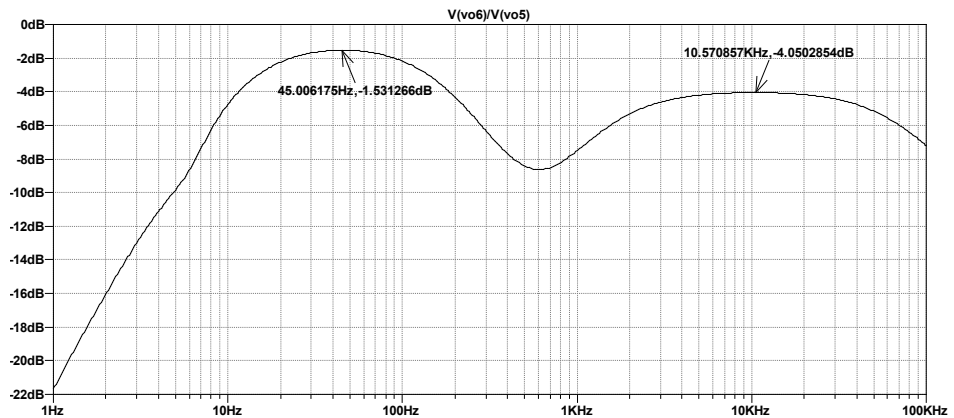
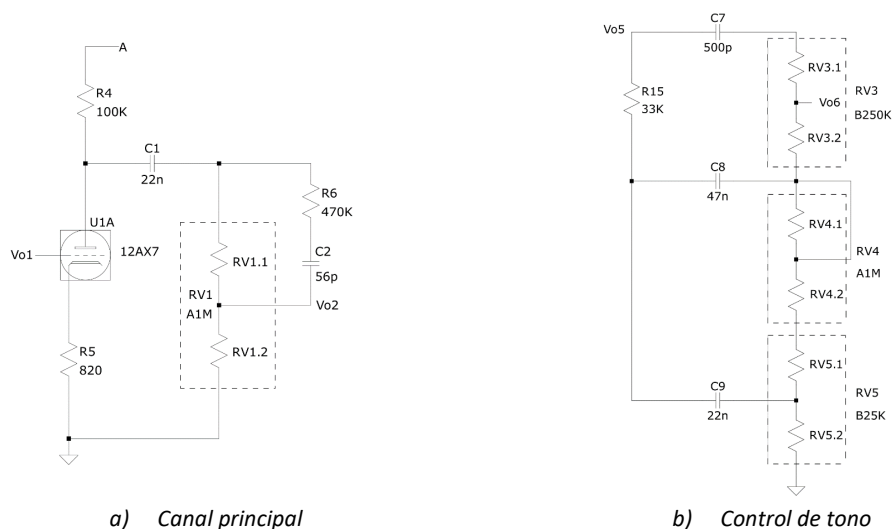


Figura 65. Respuesta del control de tono modificado

Con ello, se puede afirmar que las modificaciones han sido efectivas, ya que se han disminuido pérdidas en todo el rango de frecuencias. Los circuitos del canal y del control de tono modificados se muestran en la Figura 66:



a) Canal principal

b) Control de tono

Figura 66. Circuitos definitivos tras la modificación del control de tono

3.2.3. Anulación del control de presencia

Debido a que no me gusta el realce en las frecuencias ocasionado por el control de presencia y siempre lo ajusto en su valor mínimo, he decidido eliminarlo. Cuando este control está en la posición mínima, la resistencia variable $RV_{6.1}$ obtiene el valor resistivo máximo, mientras que $RV_{6.2}$ y C_6 no interactúan en el circuito, por tanto, para anular su efecto, se ha quitado el condensador y se ha sustituido el potenciómetro RV_6 por una resistencia fija de $5K\Omega$. La Figura 67 muestra el circuito resultante del inversor de fase tras la modificación:

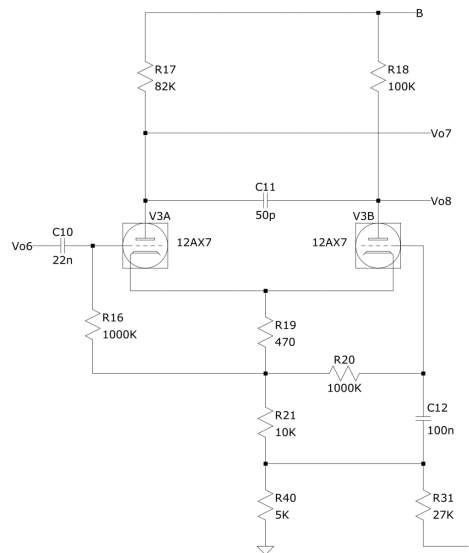


Figura 67. Inversor de fase tras la eliminación del control de presencia

3.2.4. Volumen maestro

Algunos amplificadores incorporan un control de volumen maestro (*master volume*) para poder conseguir ganancias más elevadas en el preamplificador a volúmenes más moderados. Con ello se consigue un efecto similar al del amplificador funcionando a un mayor volumen debido a la compresión que ofrecen las válvulas cuando trabajan en ganancias altas. Existen diversos tipos y se diferencian principalmente por su ubicación en el circuito.

- El *post-EQ master volume* es un circuito muy utilizado en la actualidad y se comenzó a emplear en la década de los 70 para poder distorsionar los amplificadores a un bajo volumen. Con este tipo de volumen maestro se pretende limitar la tensión a la salida del control de tono mediante un potenciómetro de $1M\Omega$ (Figura 68a).
- El *pre-EQ master volume* es idéntico al anterior, pero se instala justo antes de la etapa del control de tono (Figura 68b). Este tipo es poco utilizado ya que, al disminuir el volumen, los agudos se ven más atenuados que el resto de las frecuencias.
- El *post phase inverter master volume (PPIMV)* puede llegar a saturar una válvula adicional respecto a los dos tipos anteriores ya que se instala justo antes de la etapa de potencia. Para implementarlo se deben sustituir las resistencias R_{22} y R_{26} por un potenciómetro doble de $250K\Omega$ junto con dos resistencias de $2.2M\Omega$ (Figura 68c) (10).

A continuación, se puede ver la estructura de estos tres tipos de volumen maestro:

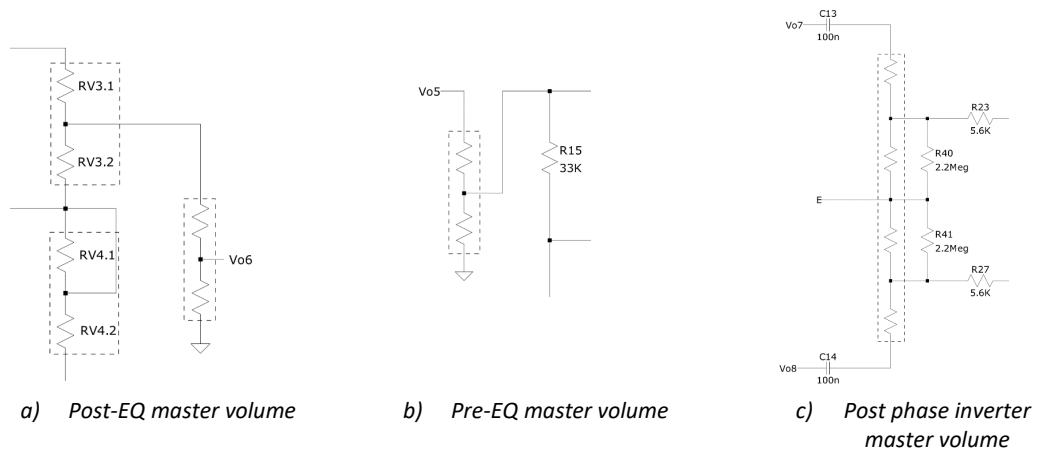


Figura 68. Tipos de circuitos de volumen maestro

A continuación, se muestran las gráficas correspondientes a la ganancia total del amplificador en los distintos controles de volumen maestro al 33%, 67% y al máximo (Figura 69: *Post-EQ MV*, Figura 70: *Pre-EQ MV* y Figura 71: *PPIMV*):

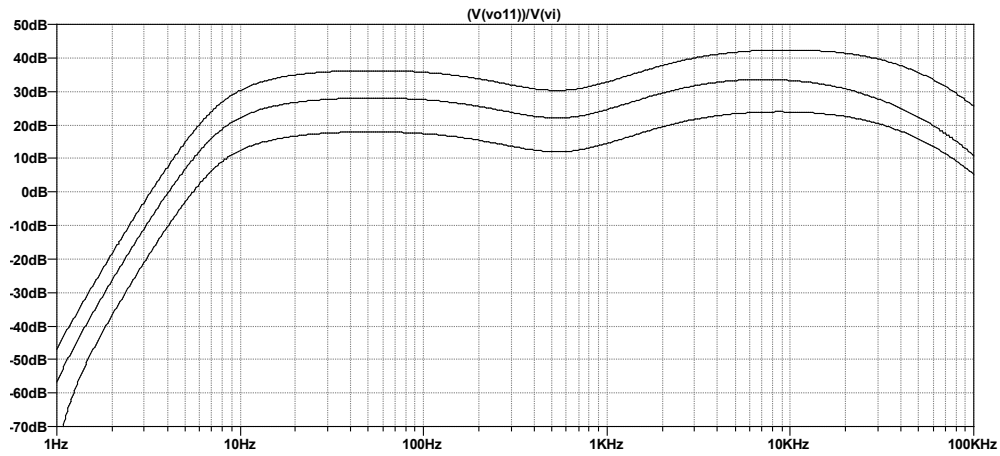


Figura 69. Respuesta del post-EQ master volume

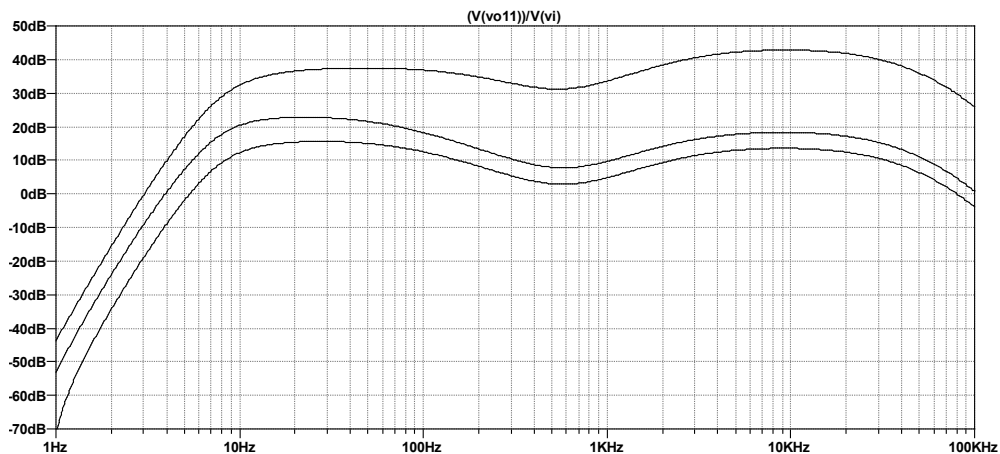


Figura 70. Respuesta del pre-EQ master volume

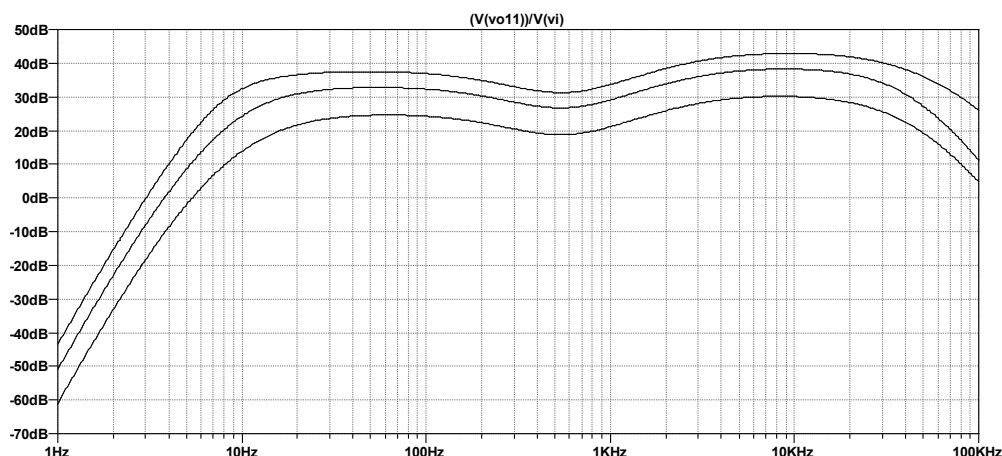


Figura 71. Respuesta del PPIMV

Con ello se puede concluir que, efectivamente, el *Pre-EQ* atenúa en exceso los agudos al disminuir el valor del potenciómetro y, por otra parte, la curva en frecuencias se mantiene muy similar respecto al valor máximo en el caso del *PPIMV* y el *Post-EQ*. Finalmente, se ha elegido el *PPIMV* debido a que se podrá saturar una válvula adicional (en el inversor de fase) respecto a los otros dos inversores y el recorrido del potenciómetro es algo más suave, lo que proporcionará un mayor control en el volumen final.

4. Presupuesto

El presupuesto de este proyecto se muestra en la siguiente tabla:

Producto	Unidades	Precio/ud. (€/ud.)	Precio total (€)
Tube Amp Doctor Amp-Kit Plexi 45	1	790	790
Mueble para amplificador con medidas personalizadas (Knifeville Cabinets)	1	400	400
TAD metal film resistor 1Ω, 1/2W	2	0.24	0.48
TAD metal film resistor 2.2MΩ, 1/2W	2	0.24	0.48
TAD carbon composition resistor 33KΩ, 1/2W	1	0.95	0.95
TAD carbon composition resistor 470KΩ, 1/2W	1	0.95	0.95
TAD silver mica cap 100pF, 500v	1	1.00	1.00
TAD mustard cap 47nF, 630v	1	1.95	1.95
TA250K LOG ALPHA-Dual-Pots	1	9.69	9.69
Gastos de envío componentes TAD	1	24.50	24.50
Mano de obra (ensamblado del kit)	40h	15	600
Mano de obra (diseño de las modificaciones)	50h	15	750
Coste total			2580

Como se puede ver, el coste total del amplificador base ha sido de 1190€ (790€ del kit más 400€ del mueble), el coste de los componentes para realizar de las modificaciones incluyendo los gastos de envío, de 40€ y el coste de la mano de obra, de 1350€ (600€ de la construcción del kit más 750€ del diseño de las modificaciones).

5. Conclusiones y trabajo futuro

En este proyecto se ha cumplido el objetivo de ensamblar un amplificador a válvulas en formato kit y modificarlo para corregir sus defectos y adaptar el sonido a unos nuevos requerimientos: se ha conseguido una respuesta a las frecuencias similar y una ecualización más efectiva respecto al amplificador original reduciendo el número de componentes en su diseño (el efecto que se producía al utilizar dos canales en paralelo, ahora se consigue con un solo canal). Además, los potenciómetros en el control de tono ahora tienen una respuesta más eficaz y mediante el volumen maestro se puede conseguir saturación valvular.

Considero que he aprendido mucho sobre las válvulas de vacío y el diseño amplificadores debido al gran número horas invertidas en el estudio de diferentes tipos de esquemas electrónicos y en el análisis de estos mediante cálculos matemáticos y simulaciones en *LTSpice*.

Debido al retraso de los componentes, no se han podido llevar a cabo las modificaciones de forma práctica y, por tanto, no se ha podido evaluar el nuevo sonido. Como trabajo futuro se realizarán estas modificaciones y mediante prueba y error se seguirán ajustando los valores de los componentes hasta conseguir la respuesta sonora deseada. En el diseño de equipos de audio la teoría nos ayudará a definir unos parámetros como punto de partida en base a unos requerimientos específicos, pero el sonido perfecto no puede describirse mediante una ecuación ni una representación gráfica, por tanto, el sonido final será determinado por el oído y el criterio personal.

Por último, con el fin de aprovechar el triodo que ha quedado libre en la primera válvula (U_{1B}) al eliminar uno de los canales, se añadirá un generador de distorsión que constará de una etapa en cascada situada entre el canal principal y la segunda etapa de ganancia el cual podrá activarse y desactivarse mediante un switch o de forma remota. Mediante el volumen maestro se consigue saturar las válvulas disminuyendo el valor de este control e incrementando el potenciómetro de volumen principal (ver apartado 3.2.4) pero no se puede cambiar de un sonido a otro de forma inmediata sin modificar los valores de los potenciómetros (esto es muy importante en las actuaciones en directo y se suele realizar mediante pedales en el suelo), así que mediante este nuevo bloque el cambio se podrá efectuar de forma inmediata ya que la etapa es independiente y contendrá sus potenciómetros de cantidad de distorsión (a la entrada del triodo) y de volumen final (a la salida del triodo). Además, se podrá adaptar el carácter de la distorsión mediante filtros que no interferirán en el resto del circuito. Como desventaja, este distorsionador solo saturará un triodo a volúmenes moderados (se limita el volumen al final de la propia etapa y las válvulas posteriores no saturan), a diferencia del volumen maestro que podrá saturar las tres válvulas de previo, por lo que la cantidad de distorsión que se podrá conseguir será inferior. El diagrama de bloques incluyendo el distorsionador es el siguiente:

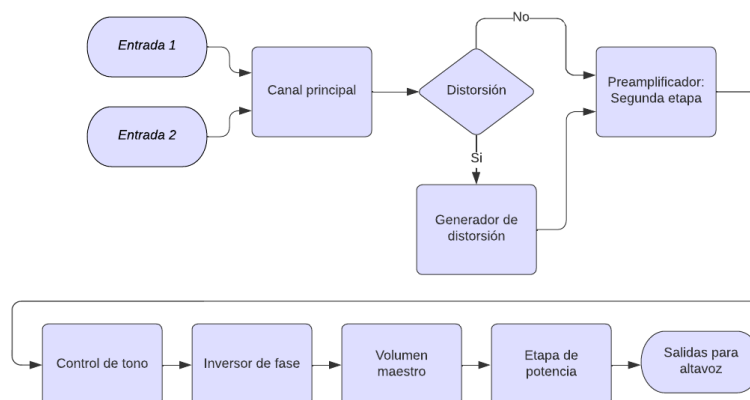


Figura 72. Diagrama de bloques del amplificador modificado

6. Bibliografía

1. **Ecosystems, Center for Music.** Your guide to music and the SDGs. [En línea]
<https://www.centerformusicecosystems.com/>.
2. **Wikipedia.** Válvula Termoiónica. [En línea]
https://es.wikipedia.org/wiki/V%C3%A1lvula_termoi%C3%B3nica.
3. **Senabre, David.** Canal de youtube "En Clave de Retro". [En línea]
<https://www.youtube.com/@EnClavedeRetro>.
4. **Trescientosbaudios.blog.** Transformadores en LTspice. [En línea]
<https://trescientosbaudios.blog/2020/03/27/transformadores-en-ltspice/>.
5. **Robinette, Rob.** How The TMB ToneStack Works. [En línea]
https://rob-robinette.com/How_The_TMB_Tone_Stack_Works.htm.
6. **Mojotone.** What Does This Thing Do? -- Phase Inverter. [En línea]
<https://www.mojotone.com/blog/what-does-this-thing-do-phase-inverter>.
7. **Audioplanet.** AMPLIFICACIÓN SINGLE ENDED Vs PUSH PULL. [En línea]
<https://www.audioplanet.biz/t58282-amplificacion-single-ended-vs-push-pull>.
8. **Guitarristas.info.** Ajuste de Bias, Teoría y Práctica. [En línea]
<https://www.guitarristas.info/foros/ajuste-bias-teoria-practica/4706>.
9. **Pleximods.** JTM 45/100 'Hendrix Mod. [En línea]
<http://www.pleximods.com/hendrixmod.html>.
10. **El34world.com.** Best sounding master volume? [En línea]
<https://el34world.com/Forum/index.php?topic=23075.0>.
11. **Blencowe, Merlin.** *Designing Tube Preamps for Guitar and Bass*. s.l. : Wem Publishing, 2012.
12. **Jones, Morgan.** *Valve Amplifiers, Fourth Edition*. s.l. : Newnes, 2012.

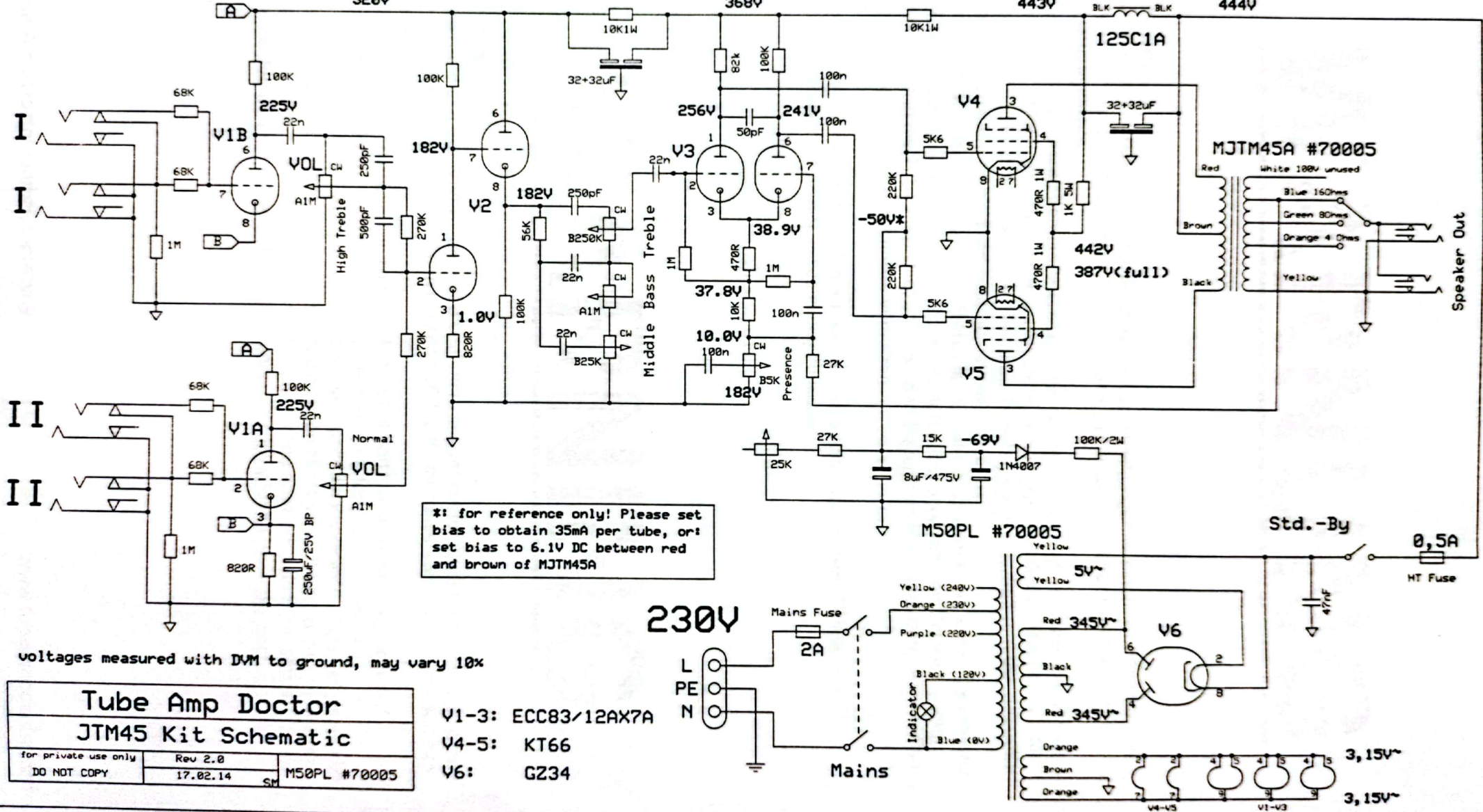
Anexo I. Documentación del kit

at rated output: 292V
320V

335V
368V

400V
443V

403V
444V

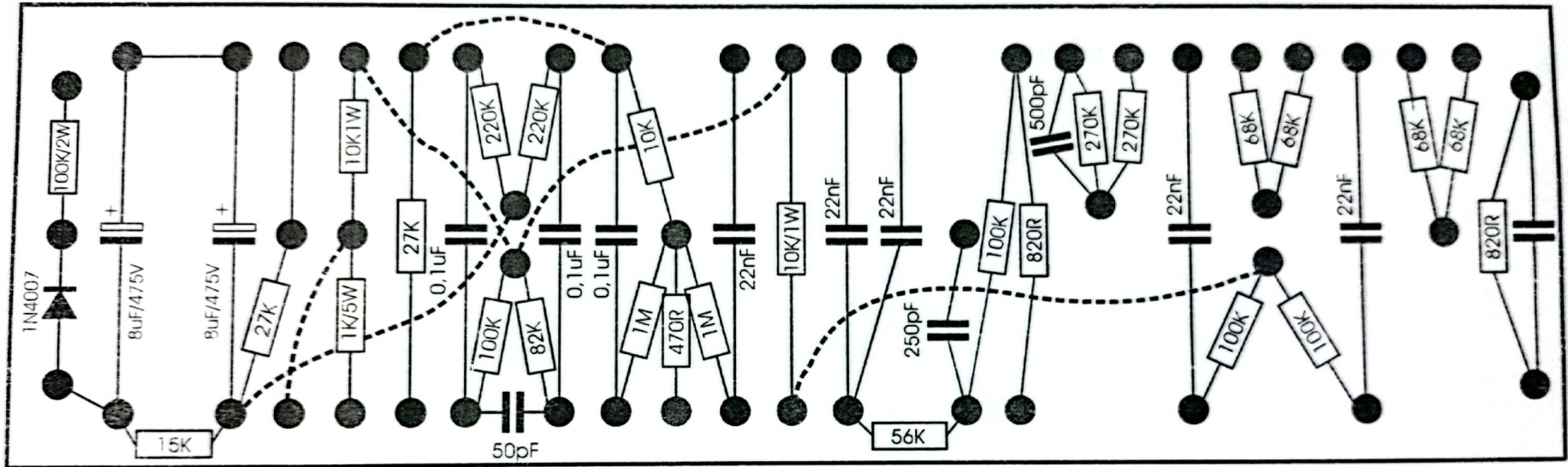




*: for reference only! Please set bias to obtain 35mA per tube, or set bias to 6.1V DC between red and brown of MJTM45A

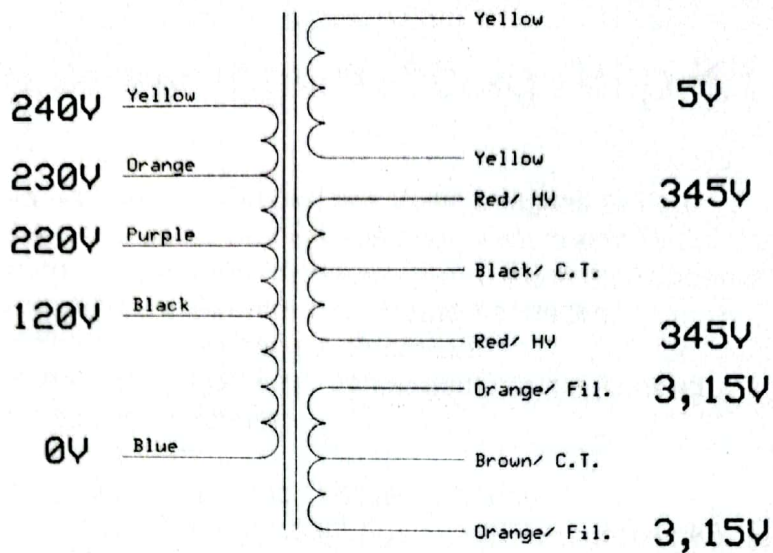
voltages measured with DVM to ground, may vary 10%

Tube Amp Doctor		
JTM45 Kit Schematic		
for private use only	Rev 2.0	M50PL #70005
DO NOT COPY	17.02.14	

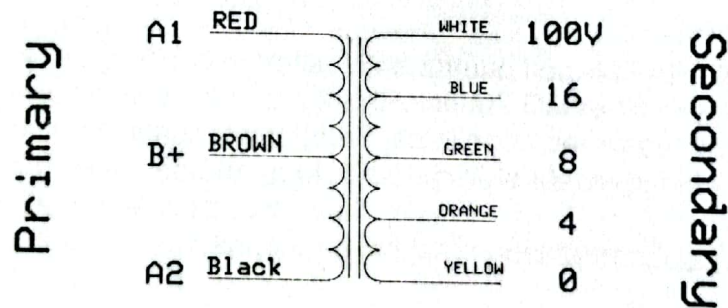
- V1-3: ECC83/12AX7A
- V4-5: KT66
- V6: GZ34



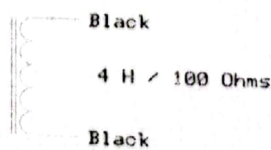
 	The Tube Amp Doctor <small>Worms, Germany</small>	Scale:	Units:	2.1
		NONE	MM	
Drawing:	JMT45 BOARD	Drawn:	Date:	©TAD: For private use only Do not copy
		SM	24.02.2020	



Tube Amp Doctor		
M50PL #70005		
SM	Rev 2.0 17.02.14	#70005



Tube Amp Doctor		
MJTM45A #70005		
SM	Rev 2.0 17.02.14	



Tube Amp Doctor		
125C1A		
SM	Rev 1.0 17.02.14	



Verarbeitungsvorschlag Amp Kit JTM45

1. Materialien auspacken und auf Vollständigkeit prüfen.
2. Mit der Bestückung des Boards beginnen: zuerst Widerstände (0,5W), Leistungswiderstände, Kondensatoren, Elektrolytkondensatoren.
3. Kabelverbindungen unter dem Board herstellen.
4. Durchführtüllen ins Chassis einsetzen
5. Distanzbolzen am Chassis befestigen, auf die Senkschraube am AÜ achten.
6. Röhrensockel montieren
7. Netztrafo montieren.
8. Ausgangsübertrager und Drossel anbringen.
9. Heizung verdrahten, Heizleitungen verdrillen (grünes Kabel, 18AWG) und am hinteren Rand des Chassis verlegen.
10. Rück- und Frontpanel montieren. Schalter, Buchsen, Potis etc. nur handfest ziehen um die Panels zu zentrieren. Unter mechanischer Spannung stehende Panels brechen! Potis mit Zahnscheibe montieren! Reihenfolge: Poti-Zahnscheibe-Chassis-Panel-U Scheibe-Mutter.
11. Biaspoti montieren
12. Radiale Elkos einbauen. Orientierung beachten.
13. Alle Trafos verdrahten
14. Eingangsbuchsen am besten außerhalb vorverdrahten (1M etc.) und erst danach einbauen.
15. Board einsetzen, festschrauben und komplett verdrahten.
16. Sicherungen einsetzen.
17. Röhren einsetzen
18. Funktionsprüfung: Sichtkontrolle: Verdrahtung korrekt? Alle Massestellen angeschlossen? Elkos mit korrekter Polarität? Röhrensockel korrekt verdrahtet? Erde korrekt und sicher ausgeführt? Isolationen der Kabel nicht beschädigt?
19. Elektrische Funktionsprüfung: Multimeter: Alle Massepunkte haben Verbindung zum Chassis, Keine Kurzschlüsse?
20. Nach Möglichkeit Primärspannung langsam hochfahren, dabei Spannungen überprüfen
21. Ohne Variac: Alle Regler auf Voll und Lautsprecher anschließen: Gerät einschalten (ON und auch Standby!): Rote Kontrollleuchte geht sofort an, Hochspannung (gemessen an Elko roter Punkt) steigt innerhalb von ca. 20 sec auf ca. 490V um dann langsam auf ca. 440V zu sinken. Jetzt muss der Amp rauschen, wenn nicht sofort wieder ausschalten und Verdrahtung überprüfen.
22. Ruhestrom einstellen. 35mA pro KT66 genügen.
23. Topteil: Bohrungen am Gehäuse anzeichnen und Chassis einbauen
24. Combo: Speaker einbauen, verdrahten und Bohrungen am Gehäuse anzeichnen, danach Chassis einbauen.



Stückliste / BOM :K-JTM45-NC

Pos.	Artikelnummer part no.	Artikel Bezeichnung article description	Menge qty	Einheit unit
1	K-ACJTM45	Amp-Chassis JTM45 Style + Faceplate	1	Stück
2	K-FBJTM	Fiberboard mit Lötstützpunkten / TURRETBOARD JTM45 Style	1	Stück
3	K-ACM100FP	Plexi-PANEL (Front) for 100W und JTM45 Kit Chassis, Verwendet in folgenden Bausätze: JTM45, JTM45-100, 100WSL, 150WSB	1	Stück
4	K-ACJTM45RP	Plexi-PANEL (Rear) for 45W Kit Chassis	1	Stück
5	RT001	12AX7A-C / ECC83 TAD Premium Selected	3	Stück
6	RT501	5AR4/GZ34-STR TAD-Tubes, Premium Selected	1	Stück
7	RT822	KT66 TAD-Tubes, Premium Matched Duet	1	Paar
8	M50PL	Netztrafo, Marshall JTM45, 50W Plexi , TAD KIT PLEXI 45	1	Stück
9	MJTM45A	Ausgangsübertrager 2x KT66, 45W , Marshall JTM45, 8+16 Ohm, 100V Ausgang	1	Stück
10	125C1A	Sieb-drossel, für Fender, Boogie etc. (= 022699 + TF-155, 550381)	1	Stück
11	SW1003-M	Netzschalter 2-fach-AUS Metall Marshall/Hiwatt/Vox Style	2	Stück
12	SW1021	Impedance Selector Switch (rotary switch), for TAD Plexi Kits	1	Stück
13	CO226-H	Winkel-Klinkenstecker SC-style 1/4" phone plug, RIGHT ANGLE, Ersatz für CO226	1	Stück
14	CO1050	Klinkenbuchse, mono, Lötösen, kurzschließend, mit Chrommutter (f. Marshall)	6	Stück
15	PC265	Schuko-Netzkabel 3m, schwarz, 3x1,00qmm, IEC Kaltgerätestecker, d=6,8mm	1	Stück
16	RK-DIODE	Diode, 1N4007	1	Stück
17	MK	Marshall Knopf mit Schraube	6	Stück
18	CTS-D-A1M	Potentiometer 1M log/audio CTS	3	Stück



Stückliste / BOM :K-JTM45-NC

Pos.	Artikelnummer part no.	Artikel Bezeichnung article description	Menge qty	Einheit unit
19	CTS-D-B5K	Poti 5k linear CTS	1	Stück
20	CTS-D-B25K	Poti 25k linear CTS	2	Stück
21	CTS-D-B250K	Poti 250k linear CTS	1	Stück
22	FKP	Pointer Knopf "Chicken Head", für Fender Amps, schwarz	1	Stück
23	FFH	Fender Sicherungshalter, twist lock, für 1/4"x1" Fuses	2	Stück
24	MPLA	Marshall Pilot Light, Amber, 110V, Marshall Kit	1	Stück
25	S8C-1	Oktalsockel, Chassis-mount, ceramic	3	Stück
26	S9CS	9-PIN SOCKET with SKIRT (d=19mm) + SHIELD 55mm	3	Stück
27	MBBIEC	Marshall Kaltgerätenetzeinbaubuchse, IEC, Snap-In, Marshall Kit	1	Stück
28	CB3120	Push-back-WIRE, 18awg., stoffummantelt, WEISS, per Meter	1	Meter
29	CB3125	Push-back-WIRE, 18awg., stoffummantelt, SCHWARZ, per Meter	1	Meter
30	CB3032	Push-back-WIRE, stoffummantelt, GRÜN, 18awg. / d=1,02mm, per Meter, orig. used in vintage Fender amps	2	Meter
31	CB3035	Push-back-WIRE, stoffummantelt, GELB, 22awg. / d=0,65mm, per Meter, orig. used in vintage Fender amps	10	Meter
32	HR1021	Spezialmutter für Impedanzwahlschalter SW1021, Messing, vernickelt flach	1	Stück
33	HR3120	8/32 kit screws (für HR3121)	6	Stück
34	HR3121	8/32 keps nuts (für HR3110) (=HR3015)	6	Stück
35	HR3130	6/32 kit screws (für HR3131)	14	Stück
36	HR3131	6/32 keps nuts (für HR3130)	14	Stück



Stückliste / BOM :K-JTM45-NC

Pos.	Artikelnummer part no.	Artikel Bezeichnung article description	Menge qty	Einheit unit
37	HR3140	SCHRAUBE für Novalfassungen, passend zu Mutter HR3141	6	Stück
38	HR3141	4/40 keps nuts (für HR3140)	6	Stück
39	HR3150	Metric Recess CSK Head, M3x6	1	Stück
40	HR3160	Metric Black Pozidriv M/C Srews, M3x6	7	Stück
41	HR9012	Durchföhrtülle / Rubber grommet 12mm	3	Stück
42	HR9250	Terminal Solder Lockwasher Lugs	2	Stück
43	HR9260	Internal Lock Washers / Unterlagsscheiben	7	Stück
44	HR9280	Distanzbolzen, Innen-Innen, M3, 12mm	4	Stück
45	HR9290	Käfigmuttern, M6/SQ9.5, für Plexi Amp Chassis	4	Stück
46	HR9291	Schraube, Linsenkopf Kreuz M6x30mm für HR9290	4	Stück
47	V-RI35	Ringschelle d=35mm, einteilig	2	Stück
48	V-25025BP	TAD Gold Cap 250 mfd @ 25V BiPolar, axial, Elektrolytkondensator	1	Stück
49	V-8475	TAD Gold Cap 8uF @ 475V axial 13x25mm	2	Stück
50	V-MC47	TAD 47nF 630VDC Mustard Cap (47nF = 0.047uF)	1	Stück
51	V-MC22	TAD 22nF 630VDC Mustard Cap (22nF = 0.022uF)	5	Stück
52	V-MC100	TAD 100nF 630VDC Mustard Cap (100nF = 0.1uF)	4	Stück
53	V-M50	50pF 500V TAD - SILVER MICA CAP	1	Stück
54	V-M250	250pF 500V TAD - SILVER MICA CAP	2	Stück



Stückliste / BOM :K-JTM45-NC

Pos.	Artikelnummer part no.	Artikel Bezeichnung article description	Menge qty	Einheit unit
55	V-M500	500pF 500V TAD - SILVER MICA CAP	1	Stück
56	V-3232500R	TAD Gold Cap 32+32uF @ 500V, radial d=35mm, h=50mm, Elektrolytkondensator	2	Stück
57	Z-USSI-T0.5	US-Sicherung 6.3x32mm, 0,5 A träge	1	Stück
58	Z-USSI-T2.0	US-Sicherung 6.3x32mm träge 2,0A	1	Stück
59	Z-RCC470	1/2 Watt, 470 Ohm Carbon Composition Resistor	1	Stück
60	Z-RCC820	1/2 Watt, 820 Ohm Carbon Composition Resistor	2	Stück
61	Z-RCC5K6	1/2 Watt, 5K6 Carbon Composition Resistor	2	Stück
62	Z-RCC10K	1/2 Watt, 10K Carbon Composition Resistor	1	Stück
63	Z-RCC15K	1/2 Watt, 15K Carbon Composition Resistor	1	Stück
64	Z-RCC27K	1/2 Watt, 27K Carbon Composition Resistor	2	Stück
65	Z-RCC56K	1/2 Watt, 56K Carbon Composition Resistor	1	Stück
66	Z-RCC68K	1/2 Watt, 68K Carbon Composition Resistor	4	Stück
67	Z-RCC82K	1/2 Watt, 82K Carbon Composition Resistor	1	Stück
68	Z-RCC100K	1/2 Watt, 100K Carbon Composition Resistor	5	Stück
69	Z-RCC220K	1/2 Watt, 220K Carbon Composition Resistor	2	Stück
70	Z-RCC270K	1/2 Watt, 270K Carbon Composition Resistor	2	Stück
71	Z-RCC1M	1/2 Watt, 1M Carbon Composition Resistor	4	Stück
72	Z-RCC10K.1W	1 Watt, 10K Carbon Composition Resistor	2	Stück



Stückliste / BOM :K-JTM45-NC

Pos.	Artikelnummer part no.	Artikel Bezeichnung article description	Menge qty	Einheit unit
73	Z-RCC470.1W	1 Watt, 10% Tol. 470 Ohm Carbon Composition Resistor	2	Stück
74	Z-RCC100K.2W	2 Watt, 10% Tol. 100K Carbon Composition Resistor	1	Stück
75	Z-R1K.5W	Widerstand 5%, 5 Watt, 1k0 Ohm	1	Stück
76	Z-KBA	Aluminiumfolie, selbstklebend zur Abschirmung, 100mm Breite	1,4	Meter
77	TAD-LOGO-L	Tube Amp Doctor Script Metal Logo, large	1	Stück

WARNUNG

ACHTUNG:

diese Bausätze sind keine Anfängerprojekte! Die Spannungen in einem Röhrenverstärker können 500V und mehr betragen und sind somit bei unsachgemäßer Handhabung absolut lebensbedrohlich!!!

Wir liefern lediglich eine komplette Zusammenstellung der benötigten Bauteile sowie einen Schalt- und Layoutplan. Tube Amp Doctor bietet keinen grundsätzlichen Support für den Aufbau an! Die Bausätze und deren Bestandteile sind sorgfältig geprüft und die zugrunde liegenden Schaltungen sind seit über 40 Jahren in Gebrauch.

Für die Funktion der vom Kunden aufgebauten Geräte übernehmen wir keine Gewähr (für die Bauteile selbst natürlich schon). Sollte der Aufbau zu unerwarteten Schwierigkeiten führen, so kann die Tube Amp Doctor GmbH den Bausatz im Kundenauftrag fertig aufbauen oder ggf. andere Service-Techniker vermitteln.

Fragen zu den Bausätzen werden wir auf der Tube Amp Doctor Web-Site unter FAQ zusammenstellen um so ggf. Hilfestellung zu leisten.

WARNING

ATTENTION:

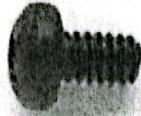
Please note that the Amp-Kit are not a beginners project but for experienced amp builders! Voltages inside tube amplifiers can exceed 500V and can cause serious damage and can even kill!

We only supply a complete compilation of excellent parts, a schematic and a layout plan. Tube Amp Doctor does not offer a general support for you DIY project.

We do not warranty for what you build out of the supplied components. If you get stuck with your DIY project then TAD might offer to finish assembly of your kit based on your service-order or refer you to a skilled technician. Questions and answers about the AMP-KITS will get collected and published at the F.A.Q. section at www.tubeampdoctor.com.

TAD PLEXI AMP KIT Mechanics

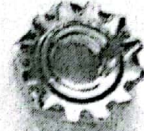
HR3120



Used for:

OT, Choke

HR3121



OT, Choke

HR3130



Used for: 8 pin tube sockets, radial caps, lockwasher lugs

HR3131



HR3140 "old style"



used for:

9 pin tube sockets

HR3140 "new style"



HR3141

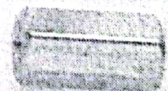


9 pin tube sockets

HR3160



HR9270

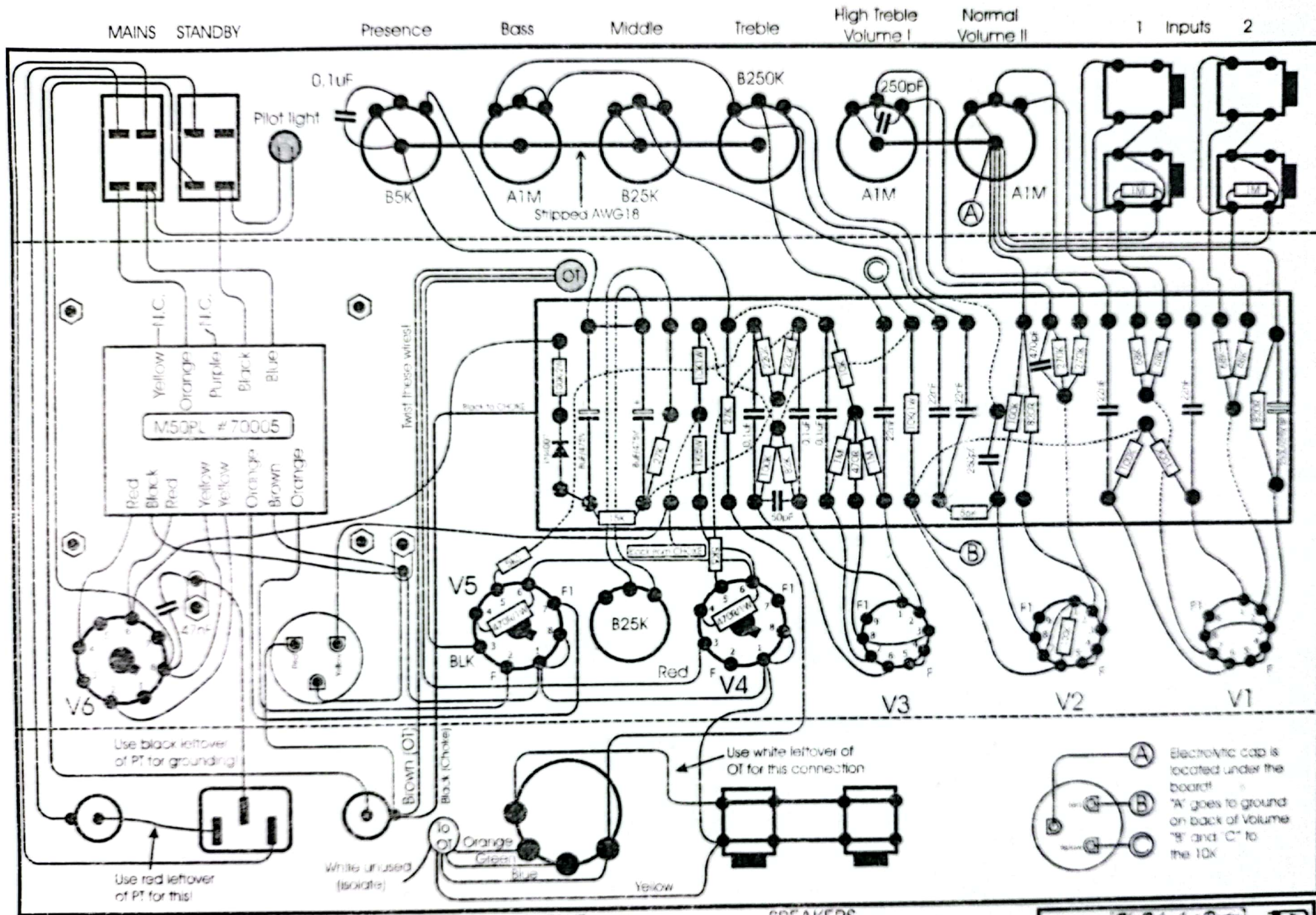


HR3150



Used for:

Turret Boards



Please note: Dotted wires run underneath the board!

Anexo II. Hojas características de las válvulas

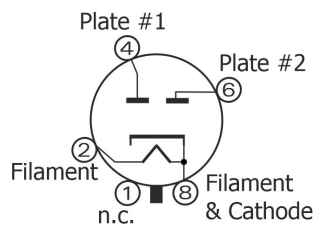
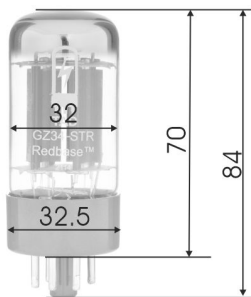
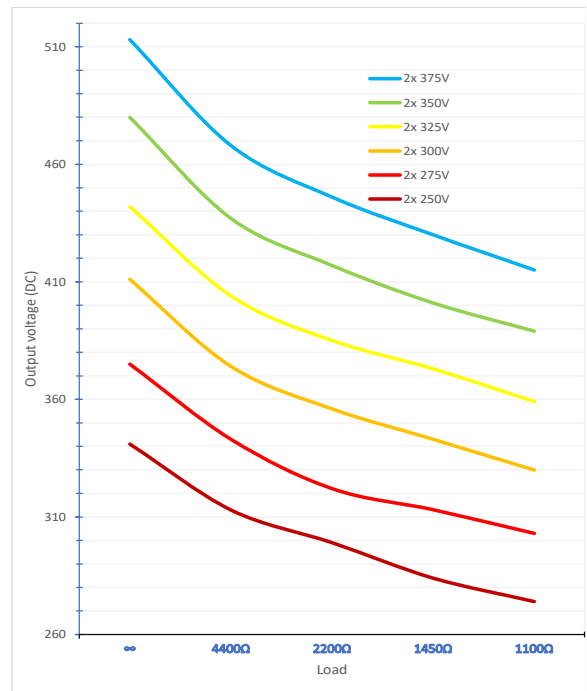


TAD – GZ34-STR REDBASE High Performance Full Wave Rectifier Tube

Our new GZ34-STR REDBASE is a faithful reproduction of the legendary British Mullard/Valvo GZ34. Pure power and the typical sag have been the distinguishing characteristics of the most popular guitar amps of guitar heroes since the 1960s. The TAD GZ34 REDBASE can replace any 5AR4 rectifier tube and has a slightly increase filament current for superior performance and power

Characteristics:

Electrical	
Heater:	Indirectly heated cathode
Voltage (AC)	5.0V ±8%
Current	2.1A
Cathode:	Coated, unipotential
Mechanical	
Operating Position	Any
Base	Octal, 8-pin
Dimensions:	
Height	84mm
Seated height	70mm
Diameter	32mm
Base Diameter	32.5mm
Cooling	Convection
Approximate net weight	40 g (1.41oz)
Maximum ratings	
Maximum Peak Inverse Voltage	1500V
Maximum Peak Current (per plate)	700mA
Maximum Plate Voltage (RMS) per Plate	550V
Maximum DC Output Current	250mA
DC plate voltage	800 V
Maximum Capacitive Load	60uF
Bulb temperature (surface hottest point)	250° C



free pins not to be connected externally



TAD – 12AX7A/ECC83 High Performance High-Mu Twin Triode

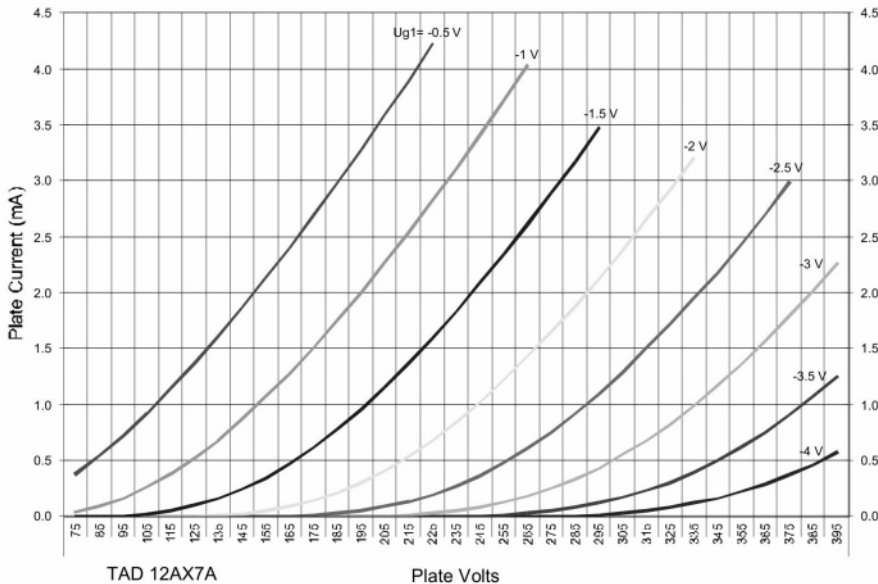
The TAD™ 12AX7A/ECC83 is a miniature, high-mu twin triode with very good gain, tight deep bass, fat mids and silky and clear top end with overall definition and brightness. Selected and recommended for guitar amps to improve overall response. Best for clean tones as well as for those deep-bass required for modern preamps. recommended for all positions in amps with medium gain level or High-Gain Amps for V2+ positions. As for V1 in general but especially for higher gain amps or phono/audio-amps, we recommend the RT010 7025 Highgrade or our new RT080 7025WA Highgrade.
The TAD 12AX7A-C can replace any 7025, 12AX7WA, 12AX7WB, 12AX7LPS, 12AX7EH, ECC83 or E83CC.

Characteristics of a bogey tube:

Electrical		
Heater:	Series	Parallel
Voltage (AC or DC)	12.6V +/-1.0	6.3+/-0.5
Current	0.15	0.3
Heating	Indirect	
Cathode-to-heater potential, max.	150 V	
Direct interelectrode capacitances, max.***		
Grid to plate	1.5 pF	
Grid to cathode	1.7 pF	
Grid to heater	0.2 pF	
Plate to cathode	0.3 pF	
Mechanical		
Operating Position	Any	
Base	E9-1, Small Button 9 Pin	
Dimensions:		
Height	56 mm	
Seated height	49 mm	
Diameter	22.5 mm	
Cooling	conventional	
Approximate net weight	13 g	

AF Power Amplifier

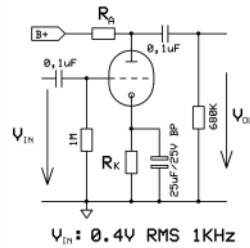
Maximum ratings	
DC plate voltage	330 V
Positive DC Grid Voltage	0 V
Negative DC Grid Voltage	-55 V
Plate dissipation	1.2 W
Bulb temperature (surface hottest point)	160°C
Cathode Current	8 mA



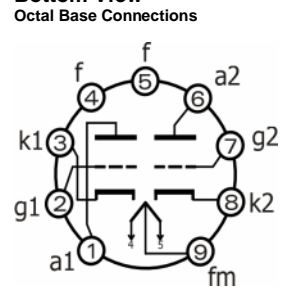
RT001, 12AX7A

B+ / V	R _A / kΩ	R _K / kΩ	V _{Out} / V _{RMS}	V _{Out} / V _{IN}	THD / %	I _A / mA
200	47	1,50	14,9	37,3	6,3	0,8
250	47	1,20	16,7	41,8	4,8	1,1
300	47	1,00	18,1	45,3	3	1,5
350	47	0,82	18,9	47,3	2,2	1,9
400	47	0,68	19,9	49,8	1,7	2,4
200	100	1,80	19,1	47,8	5,3	0,6
250	100	1,50	20,8	52,0	4	0,8
300	100	1,20	22,4	56,0	2,7	1,1
350	100	1,00	23,6	59,0	2,1	1,4
400	100	0,82	24,6	61,5	1,6	1,7
200	220	2,70	20,8	52,0	6	0,4
250	220	2,20	22,9	57,3	4,1	0,5
300	220	1,50	25,0	62,5	3,2	0,7
350	220	1,20	26,3	65,8	2,3	0,9
400	220	1,00	27,3	68,3	1,9	1,0

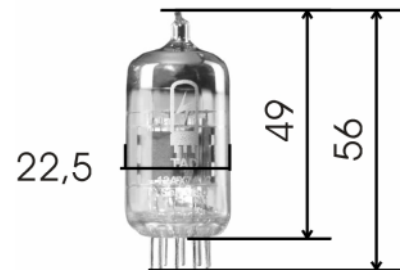
Test arrangement:



Bottom View



Outline View



NEW

KT66

A. F. BEAM PENTODE

Base: OCTAL

$$U_f = 6,3 \text{ V}$$
$$I_f = \text{cca } 1,3 \text{ A}$$

Typical characteristic:

$$U_a = 250 \text{ V}$$
$$U_{g2} = 250 \text{ V}$$
$$-U_{g1} = 15 \text{ V}$$
$$I_a = 85 \text{ mA}$$
$$I_{g2} = \text{max. } 7 \text{ mA}$$
$$S = 6 \text{ mA/V}$$
$$R_i = 22,5 \text{ k}\Omega$$

Triode connected

$$U_{a,g2} = 250 \text{ V}$$
$$-U_{g1} = 15 \text{ V}$$
$$R_a = 1,3 \text{ k}\Omega$$

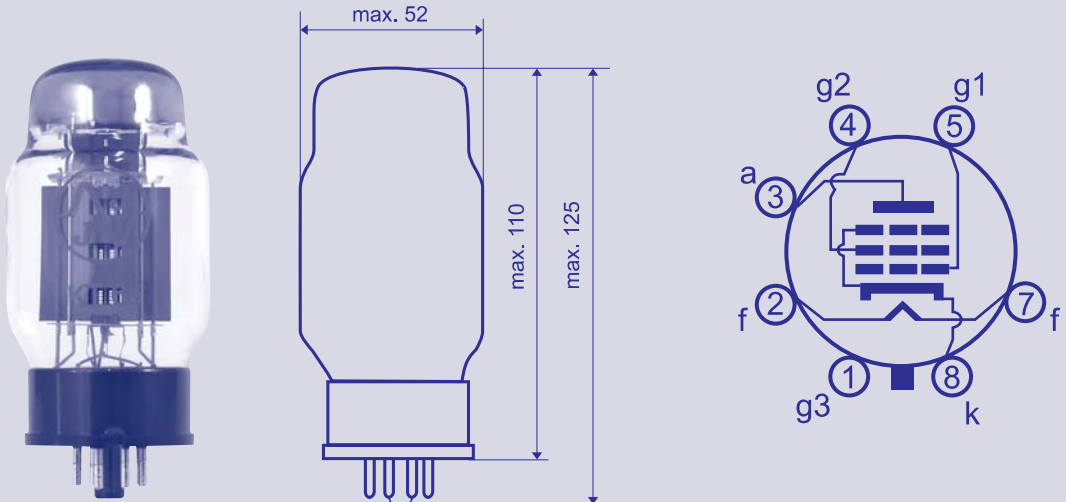
Limiting values:

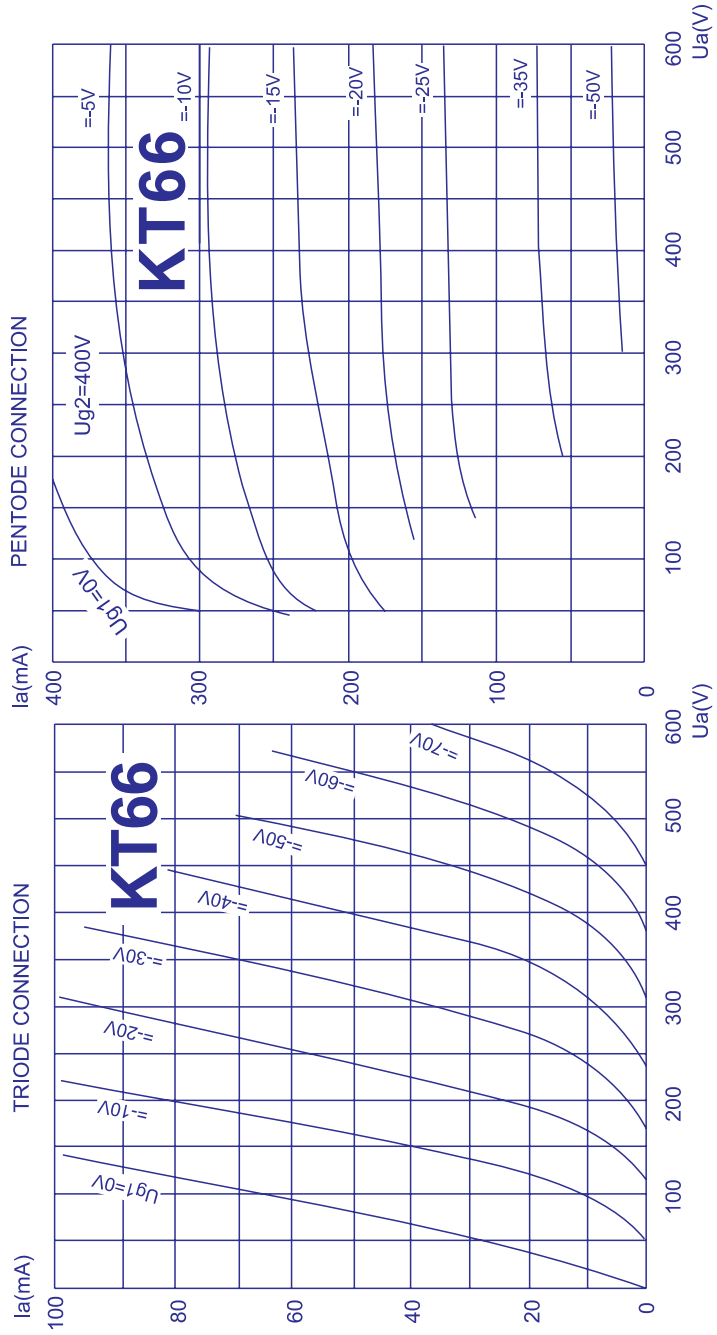
$$U_a = 550 \text{ V}$$
$$U_{g2} = 550 \text{ V}$$
$$-U_{g1} = 200 \text{ V}$$
$$W_a = 25 \text{ W}$$
$$W_{g2} = 3,5 \text{ W}$$
$$W_{a,g2} = 27 \text{ W}$$
$$I_k = 150 \text{ mA}$$
$$U_{k/f} = 200 \text{ V}$$
$$R_{g1-k} \text{ (catode bias)}$$
$$W_{a+g2} \leq 27 \text{ W } 1 \text{ M}\Omega$$
$$W_{a+g2} > 27 \text{ W } 500 \text{ k}\Omega$$
$$R_{g1-k} \text{ (fixed bias)}$$
$$W_{a-g2} \leq 27 \text{ W } 220 \text{ k}\Omega$$
$$W_{a+g2} > 27 \text{ W } 100 \text{ k}\Omega$$

Capacitances:

$$C_{g1} = 16 \text{ pF}$$
$$C_a = 10 \text{ pF}$$
$$C_{a/g1} = 2,3 \text{ pF}$$

Dimension and connections:





Excellence with every decibel

Excellence with every decibel

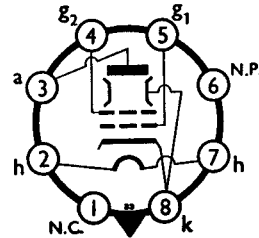
Excellence with every decibel



BEAM PENTODE
6·3V INDIRECTLY HEATED

KT66
JUNE, 1956

BASE CONNECTIONS AND VALVE DIMENSIONS



View from underside of base.

Base : International Octal.
Bulb : Dome top tubular.

Overall length : 125—135 mm.
Seated length : 111—121 mm.
Max. diameter : 53 mm.

RATING

Pentode Connection

V_h		6·3	V
I_h		1·27	A
V_a		500	V
V_{g2}		400	V
P_a		25 max.	W
P_{g2}		3·5 max.	W
r_a	} at $V_a = V_{g2} = 250$, $V_{g1} = -15$	22·5	k Ω
g_m		6·3	mA/V

Triode Connection

V_a	400	250	V
P_a	28·5	28·5	W
r_a	} at $V_{g1} = -38$	} at $V_{g1} = -19$	k Ω
g_m			
	5·5	6·15	mA/V

CAPACITANCES (of unscreened valve)

c_{g1-all} 16 pF c_{a-all} 11·5 pF c_{a-g1} 1·1 pF

TYPICAL OPERATION

Single Valve. Class A. Triode Connection

$V_a, g2$	250	400	V
V_{g1} (approx)	-19	-38	V
$I_a, g2$	60	63	mA
V_{in} (pk)	19	38	V
$P_a, g2$ (o)	15	25	W
R_k	315	600	Ω
R_L	2·75	4·5	k Ω
P_{out}	2·2	5·8	W
D	6	7	%

MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH COMPANY LIMITED

Head Office: Marconi House, Chelmsford . Telephone: Chelmsford 3221 . Telegraphic Address: Expanse, Chelmsford

KT66

Push-Pull. Class AB₁. Triode Connection (Two Valves)

Data per pair unless otherwise stated

V _a , g ₂	250	400	V
V _{g1}	-20	-38 approx.	V
I _a , g ₂	110	125	mA
V _{in} (pk) (g ₁ -g ₁)	40	80	V
R _k (per valve)	360	600	Ω
R _L (a-a)	2.5	4	kΩ
P _{out}	4.5	14.5	W
D	2	3.5	%

Single Valve. Class A. Pentode Connection

V _a	250	V
V _{g2}	250	V
V _{g1}	-15 approx.	V
I _a	85	mA
I _{g2}	6.3	mA
V _{in} (pk)	15	V
P _a (o)	21.5	W
R _k	160	Ω
R _L	2.2	kΩ
P _{out}	7.25	W
D	9	%

Push-Pull. Class AB₁. Pentode Connection (Two Valves)

Data per pair unless otherwise stated.

	No signal	Max. signal	
V _a	250	250	V
V _{g2}	250	250	V
V _{g1}	-17.5 approx.	—	V
I _a	162	165	mA
I _{g2}	12	20	mA
V _{in} (pk) (g ₁ -g ₁)	—	36	V
P _a (per valve)	20	12	W
P _{g2} (per valve)	1.5	2.5	W
R _k (per valve)	200	200	Ω
R _L (a-a)	—	4	kΩ
P _{out}	—	17	W
D	—	4	%

Push-Pull. Class AB₁. Pentode Connection (Two Valves)

Data per pair unless otherwise stated.

	No signal	Max. signal	
V _a (b), V _{g2} (b)	450	425	V
V _a	415	390	V
V _{g2}	300	275	V
I _a	104	125	mA
I _{g2}	5	18	mA
V _{in} (pk) (g ₁ -g ₁)	—	70	V
P _a (per valve)	21.5	9.5	W
P _{g2} (per valve)	0.75	2.5	W
R _k (per valve)	500	500	Ω
R _L (a-a)	—	8	kΩ
P _{out}	—	30	W
D	—	6	%
V _a (rms) (to rectifier)	—	500 + 500	V
R _{source} (HT)	—	600	Ω

KT66

Push-Pull. Class AB₁. Pentode Connection. Fixed Bias (Two Valves)

Data per pair unless otherwise stated.

	No signal	Max. signal	
V _a	510	475	V
V _{g2}	395	360	V
V _{g1}	-40 approx.	—	V
I _a	80	175	mA
I _{g2}	3	19	mA
v _{in} (pk) (g ₁ -g ₁)	—	80	V
P _a (per valve)	21	17	W
P _{g2} (per valve)	0.6	3.5	W
R _L (a-a)	—	5	kΩ
P _{out}	—	50	W
D	—	5	%

Screen grids supplied from stabilised source.

GENERAL

For the prevention of parasitic oscillation a series resistor of 100/300Ω should be connected close to the screen grid terminal of the valve socket. When the valve is triode connected, this resistor should be connected between screen grid and anode. A control grid series resistor of 10/50 kΩ is also recommended. In push-pull applications having a large change in anode current between the quiescent and full output conditions, an inductor input filter circuit of good regulation should be used. A badly regulated supply will cause a fall in power output and/or excessive quiescent anode dissipation.

The use of a common auto-bias resistor is not recommended except in applications where the maximum anode dissipation is not attained under any condition of operation.

The maximum permissible D.C. resistance between control grid and cathode is limited to 0.5 MΩ for auto-bias and 0.1 MΩ for fixed bias applications.

SCREENING

No internal or external screening is fitted to the valve.

MOUNTING

Any position.

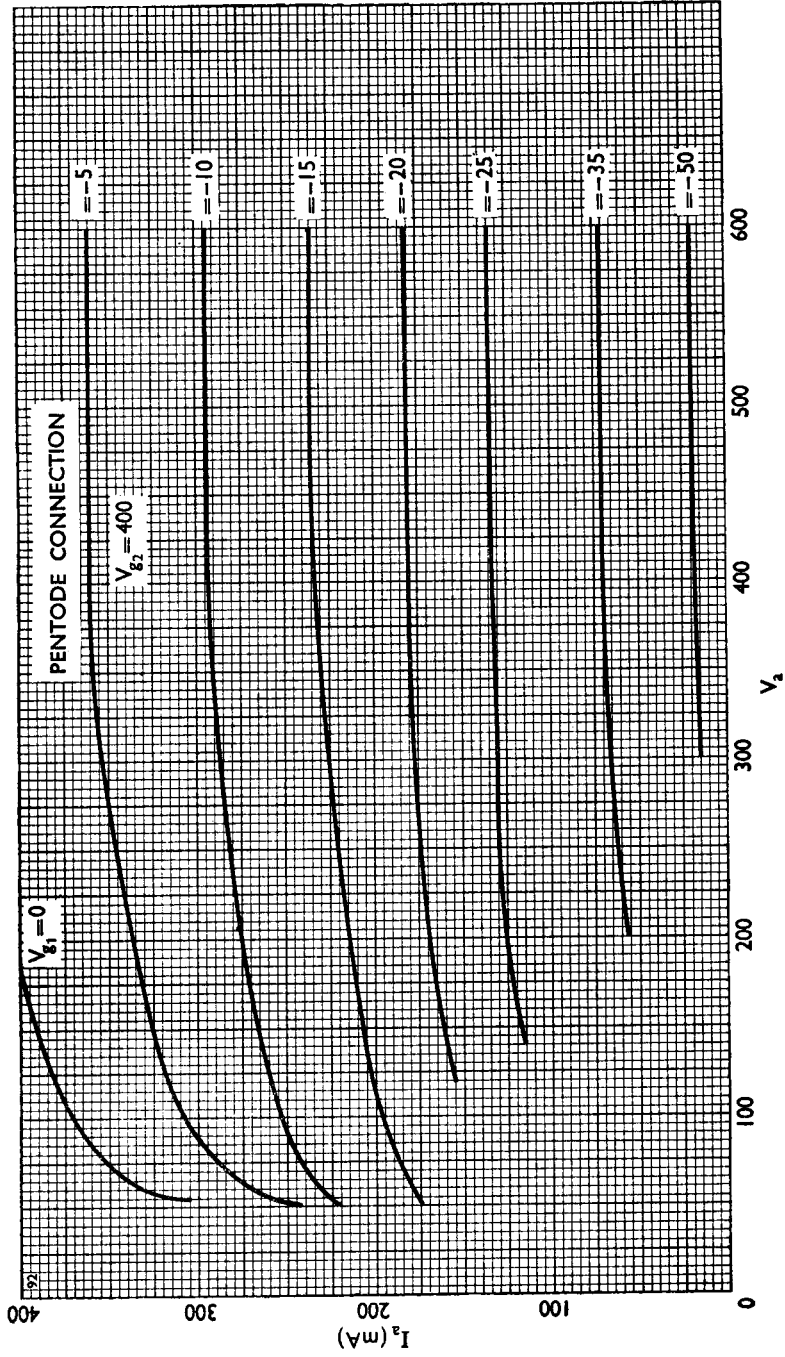
RETAINING

No retaining device is normally necessary.

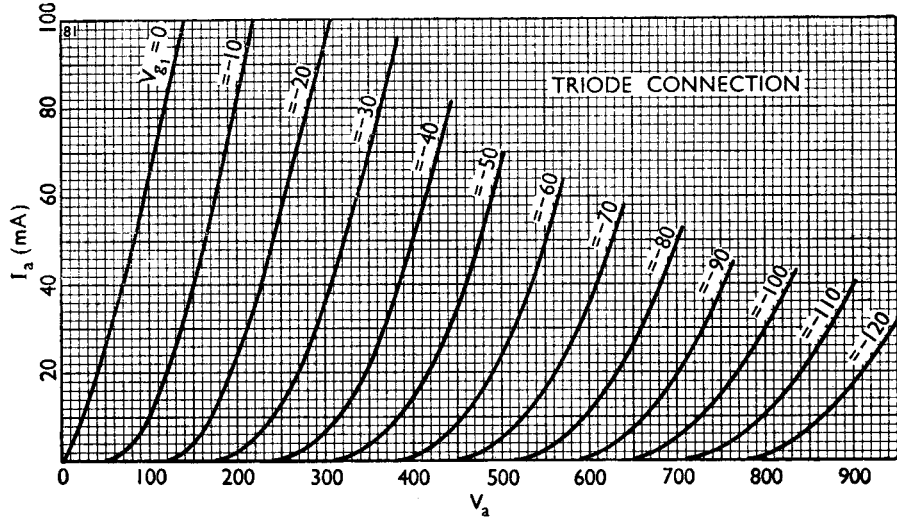
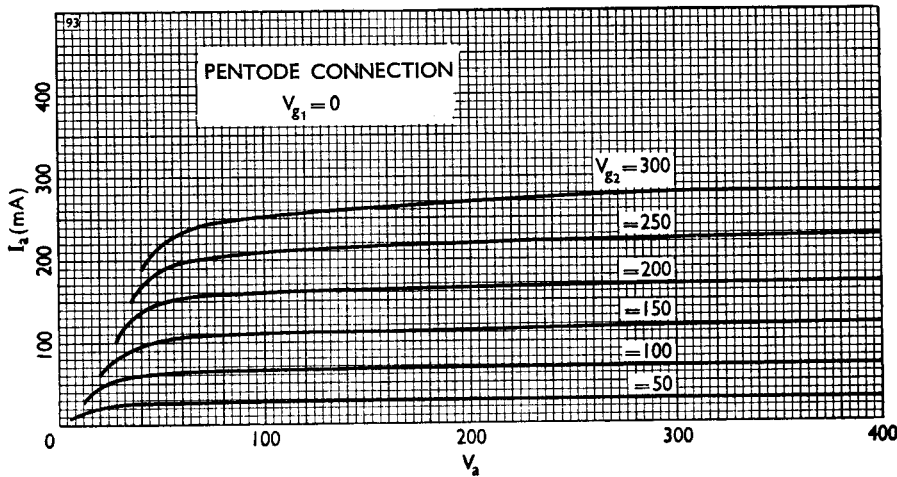
VENTILATION

Adequate ventilation around the bulb should be provided.

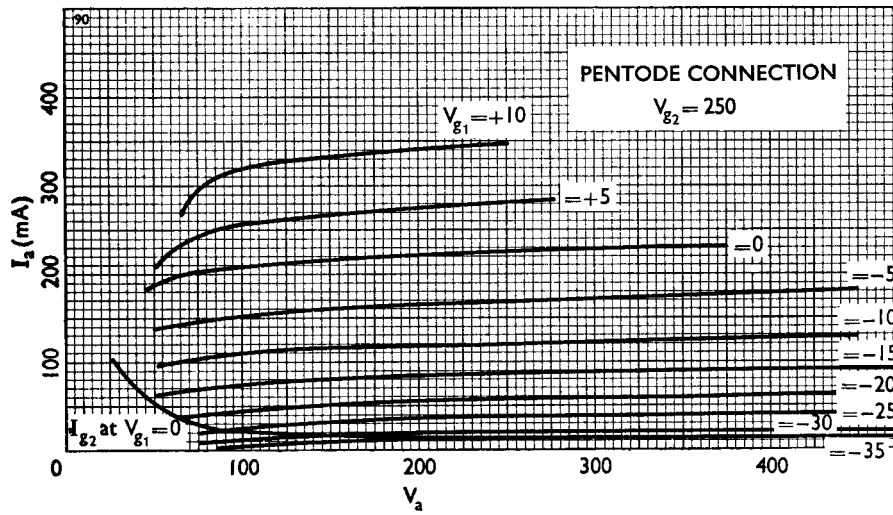
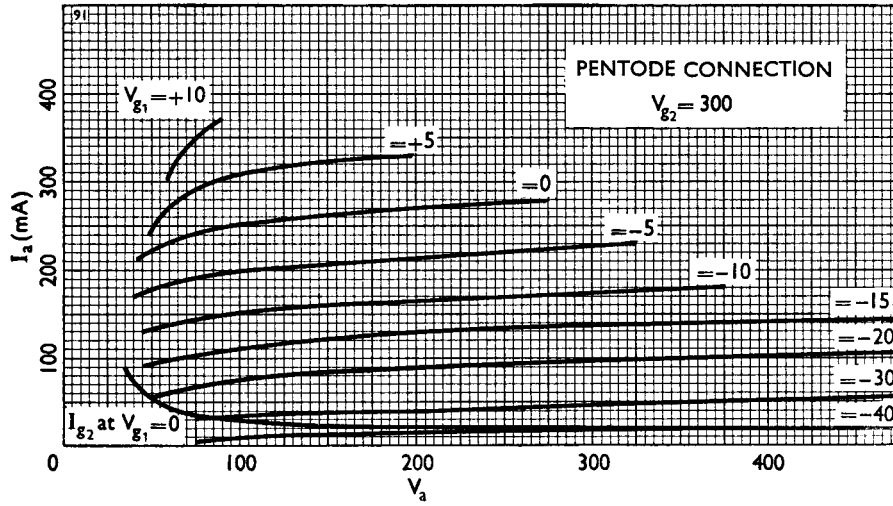
KT66



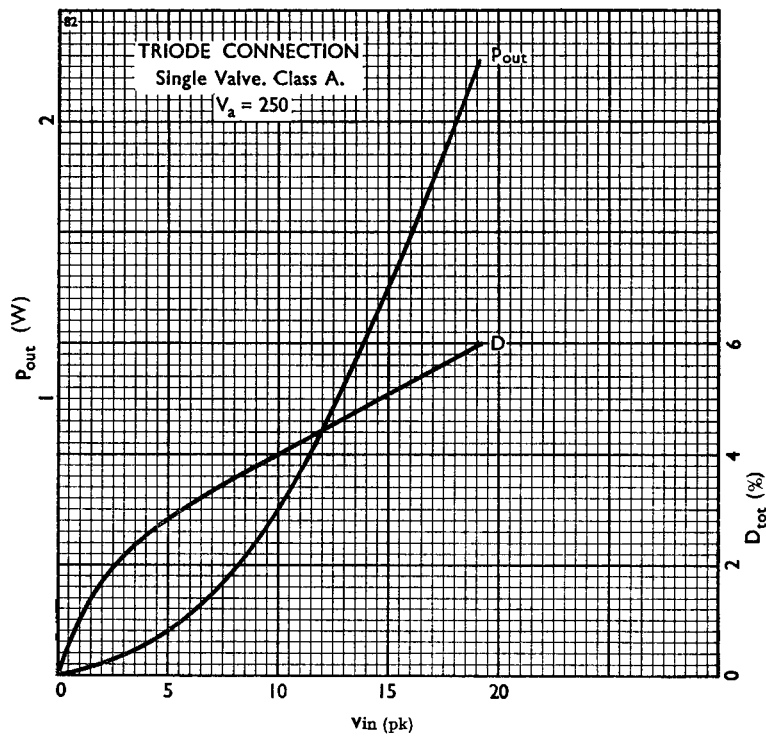
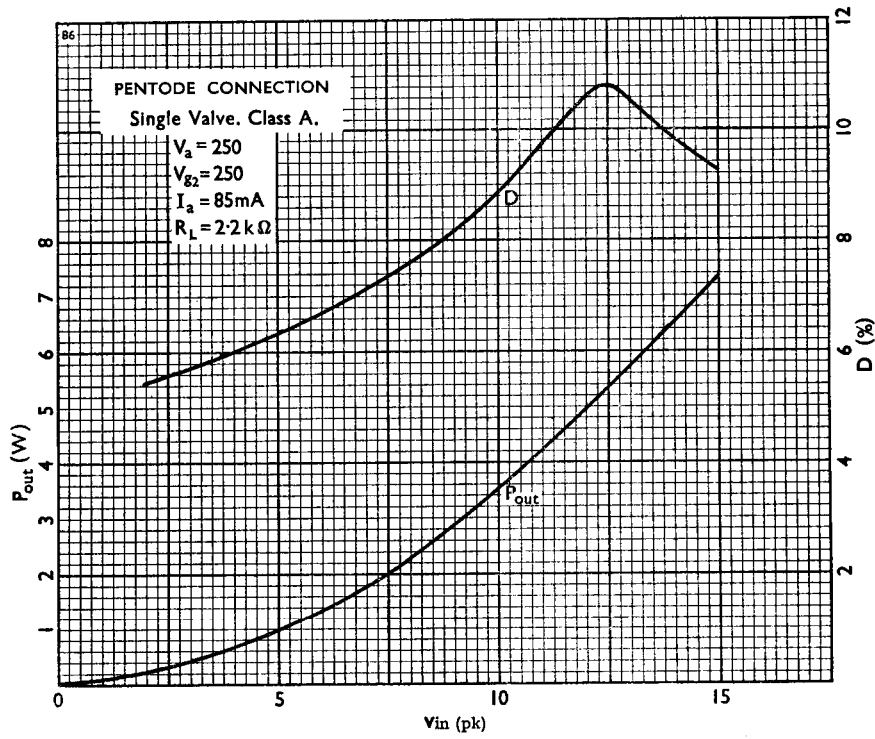
KT66



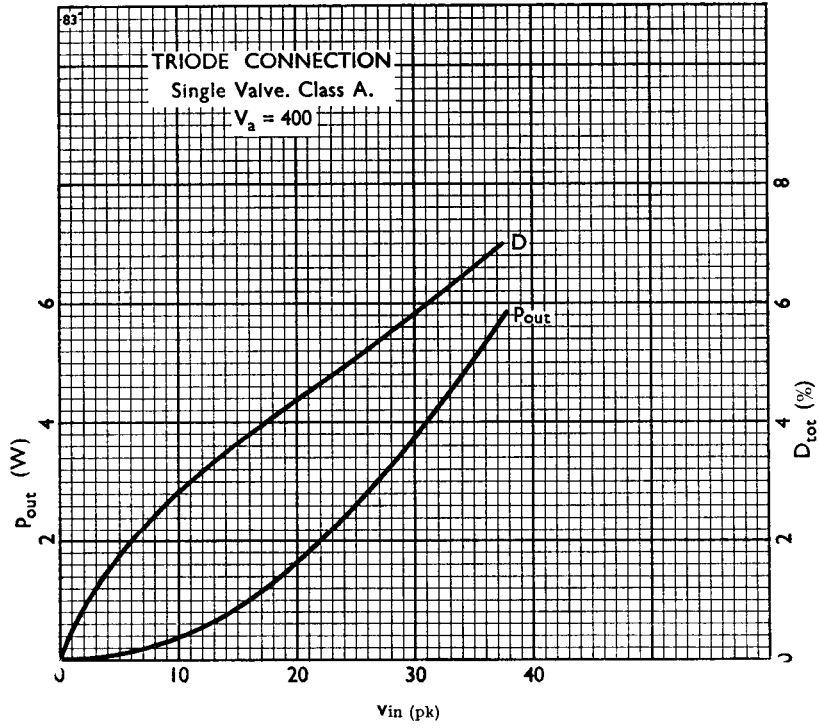
KT66



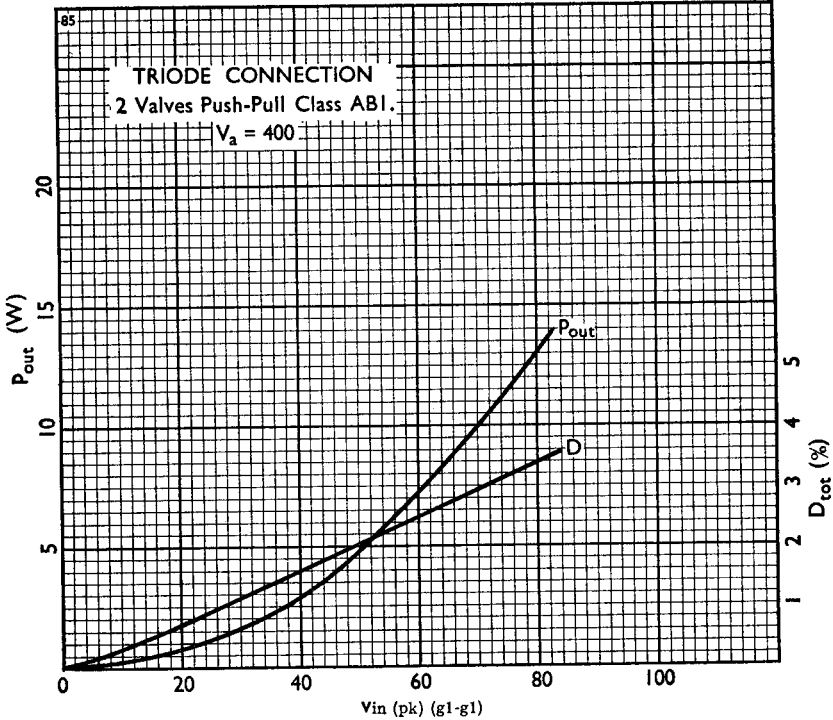
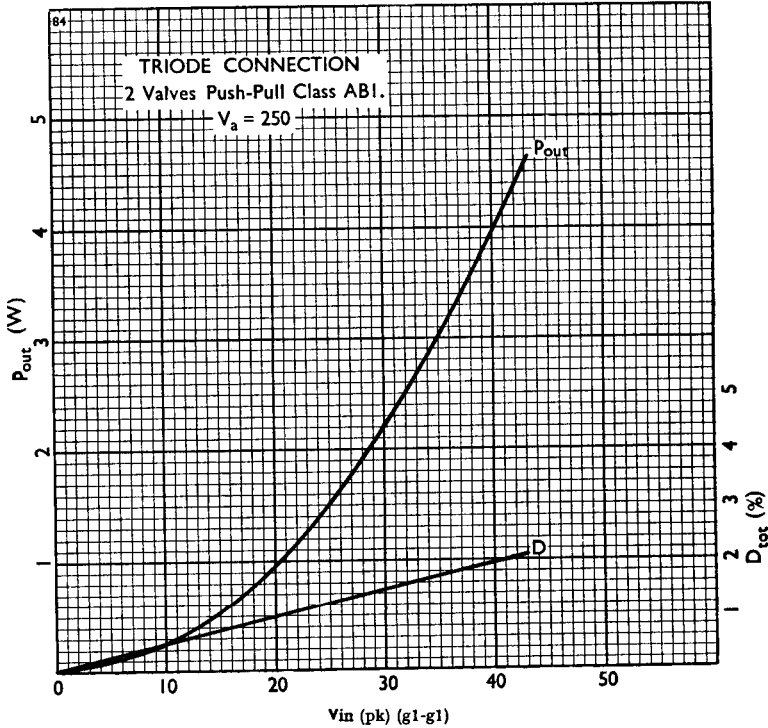
KT66



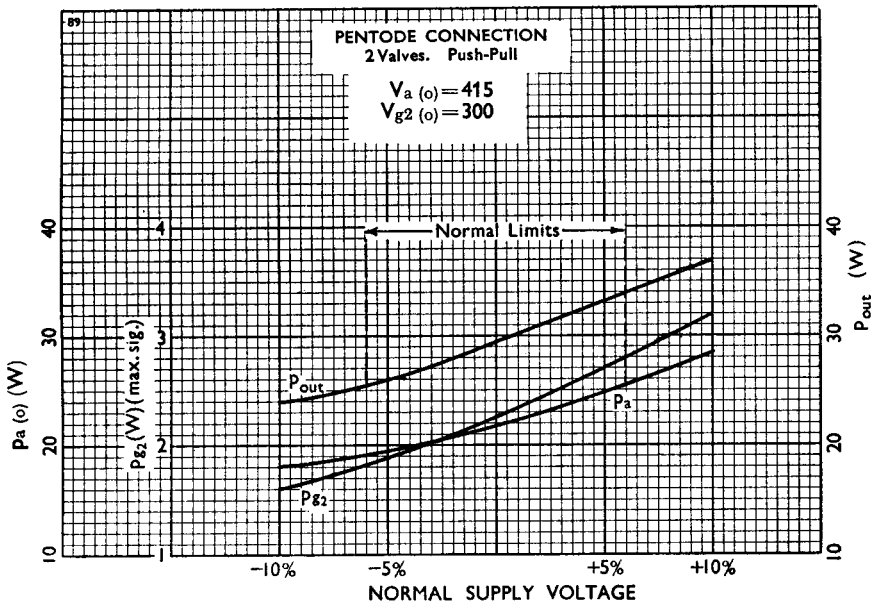
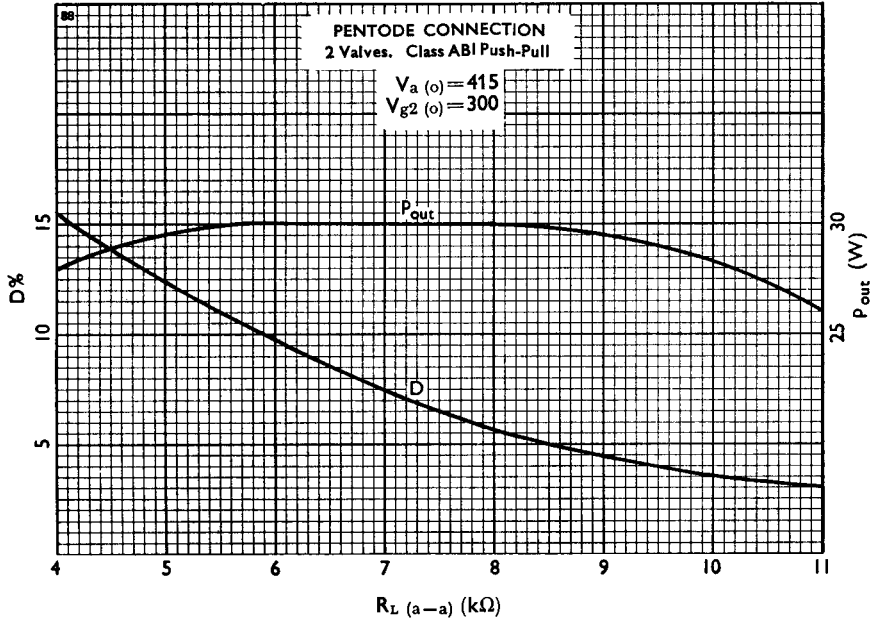
KT66



KT66



KT66



Anexo III. Circuitos en LTspice

En este anexo se incluyen las imágenes de los circuitos del amplificador original y el modificado diseñados para LTspice.

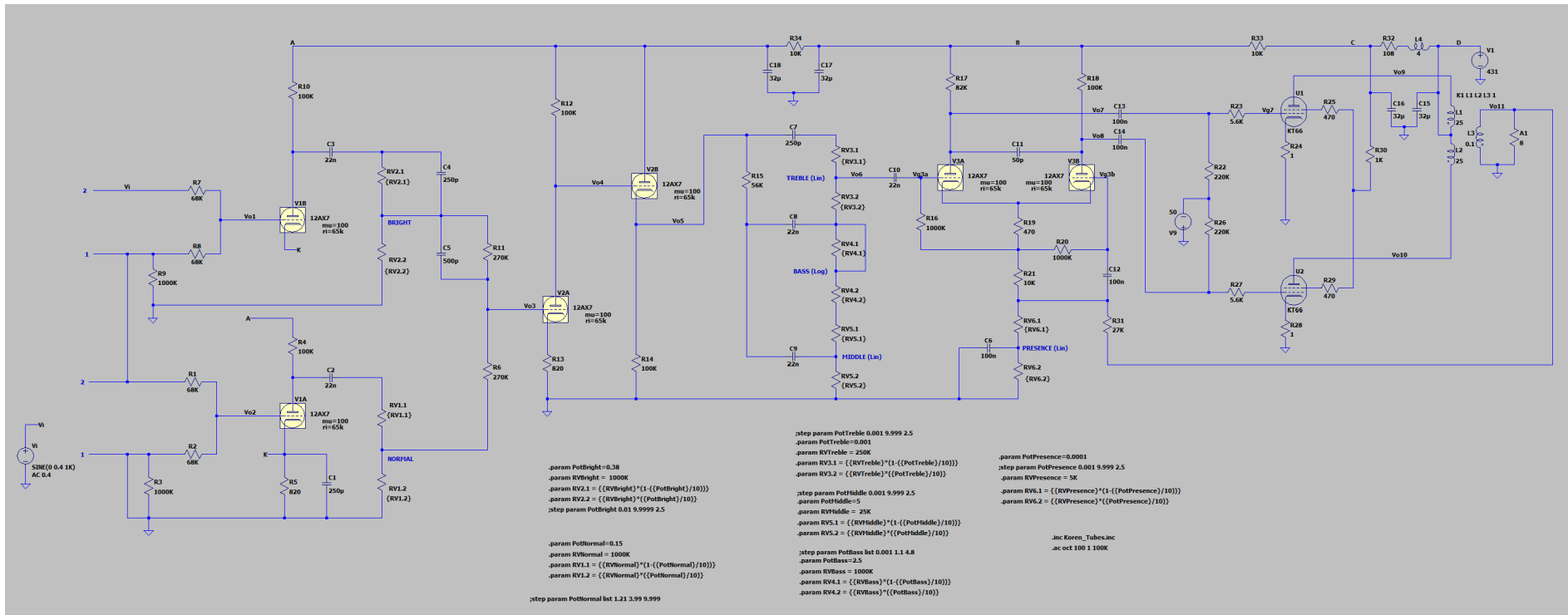


Figura III.1. Circuito original (parte de señal)

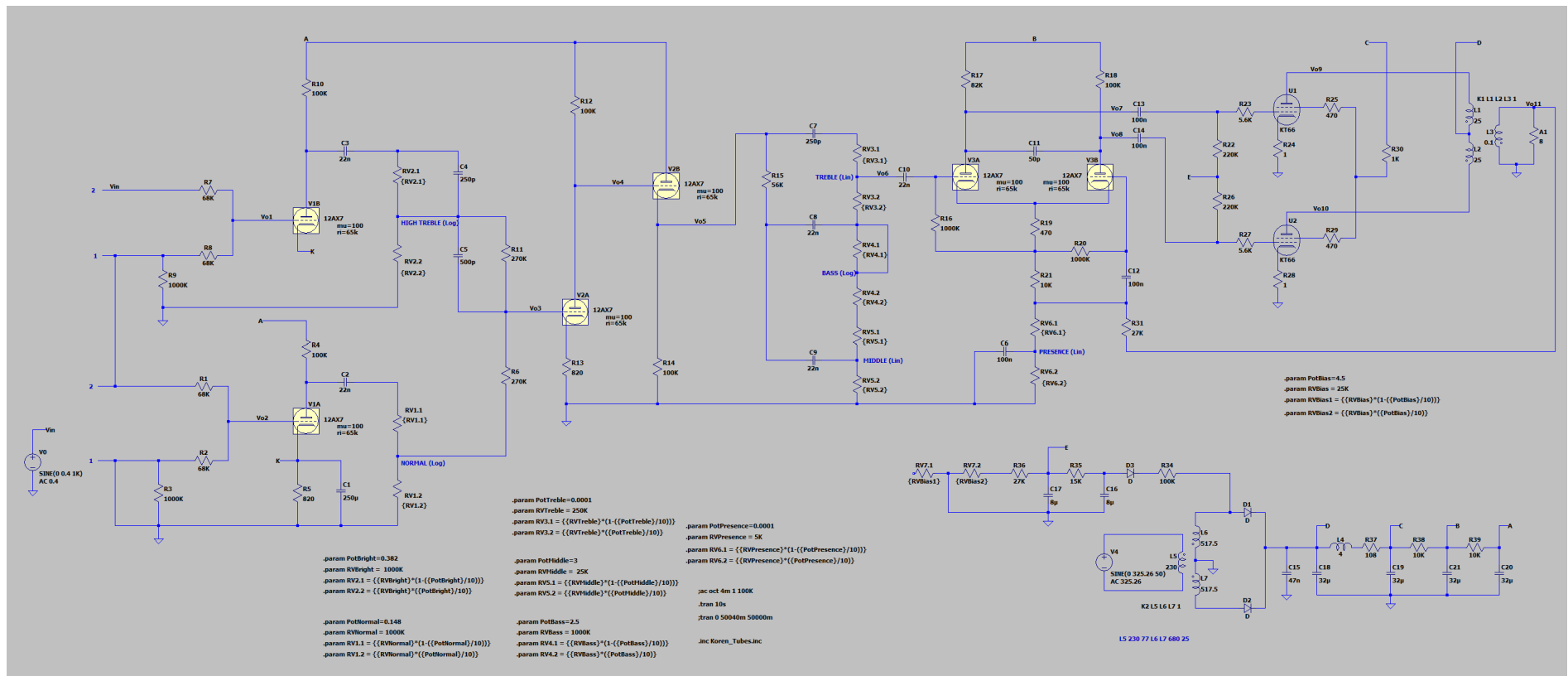


Figura III.2. Circuito original (fuente de alimentación)

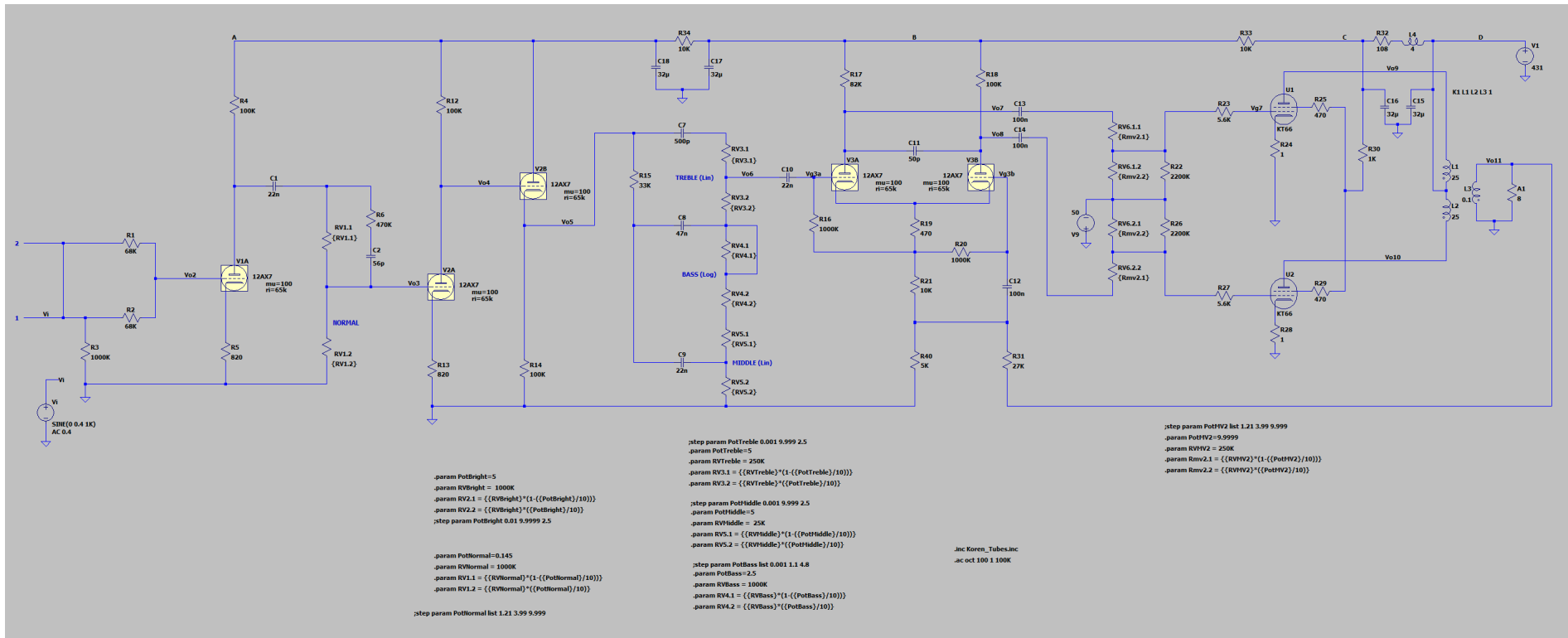


Figura III.3. Circuito modificado (parte de señal)

Anexo IV. Fotos

A continuación, se incluyen más fotos del proceso de montaje, de las medidas y del amplificador utilizado en algún concierto:



Figura IV.1 Componentes del kit



Figura IV.2. Chasis (delante)



Figura IV.3. Chasis (detrás)

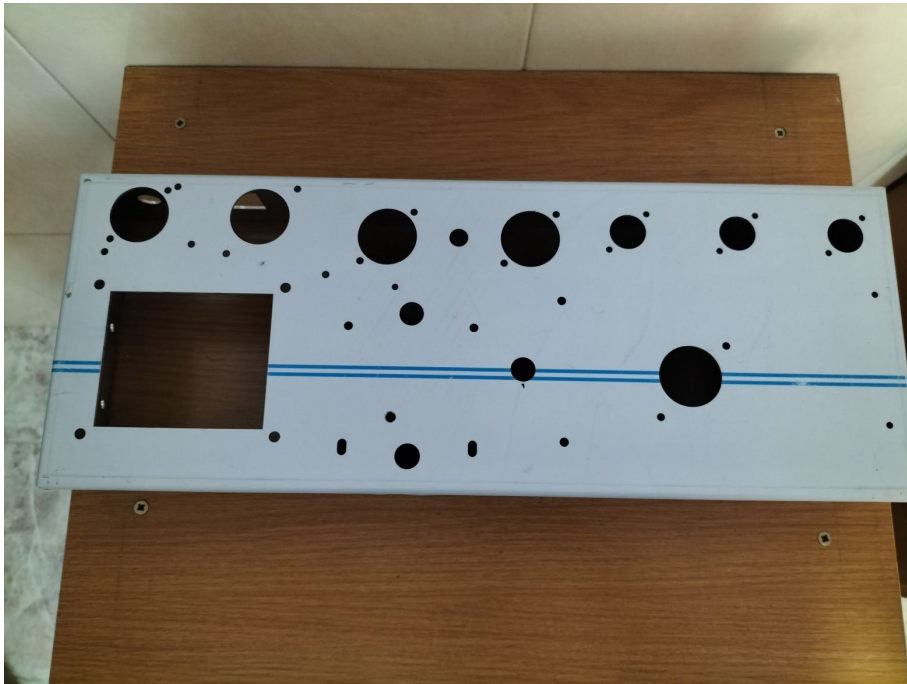


Figura IV.4. Chasis (detrás)



Figura IV.6. Chasis (arriba)

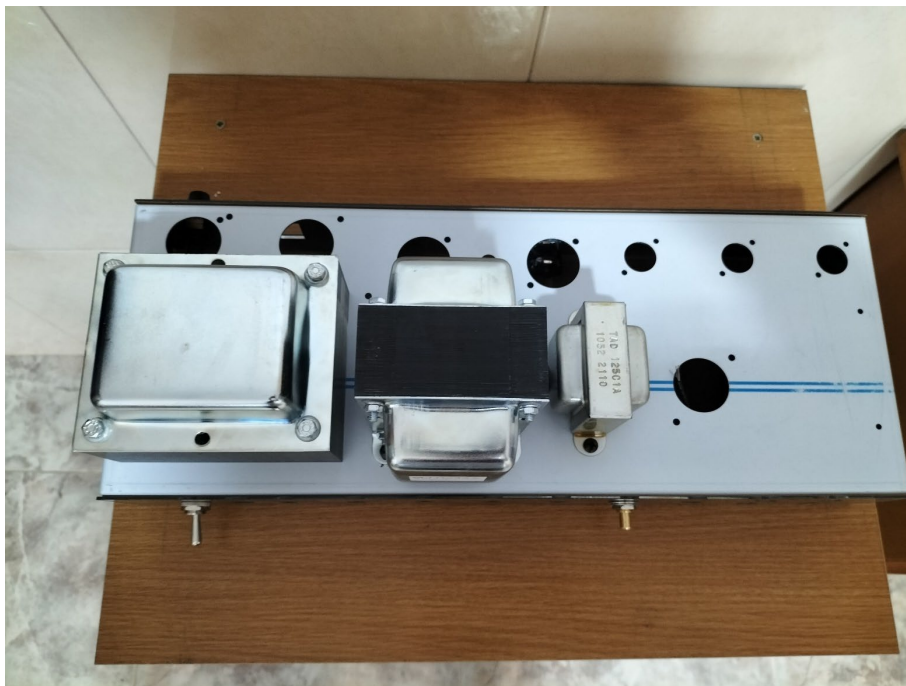


Figura IV.6. Chasis con transformadores y choke (delante)



Figura IV.7. Chasis con transformadores y choke (interior)



Figura IV.8. Zócalos de válvulas

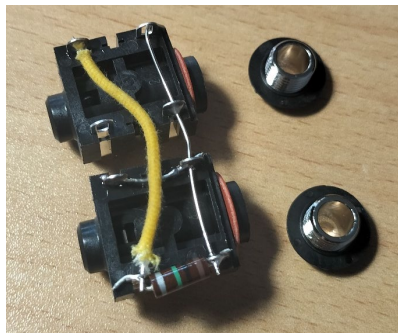


Figura IV.9. Conectores para las entrada 1 y 2

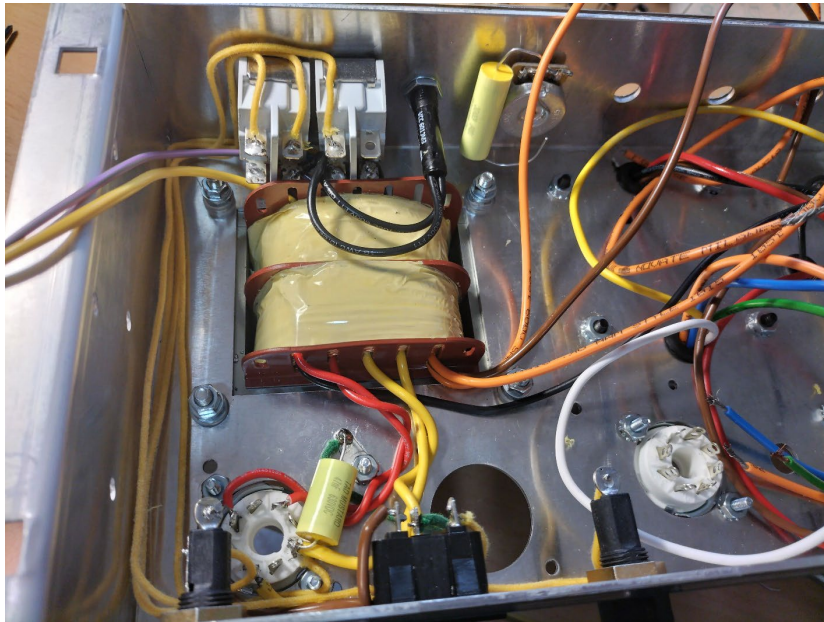


Figura IV.10. Conectando los cables de los transformadores

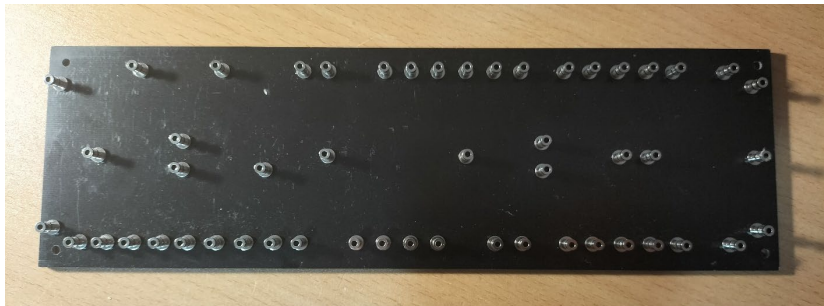


Figura IV.11. Placa de torretas (sin componentes)



Figura IV.12. Placa de torretas (con componentes)



Figura IV.13. Mueble del amplificador



Figura IV.14. Colocando los cables de señal de las válvulas



Figura IV.15. Insertando la placa de torretas (sin cablear)

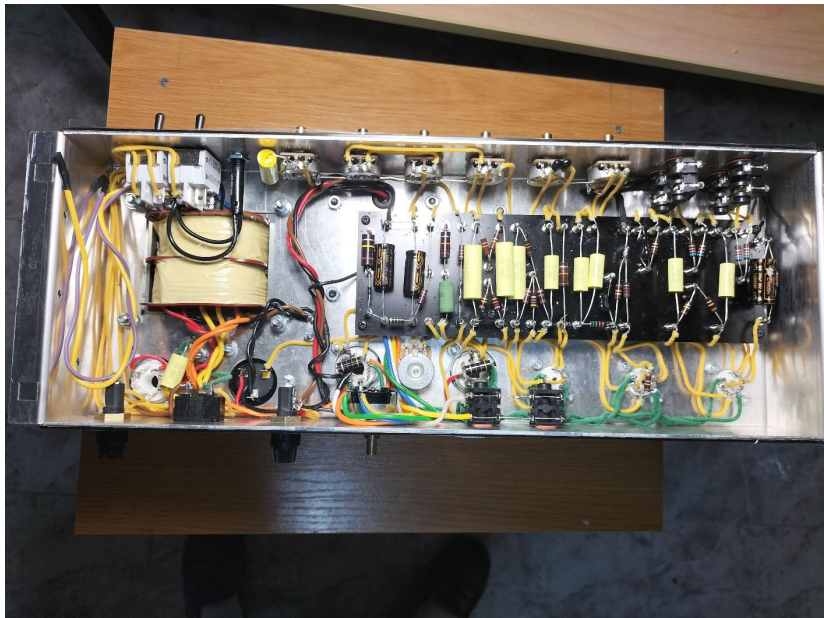


Figura IV.16. Interior completo (I)

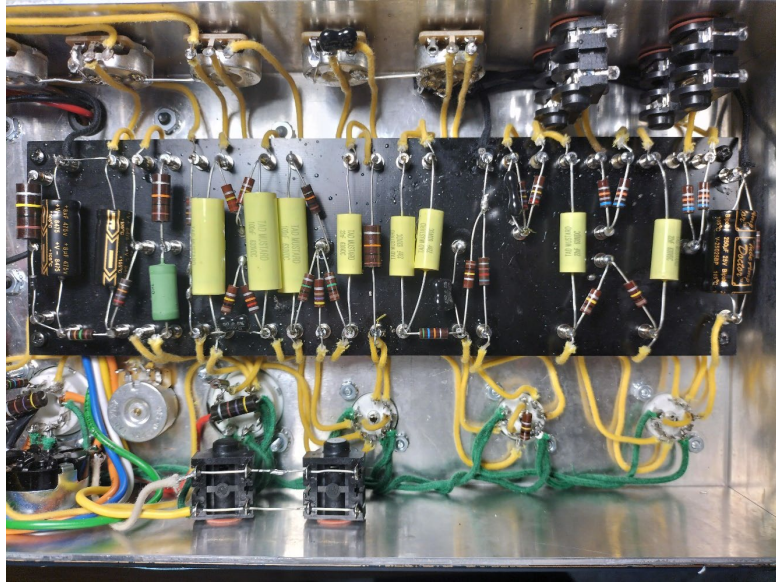


Figura IV.17. Interior completo (II)

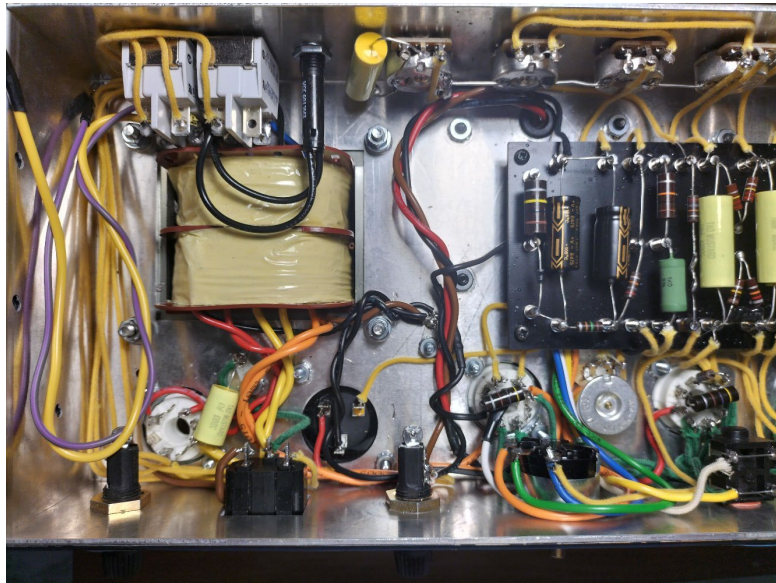


Figura IV.18. Interior completo (III)



Figura IV.19. Amplificador antes de colocar las válvulas



Figura IV.20. Amplificador con válvulas (delante)



Figura IV.21. Amplificador con válvulas (detrás)



Figura IV.22. Medida de la tensión en vacío

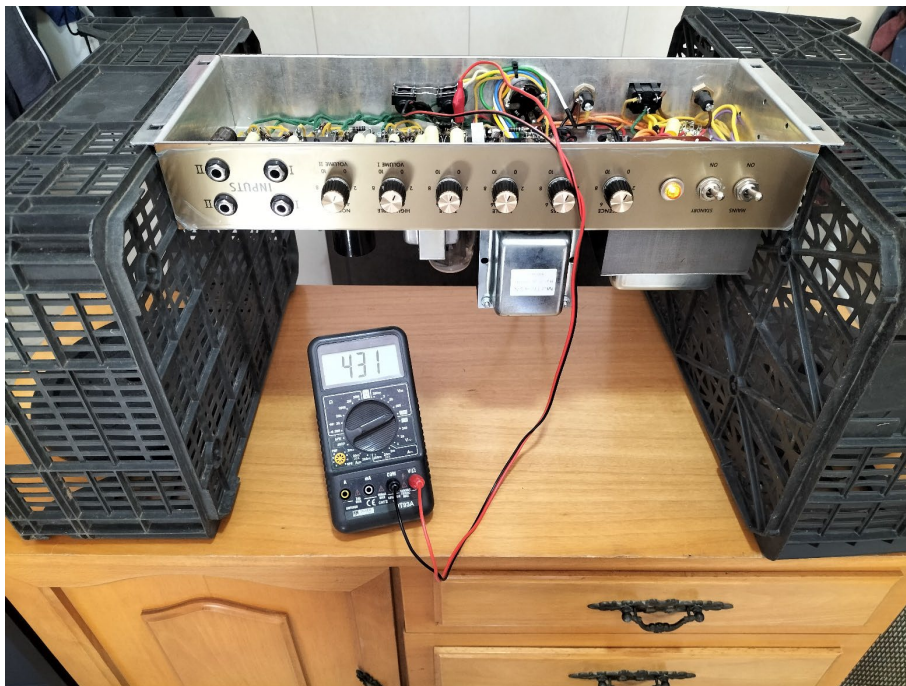


Figura IV.23. Medida de la tensión de ánodo

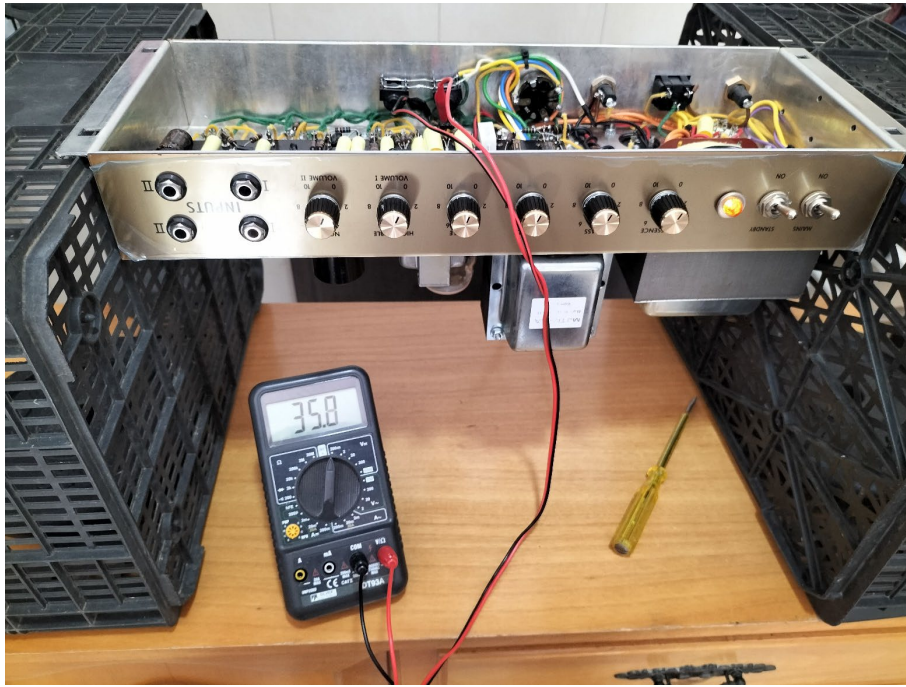


Figura IV.24. Ajuste de bias 35mA



Figura IV.25. Interior completo (con resistencias de 1Ω)

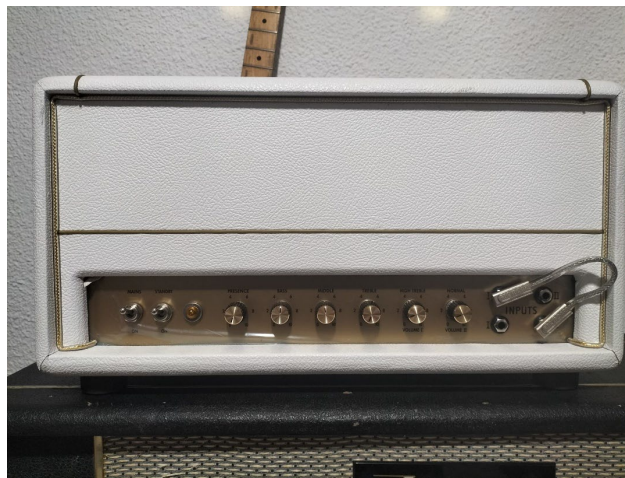


Figura IV.26. Amplificador terminado (con mueble)



Figura IV.27. Actuación con Orquesta La Óxido (Cotes, 30 de septiembre de 2022)



Figura IV.28. Prueba de sonido con Orquesta La Fiesta (Almenara, 19 de noviembre de 2022)

Anexo V. Vídeos

A continuación, se indican los enlaces de tres vídeos que explican el funcionamiento del amplificador original:

1. Demo Amplificador Original 1 - Descripción general y sonido: <https://www.instagram.com/reel/CnhWlMoqv9c/?igshid=MDJmNzVkMjY=>
2. Demo Amplificador Original 2 - Propuestas de mejora y modificaciones: <https://www.instagram.com/reel/Cnj4cwKKcwr/?igshid=YmMyMTA2M2Y=>
3. Demo Amplificador Original 3 - Dependencia entre los canales normal y high treble: <https://www.instagram.com/reel/Cnph-rvo8UV/?igshid=YmMyMTA2M2Y=>

Por último, en el siguiente vídeo se puede escuchar la prueba de sonido en la Orquesta La Óxido (Cotes, 30 de septiembre de 2022):

<https://www.instagram.com/reel/CompVpGsEgt/?igshid=MDJmNzVkMjY=>