



ESCUELA POLITÉCNICA



UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

Escuela Politécnica

Grado en Ingeniería de Imagen y Sonido en
Telecomunicación

TRABAJO FIN DE GRADO

Amplificador valvular de guitarra eléctrica

Álvaro Domínguez Moreno

Enero, Curso 2021-2022



ESCUELA POLITÉCNICA



UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA

Escuela Politécnica

Grado en Ingeniería de Imagen y Sonido en
Telecomunicación

TRABAJO FIN DE GRADO

Amplificador valvular de guitarra eléctrica

Autor: Álvaro Domínguez Moreno

Tutor: Antonio Gordillo Guerrero

Agradecimientos

Tras casi dar por finalizada esta etapa, siento que dejo atrás un gran ciclo de mi vida. Tanto esfuerzo, remordimientos, trabajo duro y constancia que ha ido dejando alegrías y satisfacción.

Por ello procedo a dar las gracias a todas las personas que me han apoyado, han estado siempre conmigo y han hecho que todo esto sea posible.

Esto no hubiera sido posible sin mis profesores, de los cuales admiro su trabajo de impartir toda esa gran formación a los alumnos, así como la inquietud y pasión por las cosas.

Por supuesto, tengo que agradecer al tutor de este proyecto, Antonio Gordillo, toda la ayuda y los conocimientos que me ha transmitido. Así como facilidades y consejos a la hora de embarcarme en este proyecto.

Debo agradecer a la asociación Smart Open Lab el poder facilitarme todos los recursos y componentes para poder trabajar en este proyecto. Espero que quede un buen amplificador para usar en el estudio de grabación de la Escuela Politécnica.

Debo agradecer a mis padres Inma y Fran, los cuales han sido una referencia a nivel personal. Siento gran admiración por ellos, y tengo que sentirme agradecido por las posibilidades que me han dado y la energía que me han transmitido. También a mi hermano Miguel por todo el apoyo y el sustento que ha significado para mí, con todas las cuestiones y charlas sobre música y electrónica que siempre planteamos. A mi amigo de la infancia Antonio, con el que siempre he compartido la gran afición de la música y la guitarra eléctrica.

Tampoco puedo olvidarme de mis amigos de la universidad, quienes me han acompañado en esta carrera de fondo. De esta etapa me llevo grandes amistades de por vida.

Contenido

Agradecimientos	3
Tabla de ilustraciones.....	iii
1. Introducción y objetivos	1
1.1. Resumen.....	1
1.2. Introducción al proyecto	1
1.3. Objetivos específicos	3
1.4. Objetivos académicos	3
1.5. Temporización, costes y Diagrama de Gantt	4
2. Diseño modular del amplificador	7
2.1. Estudio teórico	7
2.1.1. Válvulas de vacío.....	7
2.1.2. Polarización de triodo.....	8
2.1.3. Etapas de salida: <i>Single Ended</i> y <i>Push Pull</i>	13
2.1.4. Amplificadores de guitarra valvulares históricos	16
2.2. Descripción del sistema completo	18
2.3. Bloque de alimentación	21
2.3.1. Transformador de alimentación.....	21
2.3.2. Alimentación de filamentos.....	22
2.3.3. Alimentación de alta tensión y bias.....	22
2.4. Etapa de entrada.....	24
2.5. Preamplificadores	24
2.5.1. Preamplificador Canal 1 tipo Fender.....	24
2.5.2. Preamplificador Canal 2 tipo Marshall.....	28
2.5.3. Comportamiento de los preamplificadores en simulación	33
2.6. Selector de canal	36
2.7. Bloque de la etapa de potencia	37
2.7.1. Etapa Inversora de fase.....	38
2.7.2. Realimentación	43
2.7.2.1. Control de presencia	47
2.8. Bloque de etapa de salida.....	49
2.8.1. Transformador de salida	49
2.8.2. Conexionado.....	50
2.8.3. Selector de impedancias	50
3. Construcción del amplificador	51

3.1.	Diseño y fabricación de las PCBs.....	51
3.2.	Ficheros GCode para CNC	54
3.3.	Trabajo de la máquina CNC	57
3.3.1.	Molde para el fresado y taladrado de las PCBs	58
3.3.2.	Corte de las placas de cobre	60
3.3.3.	Fresado y taladrado.....	62
3.4.	Acabado de las PCBs.....	66
3.5.	Soldadura de componentes	67
3.6.	Conexión entre elementos.....	69
4.	Ánálisis del amplificador	71
4.1.	Testeo del amplificador	71
4.1.1.	Primeras comprobaciones y pruebas	71
4.1.2.	Valores de tensión	74
4.1.3.	Errores cometidos	78
4.2.	Preamplificador “Canal 1 tipo Fender”	81
4.3.	Preamplificador “Canal 2 tipo Marshall”	84
4.4.	Etapa de potencia	90
5.	Conclusiones	95
6.	Bibliografía	97
7.	Anexos	99
	Anexo 1. Hoja de características EL34.....	99
	Anexo 2. Hoja de características ECC83.....	100
	Anexo 3. Circuito en LTSpice para simulación.....	104
	Anexo 4. Circuito en KiCad	105
	Anexo 5. Diseños PCBs.....	107
	PCB de alimentación.....	107
	PCB de la etapa de potencia.....	108
	PCB del preamplificador Canal 1 tipo Fender	109
	PCB del preamplificador Canal 2 tipo Marshall	110
	Anexo 6. Diseños de pegatinas para las PCBs.....	111
	Anexo 7. Esquema <i>Marshall JCM800 2204 [1]</i>	113
	Anexo 8. Esquema preamplificadores <i>Guitar Amp OD3 [16]</i>	114

Tabla de ilustraciones

Ilustración 1. Válvulas de vacío	1
Ilustración 2. Modelos de guitarra eléctrica	2
Ilustración 3. Diagrama de Gantt.....	5
Ilustración 4. Diodo valvular.....	7
Ilustración 5. Sistemas de polarización de triodo	9
Ilustración 6. Ejemplo de recta de carga para ECC83	10
Ilustración 7. Fenómeno Cut-Off	10
Ilustración 8. Ejemplo de punto de operación (ECC83).....	11
Ilustración 9. Ejemplo de polarización de un triodo (ECC83)	12
Ilustración 10. Ejemplo punto de operación y para tensiones de rejilla	13
Ilustración 11. Etapa tipo Push-Pull	14
Ilustración 12. Etapa tipo Single Ended	15
Ilustración 13. Amplificador Fender Twin Reverb 65'	17
Ilustración 14. Amplificador Marshall JCM800.....	17
Ilustración 15. Diagrama de bloques amplificador general.....	18
Ilustración 16. Diagrama de bloques del amplificador.....	19
Ilustración 17. Diagrama de bloques desglosado del amplificador	20
Ilustración 18. Conexiones transformador de alimentación	21
Ilustración 19. Circuito de alimentación de alta tensión y bias	23
Ilustración 20. Circuito etapa de entrada	24
Ilustración 21. Preamplificador Canal 1 tipo Fender.....	25
Ilustración 22. Respuesta en frecuencia. Todos los potenciómetros al 100% de su valor.	26
Ilustración 23. Respuesta en frecuencia. Todos los potenciómetros del Tone Stack al 50% de su valor.....	26
Ilustración 24. Respuesta en amplitud. Treble: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (250k Ω)	27
Ilustración 25. Respuesta en amplitud. Middle: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (250k Ω)	27
Ilustración 26. Respuesta en amplitud. Bass: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (10k Ω)	28
Ilustración 27. Preamplificador Canal 2 tipo Marshall.....	28
Ilustración 28. Tensión a la entrada (color rojo) y a la salida (color azul) del Cathode Follower.....	30
Ilustración 29. Respuesta en amplitud del Tone Stack con todos los potenciómetros al 50%.....	31
Ilustración 30. Respuesta en amplitud. Treble: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (250k Ω)	31
Ilustración 31. Respuesta en amplitud. Middle: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (1M Ω).....	32
Ilustración 32. Respuesta en amplitud. Bass: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (25k Ω)	32
Ilustración 33. Salidas de los preamplificadores simulados	33
Ilustración 34. Simulación FFT Canal 1 tipo Fender	33

Ilustración 35. Simulación FFT Canal 2 tipo Fender	34
Ilustración 36. Salidas de los preamplificadores simulados. Señal de 0,2 Vpp.	35
Ilustración 37. Simulación FFT Canal 1 tipo Fender. Señal de 0,2 Vpp.....	35
Ilustración 38. Simulación FFT Canal 2 tipo Marshall. Señal de 0,2 Vpp.....	36
Ilustración 39. Comutador para selección de canal	37
Ilustración 40. Símbolo DPDT	37
Ilustración 41. Conexiones selector de canal	37
Ilustración 42. Modelo inversor de fase “The Cathodyne”	39
Ilustración 43. Modelo inversor de fase “Long-Tailed-Pair Phase”.....	40
Ilustración 44. Inversor de fase del amplificador	41
Ilustración 45. Tensiones de ánodo en los triodos de la etapa inversora.....	42
Ilustración 46. Ejemplo de triodo con realimentación negativa	44
Ilustración 47. Señal de salida sin retroalimentación.	45
Ilustración 48. Tensión de cátodo con realimentación negativa.....	45
Ilustración 49. Señal de salida con retroalimentación negativa.....	46
Ilustración 50. Tensión de cátodo con realimentación negativa.....	46
Ilustración 51. Entrada de realimentación a la etapa inversora de fase	47
Ilustración 52. Señales de entrada y salida en etapa de potencia sin realimentación negativa.....	48
Ilustración 53. Señales de entrada y salida en etapa de potencia con realimentación negativa.....	48
Ilustración 54. Bobinados del transformador de salida	49
Ilustración 55. Selector de impedancia de salida.....	50
Ilustración 56. Diseño de PCB de etapa de potencia en KiCad.....	52
Ilustración 57. Ejemplo datos de un componente en la web Mouser [14]	52
Ilustración 58. Fichero de huellas para cada componente en KiCad.....	53
Ilustración 59. Cara posterior de la PCB de etapa de potencia.....	54
Ilustración 60. Cara frontal de la PCB de etapa de potencia	54
Ilustración 61. Vectores cara trasera preamplificador Canal 1 tipo Fender	55
Ilustración 62. Vectores cara superior preamplificador Canal 1 tipo Fender.....	56
Ilustración 63. Vectores para taladros del preamplificador Canal 1 tipo Fender	56
Ilustración 64. Máquina CNC en la Escuela Politécnica de Cáceres.	57
Ilustración 65. Fresas y brocas usadas en la CNC	58
Ilustración 66. PCB cortada encajada en el molde	59
Ilustración 67. Configuración para el fresado del molde.....	60
Ilustración 68. Configuración para el corte de la PCB	61
Ilustración 69. Corte de la placa de cobre para PCB	62
Ilustración 70. Configuración de fresado de pistas de cobre en la PCB.....	63
Ilustración 71. Fresado pistas de cobre en PCB	64
Ilustración 72. Configuración de taladros en la PCB	65
Ilustración 73. Placa de cobre fresada y taladrada para el Canal 1 tipo Fender	66
Ilustración 74. Diseño pegatina frontal PCB preamplificador Canal 1 tipo Fender.....	66
Ilustración 75. Acabado PCB del preamplificador canal 1 tipo Fender	67
Ilustración 76. Conexionado de los filamentos de las válvulas	68
Ilustración 77. Fichas o clemas usadas en el montaje	69
Ilustración 78. Conectores usados en el montaje.....	69
Ilustración 79. Banco de pruebas para amplificadores valvulares	72

Ilustración 80. Circuito con valores de tensión en los preamplificadores	74
Ilustración 81. Circuito con las tensiones en la etapa de potencia y alimentación.....	75
Ilustración 82. Esquema PCB Canal 1 tipo Fender	76
Ilustración 83. Esquema PCB Canal 2 tipo Marshall	77
Ilustración 84. Esquema PCB Etapa de potencia	78
Ilustración 85. Señales de entrada y salida en el previo Fender. Level al 50%.....	81
Ilustración 86. FFT preamplificador tipo Fender. Level al 50%.....	82
Ilustración 87. FFT preamplificador tipo Fender. Level al 100%.....	83
Ilustración 88. Diagrama de Bode Canal 1 tipo Fender	84
Ilustración 89. Señales de entrada y salida en previo Marshall. Gain al 20%.....	85
Ilustración 90. Señales de entrada y salida en previo Marshall. Gain al 50%.....	86
Ilustración 91. Señales de entrada y salida en previo Marshall. Gain al 100%.....	86
Ilustración 92. FFT preamplificador tipo Marshall. Gain al 5%	87
Ilustración 93. FFT preamplificador tipo Marshall. Gain al 50%	88
Ilustración 94. FFT preamplificador tipo Marshall. Gain al 100%	89
Ilustración 95. Diagrama de Bode Canal 2 tipo Marshall	90
Ilustración 96. Señales de entrada y salida en la etapa de potencia.....	91
Ilustración 97. FFT Etapa de potencia.....	92
Ilustración 98. Diagrama de Bode Etapa de Potencia	93
Ilustración 99. Esquema LTSpice de la etapa de potencia	104
Ilustración 100. Esquema LTSpice de los preamplificadores	104
Ilustración 101. Esquema Marshall JCM800 [1].....	113
Ilustración 102. Esquema preamp Guitar Amp OD3 [16].....	114
 Tabla 1. Valores de tensión medidos en el preamplificador Canal 1 tipo Fender.....	75
Tabla 2. Valores de tensión medidos en el preamplificador Canal 2 tipo Marshall.....	76
Tabla 3. Valores de tensión medidos en la etapa de potencia	77
Tabla 4. Valores armónicos Preamplificador Canal 1 tipo Fender.....	82
Tabla 5. Valores armónicos preamplificador Canal 2. Gain al 5%	87
Tabla 6. Valores armónicos preamplificador Canal 2. Gain al 50%	88
Tabla 7. Valores armónicos preamplificador Canal 2. Gain al 100%	89
Tabla 8. Valores armónicos etapa de potencia	92

1. Introducción y objetivos

1.1. Resumen

En este proyecto realizaremos un estudio sobre un amplificador de válvulas de vacío. Veremos su funcionamiento y los principios básicos de esta tecnología.

Realizaremos el diseño y montaje de un amplificador de audio valvular por módulos, destinado a uso de señales de guitarra eléctrica. Este estará basado en amplificadores que se llevan usando desde hace décadas en la industria musical. Combinaremos varios modelos y realizaremos modificaciones y mejoras.

Posteriormente analizaremos el proyecto y valoraremos los resultados obtenidos tanto mediante mediciones como simulaciones.

1.2. Introducción al proyecto

Hoy en día, podemos afirmar que, gracias a la Electrónica, nuestra sociedad ha evolucionado a gran escala y tenemos variedad de dispositivos cada vez más sofisticados. Esto dio un enorme salto gracias a la invención del transistor.

Pero anterior al transistor, el componente crítico que posibilitó el desarrollo de la Electrónica fue la válvula de vacío, válvula termoiónica, tubo de vacío o bulbo. Esto fue posible gracias a Thomas Alva Edison en la primera mitad del siglo XX. [22]



Ilustración 1. Válvulas de vacío

El principal cometido de este componente era amplificar, comutar, o modificar una señal eléctrica. Para ello se controla el movimiento de los electrones usando tres principios: efecto Edison, gases ionizados y efecto fotoeléctrico.

Esto ha hecho posible el desarrollo de varios campos como la radioemisión, televisión, radares, audio, redes telefónicas, computadoras, control industrial, etc.

A día de hoy, el transistor ha conseguido el reemplazo de la válvula de vacío dándonos una gran variedad de ventajas tales como el tamaño, temperatura de funcionamiento, costes, respuesta en frecuencia, estabilidad de funcionamiento, tiempo de vida. Ya no tenemos la necesidad de altos voltajes, ni uso de grandes transformadores, etc.

En el único ámbito en el que las válvulas de vacío no han conseguido reemplazar a los transistores es en la construcción de amplificadores de audio destinados a guitarras eléctricas o alta fidelidad.

Esto se debe a que la respuesta de las válvulas no es perfectamente lineal. En audio esta imperfección da lugar a sonidos armónicos, los cuales pueden parecernos agradables al oído humano. Se dice que el sonido se “colorea” y cambia con la forma de tocar las cuerdas y la “expresión” del instrumento.

Es tal este fenómeno que actualmente la mayoría de guitarristas (en todos los géneros musicales) usan amplificadores valvulares tanto en estudios de grabación, como en actuaciones en directos. Aunque posteriormente el sonido sea microfoneado y se amplifique por enormes altavoces dirigidos al público, la base de este sonido se genera mediante válvulas. [4, 22]

Todo empezó con la aparición de las primeras guitarras eléctricas. Los modelos más importantes fueron las Telecaster y Stratocaster de Fender junto con la Les Paul de Gibson allá por los años 50 [6]. Curiosamente, estos modelos son los más usados en la actualidad y en la historia de la música en las últimas décadas. Desde entonces multitud de guitarristas han usado estos modelos y amplificadores valvulares históricos, de los cuales hablaremos posteriormente en este proyecto.



Ilustración 2. Modelos de guitarra eléctrica

Debido a esto y a pesar de que existen en la actualidad amplificadores y efectos de sonido que simulan digitalmente el sonido valvular con mucha precisión, he decidido adentrarme en este proyecto, cuyo componente principal son las válvulas de vacío.

Pueden encontrarse empresas nacionales e internacionales que fabrican amplificadores valvulares. Por ejemplo, tenemos el caso de JC Valvular [7], Santafe Analog [18] o Adams HiFi [2].

1.3. Objetivos específicos

La idea principal de este proyecto es la construcción de un amplificador valvular para guitarra eléctrica. Este amplificador deberá ser, al menos, de 50W de potencia de salida. Esta potencia será ideal para un uso doméstico, en locales de ensayo y pequeñas actuaciones en directo.

El amplificador deberá disponer de dos canales de preamplificación. Uno de ellos nos entregará un sonido limpio, sin demasiada distorsión y gran volumen. El otro canal aportará un sonido con distorsión armónica agradable, propia de algunos géneros musicales como pueden ser el blues o el rock.

Mediante un commutador manual, seleccionaremos cuál de los dos canales queremos activar. Este commutador se encontrará en el panel principal de nuestro amplificador.

En este panel también encontraremos los siguientes controles mediante potenciómetros e interruptores:

- Control de ganancia para el Canal 1.
- Control de ecualización del Canal 1, basado en tres potenciómetros que ajustarán las frecuencias graves, medias y agudas de este preamplificador.
- Control de volumen de nuestro preamplificador Canal 1.
- Control de ganancia para el Canal 2.
- Control de ecualización del Canal 2, basado en tres potenciómetros que ajustarán las frecuencias graves, medias y agudas de este preamplificador.
- Control de volumen de nuestro preamplificador Canal 1.
- Control de presencia de la etapa de potencia.
- Interruptor para apagar nuestro amplificador.

En este panel también se encontrará el Jack de entrada de 6,3 mm propio de amplificadores de guitarra. El Jack de salida y el selector de impedancias se encontrarán en la parte posterior de nuestro amplificador, junto con el conector para la red eléctrica a 220 VAC.

1.4. Objetivos académicos

Durante el desarrollo del proyecto, se mantendrán los siguientes propósitos haciendo uso de todos los conocimientos obtenidos en cursos anteriores y estudio de diferentes ámbitos relacionados con la tecnología valvular:

- Estudiar las raíces de las válvulas termoiónicas, tipología y comprender y entender su funcionamiento.
- Investigación acerca de varios tipos de amplificadores valvulares disponibles en el mercado usados en guitarra eléctrica ofreciendo diferentes características para los músicos.
- Desglosar un amplificador por completo, diferenciando cada parte, comprender y estudiar el funcionamiento de modelos teóricos que usa este tipo de tecnología.
- Simular el amplificador mediante software SPICE comprobando y estudiando su comportamiento.

- Realizar el diseño y ensamblado, partiendo desde cero, de placas de circuito impreso, utilizando software de diseño y máquinas de control numérico.
- Construir un amplificador valvular práctico y viable, con dos canales de previo y algunos ajustes en el tono y volumen del sonido.
- Analizar el comportamiento del amplificador y familiarizarse con distintas herramientas y equipos de medida, comprobando tensiones, señales de entrada-salida, y respuesta en frecuencia de las partes más importantes del amplificador.

1.5. Temporización, costes y Diagrama de Gantt

Este proyecto se ha realizado en un tiempo total de tres meses. Hemos dividido todo el proceso en varias etapas en función del trabajo a realizar:

- Elección y delimitación del tema, planteamiento de objetivos y estudio de la materia. Comienzo de la memoria.
- Diseño del circuito electrónico.
- Diseño de las placas de circuito impreso en CAD.
- Simulación del circuito y estudio de comportamiento en SPICE.
- Elección de componentes y adquisición de todos los materiales necesarios.
- Modificaciones en el diseño de las placas.
- Ensayos y pruebas en CNC.
- Construcción final de las PCBs y acabado final.
- Soldadura de componentes electrónicos en las PCBs, instalación en el banco de pruebas y realización del cableado.
- Testeo del amplificador, localización de errores y modificaciones.
- Análisis en profundidad del amplificador.
- Ultimar las conclusiones y finalización de la memoria.

El coste del proyecto es difícil de calcular, pues hemos desechado material al realizar las pruebas en CNC, ha sido necesario la sustitución de algunos componentes electrónicos y algunos materiales estaban disponibles en el laboratorio (fusibles, cables, resistencias, etc). La mano de obra ha sido de gran envergadura. No obstante, podemos dar un precio aproximado de entre 400 y 500€. El tiempo invertido es alrededor de 80 horas.

Año	2021												2022			
Mes	Octubre		Noviembre				Diciembre				Enero					
Semana	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4		
Planteamiento y objetivos																
Memoria del proyecto																
Diseño del circuito																
Diseño PCBs																
Simulación																
Adquisición de componentes																
Modificaciones PCBs																
Ensayos y pruebas CNC																
Construcción PCBs																
Soldadura, banco de pruebas																
Errores y modificaciones																
Análisis																
Conclusiones																

Ilustración 3. Diagrama de Gantt

2. Diseño modular del amplificador

2.1. Estudio teórico

2.1.1. Válvulas de vacío

Existen varios tipos de válvulas según su cometido. Los principales son diodos, triodos, tetrodos y pentodos. El primero ideado fue el **diodo de vacío**, inventado por Fleming. Se constituye por un tubo de vidrio al vacío que contiene dos electrodos: cátodo y ánodo. Estos conectados a una diferencia de potencial permiten la emisión de electrones desde el cátodo (el cual se mantiene incandescente) hasta el ánodo a través del campo magnético formado en el interior del tubo. El paso de esta corriente se produce únicamente en ese sentido. Existen dos modelos de cátodo dependiendo de la forma de calentarse para facilitar la emisión de electrones. Estos son cátodo de caldeo directo (en el que el emisor es un simple filamento de tungsteno) y cátodo de caldeo indirecto (en el que el filamento está recubierto de óxido de bario e introducido por un pequeño cilindro de níquel eléctricamente aislados). [9, 22]

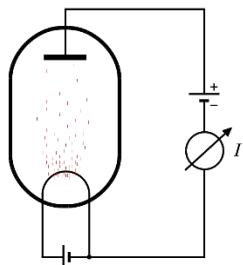


Ilustración 4. Diodo valvular

Años después, el físico Lee De Forest agregó una rejilla entre ánodo y cátodo. Se constituye por un conductor fino dispuesto helicoidalmente y muy próximo al cátodo alrededor de éste. Esta regula la corriente que pasaba de un electrodo a otro. De esta manera, las variaciones de tensión entre rejilla y cátodo corresponden a variaciones en la intensidad del circuito de ánodo. De esta manera se ideó el concepto de **triodo**. En el triodo podemos amplificar tensiones, corrientes o ambas (potencia). Si la tensión aplicada en la rejilla es nula, se comportará como un diodo. Podemos inyectar una señal eléctrica en una rejilla dando lugar a una variación de intensidad en el ánodo del triodo. Por tanto, si conectamos una resistencia de ánodo, obtenemos una variación de tensión.

Sin embargo, el triodo tiene algunos inconvenientes. Uno de ellos es la capacitancia entre rejilla y ánodo, que puede dar problemas a altas frecuencias a causa de realimentación. Esto nos provoca distorsión armónica por emisión secundaria. Para solucionar este problema, se inserta otro electrodo denominado rejilla pantalla dando lugar al **tetrodo**, desarrollado por Walter H. Schottky. Esta se sitúa entre la rejilla de control y el ánodo. Esta rejilla mantiene un potencial positivo respecto al cátodo. De esta manera obtenemos dos capacidades en serie, por tanto, la capacidad equivalente es menor. En el triodo es del orden de pico-faradios mientras que en el tetrodo es cien veces menor.

No obstante, tenemos que tener en cuenta los electrones secundarios. Dado que los electrones se dirigen al electrodo más positivo, existe gran parte de ellos que son atraídos por la rejilla de pantalla. Esto disminuye la corriente entre cátodo y ánodo y la eficiencia de la válvula. Para resolver este problema, gracias a Phillips/Mullard existe el tetrodo de haz dirigido. En este caso el bobinado de las rejas es alineado con precisión para que los electrones, formando haces atravesando la rejilla de control, puedan sobrepasar la rejilla de placa más fácilmente. Este diseño permite un mejor rendimiento y menor distorsión en armónicos que el pentodo. Uno de los diseños más importantes de tetrodo son las famosas válvulas 6L6/5881, las cuales se utilizan tanto en equipos de audio de alta fidelidad como en amplificadores de guitarra.

En el caso de los **pentodos**, añadimos otra rejilla más llamada rejilla supresora, obteniendo cinco electrodos. Esto se ideó en Holanda en la casa Phillips. Generalmente, esta rejilla se pone al potencial del cátodo (esta conexión puede ser interna). De esta manera se repelen los electrones secundarios nuevamente hacia el ánodo.

En este proyecto utilizaremos fundamentalmente triodos y pentodos. Triodos para las etapas del preamplificador e inversora de fase y pentodos para la etapa amplificadora final. Veremos esto en detalle más adelante.

Para estudiar el comportamiento de un triodo, debemos tener en cuenta algunos de sus parámetros. Estos pueden encontrarse en la hoja de características de cada válvula. Los más importantes son:

- **Factor de amplificación (μ)** mide la variación de la tensión de ánodo (V_a) en función de la tensión de rejilla de control (V_g) manteniendo la intensidad de ánodo (I_a) constante. Este factor es adimensional.
- **Conductancia mutua o pendiente (gm)** es el cociente entre la corriente de ánodo (I_a) y la tensión de rejilla de control (V_g) mientras la tensión de ánodo (V_a) es constante. Una conductancia alta significa que pequeñas modificaciones de tensión de rejilla provocan grandes variaciones en la corriente de ánodo.
- **La transconductancia o resistencia interna (R_i)** es la resistencia entre ánodo y cátodo a pequeños cambios en la tensión de ánodo.

La relación entre estos tres parámetros es la siguiente:

$$\mu = gm \cdot R_i$$

Para lograr un amplificador de voltaje con una válvula de vacío colocamos una resistencia en el ánodo (R_a) y otra en el cátodo (R_k). Alimentaremos el diseño mediante una fuente de tensión en la resistencia de ánodo. [4, 9].

2.1.2. Polarización de triodo

Básicamente existen tres sistemas comúnmente usados. Polarización fija, polarización por cátodo (cátodo bias) y escape de rejilla.

En el caso de Bias fijo se necesita alimentación auxiliar. Este método es el más usado en los pentodos.

Sin embargo, el más usado en los triodos y preamplificadores es el sistema de polarización por cátodo. En este sistema usamos una resistencia entre cátodo y masa, cuyo valor depende de la intensidad y el voltaje de trabajo que deseamos para la válvula.

El último sistema, el de la polarización escape de rejilla, es un tipo de montaje poco usado en amplificadores de baja potencia. Existe una pequeña intensidad de rejilla (microvoltios), que con una resistencia de gran valor puede provocar una diferencia de potencial suficiente para un valor V_{gk} adecuado [23].

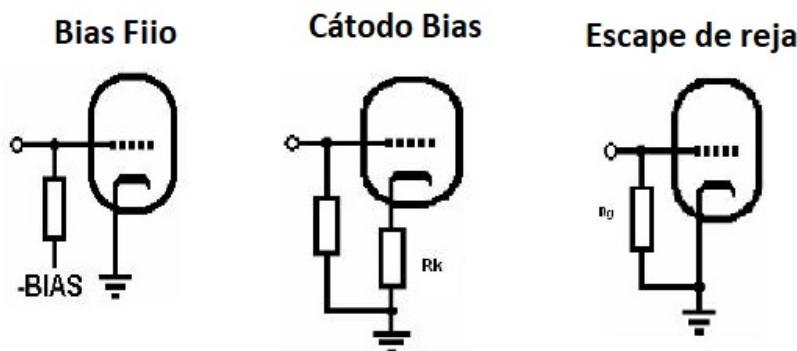


Ilustración 5. Sistemas de polarización de triodo

Veamos un ejemplo de polarización de un triodo usando una válvula ECC83 o 12AX7. Esta etapa preamplificadora corresponde, en concreto, a la primera etapa que usaremos en el canal de preamplificador del Canal 1 tipo Fender en nuestro amplificador.

Para ello estudiaremos, en el [anexo 2](#), la hoja de características de nuestra válvula proporcionada por el fabricante. Este nos muestra la gráfica de características para nuestro modelo. Calcularemos en esta la **recta de carga** y veremos el comportamiento de nuestra válvula para nuestra polarización. La ilustración 6 nos muestra los posibles valores que puede adoptar la tensión en el ánodo de nuestro triodo, según el máximo de corriente que atraviesa de ánodo a cátodo y el valor máximo de alimentación. [4]

En primer lugar, definiremos R_k a partir del valor de alta tensión que alimentarán nuestro circuito (en nuestro caso serán 380VDC), y la resistencia de ánodo R_a (en nuestro caso es de 100k Ω).

Para calcular R_k , debemos calcular la recta de carga, para lo cual hay que calcular I_a (la corriente que atraviesa la válvula) cuando V_{ak} (voltaje entre ánodo y cátodo) es igual a 0 V. Esta corriente será igual al valor de alta tensión dividido entre el valor de resistencia de ánodo R_a . Trazamos una línea recta de un eje al otro pasando por estos valores.

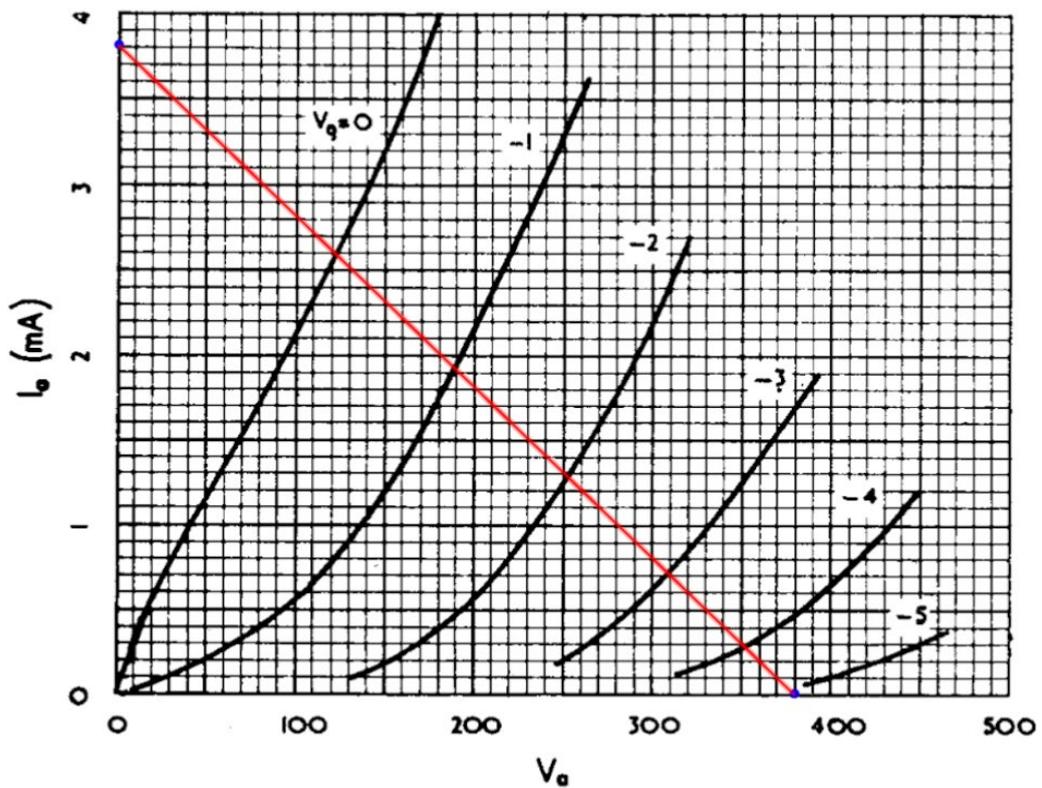


Ilustración 6. Ejemplo de recta de carga para ECC83

Ahora, para calcular la resistencia de cátodo o resistencia de carga R_k , debemos definir uno de estos tres valores: la corriente que atraviesa la válvula, la tensión de la rejilla, o la tensión del cátodo. Podemos concluir que, si la resistencia de carga R_k varía, la tensión estos tres parámetros también lo harán.

Existe un parámetro denominado **amplitud de frecuencia de corte**, que se produce cuando la parte positiva o negativa de la señal se recorta, debido a que llegamos a una tensión de bias máxima. Este corte depende de la resistencia de ánodo R_a . A mayor resistencia mayor recorte de la señal. [4]

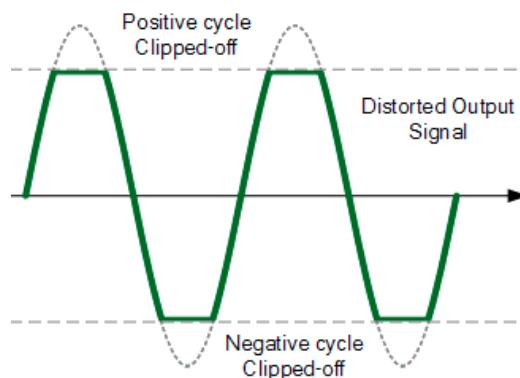


Ilustración 7. Fenómeno Cut-Off

Veamos un ejemplo: para nuestra primera etapa preamplificadora en el canal 1 de nuestro amplificador, tenemos una resistencia R_k de $1,5 \text{ k}\Omega$. Supongamos que queremos una tensión de cátodo de 2 V. Como no estamos inyectando señal de rejilla a la entrada de nuestro triodo y tenemos este punto referenciado a masa a través de resistencias, tenemos que $R_g = 0 \text{ V}$, por tanto, $R_{gk} = -2 \text{ V}$.

En el gráfico deberemos trabajar sobre la línea que corresponde a $R_{gk} = -2 \text{ V}$. El punto en el que se cruzan la línea de carga y la línea de -2 V será nuestro **punto de operación Q**. Este está definido por los valores I_a , V_a y V_{gk} .

A partir de este punto podemos saber la corriente que atraviesa nuestra válvula, comúnmente conocida como la corriente de ánodo I_a , y el valor de nuestra resistencia de cátodo.

$$I_a = (V_k - V_{gnd}) \cdot R_k = (2 \text{ V} - 0 \text{ V}) \cdot 1,5 \text{ k}\Omega = 1,33 \text{ mA}$$

Ahora calcularemos la tensión de ánodo. Para ello debemos restarle a la alta tensión la tensión que cae en la resistencia de ánodo R_a y la que cae en la resistencia de carga R_k .

$$\begin{aligned} V_a &= V_{ht} - (R_a * I_a) - V_{gk} = 380 \text{ V} - (100 \text{ k}\Omega * 1,33 \text{ mA}) - V_{gk} \\ &= 380 \text{ V} - 133 \text{ V} - (-2 \text{ V}) = 250 \text{ V} \end{aligned}$$

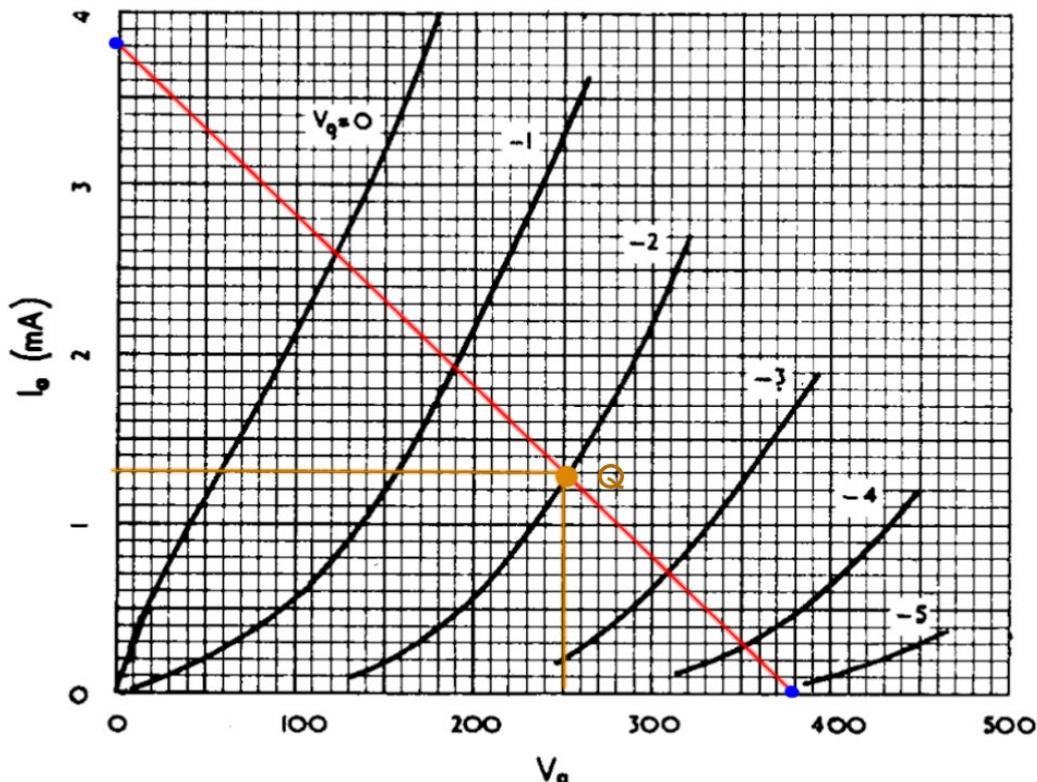


Ilustración 8. Ejemplo de punto de operación (ECC83)

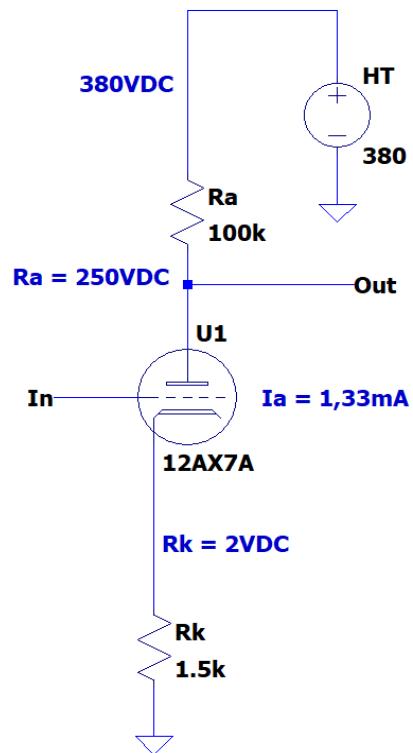


Ilustración 9. Ejemplo de polarización de un triodo (ECC83)

Para una tensión de entrada de rejilla V_g de 1 Vpp, habría una diferencia de tensión entre la rejilla y el cátodo V_{gk} de $\pm 1V$. Por tanto, tendríamos una tensión de ánodo entre

190 y 310V.

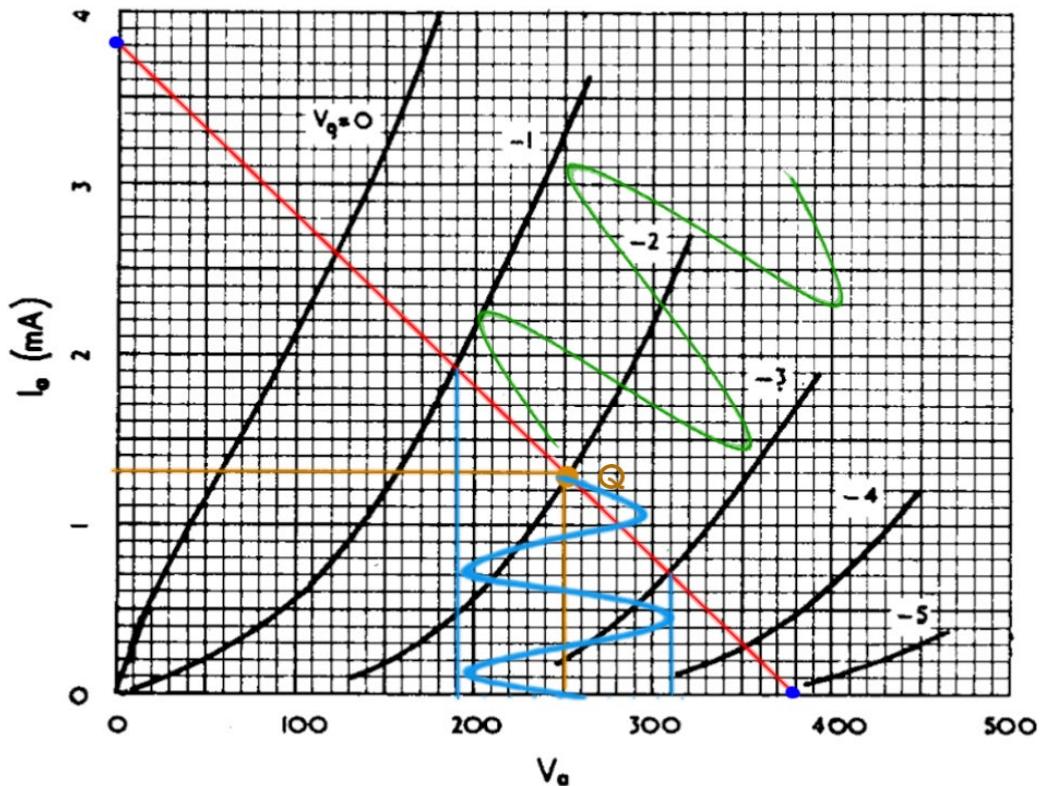


Ilustración 10. Ejemplo punto de operación y para tensiones de rejilla

2.1.3. Etapas de salida: Single Ended y Push Pull

¿Qué significan los términos *Push-Pull* (empujar y tirar) y *Single Ended* (un solo extremo)? Estos son los dos tipos de etapas de salida en el uso de amplificadores de guitarra. Estos términos se refieren a la topología del circuito y la manera de actuar de las válvulas de salida. La principal diferencia es que uno amplifica toda la señal en una sola válvula, y el otro divide la señal en tensiones positivas y negativas para que las dos válvulas se repartan el trabajo. [26]

2.1.3.1. Etapa tipo Push Pull (Clase AB)

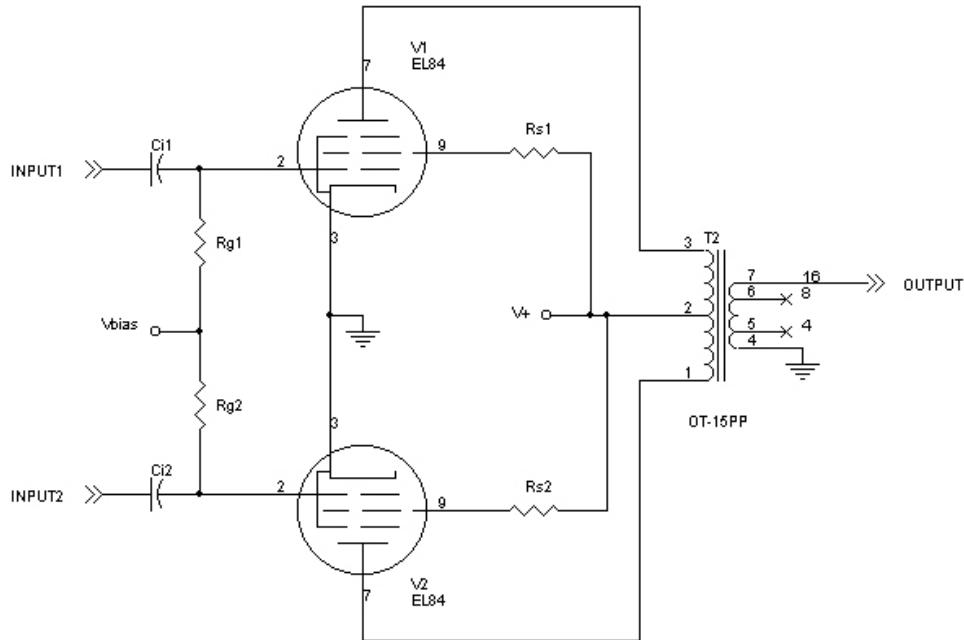


Ilustración 11. Etapa tipo Push-Pull

En un amplificador con topología *Push Pull*, la fuente de alimentación está conectada a la toma central del transformador (tap central) y cada una de las válvulas se conectan a los extremos superior e inferior del bobinado primario del transformador. Esto permite que las válvulas trabajen en ciclos alternos en la forma de onda de entrada, y cada parte del transformador actúe como resistencia de ánodo. Es, por tanto, que en este tipo de amplificadores se necesitan al menos 2 válvulas, aunque también se suelen usar 4. Se pueden conectar más, seis o incluso ocho válvulas de salida para amplificador de mayor potencia (*Push-Pull Parallel*).

Una etapa *Push-Pull* puede ser de clase A, donde la corriente fluye en ambas válvulas durante todo el ciclo de entrada (pero en direcciones opuestas en el transformador de salida, por lo que suman en fase en el bobinado del transformador de salida, mientras que la corriente continua de polarización de compensación DC se cancela para evitar la saturación del núcleo, y permitir el uso de núcleos más pequeños), o clase AB, donde la corriente fluye de manera alternativa en ambas mitades, pero menos de un ciclo completo en cada una, o clase B, donde la corriente fluye solo la mitad del tiempo en cada válvula. La mayoría de los diseños son de clase AB sesgada para obtener eficiencia y potencia de salida con distorsión de cruce mínima (pero no necesariamente el mejor tono).

Otra ventaja es que hay poca o ninguna corriente DC no balanceada en el bobinado del transformador de salida si los tubos están emparejados y la etapa de salida balanceada, pues la corriente fluye en direcciones opuestas en cada válvula, y se anulan entre sí. Por lo que permite un transformador más pequeño (con menos hierro, lo que se traduce en más barato).

Incluso los armónicos de orden y los productos de distorsión generados en la etapa de salida se cancelan (alta fidelidad). Esto no es siempre deseado por los guitarristas, como ya hemos comentado anteriormente.

También puede cancelarse el zumbido de la fuente de alimentación, lo que permite al diseñador integrar menos filtros en la fuente. Esta etapa generalmente se recorta simétricamente, lo que resulta en una distorsión armónica más extraña.

Una posible desventaja en la operación de clase AB o clase B es que la corriente de suministro DC cambia drásticamente entre la señal apagada y completa, por lo que requiere un filtrado más pesado para evitar el “*sag*” (hundimiento del suministro), a menos que eso sea lo que estemos buscando. [26]

2.1.3.2. Etapa tipo Single Ended (Clase A)

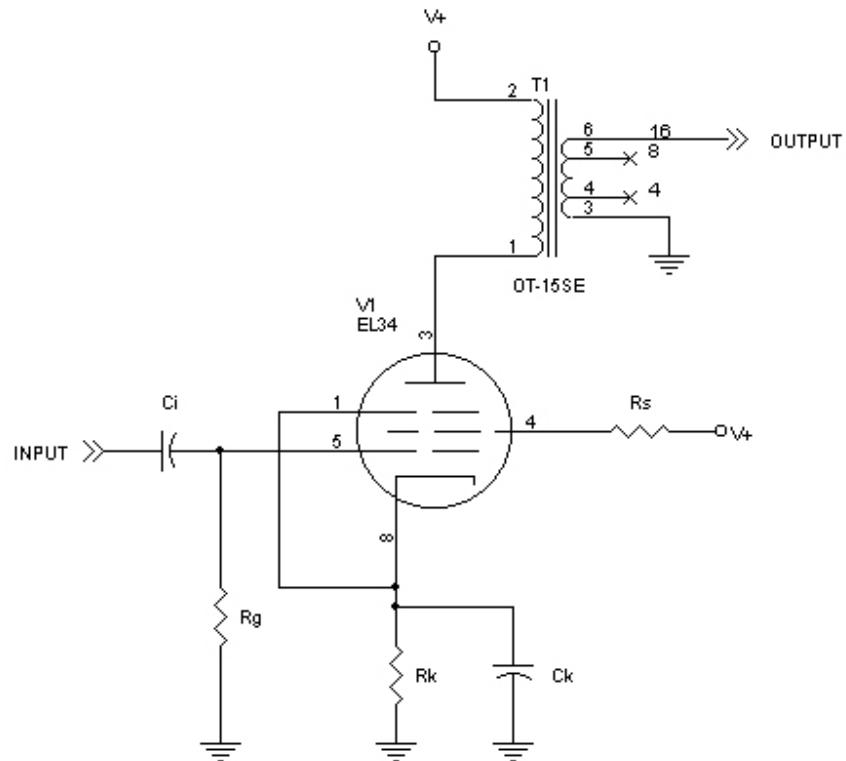


Ilustración 12. Etapa tipo Single Ended

Una etapa de salida de amplificador de guitarra Single Ended es generalmente de clase A, para conseguir la máxima potencia de salida sin llegar a distorsionar. El bobinado primario del transformador de salida no tiene ninguna toma central, únicamente tiene dos conexiones (los dos extremos del bobinado). Una conexión va a la fuente de alimentación y la otra al ánodo de la válvula o válvulas de salida. Las válvulas también se pueden conectar en paralelo para obtener más potencia, como en una etapa Push-Pull, lo que se denomina “Parallel Single-Ended”.

La etapa Single-Ended es el tipo utilizado en el clásico amplificador de guitarra Fender Champ y en millones de radios y televisores antiguos. Está regresando a las válvulas de vacío destinadas al audio de alta gama en forma de etapa de triodo Single-Ended, que es lo último en reproductores de sonido de alta fidelidad. Algunas empresas están empleando esto en sus modelos. [2, 7, 18]

Es eficiente y genera buen sonido, produciendo niveles de potencia muy bajos en comparación con las etapas *Push-Pull*. Otro problema es que el transformador de salida debe manejar corriente continua DC. Por ello el transformador debe ser muy grande y costoso, y debe separarse para evitar la saturación del núcleo.

Una desventaja de este tipo de amplificador es que incluye el zumbido de la fuente de alimentación, que exige un filtrado mejor, sin rechazo de los armónicos de orden par (más agradables al oído que los de orden impar). [21]

Por todas estas cuestiones, en este tipo de etapa de salida tenemos un tono diferente, en comparación con las etapas *Push-Pull*.

2.1.4. Amplificadores de guitarra valvulares históricos

Para la construcción de nuestro amplificador debemos tener en cuenta que un amplificador se compone de distintas etapas. Antes de estudiar cada etapa vamos a ver algunos modelos de amplificadores en los cuales basaremos nuestro circuito.

Desde hace décadas, en la industria de las guitarras eléctricas siempre se han distinguido dos marcas históricas: Fender y Marshall. Cada una mantiene un sonido distinto, tanto para guitarras eléctricas como para amplificadores de las mismas. Es por ello que elegiremos dos amplificadores de estas marcas para basar nuestro diseño. A la hora de hablar de la música moderna, en concreto los géneros blues, rock y pop, los amplificadores Marshall son conocidos por tener un sonido más “agresivo”, “gordo” y una distorsión distinguida. Este sonido recuerda sobre todo a grupos hard rock de los 80 como Guns and Roses, AC/DC, Eddie Van Halen, Gary Moore, etc.

Sin embargo, los amplificadores Fender se distinguen por su sonido brillante, sus sonidos limpios y distorsiones “chillonas”. Podemos encontrar usando estos amplificadores a varios artistas como Chuck Berry, Jimi Hendrix, Keith Richards.

Ya que hablamos de marcas debemos mencionar también los amplificadores Vox con sus famosos AC30 y su sonido peculiar que recuerda desde el rock británico de Brian May de Queen, The Edge de U2 hasta Los Beatles. Los amplificadores Orange, con sonido algo similar a los amplificadores Fender también tuvieron su “boom” con artistas como B.B. King, Stevie Wonder, Jimmy Page, etc. [10]

Todo esto por supuesto, depende de cada oído y hay mucha variedad de combinaciones y géneros distintos en los que se usan una marca u otra. Incluso los propios guitarristas usaban (y usan) distintos modelos y marcas de amplificadores según el sonido deseado.

Nosotros nos centraremos en los dos más famosos: Fender y Marshall.

2.1.4.1. Fender Twin Reverb 65'

Dentro de los amplificadores Fender, existen dos tipos básicos. Los Blackface y los Silverface. Estos nombres vienen del color de la chapa frontal donde montan los mandos de control o potenciómetros. Los Blackface se fabricaron durante los años sesenta y los Silverface durante los setenta. El Fender Twin Reverb 65' en concreto es un modelo que pertenece a la serie BlackFace, original del año 1965. Es un amplificador completamente a válvulas de 85W rms a 4 ohmios. Se usan dos altavoces de 12" (réplica de los originales Jensen) y tiene 2 canales, además de reverb, vibrato y pedal para pulsadores. [5]



Ilustración 13. Amplificador Fender Twin Reverb 65'

Nosotros hemos escogido este amplificador pues uno de los canales mantiene un sonido limpio muy propio de Fender. Uno de nuestros previos se basará en este modelo en concreto.

2.1.4.2. Marshall JCM800

Existen varias series, entre ellas la 2203 (monocanal de 100W), 2204 (monocanal de 50W), y 2205, 2210 (bicanal con diode clipping).

Este amplificador fue el primero con *Master Volume*. Esto permitió una distorsión poderosa a bajos niveles de salida. Se hizo famoso en 1981 con las iniciales de Jim Marshall. Su diseño es similar a los clásicos Marshall, pero más agresivo, destinado a high-gain. Se convirtió en la elección por excelencia de los guitarristas de hard rock y metal de los 80's. Entre ellos Slash de Guns n Roses, Kerry King de Slayer, Tom Morello de Rage Against the Machine, etc. [10]



Ilustración 14. Amplificador Marshall JCM800

Nos basaremos en el circuito de este amplificador a la hora de diseñar nuestra etapa de potencia y otro canal más de previo. Por tanto, tendremos dos canales (uno basado en el

Fender Twin Reverb 65' y otro basado en el Marshall JCM800) y una etapa de potencia (basada en la etapa de potencia del Marshall JCM800).

2.2. Descripción del sistema completo

Una vez introducidos todos los términos anteriores procedemos con el diseño del esquema de nuestro amplificador.

Lo primero que haremos será desglosar nuestro amplificador en un diagrama de bloques para decidir en cada punto qué es lo que nos conviene en base a qué sonido y prestaciones queremos conseguir.

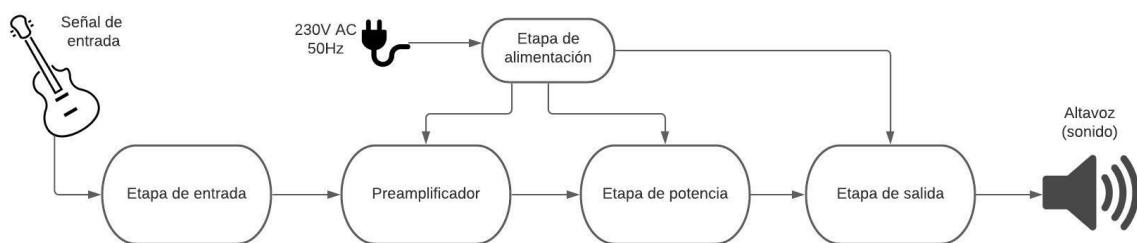


Ilustración 15. Diagrama de bloques amplificador general

Comenzamos con un sencillo diagrama de bloques que se descompone en etapa de entrada, preamplificador, etapa de alimentación, etapa de potencia y etapa de salida.

La señal sale desde las pastillas de la guitarra, que recogen las vibraciones de las cuerdas y las convierten en una pequeña señal eléctrica, del orden de milivoltios, gracias a la inducción magnética. Esta señal eléctrica se inyecta en la etapa de entrada. Aquí la señal se adapta en impedancia y es referenciada a masa, para entrar al preamplificador. En la etapa preamplificadora, la señal obtiene otra amplificación y características tonales a través de diversas etapas, para conseguir una señal lo bastante potente como para entrar en la etapa de potencia y conseguir finalmente una señal muy amplificada. Para adaptar las impedancias, en la etapa de salida, un transformador preparará esta señal para ser recibida, por nuestro altavoz de baja impedancia y conseguir nuestro sonido a gran potencia.

Estudiaremos este proceso de diseño más detenidamente. Para ello, debemos tener varias consideraciones. Hemos decidido que sería un amplificador de dos canales. Para que sea un amplificador versátil en relación a usar diferentes sonidos, elegiremos uno de los canales para una señal limpia, con poca distorsión y sonido lo más natural posible. Elegimos el preamplificador del *Fender Twin Reverb 65'* por sus características de sonoridad sin distorsión y gran volumen.

Por el segundo canal, queremos un sonido más potente, con distorsión y agradables armónicos. Para ello elegimos el preamplificador del *Marshall JCM800*.

Decidimos que nuestro amplificador tenga una etapa tipo *Push-Pull*, pues nos ofrece varias características, que nos parecen más atractivas para el uso que le daremos.

Por ello nos basaremos en la etapa de potencia del propio *Marshall JCM800*. Esto conlleva usar una etapa de alimentación, y una etapa de salida convenientes para este cometido. Finalmente tendremos un diseño muy parecido al *JCM800*, con alguna modificación en la electrónica, y con la opción de usar un *Fender Twin Reverb 65'* como canal limpio.

Nos queda, por tanto, un diagrama de bloques de la siguiente manera:

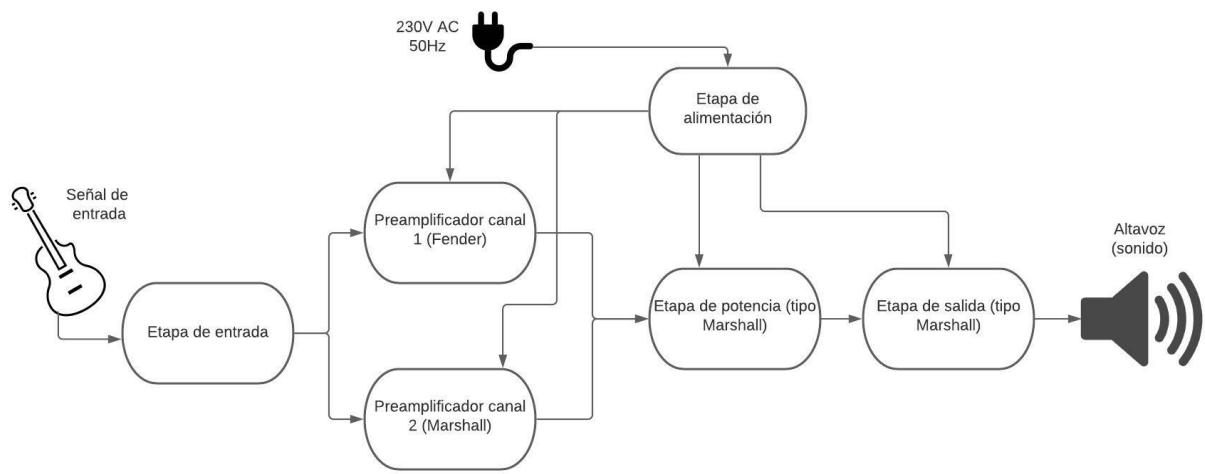


Ilustración 16. Diagrama de bloques del amplificador

Una vez decidido todo el diseño, estudiaremos el esquema más detalladamente. Para ello vamos a desglosar nuestro diagrama de bloques explicando cada una de las etapas de nuestro amplificador.

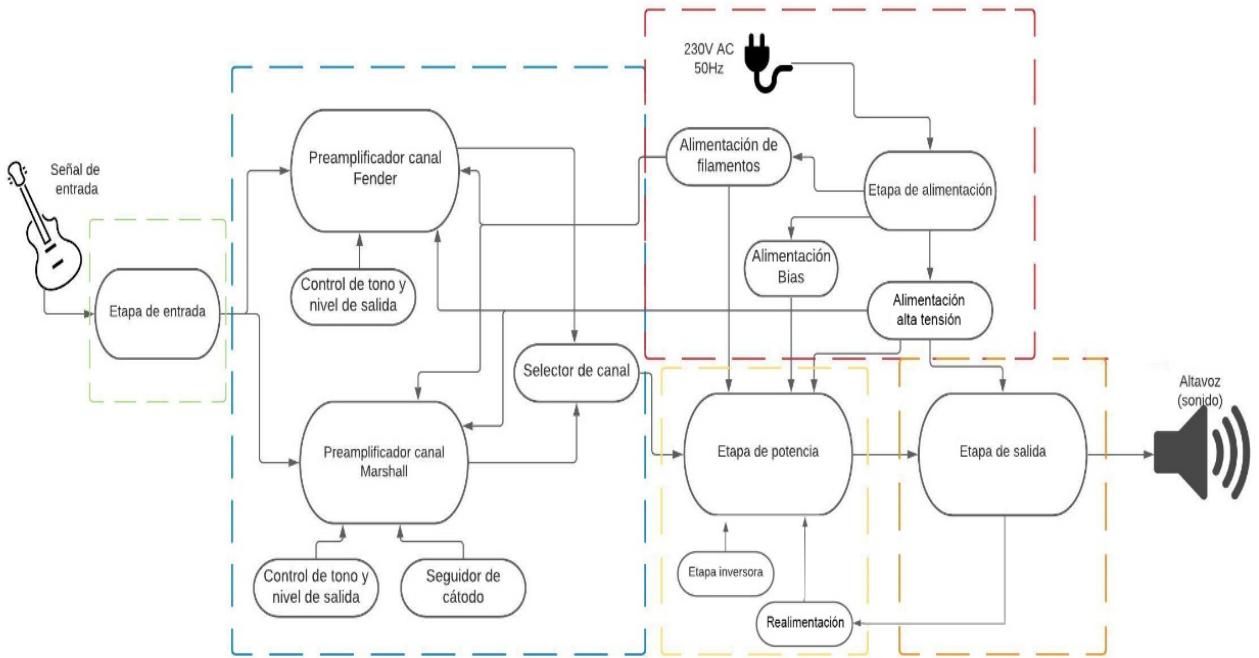


Ilustración 17. Diagrama de bloques desglosado del amplificador

Podemos fijarnos en la ilustración 17 que tenemos una zona de etapa de entrada rodeada de color verde. En ella se prepara la señal procedente, en nuestro caso, de las pastillas de la guitarra. Se adapta en impedancia y referida a masa, lista para las siguientes etapas.

La línea discontinua de color azul nos muestra la etapa preamplificadora, en la que obtenemos los dos canales, *Fender* y *Marshall*. Cada uno de los canales tiene su propio control de tono. A la salida de los dos canales, tenemos un selector, que activaremos de forma manual a través de un conmutador, aunque podría añadirse un pedal de conmutación.

La zona de alimentación está rodeada por la línea discontinua roja. En ella, la principal etapa es la de alimentación. A partir de ella podremos alimentar cada una de las zonas de nuestro proyecto. Contamos en esta etapa con un transformador de alimentación para conseguir esta energía a través de la señal de red 230V AC 50Hz.

En el bloque de alimentación, podemos distinguir las subetapas de: alimentación para los filamentos de las válvulas; alimentación de la polarización fija de las válvulas de potencia, y la alta tensión para alimentar cada uno de los ánodos de nuestras válvulas.

Exceptuando los filamentos de las válvulas, que conectaremos directamente al transformador de alimentación en alterna, con su correspondiente bobinado, todas las demás tensiones deberemos de rectificarlas y filtrarlas.

En la etapa de potencia, rodeada por una línea discontinua de color amarillo, tenemos también nuestra etapa inversora de fase, para separar la señal en parte positiva y parte negativa para que cada válvula de salida trabaje con una parte de la señal en nuestra etapa de potencia.

En la etapa de salida contaremos con un transformador, para juntar las dos señales en contrafase, y conseguir una señal con la suma de estas dos, a modo de *Push-Pull*. Contaremos, entonces, con una señal preparada para nuestro altavoz. Es necesario una gran adaptación de impedancias en el transformador, pues las válvulas cuentan con impedancias de salida de varios $k\Omega$ superiores a la impedancia de nuestro altavoz, de entre 4 y 16 ohmios normalmente, y para maximizar la potencia de salida, las impedancias deben coincidir.

Una vez explicado nuestro diagrama de bloques, estudiaremos cada parte por separado.

Realizaremos algunas simulaciones usando el software *LTS defense*, con el cual podremos estudiar gráficas y resultados aproximados. Debemos comentar que, para el modelo de válvulas usado en *LTS defense*, tenemos una gran distorsión, de modo que en algunas ocasiones se han usado señales de pequeño valor del orden de milivoltios para mostrar adecuadamente los resultados, mientras que en una guitarra eléctrica la señal de salida suele ser de entre los 100 y 350 mV.

2.3. Bloque de alimentación

En este bloque nos centraremos en la alimentación de todas y cada una de las partes de nuestro amplificador. Denominamos todo el bloque como etapa de alimentación, la cual se divide en varias partes, según qué debe alimentar: filamentos, Bias de los pentodos de las válvulas de potencia, filtrado de la alimentación, y etapa de rectificado.

2.3.1. Transformador de alimentación

Usaremos el modelo 290GX de la marca *Hammond Manufacturing*. Este transformador será perfecto por las tensiones que nos ofrece en cada uno de sus bobinados. Podemos ver estas tensiones en la ilustración 40.

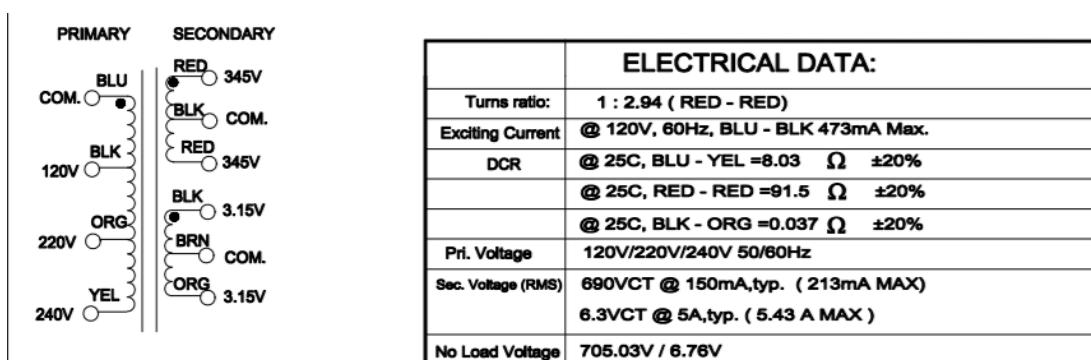


Ilustración 18. Conexiones transformador de alimentación

Además, tenemos la opción de usarlo con 120VAC, o 220VAC. En España tenemos 240VAC en la tensión de red doméstica. Por tanto, usaremos el terminal azul (común) y el amarillo (240VAC) para conectar nuestro primario a nuestra red eléctrica.

Tenemos dos bobinados secundarios. Uno de ellos está formado por tres terminales. Entre los extremos de su bobinado tenemos 690VAC, y desde cada uno de ellos tenemos 345VAC hacia el tercer terminal, que será el común entre ellos. Este terminal común lo conectaremos a la tierra de nuestro circuito. De esta manera referenciaremos la alta tensión a tierra.

Usaremos este bobinado para la alimentación de nuestra **alta tensión**. Estos dos cables rojos, por tanto, irán conectados a nuestra placa de alimentación para convertir en corriente continua DC.

El otro bobinado que tenemos en nuestro secundario está compuesto por dos terminales en los extremos y un común entre ellos. Entre cada uno de ellos al común hay 3,15VAC y entre ellos hay por tanto 6,3VAC.

Usaremos este bobinado para alimentar los **filamentos** de todas las válvulas que usaremos en nuestro circuito. El terminal común lo conectaremos a tierra para referenciar.

Por último, fijarnos bien en que las intensidades que son capaces de proporcionarnos estos bobinados son las correctas y sobrepasan lo necesario para nuestro amplificador. Para ello miramos la hoja de características y comprobamos 150 mA en el bobinado secundario de alta tensión y 5A en el bobinado secundario que utilizaremos para los filamentos. Estamos dentro de lo deseado, por tanto, nuestro transformador no se calentará en exceso y no correremos riesgos de que se queme nada.

2.3.2. Alimentación de filamentos

La alimentación de filamentos se consigue directamente del transformador de alimentación, con un bobinado que nos entrega 6,7 V de diferencia de potencial entre los extremos, con un terminal común entre estos dos extremos, con el que podremos referenciar estos voltajes a la tierra de nuestro amplificador.

2.3.3. Alimentación de alta tensión y bias

A la hora de implementar nuestras PCBs, hemos decidido diseñar una única PCB que contenga la parte de alimentación de alta tensión (HT o B+) y la alimentación de bias para nuestras válvulas de potencia.

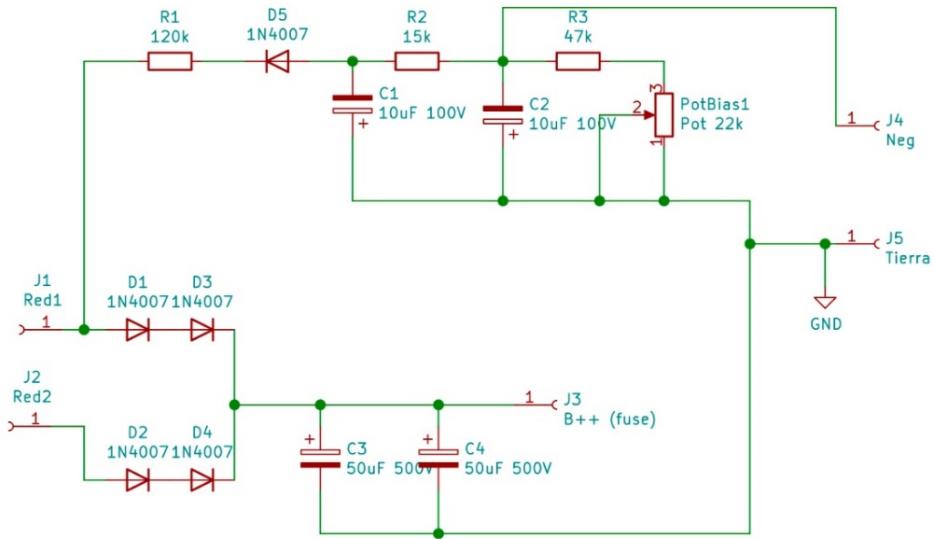


Ilustración 19. Circuito de alimentación de alta tensión y bias

En primer lugar, conectaremos los dos terminales J1 y J2 a los terminales de alta tensión de nuestro transformador de alimentación, en los cuales tendremos una diferencia de potencial de 660VAC entre ellos. En esta bobina del transformador de alimentación, tenemos un terminal común entre estos dos extremos que conectaremos a tierra para referenciar nuestra tensión. A la entrada de nuestro esquema tenemos que dividir el circuito en dos partes con su correspondiente rectificado de tensión en cada parte:

La parte superior estará destinada a la alimentación de bias. Primero realizamos rectificado gracias a nuestro diodo D5. A través de las resistencias R1, R2 y R3 obtenemos una buena base de la que partir para conseguir nuestro voltaje deseado. A través del potenciómetro de $22\text{k}\Omega$, consiguiendo un divisor de tensión, realizamos un ajuste preciso para obtener el voltaje deseado y así poder polarizar las dos válvulas EL34 en la etapa de potencia. Este potenciómetro estará en el interior de nuestro amplificador y no deberemos tocarlo, a no ser que sea necesario un ajuste de bias o un reemplazo de las válvulas. No tendremos acceso desde el exterior del amplificador.

Debemos fijarnos que los condensadores de filtrado en este caso están conectados con la masa de nuestro circuito, terminar J5, en el lado positivo de los condensadores. Esto es debido a que nuestro voltaje de bias, que conectaremos mediante J4, será negativo.

Finalmente, gracias al potenciómetro, oscilamos entre alrededor de -30 y -65 V. En el caso de nuestro circuito, ajustaremos el valor a -57V.

En la parte inferior del esquema tenemos el correspondiente a nuestro circuito para alta tensión B+. Esta tensión será de casi 470VDC.

Tenemos un rectificado a través de puente de diodos gracias a D1, D3, D2 y D4. Los condensadores C3 y C4 nos harán un filtrado de tensión.

NOTA: Es muy importante, si probamos y vamos a manipular el circuito con las válvulas desconectadas, descargar la alta tensión que se almacenará, tanto en los condensadores C3 y C4, como en los condensadores de filtrado de alta tensión que tenemos en nuestra etapa de potencia. Como veremos más adelante, estos condensadores están en paralelo con C3 y C4. Es necesario descargar esta tensión debido a que, al no estar las válvulas conectadas, no hay ninguna resistencia entre masa y alta tensión. Para ello usaremos alguna resistencia de $110\text{k}\Omega$ o $220\text{k}\Omega$. Comprobamos con el multímetro con el amplificador apagado y desconectado de la red que no haya tensión almacenada en ningún punto y ya podríamos manipular. [15]

Tendremos nuestro punto de alta tensión B+ en J3, al cual conectaremos un fusible de 500 mA para más seguridad. En la salida de este fusible ya podremos conectar la alta tensión a las PCBs de la etapa de potencia y de los preamplificadores de cada canal.

2.4. Etapa de entrada

Esta etapa es la encargada de adaptar las impedancias de nuestra señal y referirla a masa. Para referir la señal a masa tenemos una resistencia de $1\text{M}\Omega$ entre la señal de entrada y la masa del circuito y una resistencia de $68\text{k}\Omega$ que se denomina “Resistencia Stopper”, que ayuda, sobre todo, a evitar oscilaciones.

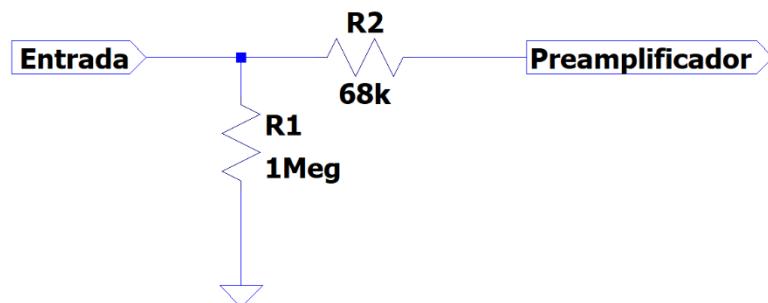


Ilustración 20. Circuito etapa de entrada

Esta etapa es tan sencilla, que la uniremos a cada una de las etapas de preamplificación.

2.5. Preamplificadores

2.5.1. Preamplificador Canal 1 tipo Fender

En esta etapa, usaremos dos triodos para dos subetapas preamplificadoras. Entre cada una de ellas tenemos un control de tono, y un control de nivel de señal (volumen/ganancia).

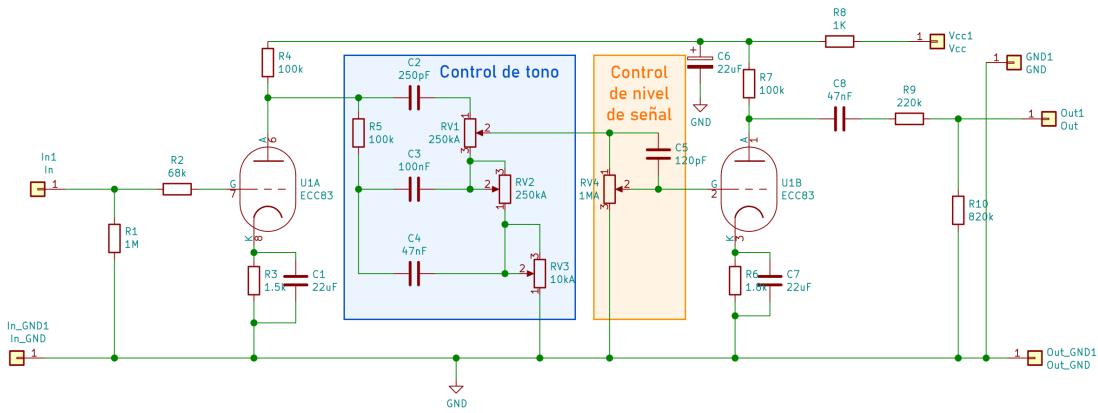


Ilustración 21. Preamplificador Canal 1 tipo Fender

Para la polarización de los triodos tenemos las resistencias R3 y R6 y los condensadores C1 y C7, junto con las resistencias de ánodo R4 y R7, que reciben la tensión principal que llega del punto B+ (Vcc), procedente de la PCB que se encarga de la alimentación de nuestro amplificador y definen la recta de carga. Esta tensión es filtrada por C6. R4, R8 y R7 funcionan como un divisor de tensión para obtener el voltaje deseado en cada triodo. En este caso tenemos los dos triodos iguales, procedentes de una sola válvula (ECC83), por tanto, R4 y R7 tienen el mismo valor.

En el control de tono tenemos varios filtros pasivos a través de condensadores y resistencias regulables a través de potenciómetros que ajustamos desde el panel principal de nuestro amplificador. Esta es una geometría denominada tipo FMV. [4, 21]

El control de nivel de señal nos permitirá (a través de una otro potenciómetro RV4 de $1M\Omega$), que llegue más o menos señal a la siguiente etapa amplificadora, permitiendo así un control de ganancia y volumen procedente de nuestro preamplificador Canal 1 tipo Fender.

Por último, tenemos el condensador de acople C8, donde se elimina la componente de tensión continua, y las resistencias R9 y R10 para atenuar y referenciar a masa.

2.5.1.1. Control de tono Canal 1 tipo Fender

A continuación, realizaremos algunas pruebas en simulación usando el software *LTS spice*. [12] Obtenremos la respuesta en frecuencia para distintas amplitudes en la salida de control de tono. Este punto corresponde con el nodo al cual está conectado el primer terminal del potenciómetro de *Level*.

Debemos tener en cuenta que el 50% del valor de los potenciómetros, no corresponden a la mitad de su recorrido, pues estos potenciómetros tienen una respuesta logarítmica.

Inyectaremos en la entrada del amplificador una señal senoidal de 5 mV.



Ilustración 22. Respuesta en frecuencia. Todos los potenciómetros al 100% de su valor.

Podemos observar en ilustración 20, que con los potenciómetros del panel de control correspondientes al control de agudos, medios y graves (*Treble*, *Middle* y *Bass*) girados al 100%, tenemos más nivel de amplitud en graves y agudos, mientras que la atenuación en medios se sitúa en torno a los 280 Hz.

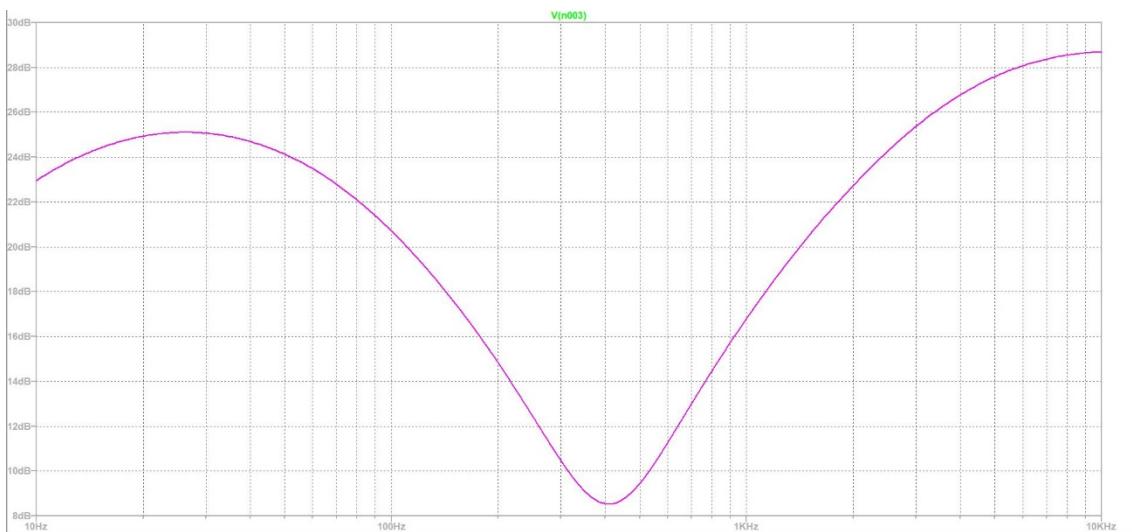


Ilustración 23. Respuesta en frecuencia. Todos los potenciómetros del Tone Stack al 50% de su valor

Puede verse en la ilustración 21 que con los tres potenciómetros (*Treble*, *Middle* y *Bass*) al 50% de su valor, obtenemos una atenuación alrededor de 2 dB en la zona de graves respecto a la anterior gráfica con los potenciómetros girados al 100%. En la zona de

agudos tenemos una atenuación de 1dB aproximadamente en relación a la anterior gráfica. La atenuación en frecuencias medias se desplaza hacia los 400Hz.

A continuación, puede verse el comportamiento de cada potenciómetro por separado en la ilustración 22. Para ello pondremos los demás potenciómetros al 50% de su valor. Usaremos una señal senoidal de 5 mV y 1kHz. Generaremos un trazo en la gráfica para cada uno de los cinco valores de un mismo potenciómetro.

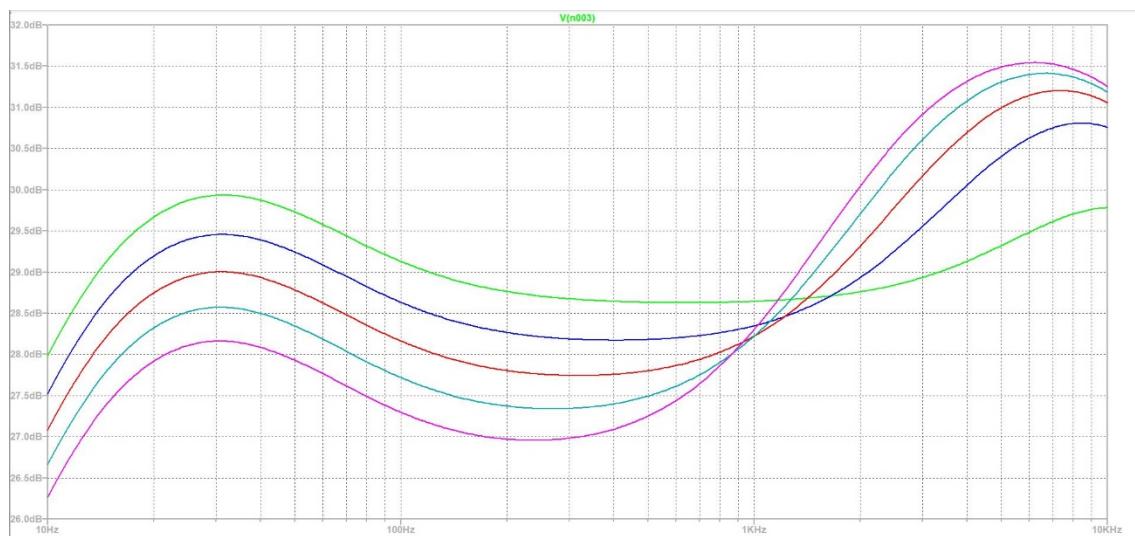


Ilustración 24. Respuesta en amplitud. Treble: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (250kΩ)

Podemos observar en la ilustración 22, para el control *Treble* (de frecuencias agudas), que existe una atenuación en las frecuencias graves, en torno a los 400 Hz. Como podemos comprobar la curva varía en torno a los 6 kHz.

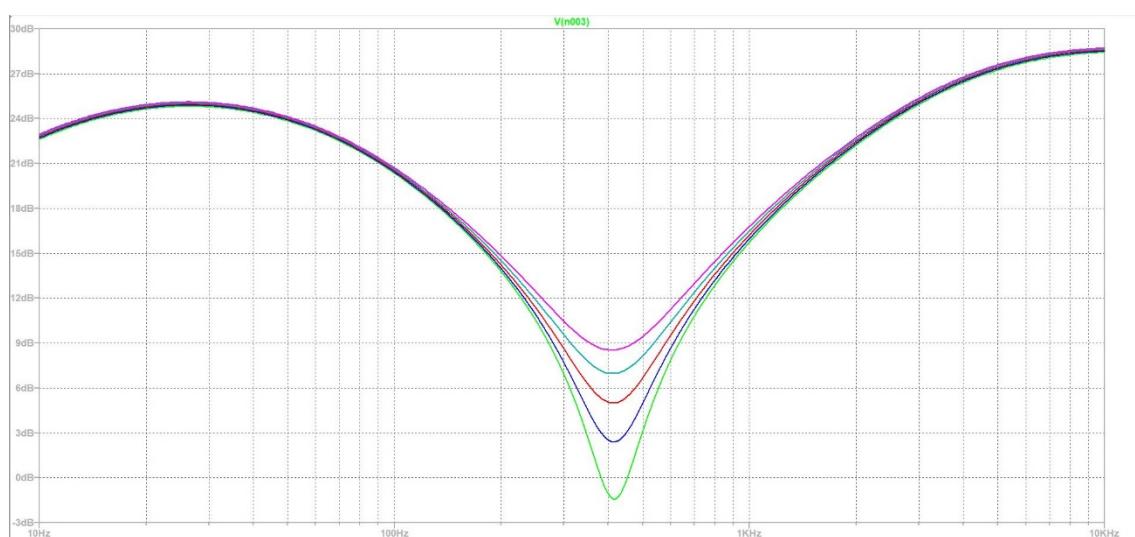


Ilustración 25. Respuesta en amplitud. Middle: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (250kΩ)

Para el caso del control de frecuencias medias, observamos en la figura 23 una atenuación en torno a los 420 Hz, con un ancho de banda entre 200 Hz y 1 kHz.

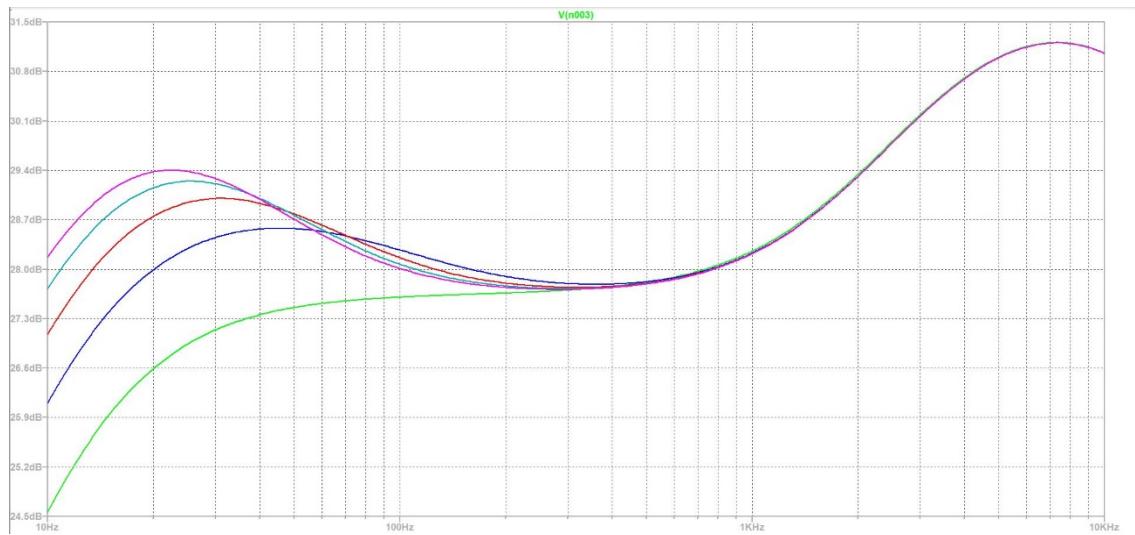


Ilustración 26. Respuesta en amplitud. Bass: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (10kΩ)

En este control podemos identificar, en la ilustración 24, un filtro situado entre los 20 Hz y los 150 Hz, sin modificar demasiado las demás frecuencias medias y agudas.

En cualquiera de los casos podemos ver que la respuesta logarítmica de los potenciómetros. Entre el primer valor (1%) y el segundo (25%) existe más diferencia que entre el cuarto (75%) y el quinto (100%). Por ello, debemos usar potenciómetros logarítmicos.

2.5.2. Preamplificador Canal 2 tipo Marshall

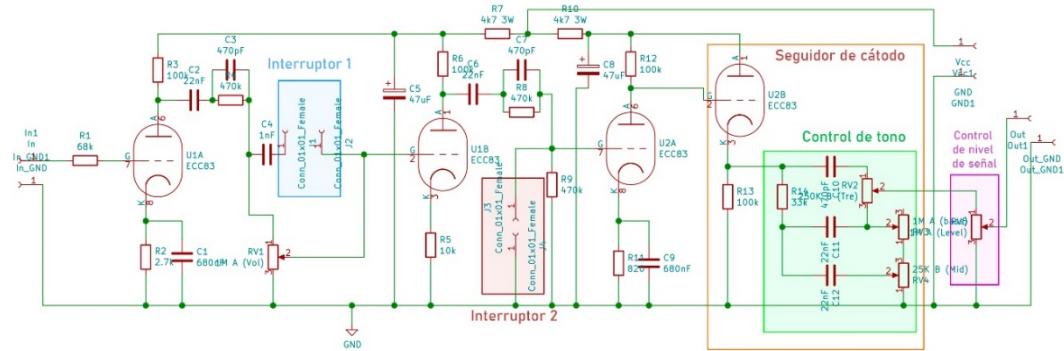


Ilustración 27. Preamplificador Canal 2 tipo Marshall

Como se puede observar en el esquema, todos los triodos están polarizadas por las resistencias R2, R5, R11, los condensadores C1, C9, y las resistencias de ánodo R3, R6, R12. Estas últimas resistencias son idénticas en todos los triodos y funcionan como un

divisor de tensión. En el último triodo podemos observar un esquema de seguidor de cátodo. Tenemos los condensadores de acople C2, C4 y C6. Tanto la red que forman C3 y R4 como la que forman C7 y R8, funcionan transforman el tono de nuestra señal para adaptar el brillo.

A diferencia del preamplificador del canal 1 tipo Fender, en este caso tenemos el control de ganancia justo después del primer triodo, y justo después del control de tono, tenemos un control de nivel de señal. Estos se ajustarán a través de potenciómetros conectados a masa que entregará a las etapas posteriores más o menos señal.

Contamos con el condensador C8 para filtrar nuestra tensión de alimentación.

Tenemos dos interruptores en nuestro circuito. El interruptor 1 nos ayudará a que la señal entre hacia la rejilla del triodo con mayor brillo. Equivale a un filtro paso alto. Este interruptor lo conectaremos de forma permanente en el circuito. El interruptor 2 conecta la rejilla del tercer triodo a masa, esto nos permitiría activar el amplificador en “modo reposo”. Esta última opción no nos interesa demasiado de momento. Por tanto, no conectaremos este interruptor y dejaremos los terminales libres.

2.5.2.1. Seguidor de cátodo

Como podemos apreciar en el esquema, en el cuarto triodo tenemos un seguidor de cátodo (*Cathode Follower*). Esto se usa en muchos amplificadores a válvulas para varias tareas. Por ejemplo, para los envíos de Send de los loops de efectos, micrófonos a válvulas, o en nuestro caso para la preparación de la señal para un Tone Stack (control de tono).

Lo particular de este montaje es su **baja impedancia de salida** y su **ganancia en intensidad**. Una de las diferencias con el cátodo común es que el seguidor catódico no amplifica tensión. De hecho, su ganancia es menor que la entrada, del orden de 0,95 generalmente. [4]

Comprobaremos en el software de simulación el comportamiento de esta parte del circuito. Para ello inyectaremos en la entrada del amplificador una señal senoidal de 10mV pico a pico y 1kHz. Mantenemos el potenciómetro de ganancia al 50% de su valor, el potenciómetro de Level al 50% y los interruptores de brillo abiertos.

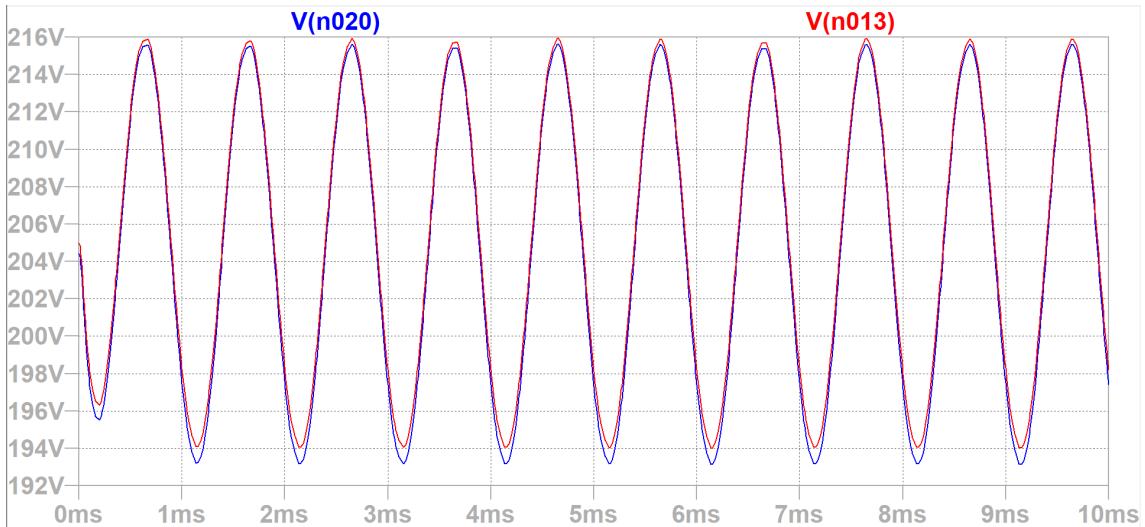


Ilustración 28. Tensión a la entrada (color rojo) y a la salida (color azul) del Cathode Follower

En la anterior gráfica el trazo de color rojo corresponde a tensión de rejilla V_g que entra al triodo principal del Cathode Follower. El trazo de color azul corresponde a la tensión de cátodo V_k , que correspondería a la salida del Cathode Follower.

Podemos apreciar, como hemos comentado, que la salida mantiene una atenuación despreciable respecto a la entrada.

2.5.2.2. Control de tono Canal 2 tipo Marshall

El control de tono está compuesto por filtros pasivos que ajustaremos con potenciómetros en el panel principal de nuestro amplificador. Igual que en el canal 1 tipo Fender, contamos con un ecualizador de tres controles: frecuencias altas, agudas y bajas.

Analizaremos una simulación en LTSpice inyectando una señal de entrada de 5mV pico a pico de 1kHz. Mantendremos el potenciómetro de ganancia y el de nivel de salida al 50%, y los interruptores de brillo abiertos.

En la siguiente gráfica todos los potenciómetros del control de tono (Treble, Middle y Bass) se encuentran al 100% de su valor ($250\text{k}\Omega$, $1\text{M}\Omega$ y $25\text{k}\Omega$ respectivamente).

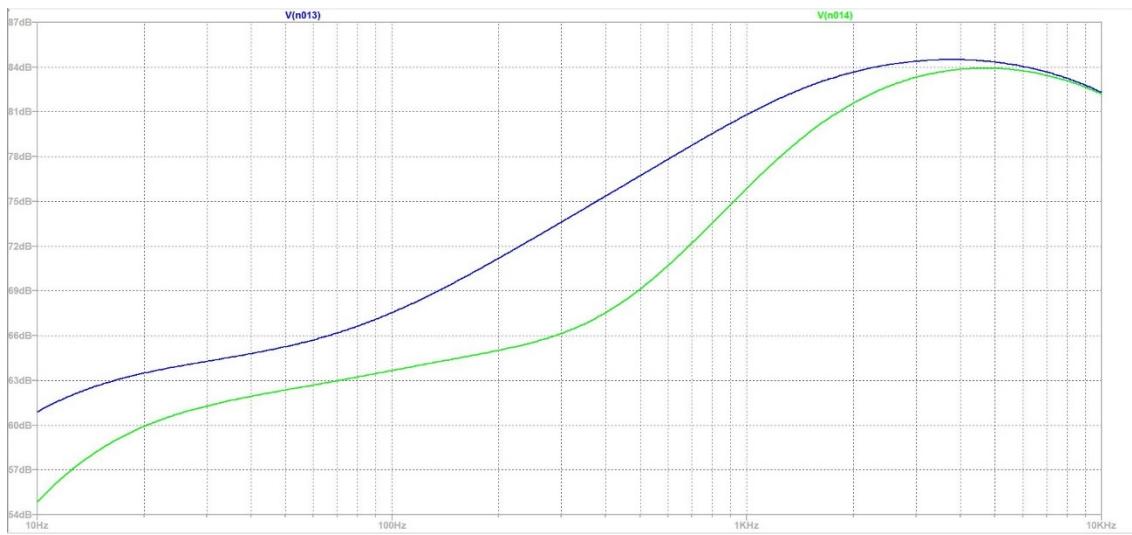


Ilustración 29. Respuesta en amplitud del Tone Stack con todos los potenciómetros al 50%

Podemos apreciar, en la ilustración 27, que el *ToneStack* nos modifica la señal de manera que podemos encontrar una leve atenuación, sobre todo en la zona de medias frecuencias y bajas.

A continuación, estudiaremos por separado cada potenciómetro de control de tono (Treble, Middle y Bass). Daremos cinco valores para cada potenciómetro, mientras que los dos potenciómetros restantes estarán al 50% de su valor para cada caso.

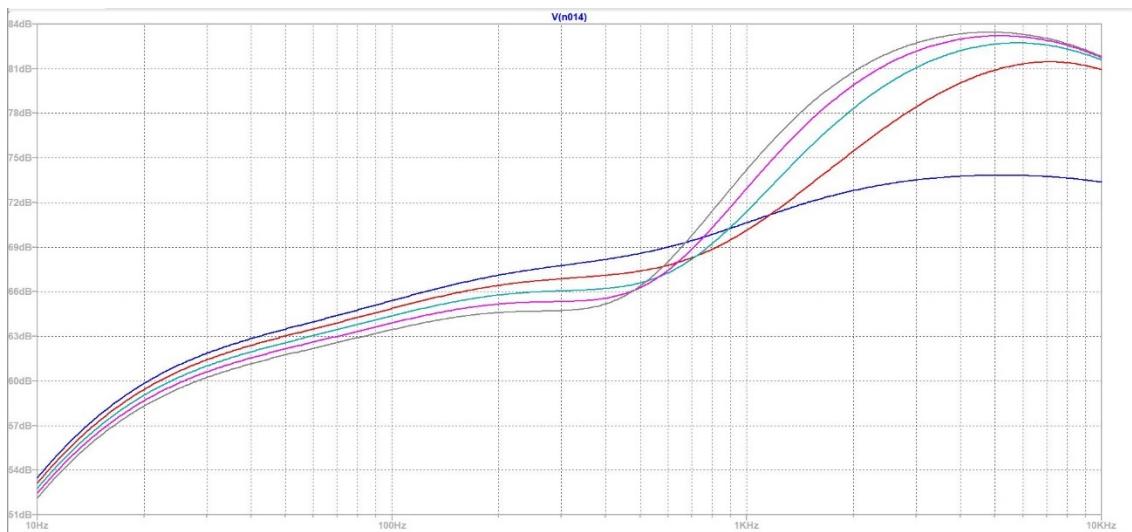


Ilustración 30. Respuesta en amplitud. Treble: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor (250kΩ)

Podemos observar, en la ilustración 28, que existe sobre todo una variación de amplitud en el rango de 1 kHz a 10 kHz. En este caso la respuesta es muy logarítmica. Encontramos una gran diferencia muy notable entre el primer valor (1%) y el segundo (25%), no tanto sin embargo entre el cuarto valor (75%) y el quinto (100%).

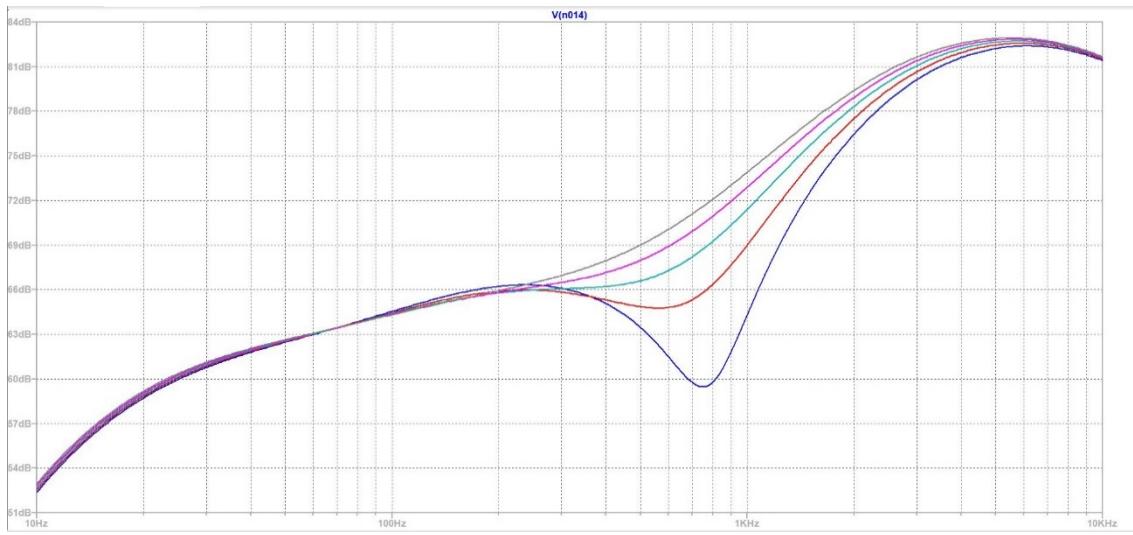


Ilustración 31. Respuesta en amplitud. Middle: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor ($1M\Omega$)

Se puede comprobar, en la ilustración 29, que el filtro se sitúa en torno a los 750 Hz, sin modificar las frecuencias más graves inferiores a 250 Hz. Las frecuencias agudas, a partir de 5kHz, tampoco sufren variación.

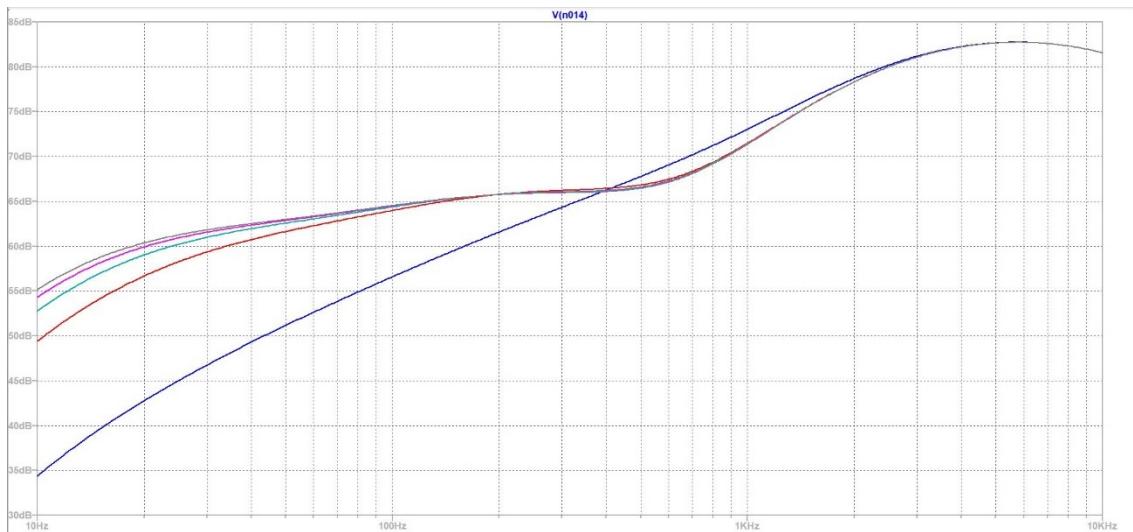


Ilustración 32. Respuesta en amplitud. Bass: 1%, 25%, 50%, 75% y 100% de su valor ($25k\Omega$)

En la ilustración 30 podemos encontrar una gran variación de amplitudes, hasta los 400 Hz. Aquí, igual que en el caso del potenciómetro de control de agudos, también tenemos una respuesta muy logarítmica.

Por último, tenemos el control de nivel para regular, más que la ganancia (la cual regulamos en el primer potenciómetro), el volumen que llega a la etapa de potencia. Usaremos un potenciómetro de $1M\Omega$ de tipo A logarítmico.

2.5.3. Comportamiento de los preamplificadores en simulación

En este apartado compararemos el comportamiento de cada uno de los dos preamplificadores simulados en LTSpice. Para ello generaremos una señal senoidal de entrada de 1mV y de frecuencia 1 kHz.

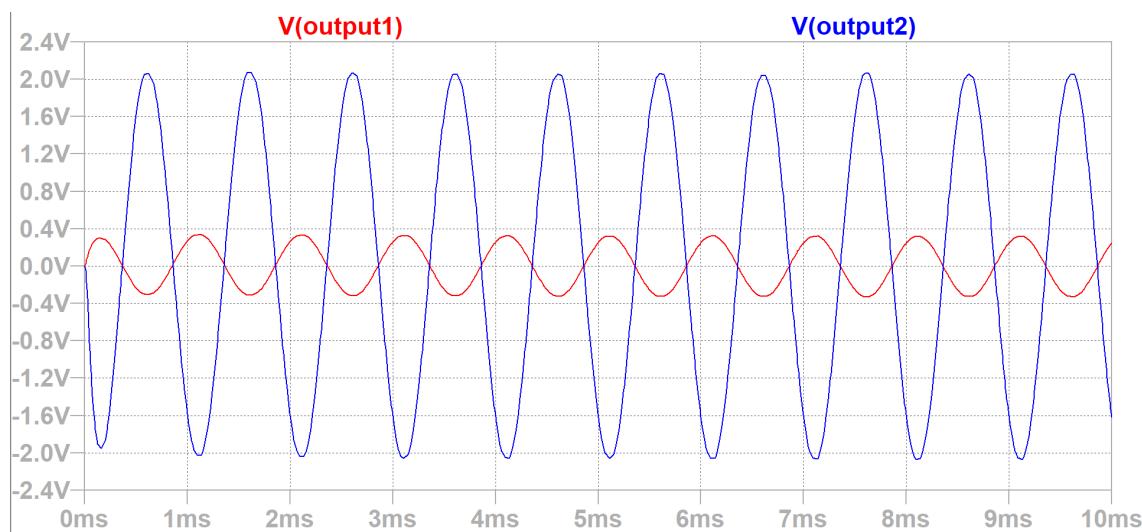


Ilustración 33. Salidas de los preamplificadores simulados

Realizaremos también un estudio de la respuesta en frecuencia para cada uno de los preamplificadores con la misma señal de entrada y todos los potenciómetros al 50% de su valor.

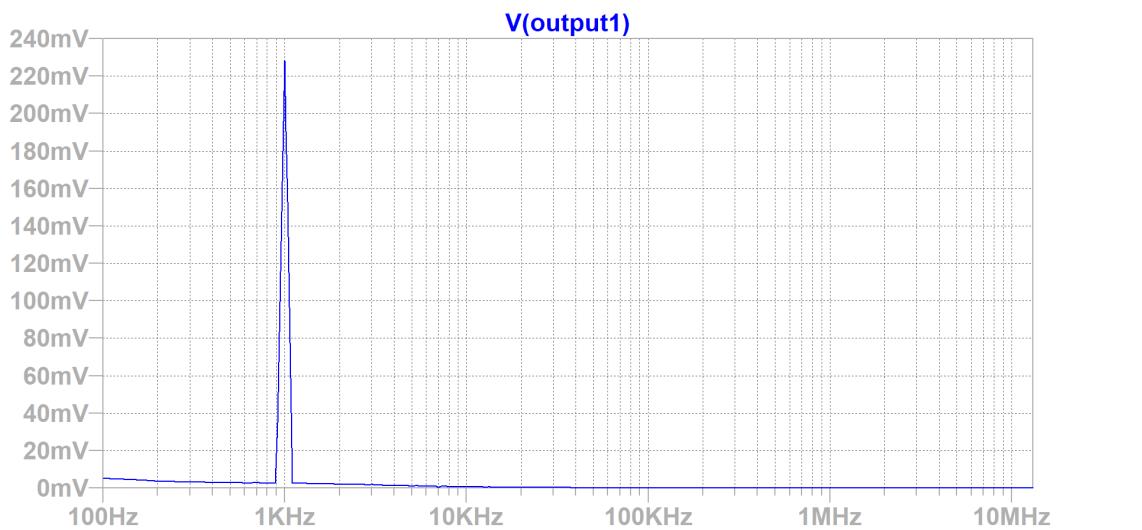


Ilustración 34. Simulación FFT Canal 1 tipo Fender

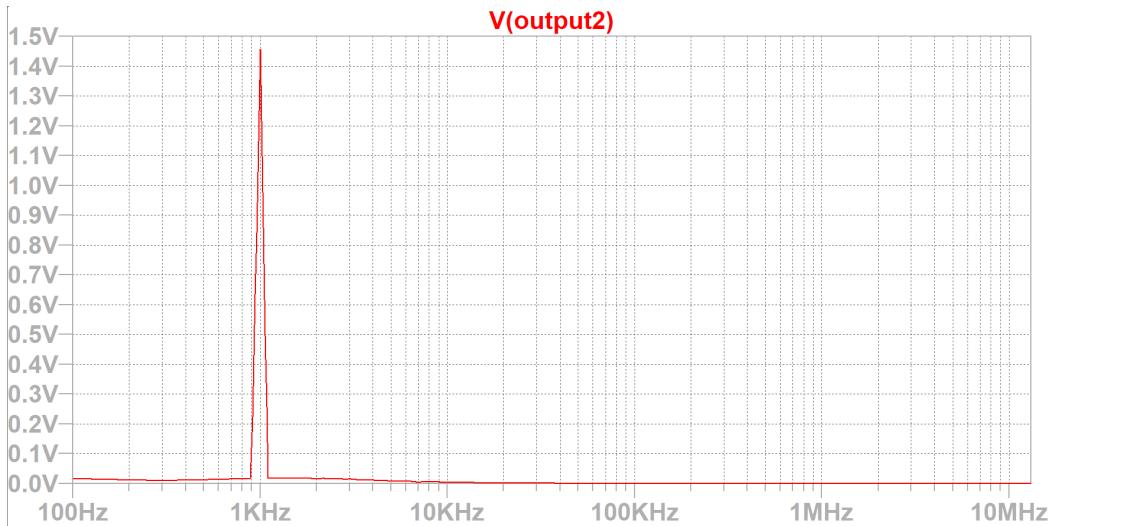


Ilustración 35. Simulación FFT Canal 2 tipo Fender

Mediante la herramienta de comandos de LTSpice, calculamos la distorsión armónica total de cada uno de los preamplificadores. Obtenemos el siguiente resultado:

- THD Canal 1 tipo Fender: 0,49 %
- THD Canal 2 tipo Marshall: 0,57 %

Podemos apreciar que el preamplificador del Canal 2 tipo Marshall (trazo azul) tiene ganancia mayor que la del Canal 1 tipo Fender (trazo rojo), mientras que la distorsión armónica total es mayor en el Canal 2.

Hemos realizado varias pruebas de simulación aumentando la amplitud de la señal de entrada y podemos apreciar como el Canal 2 tipo Marshall distorsiona la señal mucho antes que el Canal 2 tipo Fender, mientras que el Canal 2 tipo Fender mantiene mayor ganancia. A continuación, expondremos las gráficas para una simulación idéntica, pero con una señal de entrada de 0,1Vpp.

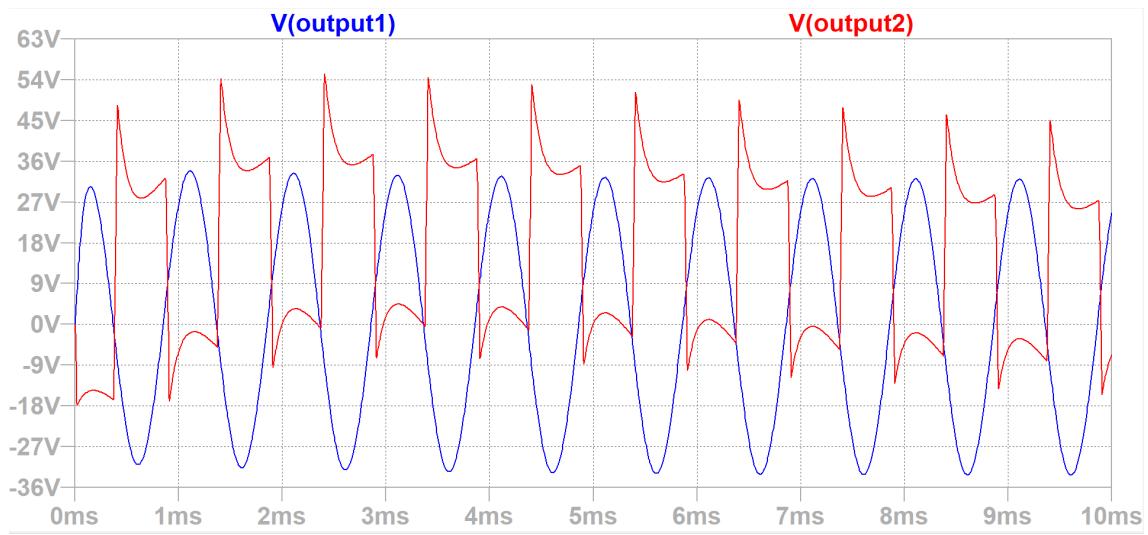


Ilustración 36. Salidas de los preamplificadores simulados. Señal de 0,2 Vpp.

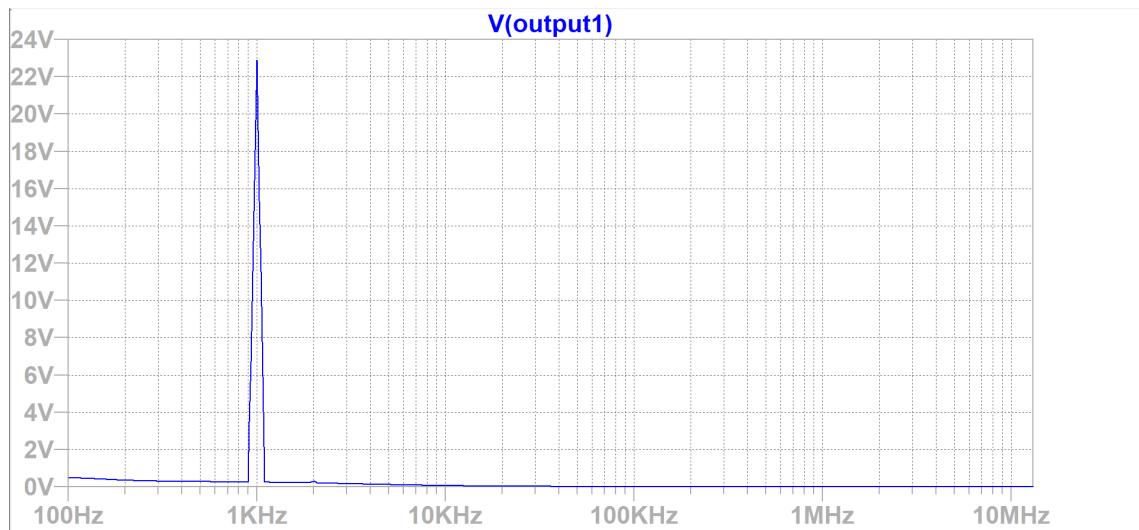


Ilustración 37. Simulación FFT Canal 1 tipo Fender. Señal de 0,2 Vpp

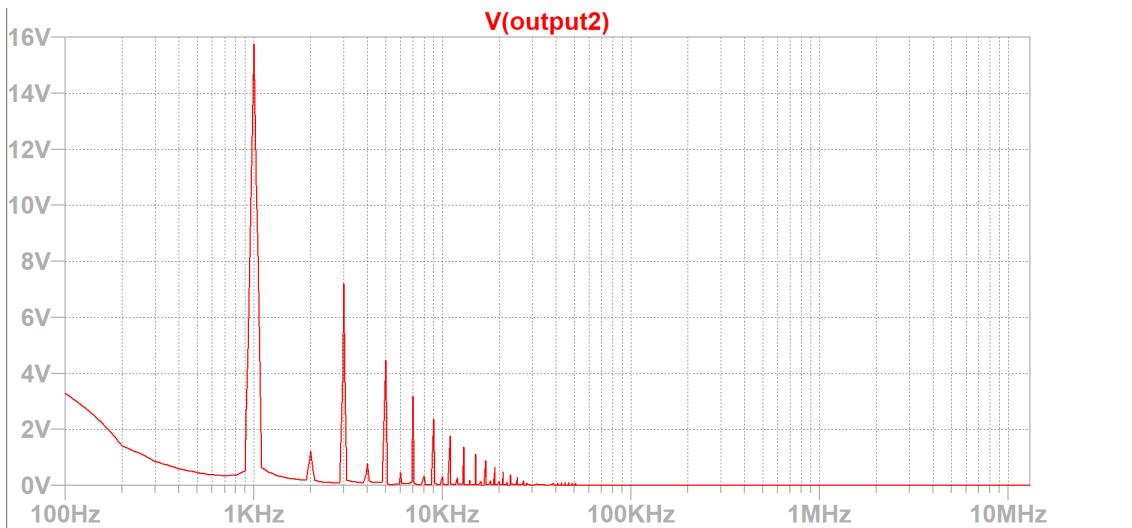


Ilustración 38. Simulación FFT Canal 2 tipo Marshall. Señal de 0,2 Vpp

Calculando la distorsión armónica total a través del software de LTSpice obtenemos los siguientes resultados:

- THD Canal 1 tipo Fender: 0,56%
- THD Canal 2 tipo Marshall: 62,44%

Como podemos observar en las anteriores gráficas, el segundo preamplificador (Marshall) mantiene mucha mayor distorsión y menor ganancia.

Como veremos posteriormente en el análisis del amplificador en la vida real, esto es algo exagerado. El Canal 2 tipo Marshall no distorsiona tanto como en la simulación. La causa de esto se debe al modelo que hemos elegido para las válvulas en el software de LTSpice. Este modelo ofrece demasiada distorsión para los valores de amplitud que nosotros usaremos en este amplificador.

2.6. Selector de canal

Usaremos un commutador para seleccionar la salida de los dos canales hacia la entrada de la etapa de potencia. En este caso usaremos un commutador mecánico, el cual enviará a masa la entrada que no se esté usando. Podremos controlarlo a través del panel principal de nuestro amplificador.



Ilustración 39. Comutador para selección de canal

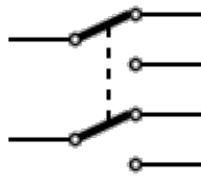


Ilustración 40. Símbolo DPDT

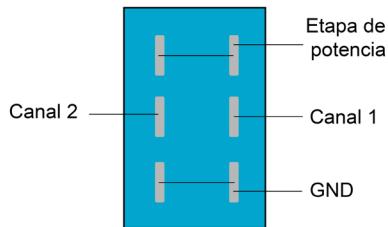


Ilustración 41. Conexiones selector de canal

Este conmutador se denomina *DPDT* (*Double Pole Double Throw / Doble Polo Doble Corte*) y tiene 6 terminales. Funciona como dos conmutadores simples juntos. Cada uno con una entrada y dos salidas. Usaremos cada una de las entradas para cada uno de los preamplificadores. Como la salida es la misma (la entrada a la etapa de potencia) puentearemos estos dos terminales. También puentearemos los dos terminales correspondientes a las salidas hacia masa. Se podría usar un conmutador *3PDT* (*Triple Pole Double Throw / Triple Polo Doble Corte*) si quisieramos conectar un LED que nos indicara cuál de los dos canales está seleccionado.

2.7. Bloque de la etapa de potencia

La labor de este bloque será amplificar con mayor potencia la señal proveniente del selector de canal. Para ello debemos implementar distintas funciones en nuestro circuito.

Controlaremos el nivel de señal que queremos en nuestra etapa de potencia mediante un potenciómetro de $1M\Omega$ en cada uno de los preamplificadores que podremos controlar desde el panel principal de nuestro amplificador.

Gracias a ello, podremos controlar el volumen que nos entregará nuestro amplificador, pues a menor tensión de entrada en la etapa de potencia, menor será la salida y viceversa.

Sin embargo, debemos comentar que pueden ocurrir varios factores. Podemos obtener una distorsión gracias a los preamplificadores y trabajar con una señal ya distorsionada y manipulada a nuestro gusto, a mayor o menor volumen gracias a este control, pero

también podemos conseguir una distorsión “Soft Clipping” si aumentamos el volumen de nuestra etapa de potencia hasta saturar la señal mediante el “Control Master”.

A continuación, desglosaremos nuestro bloque de etapa de potencia en varias partes.

2.7.1. Etapa Inversora de fase

Amplificadores pequeños y bajos de potencia (menos de 10W comúnmente) tienen normalmente una única válvula de potencia (como EL84 o 6V6GT) en configuración Single Ended en la etapa de salida. La señal del preamplificador se acopla a la rejilla de esta válvula de potencia de forma convencional. Los amplificadores más potentes (los cuales constituyen la mayoría de amplificadores de guitarra eléctrica valvulares) tienen una etapa de salida de potencia Push-Pull, pues este es un método más eficiente y económico de generar potencia de audio. En estos casos, es necesario dividir la señal de audio del preamplificador en dos señales iguales, pero desfasadas 180° , cada una de las cuales impulsa la mitad de la etapa de salida de potencia. Los dispositivos para generar estas dos señales a partir de una se conocen como divisores de fase o inversores de fase, pues cada forma de onda de la señal de la salida aparecerá invertida (“al revés”) en comparación con la otra.

Esta etapa hace la transición desde la operación normalmente de un solo extremo no balanceada de las etapas del preamplificador a la operación de Push-Pull (“empujar-tirar”) a la operación balanceada del amplificador de potencia.

A la entrada de nuestra etapa de potencia, tenemos la subetapa que se encarga de dividir la señal de entrada en dos señales a contrafase. De esta manera podremos conseguir una configuración AB y que cada una de las válvulas de potencia trabaje con un semiciclo de la señal, es decir, en Push-Pull. Para conseguir esto, usaremos una válvula de doble triodo ECC83, como la que hemos usado en cada uno de los preamplificadores.

Existen varias maneras de diseñar una inversora de fase. Los más comunes son The Cathodyne Phase Inverter y The Long-Tailed-Pair Phase Inverter. [4, 21]

2.7.1.1. The Cathodyne Phase Inverter

Este modelo de inversor de fase es quizás el más simple y eficiente que se puede encontrar en los amplificadores de válvulas, y es ideal para impulsar etapas de salida de potencia más sensibles, como las que usan EL84 y 6V6GT, aunque también puede usarse con válvulas menos sensibles, si no se requieren grandes cantidades de distorsión de la válvula de potencia. Sin embargo, el Cathodyne es notablemente poco común en los amplificadores de guitarra, ya que se encuentra en muchos amplificadores Ampeg y es famoso en Fender SE3 Deluxe, pero se eliminó en modelos posteriores a favor del modelo de par de cola larga (Long-Tailed-Pair).

En muchos circuitos de tono saturado puede resultar bastante desagradable, pero no tiene por qué ser así, si disponemos de un diseño adecuado y correcto.

En la ilustración 42, podemos ver que se toman las salidas simplificadas tanto del cátodo como del ánodo, por lo que parece ser una combinación de seguidor de cátodo con una carga en el ánodo y una etapa de ganancia ordinaria con una resistencia de cátodo muy grande. Cada una de las salidas está desfasada 180° con la otra, ya que cuando cae la corriente a través de la válvula, la caída de voltaje a través de la carga de voltaje del ánodo también cae y, por tanto, aumenta el voltaje de ánodo. Al mismo tiempo, la caída de voltaje a través de la carga del cátodo cae, y por tanto el voltaje de cátodo también. [4]

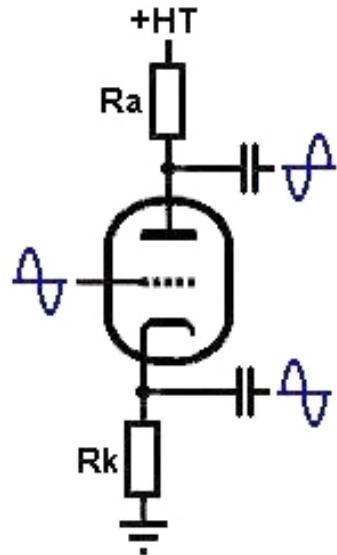


Ilustración 42. Modelo inversor de fase “The Cathodyne”

Esto es de esperar, pues sabemos que sabemos que un seguidor de cátodo (“cathode follower”) no se invierte, mientras que en una etapa de ganancia de cátodo común sí se invierte. Este modelo puede considerarse como una combinación de los dos, consiguiente una señal invertida (cátodo) y la otra sin invertir (ánodo).

Normalmente, las resistencias de carga de ánodo y cátodo deben tener el mismo valor para que las señales generadas a través de ellas sean de igual amplitud, produciendo salidas balanceadas. Si no tienen el mismo valor, las señales de salida no se equilibrarán.

Este circuito se conoce también como “Split Load” o “Concertina Inverter”. [4]

2.7.1.2. “The Long-Tailed-Pair Phase Inverter”

El modelo “par de cola larga” es el circuito inversor de fase más popular en los amplificadores de guitarra. Se conoce también como amplificador diferencial, inversor acoplado a cátodo o inversor Schmitt. El inversor Cathodyne anteriormente mencionado es adecuado para válvulas de potencia relativamente sensibles a altos niveles de overdrive, pero si deseamos impulsar válvulas más potentes a altos niveles de distorsión, necesitamos grandes niveles de amplitud.

El inversor Long-Tailed-Pair (LTP) ofrece mayor oscilación de la señal de salida para un alto voltaje determinado, aunque requiere dos triodos, que normalmente se encontrarán en la misma válvula. Pueden verse en la ilustración 43.

También tiene un nivel de ganancia útil, aunque debemos tener en cuenta que, combinado con una etapa de ganancia adicional, el *cathodyne* ofrece más ganancia con las dos mismas válvulas de potencia. [4]

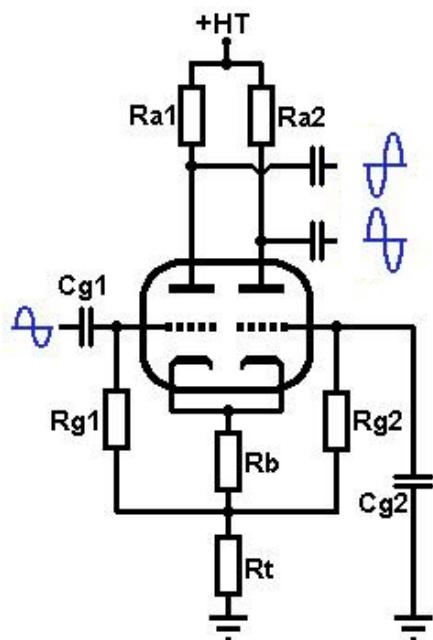


Ilustración 43. Modelo inversor de fase “Long-Tailed-Pair Phase”

Como hemos comentado, en nuestro caso usaremos un inversor de fase basado en el modelo Long-Tailed-Pair.

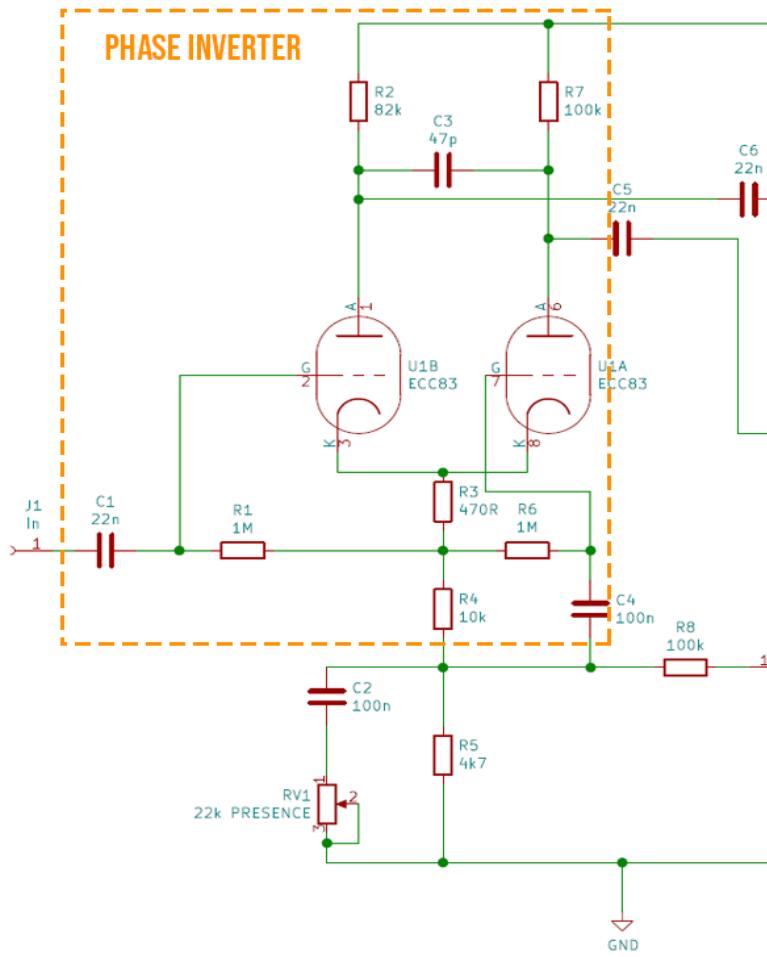


Ilustración 44. Inversor de fase del amplificador

Este modelo amplifica la diferencia de voltaje existente entre dos entradas. En nuestro caso tenemos la entrada diferencial (rejillas G de los triodos U1B y U1A, pines 2 y 7 de nuestra válvula inversora de fase ECC83) y salida diferencial en los ánodos A (pines 1 y 6). En los ánodos se producen señales idénticas en tensión, pero invertidas o desfasadas una con respecto a la otra 180° .

Consideraremos una única resistencia de cátodo R_k para nuestros triodos, como un equivalente de resistencias de cátodo separadas conectadas en paralelo. Será nuestra resistencia R_4 . De esta manera evitaremos realimentación indeseada, que reduce la ganancia al no haber condensadores de cátodo, necesidad que desaparece al tener los cátodos unidos. Las resistencias R_4 y R_5 las definiremos como resistencias de cola.

Tenemos los condensadores de acoplamiento C_1 y C_4 , por donde entra la señal. Un valor muy bajo recorta los graves, pero un valor muy alto puede perjudicar en algunos casos, como cuando se da distorsión de bloqueo debido a una señal de entrada demasiado alta.

Por otra parte, tenemos las resistencias de rejilla R_g de cada uno de los triodos, R_1 y R_6 , ambas de igual valor.

En la realidad, podemos considerar que tenemos tres entradas. La primera es a través de C1, hasta la rejilla del primer triodo U1B. La segunda entrada se encuentra en el nodo entre R4 y C4. Esta segunda entrada la aprovecharemos para introducir una realimentación negativa. Estudiaremos esto posteriormente.

Podemos observar en la ilustración 44, que tenemos dos entradas, dos salidas y las conexiones de masa. Supongamos que ingresamos una señal a la válvula U1B, por lo que su corriente de ánodo aumenta. Esta corriente fluye en Rk (R4-R5), lo que hace que aumente el voltaje a través de ella, que es el mismo que si el voltaje de la red del triodo U1A hubiera disminuido, por consiguiente, la corriente del ánodo a través del segundo triodo U1A disminuye.

El segundo triodo hizo lo contrario al primero, por lo que aparecen señales en contrafase en cada salida. Podríamos verlo como si el primer triodo actuase como una etapa de ganancia y como un seguidor de cátodo. La salida de este cátodo pasa al cátodo del segundo triodo, que amplifica, pero no invierte la señal. [4]

Por tanto, la salida de U1B está desfasada con la entrada de U1B, mientras que la salida de U1A está en fase con la entrada de U1A. Ya tenemos un inversor de fase.

Lo mismo si hubiéramos introducido la señal a través de U1A.

Este modelo solamente amplificará las diferencias de voltaje entre las entradas a los triodos, por lo que también se le conoce como amplificador diferencial.

Cuando ingresamos la misma señal en ambas rejillas, la diferencia entre las dos es cero, por lo que no se amplifica nada. Esto se conoce como rechazo de ondulación en modo común o *CMRR*. Es una de las características deseables en amplificadores balanceados para evitar el zumbido y ruido de modo común. También discrimina entre las señales deseadas.

Hemos simulado el inversor de fase, y hemos injectado una señal senoidal de 1V y 1kHz a la entrada de la etapa de salida. En la siguiente gráfica podemos observar las tensiones de ánodo en cada uno de los triodos encargados de la etapa inversora de fase.

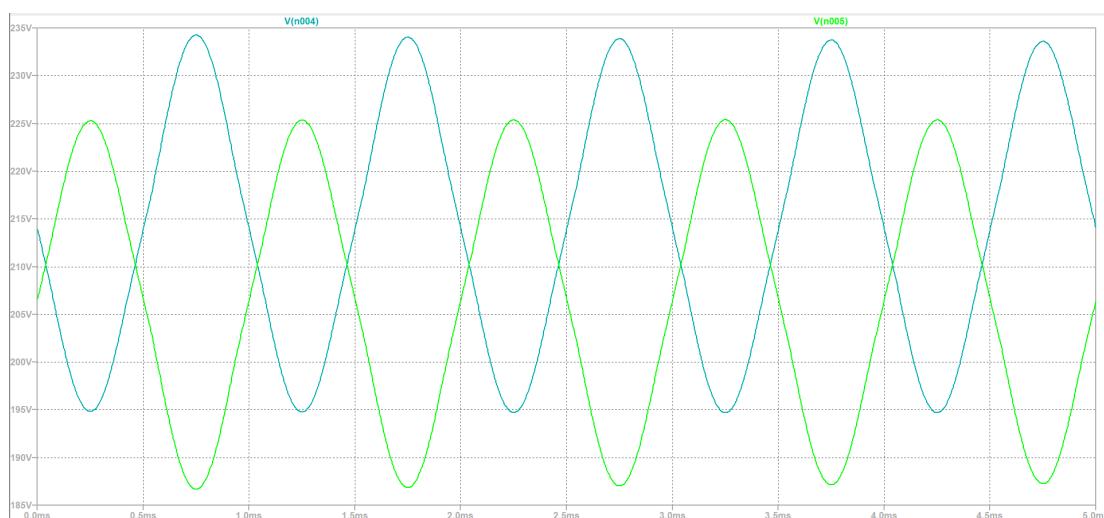


Ilustración 45. Tensiones de ánodo en los triodos de la etapa inversora

Podemos observar que las dos señales están a contrafase entre ellas, y que existe una pequeña diferencia en la componente continua de cada una de ellas.

2.7.2. Realimentación

La realimentación, como su propio nombre indica, implica la alimentación a la entrada de un amplificador de una parte de su salida. Puede suceder intencionadamente o por accidente a través de inductancias y capacitancias indeseadas.

Si la señal de retroalimentación está en fase con el voltaje de entrada, este aumentará. Esto se conoce como retroalimentación positiva. Si la señal es suficientemente grande, el voltaje a la entrada aumentará lo suficiente como para aumentar la señal de retroalimentación, esto hará que aumente el voltaje de entrada y así sucesivamente. Esto generará una oscilación generalmente indeseada. Si la señal de retroalimentación está en contrafase (desfasado 180°) con la señal de entrada, esta disminuirá. Esto se conoce como retroalimentación negativa y nos puede generar algunos beneficios, entre ellos evitar las oscilaciones y aumentar la estabilidad del amplificador.

Para explicar este fenómeno, explicaremos primero una cuestión: el por qué los condensadores de cátodo.

En una etapa de amplificación convencional a través de un triodo con resistencia de ánodo R_k, resistencia de cátodo R_a y resistencia de rejilla R_g, podemos afirmar que, cuando aparece una señal en la rejilla de nuestro triodo, también aparece una pequeña tensión equivalente pero más reducida en el cátodo. Esto reduce su eficacia de amplificación, puesto que las variaciones entre rejilla y cátodo V_{gk}, se hacen más pequeñas.

Cuando la señal aumenta, aumenta la corriente que circula a través de la válvula, y esto aumenta la caída de tensión en la resistencia de cátodo. De ahí esta pequeña señal, que se opone a la resistencia que está haciendo la entrada de R_k, lo que hace que la corriente que circule por la válvula aumente menos que si no hubiera realimentación.

El condensador en el cátodo mantiene constante la tensión en el cátodo, eliminando la realimentación. Por eso aumenta la ganancia. [4]

La forma convencional de conseguir realimentación negativa es inyectar la señal de salida al cátodo a través de una resistencia que llamaremos resistencia de realimentación (o “feedback”) R_f. El valor de esta resistencia suele ser de un valor mucho mayor que las resistencias de cátodo (R_f >> R_k). Podemos ver el conjunto de estas dos resistencias como un divisor de tensión cuya salida es la tensión de cátodo.

Esta pequeña tensión aplicada en el cátodo reduce la tensión de salida en el ánodo de nuestro triodo. Con ello conseguiremos una reducción de la ganancia, de la distorsión armónica THD y de la impedancia de salida. El factor de realimentación nos indica estos tres valores.

La reducción de impedancia de salida es importante, sobre todo, si usamos pentodos para la etapa de potencia, como es en nuestro caso. Para amplificadores de guitarra, en los cuales el nivel de distorsión es importante, la estabilización de la ganancia será otro punto a favor. [4, 3]

Para explicar esto hemos realizado una simulación en LTSpice, con una señal de entrada V1 de 500 mV y 1 kHz.

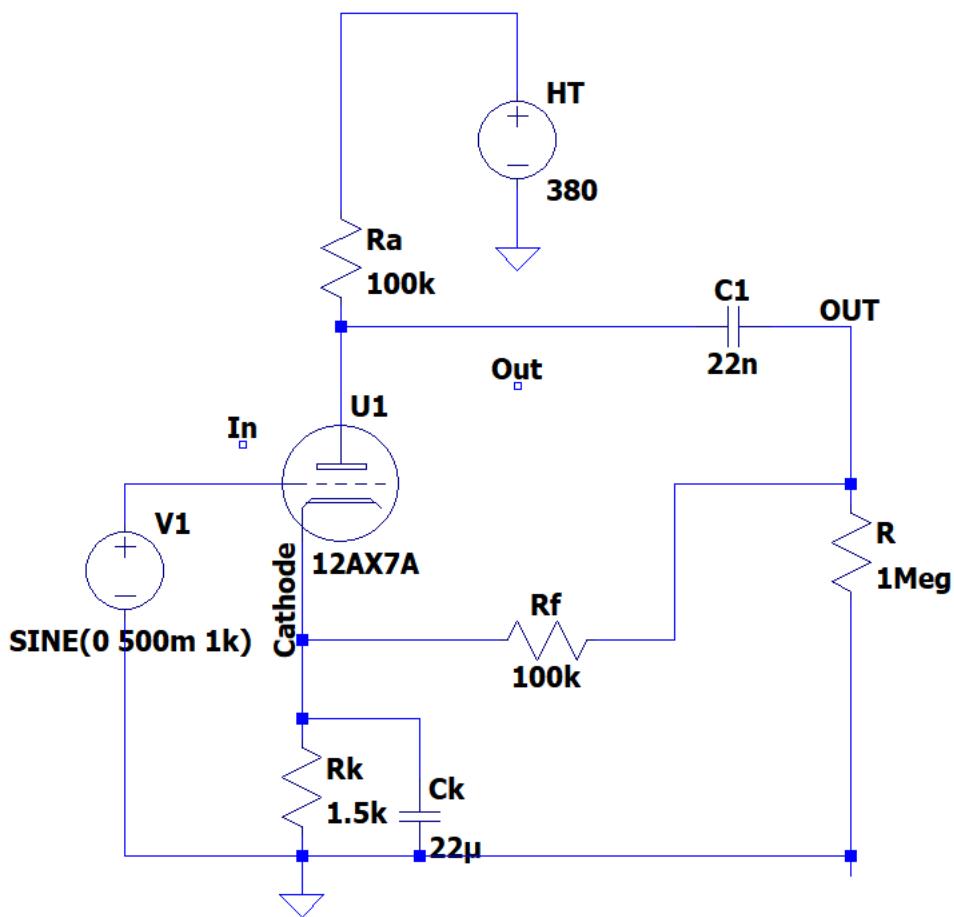


Ilustración 46. Ejemplo de triodo con realimentación negativa

Inyectamos al cátodo una señal de salida a través de la resistencia de realimentación Rf y comparamos en las siguientes gráficas. Las dos primeras corresponden a las tensiones de salida y cátodo respectivamente sin conectar la resistencia Rf a cátodo. Las dos siguientes son las mismas tensiones conectando Rf a cátodo.

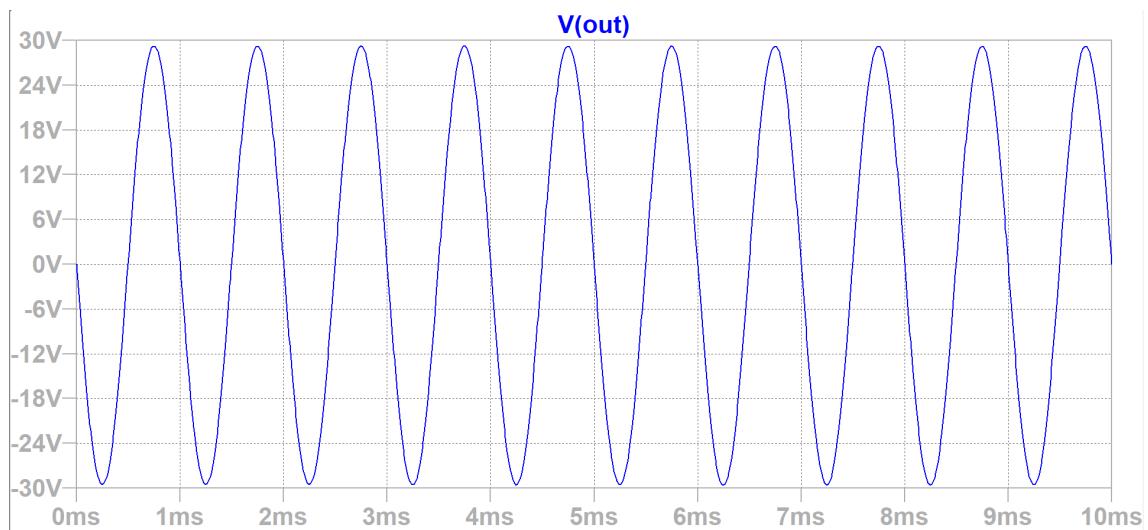


Ilustración 47. Señal de salida sin retroalimentación.

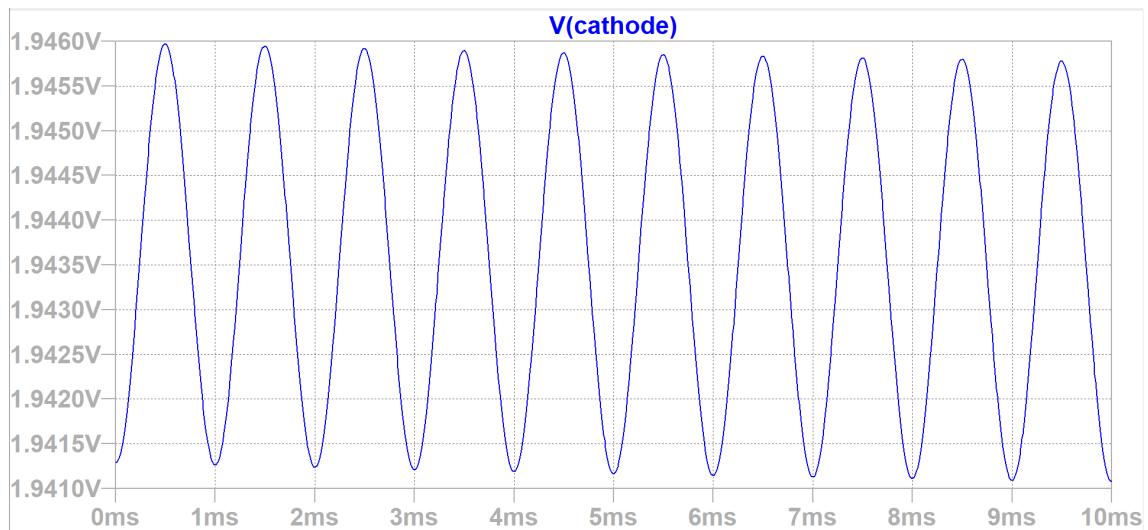


Ilustración 48. Tensión de cátodo con realimentación negativa

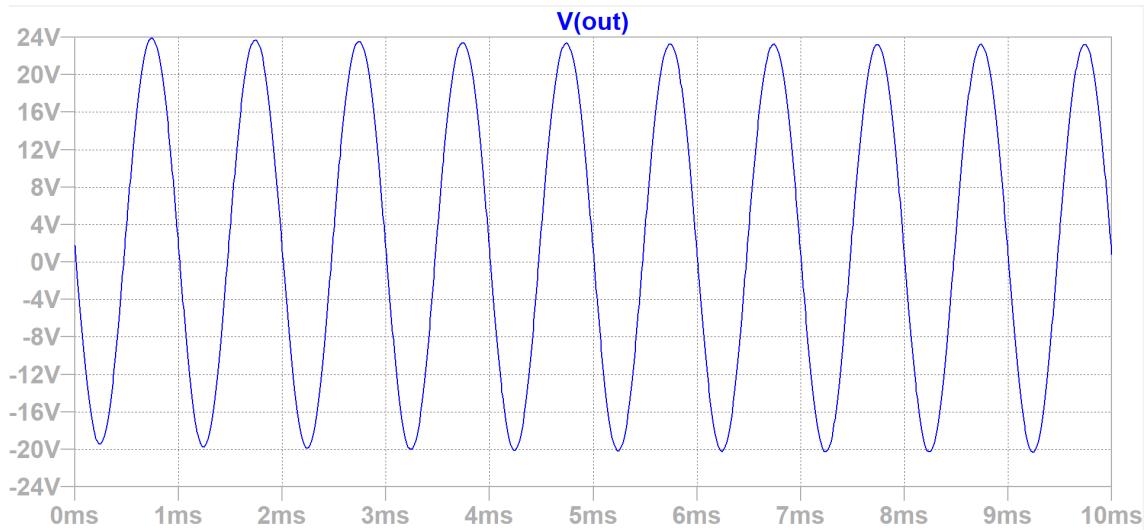


Ilustración 49. Señal de salida con retroalimentación negativa.

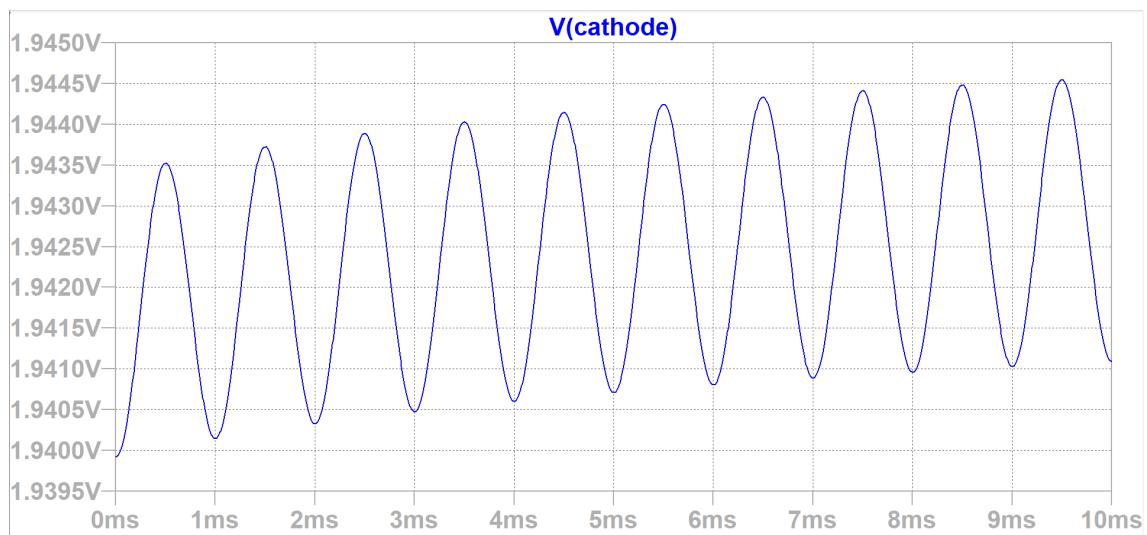


Ilustración 50. Tensión de cátodo con realimentación negativa

Podemos comprobar en las ilustraciones 47, 48, 49 y 50 que tanto en la señal de salida como en el cátodo existen señales de mayor valor en el caso de no haber realimentación. De esta manera tendremos las ventajas que acabamos de comentar: atenuación de ganancia, distorsión armónica e impedancia de salida.

En lo que respecta a nuestro circuito, tenemos también una entrada de realimentación hacia el cátodo de nuestra etapa inversora de fase. Esta entrada la sacaremos de un terminal del bobinado secundario de nuestro transformador de salida. En concreto, usaremos el cable de 4Ω de salida de nuestro transformador.

En este caso contamos con una resistencia de retroalimentación R_f de $100 \text{ k}\Omega$. Controlaremos el nivel de realimentación que entregamos a nuestro circuito mediante la etapa inversora de fase a través del potenciómetro $RV1$. Este potenciómetro es de $22 \text{ k}\Omega$, y lo controlaremos desde el panel principal de nuestro amplificador. Nos permitirá controlar el nivel de presencia. En la ilustración 50 podemos ver un efecto transitorio debido a las capacitancias del circuito.

2.7.2.1. Control de presencia

Gracias al control *Presence*, podemos manipular la respuesta en frecuencia de la etapa de potencia, sobre todo la distorsión por cruce en los amplificadores *push-pull*, que es bastante indeseable por el tipo de armónicos que nos ofrece. También se reduce la distorsión que origina el transformador de salida y el ruido “*hum*” de la fuente de alimentación.

Si introducimos un elemento que limite la realimentación en las frecuencias medias y altas, podremos ver un efecto de realce de esas frecuencias, pues habrá menos realimentación negativa en medios y agudos.

No obstante, al aumentar de valor el potenciómetro, estamos disminuyendo gradualmente el control de tono que el circuito venía ejerciendo sobre la distorsión. Por tanto, el carácter del sonido cambiará un poco, habiendo más distorsión e intermodulación en las frecuencias altas y medias que en frecuencias bajas.

A pesar de esto, el oído no alcanza a percibir gran diferencia de comportamiento. Entre otros motivos porque la realimentación negativa en circuitos valvulares es bastante reducida. [3, 4]

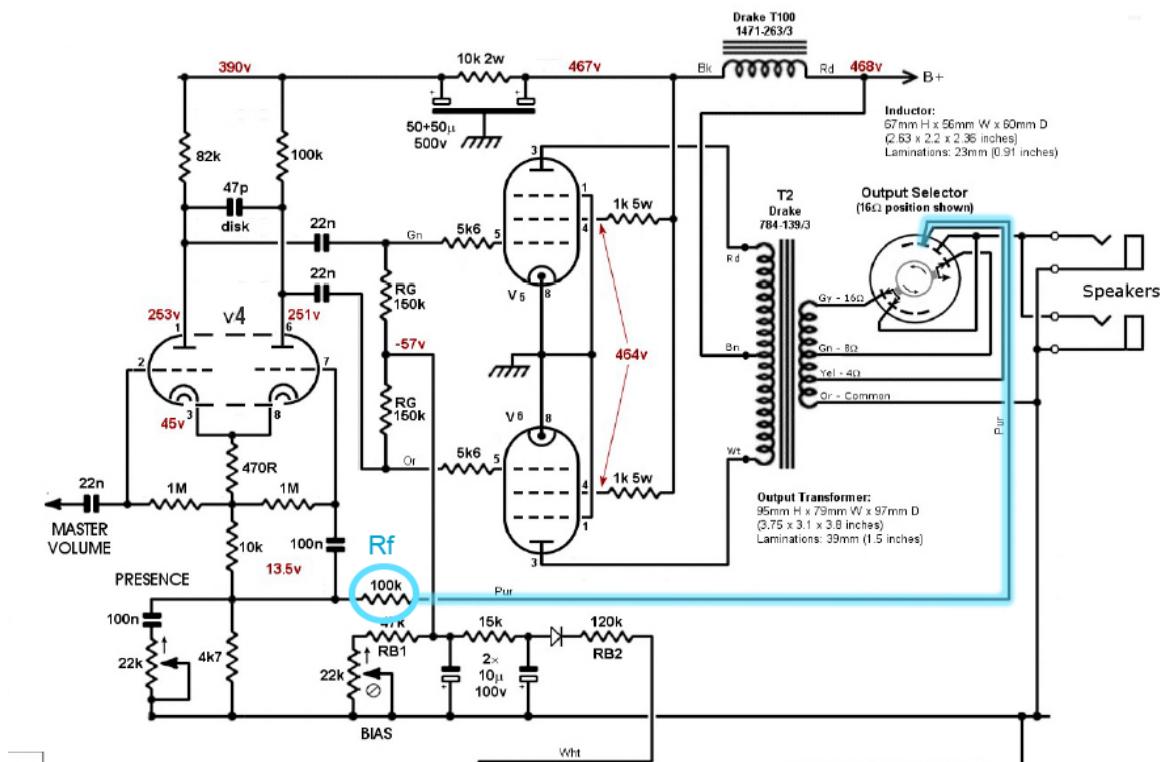


Ilustración 51. Entrada de realimentación a la etapa inversora de fase

En la ilustración 51 podemos apreciar la entrada de realimentación a través de Rf remarcada de color azul.

Si simulamos esto en *LTS spice*, podemos ver lo anteriormente comentado a la salida de nuestro amplificador, la diferencia entre usar realimentación negativa y no usarla.



Ilustración 52. Señales de entrada y salida en etapa de potencia sin realimentación negativa.

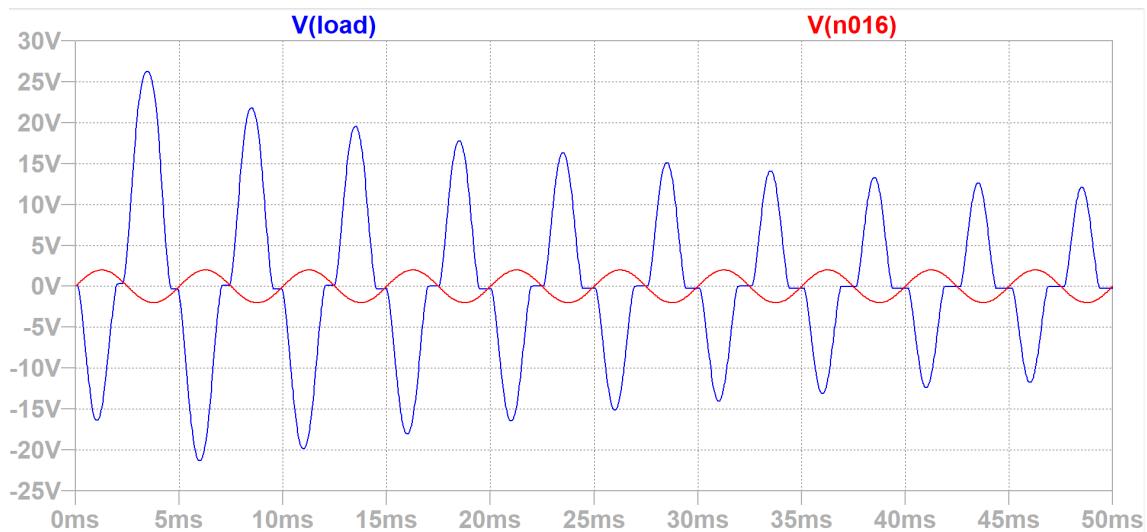


Ilustración 53. Señales de entrada y salida en etapa de potencia con realimentación negativa.

Podemos apreciar que, para el caso de realimentación negativa, obtenemos mayor tensión en la señal de salida. La onda tarde en estabilizarse debido a las capacitancias que hemos usado para el filtrado en la alimentación de alta tensión.

2.8. Bloque de etapa de salida

2.8.1. Transformador de salida

El componente principal de la etapa de salida es un transformador de salida. Usaremos un transformador modelo 194F, de la marca Hammond Manufacturing. Es un modelo usado para los amplificadores Marshall JCM800.

Este transformador es capaz de adaptar la impedancia de salida de dos válvulas EL34 para tres salidas de 4Ω , 8Ω y 16Ω , según la configuración que elijamos al conectar nuestro altavoz de salida, ya que podemos usar varios altavoces en serie o paralelo adaptándonos a estas impedancias.

Por otra parte, este transformador nos permitirá unir las señales provenientes de las dos válvulas de potencia para sumarlas y crear una única señal que enviaremos a nuestro altavoz.

NOTA: Es importante respetar esta impedancia de entrada hacia nuestros altavoces, ya que, si por lo contrario conectamos a nuestro transformador de salida una impedancia menor, estaremos exigiendo a las válvulas más corriente, y nuestro transformador se podría quemar.

En este caso tendremos nuestras válvulas de potencia EL34 nos ofrecerán una potencia de 50W, potencia para la que está diseñado nuestro transformador.

Una vez ya presentado el transformador de salida OT (*Output Transformer*), veremos en la hoja de características los bobinados, tensiones y demás datos necesarios.

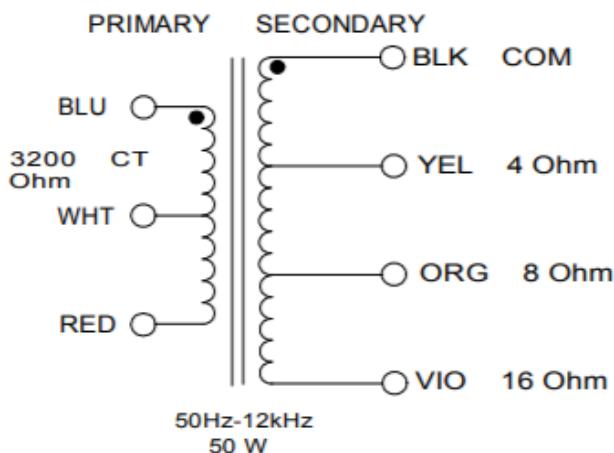


Ilustración 54. Bobinados del transformador de salida

Como ya hemos comentado, podría soportar una potencia máxima de 50W. También contamos con una impedancia de entrada de 3200Ω , tres salidas (dependiendo de la impedancia de nuestro sistema de altavoces), un terminal común y contamos con un rango de frecuencias de entre 50 y 12000 Hz.

2.8.2. Conexionado

Conectaremos el ánodo de una de las válvulas al terminal azul, y el otro ánodo al terminal rojo. El terminal blanco será conectado a un punto en la PCB de la etapa que corresponderá, junto con la entrada a la bobina o “Choke”, (usada para filtrar más aun la corriente alterna) a la salida del fusible de 500mV anteriormente mencionado, que nos entrega la alta tensión de la PCB de alimentación. La unión de estos tres terminales será el punto de alta tensión en nuestra PCB de etapa de potencia.

El cable amarillo, correspondiente a los 4Ω que nos ofrece nuestro transformador OT en su bobinado secundario, lo conectaremos a nuestra PCB de etapa de potencia para recibir la señal de nuevo y así poder hacer posible la realimentación/feedback, que controlaremos con el potenciómetro *Presence* en el panel principal de nuestro amplificador.

El terminal negro (común) de salida lo conectaremos del bobinado secundario de nuestro amplificador de salida, lo conectaremos a la masa de nuestro jack de salida de 6,3 mm y a tierra de nuestro amplificador, en el chasis del mismo.

2.8.3. Selector de impedancias

También contamos en este bloque con un selector de impedancias, que se fundamenta en un conmutador mecánico entre la entrada al conector jack de salida de 6,3 mm para el altavoz, y los tres terminales de bobinado secundario de nuestro OT. Este conmutador es de tipo giratorio y tiene una única entrada y tres salidas. De esta manera, podremos seleccionar qué impedancia de salida queremos en nuestro amplificador, si 4, 8 o 16Ω .



Ilustración 55. Selector de impedancia de salida

3. Construcción del amplificador

Este amplificador se construirá utilizando cuatro PCBs. Para ello hemos adquirido varias placas de baquelita, con un recubrimiento de cobre por ambas caras. Diseñaremos los circuitos impresos a través del software *KiCad* [8], del cual sacaremos los circuitos en formato de vectores, para convertirlos a través del software *VCarve Pro* [24], a “.gcode”, que es el formato que lee nuestra máquina CNC. Con esta máquina grabaremos los circuitos en sus respectivas PCBs, consiguiendo las pistas de cobre y los agujeros para soldar posteriormente los componentes electrónicos.

Una vez tengamos las PCBs, soldaremos todos los demás componentes (conectores, fusibles, bus de masa, etc) a través de cables y conectores, soldando y usando una crimpadora para terminales.

Primero, probaremos todo en un banco de pruebas para amplificadores valvulares disponible en *Smart Open Lab* [19]. Una vez consigamos que todo funcione correctamente, comenzaremos la construcción del chasis y el mueble, así como los acabados de los mismos para instalar nuestro amplificador.

3.1. Diseño y fabricación de las PCBs

Para realizar el diseño de nuestros circuitos impresos, usaremos el software *KiCad*. Este proceso tiene varias fases:

- Diseño del esquema con símbolos de componentes.
- Asignar a cada símbolo una huella.
- Diseño del circuito impreso con las huellas elegidas.

Primero, debemos diseñar todo el esquema. Para los terminales de alimentación, entradas y salidas de señal, hemos asignado un tipo de conector estándar. Es importante no olvidarnos poner un plano de masa (*Ground GND*) para cubrir las zonas a la hora de diseñar nuestra PCB. Elegimos terminales de un solo conector para las conexiones de cables. Ver ilustración 56.

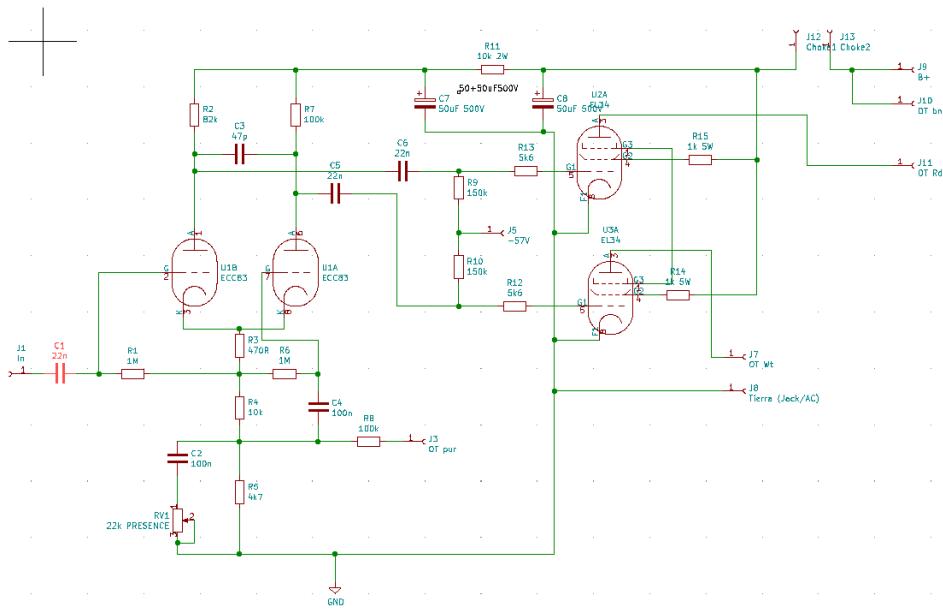


Ilustración 56. Diseño de PCB de etapa de potencia en KiCad

Una vez tenemos nuestro esquema, asignamos cada componente con su huella. Para ello contamos con diversas librerías. Debemos fijarnos en los componentes que vamos a adquirir. Compararemos en la ficha técnica de cada componente y las especificaciones sobre su tamaño, separación de sus terminales, diámetros, etc.

En el distribuidor donde nosotros hemos adquirido la mayor parte de los componentes electrónicos tenemos estos datos en la mayoría de componentes. Ver ilustración 57. [14]

Atributo del producto	Valor del atributo	Buscar similar
Fabricante:	Vishay	<input type="checkbox"/>
Categoría de producto:	Condensadores de disco cerámico	<input checked="" type="checkbox"/>
RoHS:	Detalles	
Serie:	S Gap-Kap	<input type="checkbox"/>
Capacitancia:	1000 pF	<input type="checkbox"/>
Voltaje máximo DC:	1.5 KVDC	<input type="checkbox"/>
Dieléctrico:	Z5P	<input type="checkbox"/>
Tolerancia:	20 %	<input type="checkbox"/>
Diámetro:	11 mm	<input type="checkbox"/>
Espaciado del plomo:	6.4 mm	<input type="checkbox"/>
Temperatura operativa mínima:	- 30 C	<input type="checkbox"/>
Temperatura operativa máxima:	+ 85 C	<input type="checkbox"/>
Estilo de terminación:	Radial	<input type="checkbox"/>

Ilustración 57. Ejemplo datos de un componente en la web Mouser [14]

Una vez realizado este estudio, anotamos todo en una hoja de datos donde tengamos todos los componentes, y cuando vayamos a asignar cada huella, debemos tener esto muy en cuenta. Ver ilustración 58.

Ya completado este proceso, exportamos un fichero que guarda las conexiones de cada componente con su respectiva huella. Para ello, generaremos un listado de redes (“netlist”). Abrimos el *PCB Layout Editor* (en *KiCad*) e importamos este fichero.

```

1      C1 -          22n : Capacitor_THT:C_Axial_L5.1mm_D3.1mm_P12.50mm_Horizontal
2      C2 -          100n : Capacitor_THT:C_Rect_L16.5mm_W6.0mm_P15.00mm_MKT
3      C3 -          47p : Capacitor_THT:C_Disc_D9.0mm_W5.0mm_P5.00mm
4      C4 -          100n : Capacitor_THT:C_Rect_L16.5mm_W6.0mm_P15.00mm_MKT
5      C5 -          22n : Capacitor_THT:C_Axial_L5.1mm_D3.1mm_P12.50mm_Horizontal
6      C6 -          22n : Capacitor_THT:C_Axial_L5.1mm_D3.1mm_P12.50mm_Horizontal
7      C7 -          50uF 500V : Capacitor_THT:C_Radial_D16.0mm_H25.0mm_P7.50mm
8      C8 -          50uF 500V : Capacitor_THT:C_Radial_D16.0mm_H25.0mm_P7.50mm
9      J1 -           In : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
10     J3 -          OT pur : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
11     J5 -          -57V : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
12     J7 -          OT Wt : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
13     J8 - Tierra (Jack/AC) : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
14     J9 -           B+ : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
15     J10 -          OT bn : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
16     J11 -          OT Rd : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
17     J12 -          Choke1 : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
18     J13 -          Choke2 : MountingHole:MountingHole_3mm_Pad
19     R1 -           1M : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
20     R2 -           82k : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
21     R3 -           470R : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
22     R4 -           10k : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
23     R5 -           4k7 : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
24     R6 -           1M : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
25     R7 -           100k : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
26     R8 -           100k : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
27     R9 -           150k : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
28     R10 -          150k : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
29     R11 -          10k 2W : Resistor_THT:R_Axial_DIN0617_L17.0mm_D6.0mm_P20.32mm_Horizontal
30     R12 -          5k6 : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
31     R13 -          5k6 : Resistor_THT:R_Axial_DIN0414_L11.9mm_D4.5mm_P15.24mm_Horizontal
32     R14 -          1k 5W : Resistor_THT:R_Axial_DIN0617_L17.0mm_D6.0mm_P20.32mm_Horizontal
33     R15 -          1k 5W : Resistor_THT:R_Axial_DIN0617_L17.0mm_D6.0mm_P20.32mm_Horizontal
34     RV1 -          22k PRESENCE : Potentiometer_THT:Potentiometer_Alps_RK163_Single_Horizontal
35     U1 -           ECC83 : Valve:Valve_ECC-83-1
36     U2 -           EL34 : Valve:Valve_Octal
37     U3 -           EL34 : Valve:Valve_Octal

```

Ilustración 58. Fichero de huellas para cada componente en KiCad

En este apartado haremos varias consideraciones. Una de ellas es diseñar las PCBs lo más compactas posibles. Tanto como para que las placas que hemos adquirido tengan suficiente tamaño, pues en este tipo de amplificadores, ya que los componentes electrónicos son tan grandes, las placas de circuito impreso también lo son.

Para disminuir el tamaño de las PCBs, vamos a usar dos capas para crear las pistas de cobre. Serán la parte frontal y trasera de nuestra placa. Tendremos en cuenta el “*efecto espejo*” a la hora de trabajar con nuestros vectores en el programa que realizará el *Gcode* para la CNC.

En las dos capas que hemos usado, hemos rellenado las zonas vacías creando buses de masa. Con esto evitaremos acoplamientos y lograremos una placa más aislada.

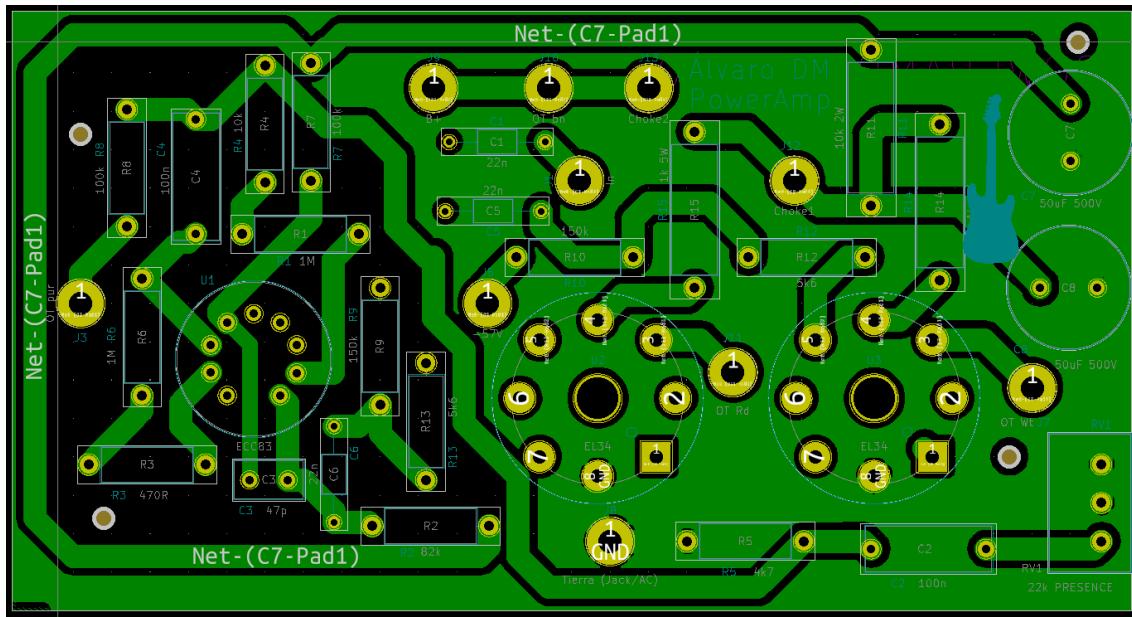


Ilustración 59. Cara posterior de la PCB de etapa de potencia

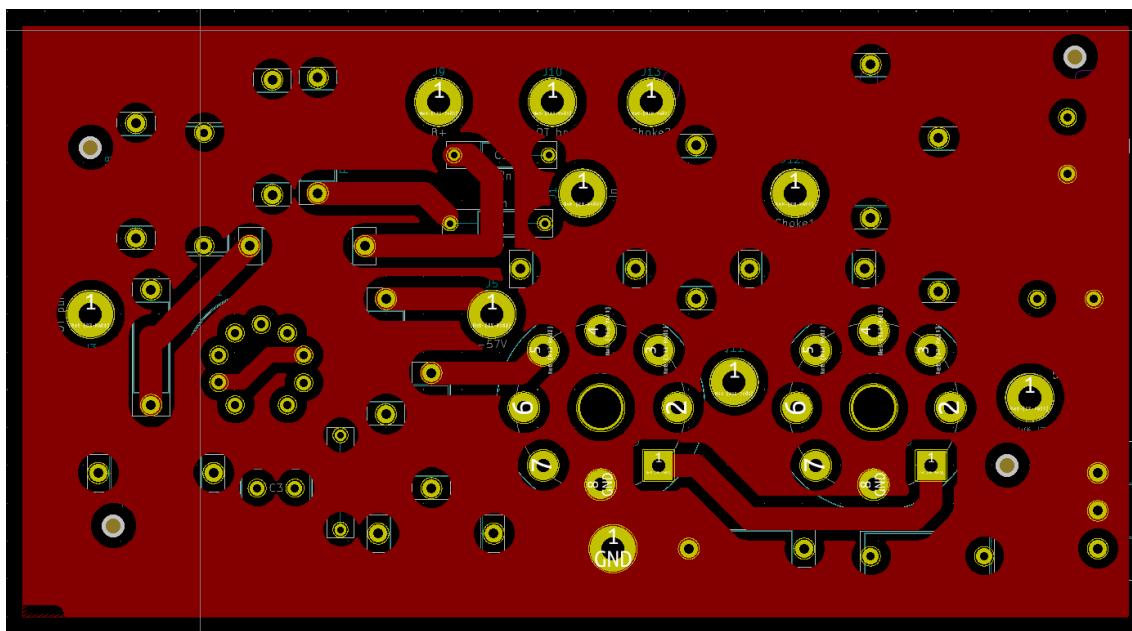


Ilustración 60. Cara frontal de la PCB de etapa de potencia

Cuando tengamos el diseño de las PCBs, trazaremos cada una de las capas en vectores, formato *DXF*. Debemos fijarnos que usamos las unidades de milímetros y no en pulgadas. Exportaremos estos archivos al software *VCarve Pro*.

3.2. Ficheros GCode para CNC

En este apartado generaremos los archivos *Gcode*, con los que trabajará la máquina CNC. En primer lugar, dividiremos esto en varias fases para cada PCB, cambiando de fresa o

broca en cada una, y cargando el punto de origen para los ejes X, Y, Z. Las fases serán las siguientes:

- Fresado de la cara frontal.
- Fresado de la cara posterior.
- Agujereado para la inserción de los componentes.
- Perfilado para corte de placa de cobre

En nuestro software, separaremos todos los vectores en estas combinaciones. Aquí es donde debemos realizar un volteado horizontal en la combinación de vectores de la capa posterior de nuestra PCB. Ver ilustraciones 61, 21 y 63.

Es importante mencionar que necesitamos una precisión menor a 0,5 mm. Esto es bastante difícil, por lo que tenemos que trabajar con gran minuciosidad.

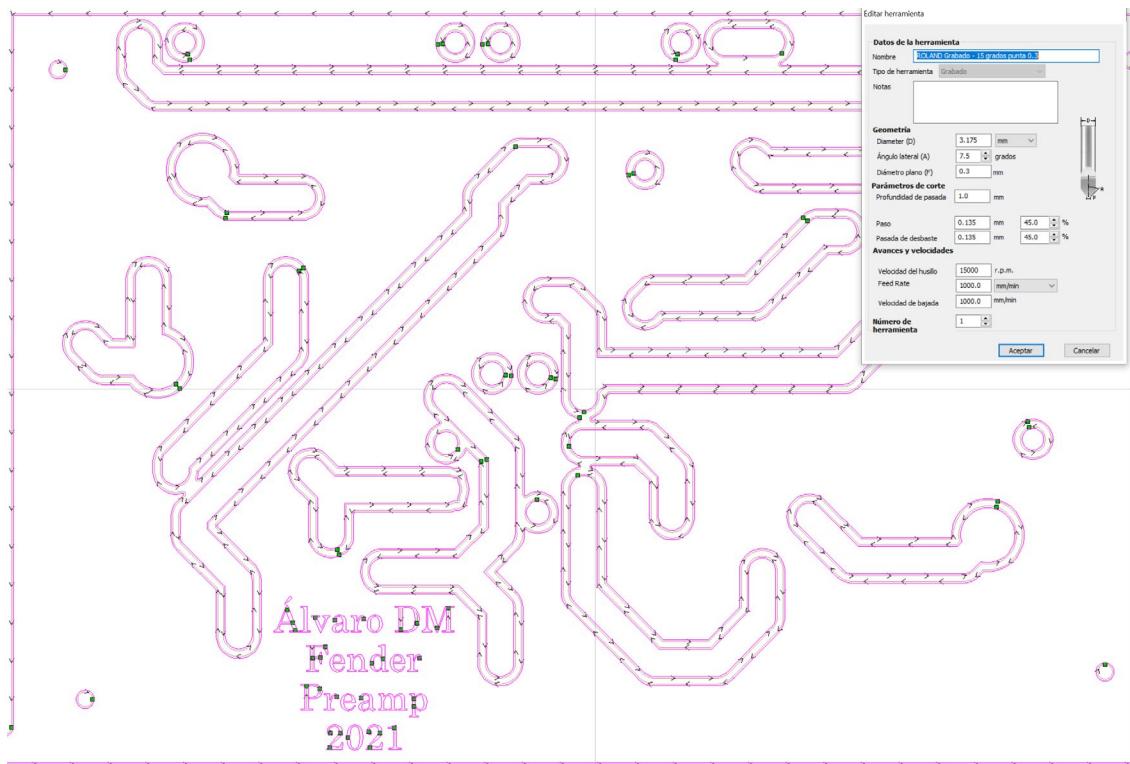


Ilustración 61. Vectores cara trasera preamplificador Canal 1 tipo Fender

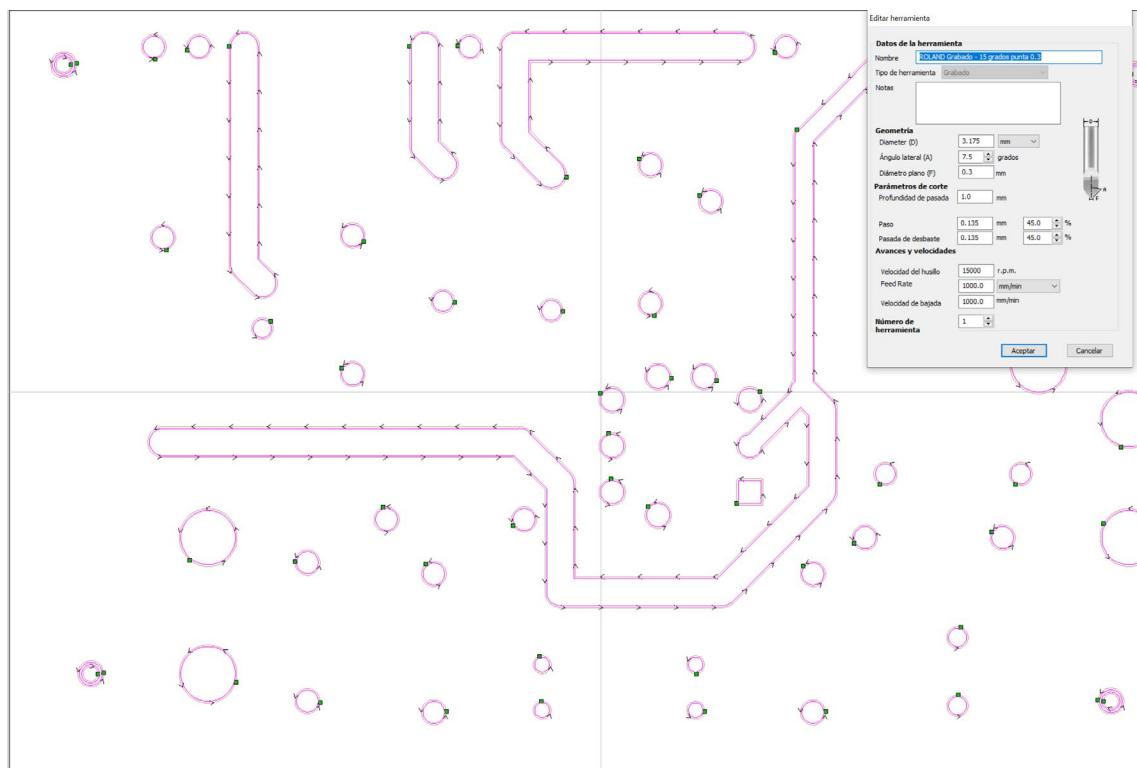


Ilustración 62. Vectores cara superior preamplificador Canal 1 tipo Fender

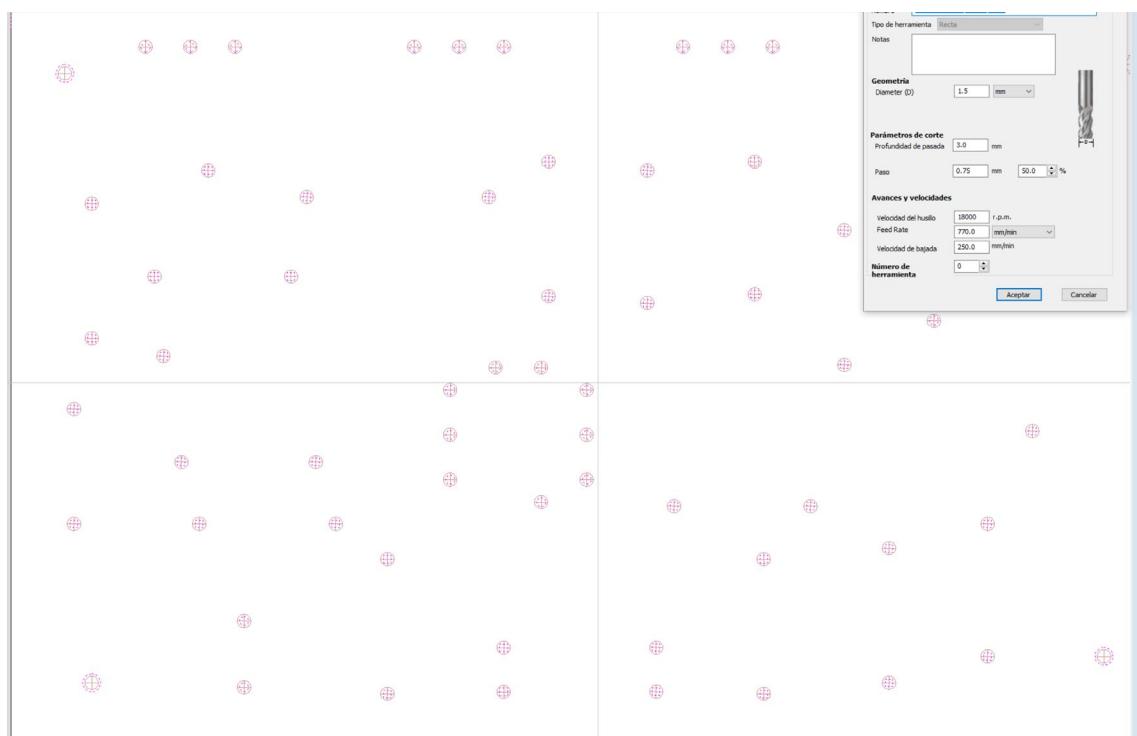


Ilustración 63. Vectores para taladros del preamplificador Canal 1 tipo Fender

También prepararemos la capa de los agujeros de forma automática, usando una herramienta en la que el programa selecciona todos los vectores cerrados, (en nuestro caso son círculos) y genera un taladrado en cada centro de ellos.

Como vamos a realizar la fase de taladrado desde la parte posterior de nuestra placa, también realizaremos un volteado horizontal en la combinación de vectores que corresponden al taladrado.

Durante la preparación de todos los ficheros *GCode*, tendremos en cuenta en qué punto ponemos el origen de nuestros ejes X,Y,Z. Para el fresado de los moldes y cortes de nuestras PCBs situamos el origen en la esquina inferior izquierda. Sin embargo, para el fresado y taladrado de las PCBs, fijaremos este origen justo en el medio de nuestras placas. De esta manera el error que podamos cometer a la hora de voltear las placas será menor.

Consideraremos el tipo de fresa o broca que usaremos al generar los ficheros, la profundidad de cada una en base al espesor del material, y la velocidad de las mismas.

Una vez que dispongamos de nuestros tres ficheros *Gcode*, cada uno para cada fase, prepararemos los ficheros para realizar un molde en el que colocar nuestra placa de cobre, y otro fichero para cortar nuestra placa de cobre a la medida correspondiente.

3.3. Trabajo de la máquina CNC

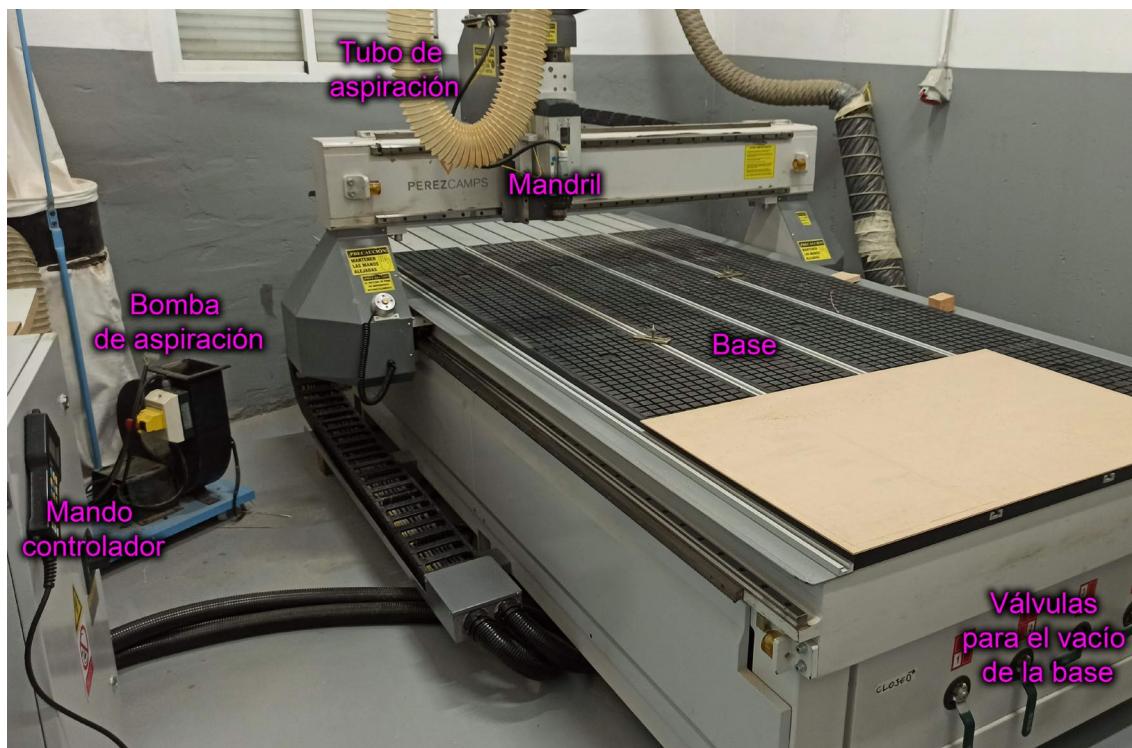


Ilustración 64. Máquina CNC en la Escuela Politécnica de Cáceres.

Utilizaremos la bomba de vacío para poder “sujetar” el material a la base de la CNC y que esta no se mueva. Siempre trabajaremos con “material de sacrificio”. Utilizaremos para ello madera MDF de 3 mm de espesor de retales de otros proyectos. Pegaremos nuestro material al material de sacrificio usando “silicona caliente”.



Ilustración 65. Fresas y brocas usadas en la CNC

3.3.1. Molde para el fresado y taladrado de las PCBs

En primer lugar, realizaremos un molde sobre el que voltearemos nuestra placa una única vez.

Para la realización de este molde, usaremos una placa de madera MDF de 3mm de grosor. Se trata de realizar un cajeado en el que colocar la placa de cobre una vez cortada, de manera que consigamos el mínimo movimiento en la placa.

En el centro de este cajeado realizaremos un agujero, de varios centímetros de radio, con la finalidad de que el vacío generado por la bomba consiga que nuestra placa de cobre no se mueva lo más mínimo.



Ilustración 66. PCB cortada encajada en el molde

Lo primero siempre es definir en la propia máquina el origen de nuestros ejes. En esto caso, fijamos el origen en la esquina inferior izquierda de nuestra placa y en la superficie del material, no de la base de trabajo. De esta manera conseguiremos mayor precisión.

Para ello, una vez encendida la máquina, colocado la broca correspondiente y cargado el fichero *gcode*, con el mando controlador, movemos el husillo de nuestra máquina de forma que la punta de la broca roce este punto. Definimos este punto como nuestro origen a través del propio mando.

En este caso hemos usado una broca universal plana de 1,5 mm de diámetro.

Una vez tenemos el molde, lo apartamos de la base de nuestra máquina, lo despegamos del material de sacrificio, y procedemos a la preparación del corte de nuestra placa de cobre.

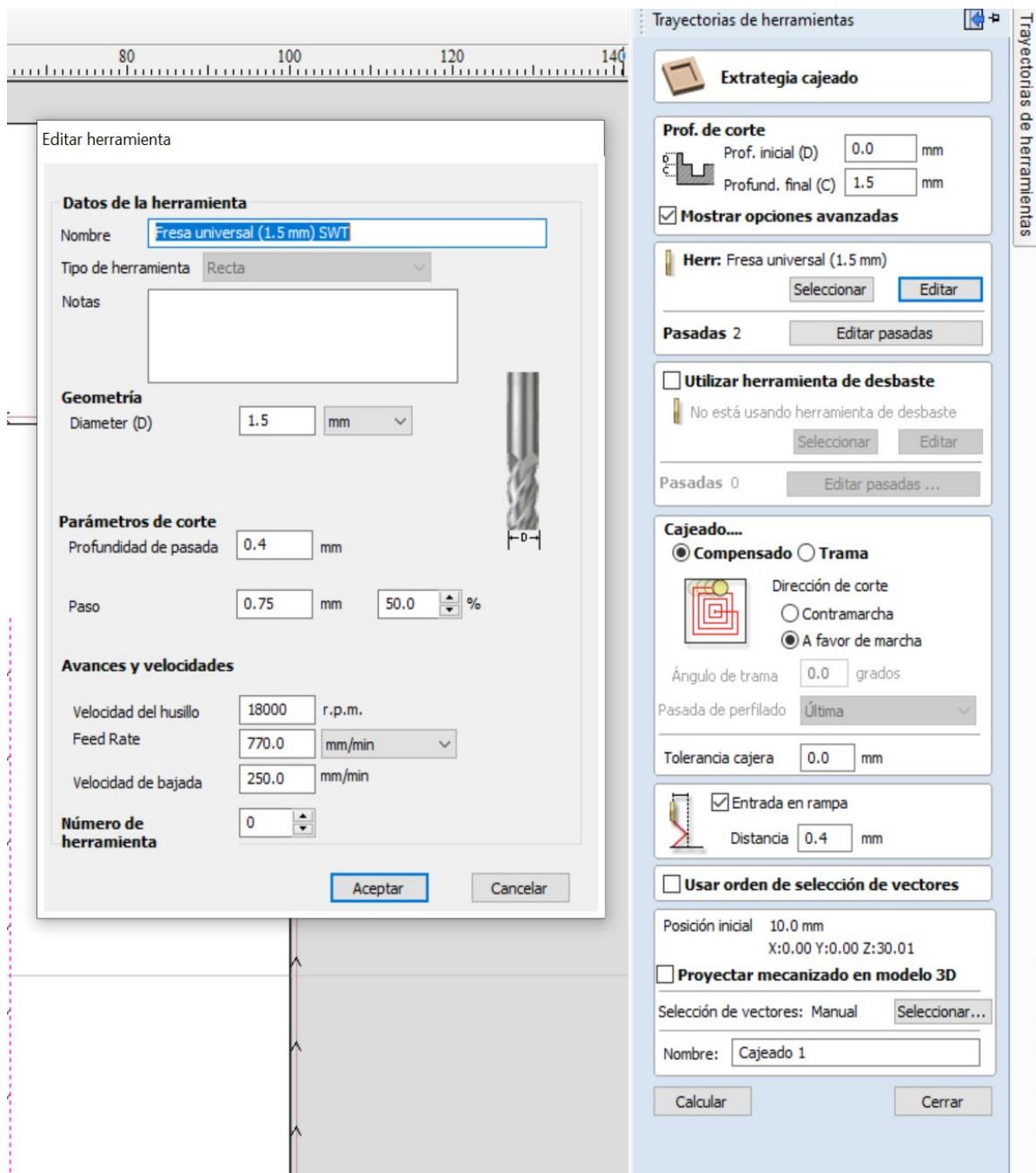


Ilustración 67. Configuración para el fresado del molde

3.3.2. Corte de las placas de cobre

Debemos hacer este proceso para que las medidas de nuestra placa coincidan con el cajeado de nuestro molde con la mayor exactitud posible.

Para ello simplemente pegamos la placa de cobre al material de sacrificio, y colocamos este encima de la base de la máquina CNC usando vacío.

Usaremos para este proceso una broca universal plana de 1,5mm de diámetro. Pueden verse los parámetros de corte en la ilustración 68. El resultado final lo podemos ver en la ilustración 69.

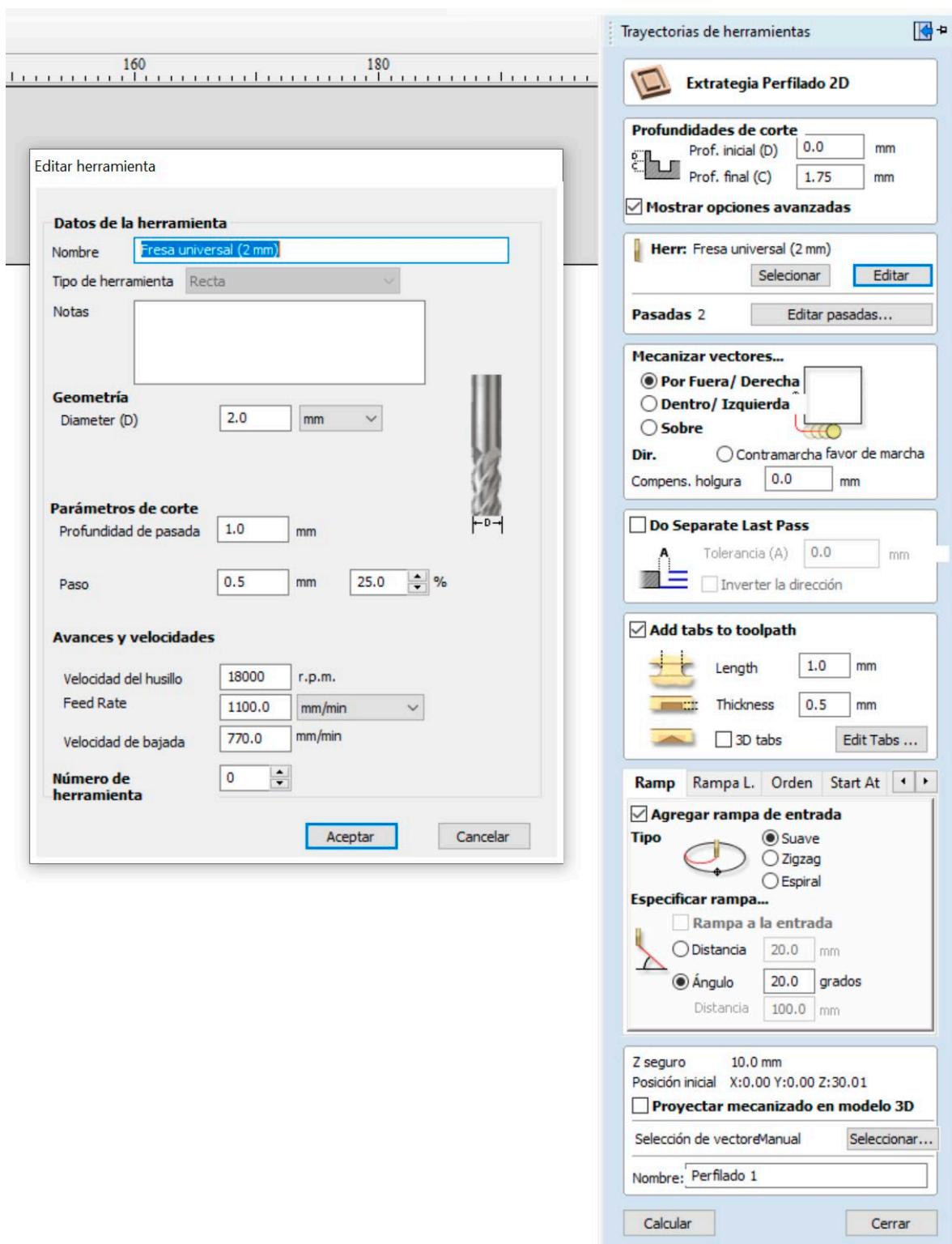


Ilustración 68. Configuración para el corte de la PCB

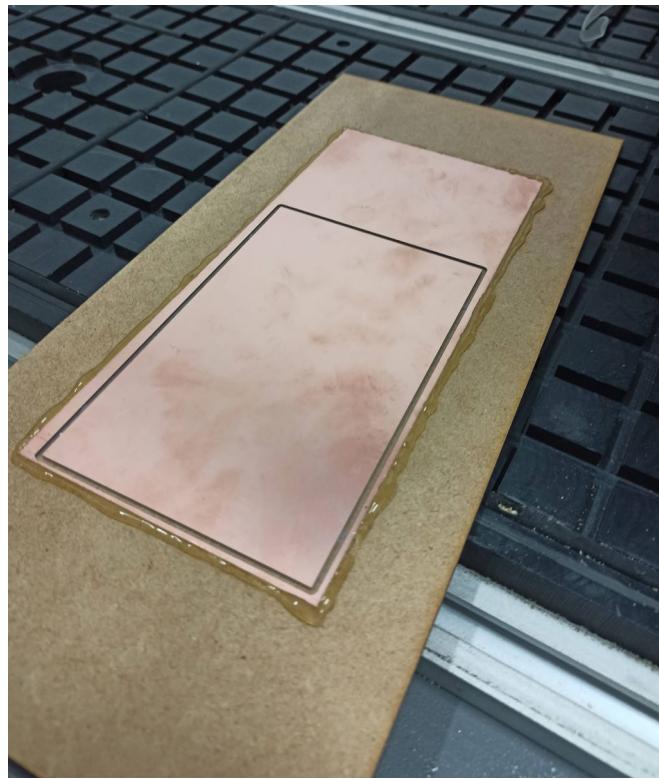


Ilustración 69. Corte de la placa de cobre para PCB

3.3.3. Fresado y taladrado

Para la preparación de este proceso, lo primero será buscar el centro exacto de nuestra placa de cobre, que será rectangular para todos los casos. Usamos el calibre y nos aseguramos que hemos encontrado el centro exacto. Marcamos este centro en una de las caras de la placa y nuestro origen de coordenadas.

Colocaremos la placa de cobre en el cajeado de nuestro molde, de manera que el centro que hemos marcado anteriormente esté en la cara superior. A partir de ahora, esta será la parte superior de nuestra placa.

Colocamos el molde con la placa de cobre sobre la base de la máquina CNC y procedemos a cargar el fichero, colocar nuestra fresa, y definir el origen en el centro de la placa (el punto que anteriormente hemos marcado) a través de los mandos de control de la máquina.

Procedemos al fresado de la parte superior de nuestra PCB. Para ello usamos la fresa en forma de V de 15°, con una profundidad de corte de 0,3 mm, y un diámetro final de 0,3 mm. Pueden verse los parámetros de corte en la ilustración 70.

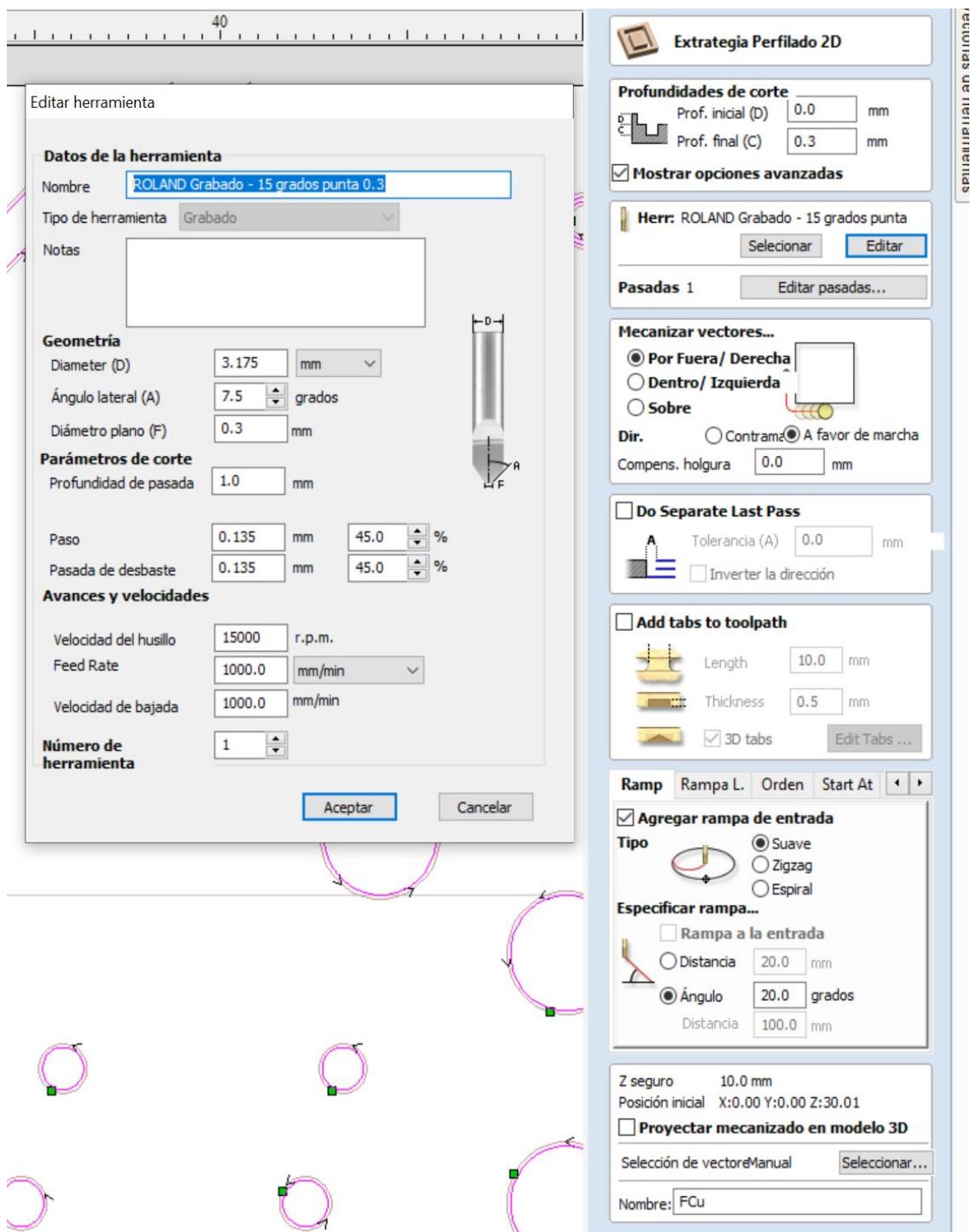


Ilustración 70. Configuración de fresado de pistas de cobre en la PCB

Una vez hemos hecho este proceso, volteamos horizontalmente la placa. Para ello, apagamos la bomba de vacío de la máquina, y con cuidado de no mover el molde (sujetándolo), realizamos este volteado. Podríamos usar mordazas para sujetar mejor el molde. Se puede ver el resultado final en la ilustración 71.



Ilustración 71. Fresado pistas de cobre en PCB

Una vez finalizado, cargaremos el fichero correspondiente al fresado de la cara anterior de nuestra PCB, y lo iniciaremos.

En este proceso no modificaremos la definición de nuestro punto de origen ni la fresa a usar.

Una vez completado, procedemos a cambiar la fresa por una broca de 0,8 mm para realizar el taladrado. Todo ello sin apagar la bomba de vacío de la máquina. En este caso no es necesario cambiar el tipo de broca en el software, pues se comportarán de igual manera que la de 1,5 mm.

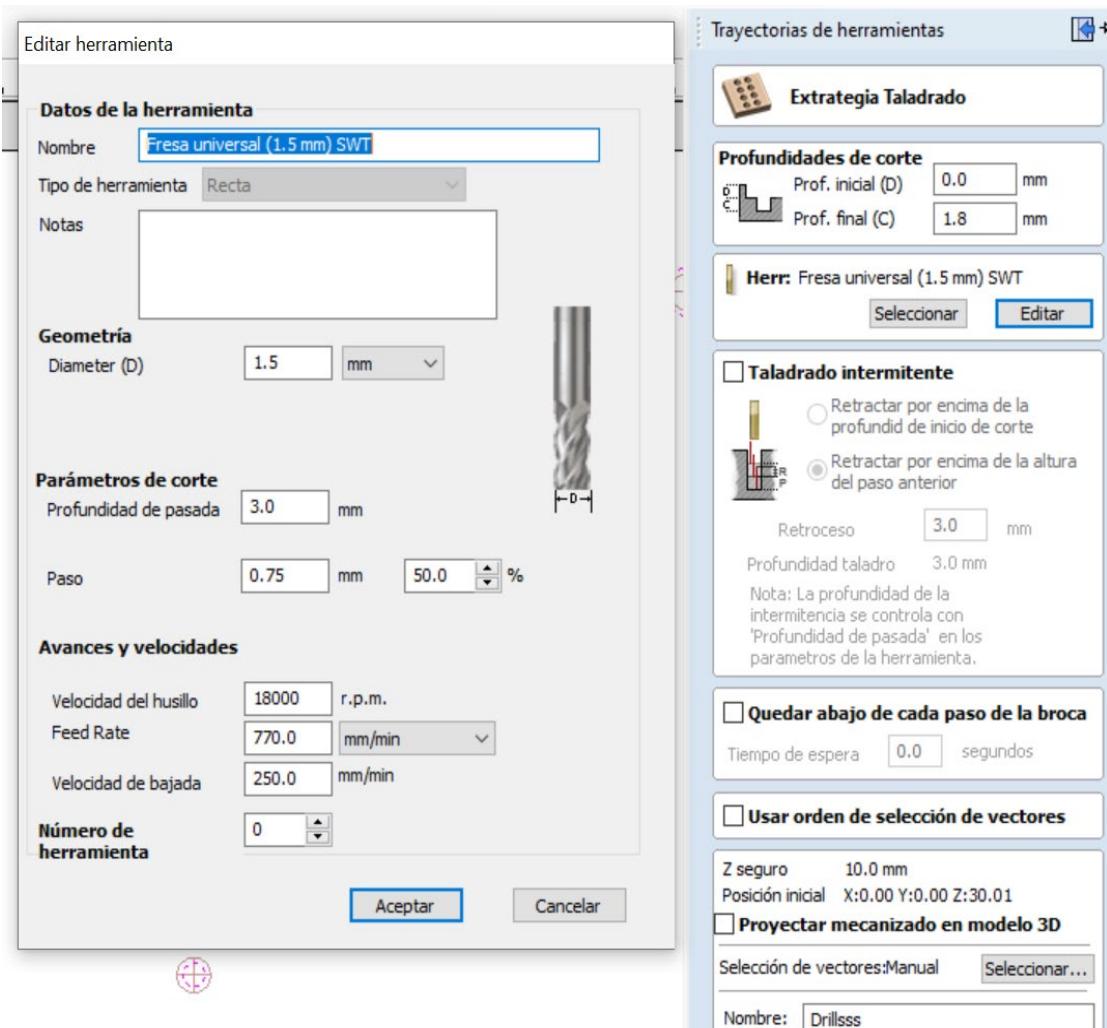


Ilustración 72. Configuración de taladros en la PCB

Para ello definimos el origen del eje Z, pero no de los ejes X e Y.

Una vez concluido este último proceso, apagaremos la bomba de vacío y separaremos nuestra placa de cobre de nuestro molde. Ya tendremos una de nuestras PCBs.

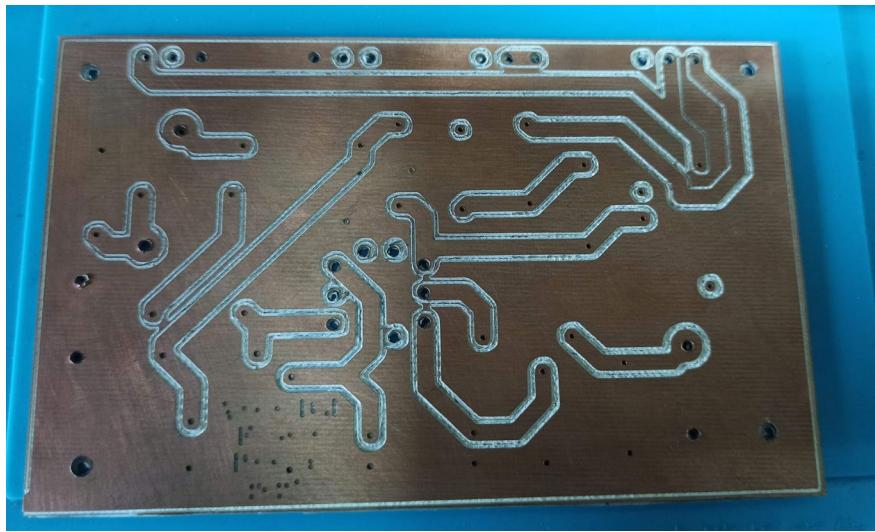


Ilustración 73. Placa de cobre fresada y taladrada para el Canal 1 tipo Fender

3.4. Acabado de las PCBs

Para facilitar las tareas posteriores, diseñaremos unas pegatinas, las cuales pegaremos en la parte frontal de nuestras PCBs. De esta manera, podremos ver en las pegatinas las propias pistas, tanto de la parte frontal, como de la parte posterior, y lo más importante, el valor y la referencia de cada componente. Ver ilustración 74.

Para ello exportaremos los diseños realizados anteriormente en el software KiCad en formato PDF, y trabajaremos con algún software de edición de imágenes. En nuestro caso usaremos el software libre GIMP.

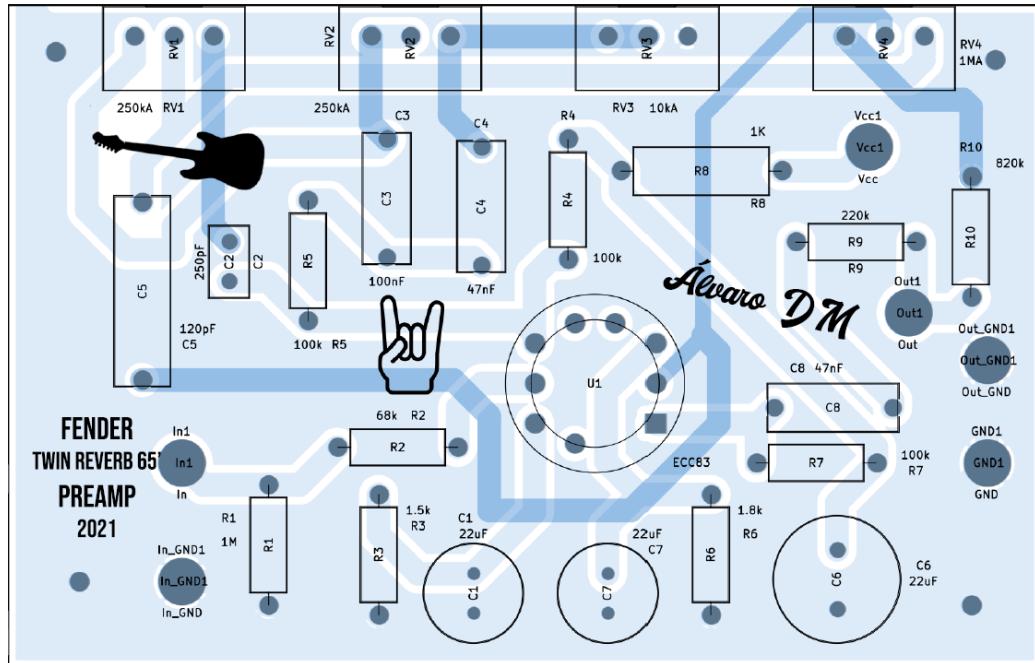


Ilustración 74. Diseño pegatina frontal PCB preamplificador Canal 1 tipo Fender

Una vez que tengamos las PCBs preparadas, procedemos a pasarles un segundo taladrado a alguno de los agujeros que ya tenemos, pero de forma manual, para insertar mejor ciertos cables o componentes.

Nos fijaremos en los componentes que sean de mayor diámetro. En nuestro caso, taladraremos los agujeros correspondientes a los zócalos de las válvulas, los agujeros en los que irían los tornillos para anclar las PCBs al chasis y los agujeros de los potenciómetros con una broca de 2,5mm.

Los agujeros donde irán los cables los taladraremos con broca de 1,5mm.

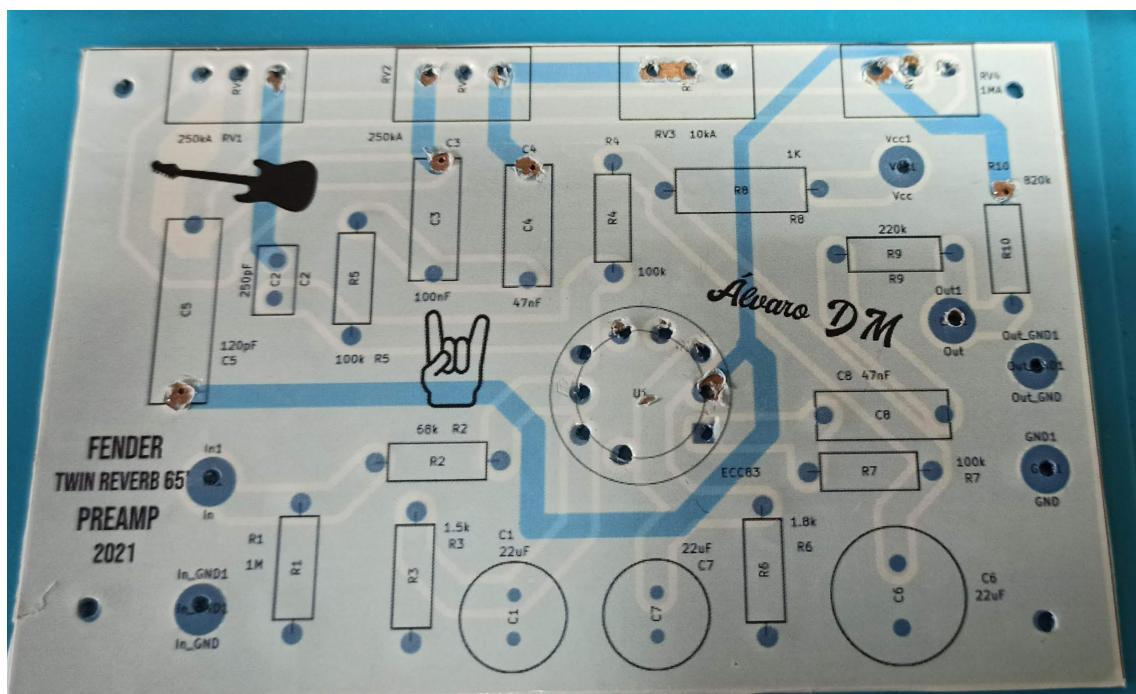


Ilustración 75. Acabado PCB del preamplificador canal I tipo Fender

3.5. Soldadura de componentes

Realizaremos este proceso con calma y cuidado, revisando todos los detalles, con el fin de evitar que se cortocircuite o se corte cualquier pista de cobre, queden soldaduras frías y que los componentes no toquen ningún punto de la placa indeseado.

Es de importancia usar estaño de calidad. La mayoría de estos componentes resisten bien al calor, de modo que usaremos un soldador a unos 350°C. Nos ayudaremos de un soporte para PCBs.

Empezaremos por los componentes de menor tamaño y proseguiremos con los de mayor tamaño, para evitar que nos estorben a la hora de soldar.

Uno de los puntos de relevante importancia, es soldar los filamentos de las válvulas de forma adecuada. En el esquema original de la etapa de potencia del amplificador Marshall

JCM800, tenemos el gráfico mostrado en la ilustración 75. Este será el que usemos nosotros en nuestro amplificador. Seguiremos el esquema de la ilustración 76.

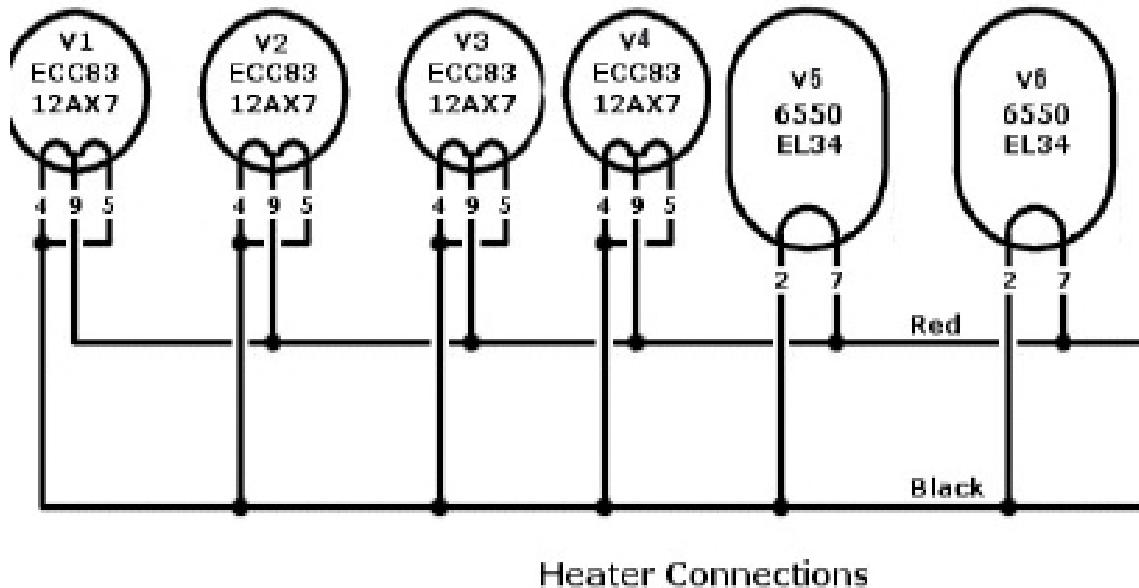


Ilustración 76. Conexionado de los filamentos de las válvulas

Tenemos los cables que corresponden a los dos extremos del bobinado secundario de nuestro transformador de alimentación correspondiente a la alimentación de filamentos.

Ya hemos explicado en el bloque de alimentación que debemos conectar a tierra el terminal común de la bobina que usaremos para los filamentos. Ahora tenemos los dos extremos de ese bobinado (cables rojo y negro), entre los cuales tenemos una diferencia de potencial de 6,3V en corriente alterna a 50Hz (misma frecuencia que la toma de corriente a la enchufaremos el amplificador).

En las dos PCBs que se encargan a la preamplificación de nuestro amplificador (PCB correspondiente al canal 1 Fender y PCB correspondiente al canal 2 Marhsall) soldaremos los dos terminales correspondientes a los pines 5 y 9 de nuestros zócalos de válvulas de previo. Realizaremos esto con mucho cuidado de no tocar los buses de masa que están alrededor de los agujeros. En la unión de estos dos terminales soldaremos un cable que conectaremos con el cable rojo correspondiente a la alimentación de filamentos. Los cables irán trenzados para evitar en lo posible fuentes de ruido.

Por otra parte, soldaremos otro cable al terminal correspondiente al pin 9 los zócalos de válvulas de previo.

En las válvulas de potencia, soldaremos dos cables en los pines 2 y 7 de los zócalos de válvula de potencia, y uniremos estos cables a los cables negro y rojo para la alimentación de filamentos de nuestro transformador.

3.6. Conexión entre elementos

Realizaremos la conexión entre cada uno de los elementos utilizando clemas de electricidad que se muestran en la ilustración 77. En cada cable crimparemos un conector, como los de la ilustración 78, y el conector irá atornillado a la clema, de manera que podríamos desmontar el amplificador en varios módulos.

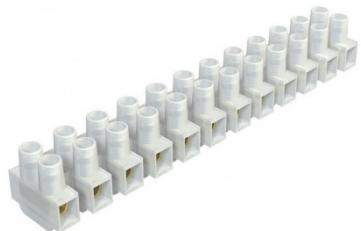


Ilustración 77. Fichas o clemas usadas en el montaje



Ilustración 78. Conectores usados en el montaje

Debemos tener cuidado de no confundir los cables, ya que algunos son del mismo color.

4. Análisis del amplificador

Una vez esté todo el amplificador montado en el banco de pruebas y sonando, procedemos a realizar comprobaciones. Para ello hemos usado los distintos equipos que tenemos en el laboratorio:

- Osciloscopio TDS210 de Tektronix.[\[20\]](#)
- Osciloscopio digital PCSU100 de la marca Velleman Instruments.[\[25\]](#)
- Generador de funciones PCGU1000 de la marca Velleman Instruments.[\[25\]](#)
- Osciloscopio DSO DS212 de la marca SainSmart.[\[17\]](#)
- Analog Discovery 2 de la marca Digilent
- Pinzas de cocodrilo y sondas.
- Multímetro digital básico.

Conectaremos a la salida del amplificador una resistencia de 16Ω y 50W de potencia en lugar del altavoz. Seleccionaremos esta impedancia de salida en el selector de impedancias, que está conectado al banco de pruebas.

4.1. Testeo del amplificador

4.1.1. Primeras comprobaciones y pruebas

Implementaremos este proceso en un banco de pruebas básico, basado en un chasis de 19 pulgadas reciclado de un servidor informático, el cual tiene base y paredes cerradas. En la base del chasis atornillamos cada componente del amplificador, como pueden ser los dos transformadores (de alimentación y de salida), la bobina o “choke” y cada una de las PCBs.

Primero presentaremos cada componente en su sitio y nos aseguraremos de que todos los cables llegan, los componentes están bien situados y tenemos un cómodo acceso a la hora de manipular el amplificador.

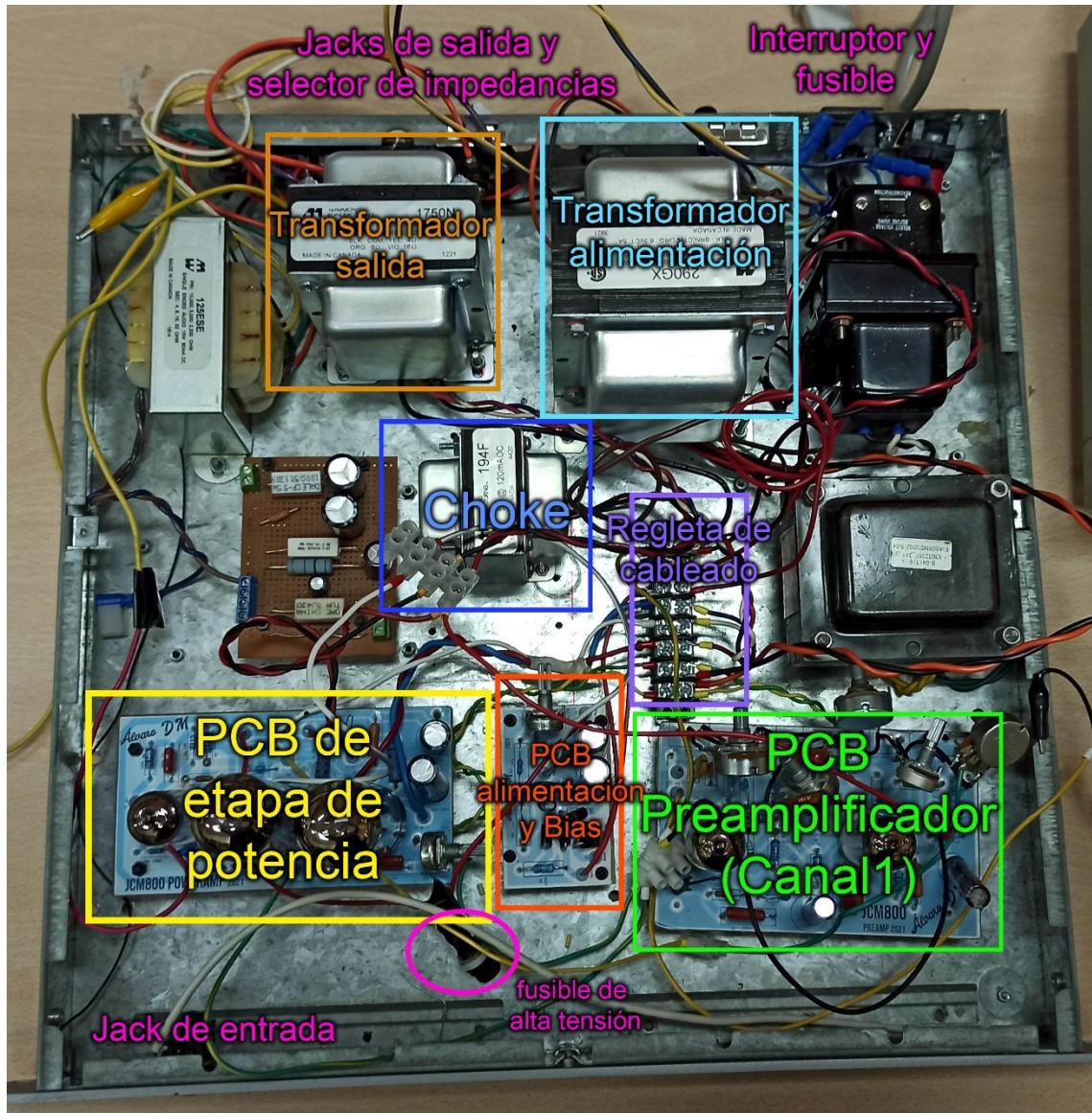


Ilustración 79. Banco de pruebas para amplificadores valvulares

En las paredes del banco de pruebas tenemos varios jacks de 6,3 mm instalados para las entradas y salidas del amplificador, un commutador para la selección de impedancias a la salida de nuestro transformador de salida, compartimentos para fusibles de alimentación e interruptores para la entrada de corriente al transformador de alimentación. Lo cual simplifica el proceso de pruebas de módulos independientes.

Realizaremos primero una comprobación del funcionamiento de la etapa de potencia, sin conectar ninguno de los preamplificadores, inyectando señal (usando el generador de señales) a la entrada de la etapa de potencia, y asegurándonos a través del altavoz y del osciloscopio que esta señal es amplificada.

Posteriormente, probaremos por separado cada uno de los preamplificadores. Y finalmente, conectaremos cada uno a la etapa de potencia para probar el amplificador en conjunto.

Antes de nada, debemos tener muy claro donde se encuentran las zonas de alta tensión, asegurarnos de que el fusible de nuestro amplificador está bien conectado. Comprobamos también el fusible a la entrada de la corriente hacia el chasis.

Algunas de las comprobaciones recomendables son:

- Asegurarnos que no existe cortocircuito entre tierra y alta tensión.
- Asegurarnos que todas las tierras están conectadas entre sí y al chasis.
- Comprobar los buses de masa de las PCBs.
- Comprobar que todos los terminales de los filamentos de las válvulas están conectados unos con otros, y que todas las válvulas están conectadas en paralelo en sus filamentos.
- Que ningún cable toque ninguna parte del circuito indeseable. Cuidado con el chasis del banco de pruebas.
- Asegurarnos que las PCBs no toquen la base del banco de pruebas y estén bien ancladas sin moverse.
- Tener bien localizadas las zonas de alta tensión.
- Conectaremos a través de pinzas de cocodrilo el chasis de nuestro banco de prueba y la punta negativa del multímetro, para realizar mediciones con la punta positiva.

Hemos mencionado algunas de las comprobaciones, pero nunca es suficiente en cuanto a seguridad se refiere. Toda precaución es poca.

Antes del primer conectado a la red, desconectaremos y taparemos con cinta aislante los cables de alta tensión del transformador de alimentación, quedando únicamente conectados los cables para los filamentos.

Una vez comprobemos que todos los filamentos funcionan y las válvulas caldean bien, procedemos a probar el amplificador conectando los cables de alta tensión del transformador de alimentación, pero desconectando todas las válvulas.

Debemos tener en cuenta que, si las válvulas no están conectadas, es muy probable que los condensadores que filtran la alta tensión no lleguen a descargarse. Por ello, una vez encendido el circuito sin las válvulas, es lo primero que debemos localizar y comprobar con el multímetro configurado para medir tensión continua.

Antes de manipular el circuito, debemos descargar estos condensadores. Para ello nosotros usamos una resistencia de $220\text{k}\Omega$ entre la pista de alta tensión en la PCB y la base del chasis (tierra).

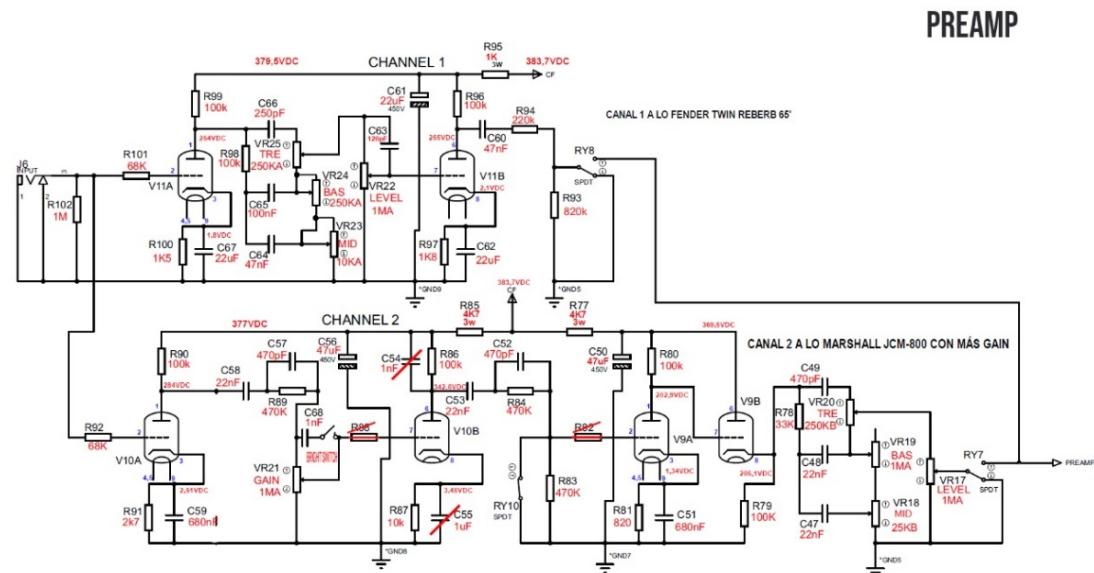
Antes de hacer nada, debemos comprobar que no quede tensión en todo el circuito.

Una vez realizado este paso, y comprobado que no se haya quemado ningún componente, procedemos a insertar las válvulas en los zócalos, y veremos en comportamiento de cada módulo (etapa amplificadora, etapa preamplificadora Fender y etapa preamplificadora Marshall).

4.1.2. Valores de tensión

En las tablas 1, 2 y 3 se encuentran valores de tensión medidos, simulados, y valores que nos indican otros circuitos de foros del preamplificador del canal 1, el preamplificador del canal 2 y la etapa de potencia respectivamente. En las ilustraciones 82, 83 y 84 se muestran los esquemas que hemos seguido para diseñar nuestras PCBs.

Las ilustraciones 80 y 81 corresponden a circuitos en los que nos hemos basado para nuestro amplificador. Estos circuitos se pueden encontrar en foros [1][16]. En los anexos 7 y 8 se encuentran los circuitos completos. Debemos medir valores parecidos, aunque no exactos, pues nuestro transformador nos ofrece una tensión algo más elevada que el valor indicado en otros esquemas.



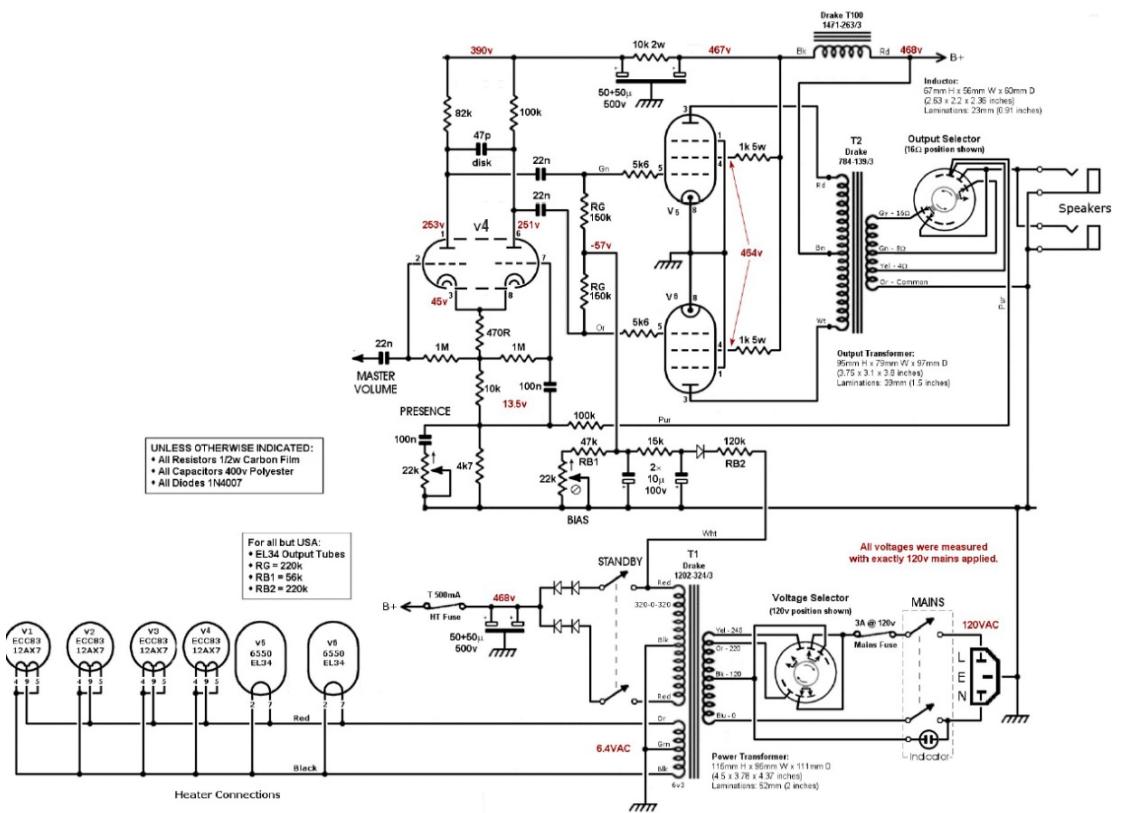


Ilustración 81. Circuito con las tensiones en la etapa de potencia y alimentación

Resultados medidos en nuestro amplificador:

Valores de tensión en el preamplificador Canal 1 tipo Fender

Zonas	Valores medidos (V)	Valores simulados (V)	Otros circuitos (V)
Ánodo triodo 1 (U1A-6, R4)	306,0	293,49	254,0
Cátodo triodo 1 (U1A-8, R3, C1)	2,089	2,2645	1,8
Rejilla triodo 1 (R2, U1A7)	0,0	0,0	0,0
Ánodo triodo 2 (U1B-1, R7, C8)	316,3	307,89	265,0
Cátodo triodo 2 (U1B-3, R6, C7)	2,336	2,48	2,1
Rejilla triodo 2 (RV4-2, C5, U1B-2)	0,0	0,0	0,0
Alta tensión 1 (R4, C6, R8, R7)	443,0	444,46	379,5
Alta tensión 2 (R8, Vcc)	445,0	446,0	383,7

Tabla 1. Valores de tensión medidos en el preamplificador Canal 1 tipo Fender

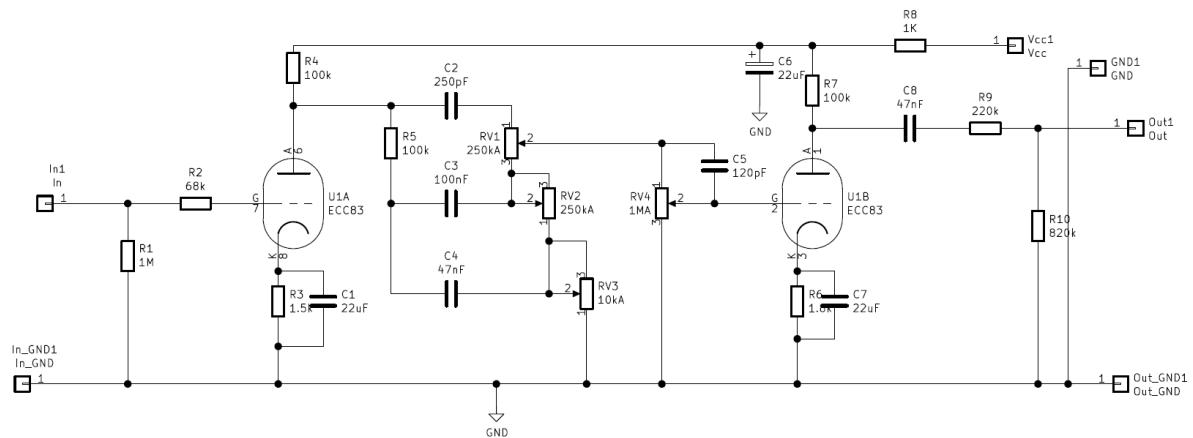


Ilustración 82. Esquema PCB Canal 1 tipo Fender

Valores de tensión en el preamplificador Canal 2 tipo Marshall

Zonas	Valores medidos (V)	Valores simulados (V)	Valores de otros circuitos (V)
Ánodo triodo 1 (U1A-6, R3, C2)	215	331,24	284,0
Cátodo triodo 1 (U1A-8, R2, C1)	5,57	2,9	2,51
Rejilla triodo 2 (R1, U1A-7)	0,022	0,0	0,0
Ánodo triodo 2 (R6, C6, U1B-1)	345,8	398,28	342,6
Cátodo triodo 2 (U1B-3, R5)	3,45	4,07	3,45
Rejilla triodo 2 (RV1-2, U1B-2)	0,03	0,0	0,0
Ánodo triodo 3 (R12, U2A-6, U2B-2)	270	240,03	202,9
Cátodo triodo 3 (U2A-8, R11, C9)	1,209	1,52	1,34
Rejilla triodo 3 (U2A-7, R9, R8, C7)	-3,3	0,0	0,0
Ánodo triodo 4 (R10, C8, R12, U2B-1)	430	426	369,5
Cátodo triodo 4 (U2B-3, R13, R14, C10)	290,6	240,73	205,1
Rejilla triodo 4 (R12, U2A-6, U2B-2)	266,7	240,03	202,9
Alta tensión 1 (R3, C5, R6)	433,0	238,93	377,0
Alta tensión 2 (R7, R10), Vcc	448,0	446,0	383,7
Alta tensión 3 (R10, C8, R12, U2B-1)	428,0	425,88	369,5

Tabla 2. Valores de tensión medidos en el preamplificador Canal 2 tipo Marshall

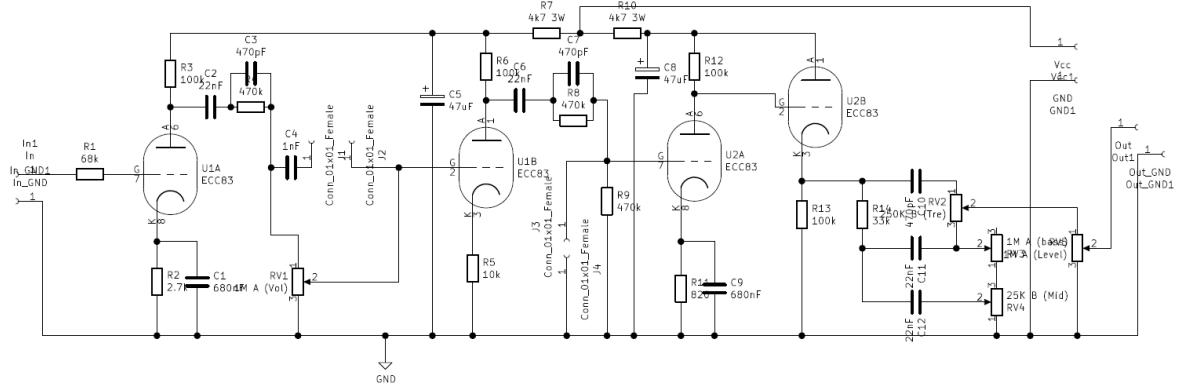


Ilustración 83. Esquema PCB Canal 2 tipo Marshall

Valores de tensión en la etapa de potencia

Zonas	Valores medidos (V)	Valores simulados (V)	Valores de otros circuitos (V)
Ánodo triodo 1 (U1B-1, R2, C3, C6)	280,2	213,94	253,0
Ánodo triodo 2 (U1A-6, C5, R10, R12)	266,8	206,62	251,0
Cátodos triodo (U1B-3, U1A-8, R3)	46,0	69,9	45,0
Control Presence (R4, R5, R8, C2, C4)	13,8	20,98	13,5
Bias (R9, R10)	-57,0	-57,0	-57,0
Rejillas (R15, R14)	443,0	468,0	464,0
Alta tensión 1 (R2, R7, R11)	414,0	421,24	390,0
Alta tensión 2 (C8, R15, R14)	445,0	468,0	467,0
Alta tensión B++	446,0	468,0	468,0

Tabla 3. Valores de tensión medidos en la etapa de potencia

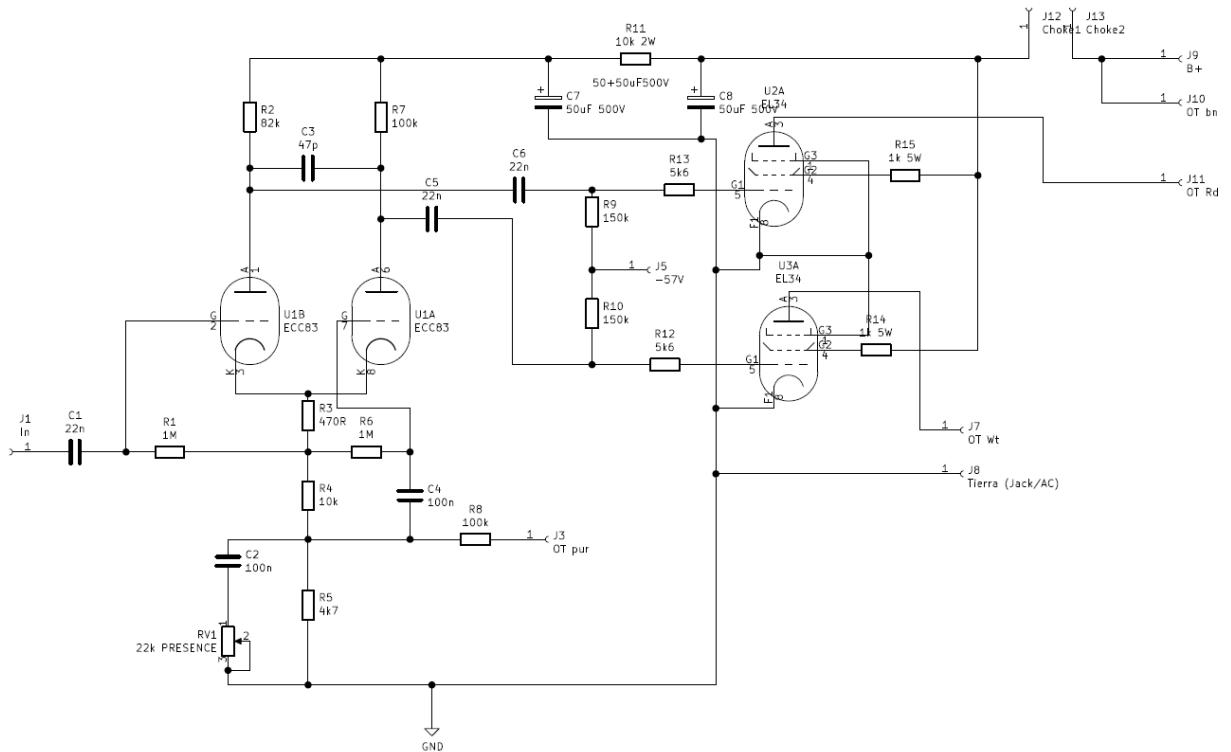


Ilustración 84. Esquema PCB Etapa de potencia

Ajustamos nuestra herramienta de medida. En nuestro caso, haremos uso del multímetro, en función de voltímetro para corriente continua. Conectamos una de las pinzas al chasis (masa), y con la otra pinza iremos realizando las mediciones. Como podemos observar, los valores son bastante aceptables y tienen coherencia.

4.1.3. Errores cometidos

A continuación, comentaremos algunos de los errores cometidos por los cuales el funcionamiento del amplificador no era el deseado. Son errores habituales, aunque difíciles de localizar sin algo de experiencia previa.

Para encontrar estos errores se ha examinado y estudiado rigurosamente el comportamiento de todas y cada una de las partes del amplificador. Para ello hemos usado herramientas sencillas como un generador de señales, osciloscopio, multímetro, pinzas de cocodrilo, soldador de estaño, cables de varios diámetros, un altavoz de 8Ω de impedancia, una resistencia de 10Ω y $50W$ que hemos usado como resistencia de carga soldada a un conector Jack de 6,3mm y conectada a la salida del banco de pruebas, etc.

- Conexionado de los filamentos

Antes de comenzar a conectar, debemos estudiar todo el circuito, por muy sencillo que nos parezca. En nuestro caso hemos tenido problema a la hora de conectar los terminales de filamentos de las válvulas, ya que hay que puentear dos de los pines en las válvulas de preamplificador.

Una vez realizado esto, los filamentos se han encendido correctamente.

- Mal diseño de PCBs en KiCad

A la hora de diseñar el circuito, antes de realizar la PCB, tenemos que asegurarnos que todo el esquema esté correcto, pues podríamos arrastrar este error durante todo el proceso de manera inevitable. A la hora de leer un circuito debemos fijarnos bien en qué nodos del circuito están conectados, y cuales son un puente entre uniones.

En nuestro caso el error ha sido conectar la entrada de uno de los triodos del preamplificador canal 2 tipo Marshall, a alta tensión. Estábamos conectado la rejilla de este triodo a casi 400VDC.

Para solucionar esto únicamente hemos cortado a posteriori la pista en la propia PCB. Con lo cual ya se solucionó el problema.

También cometimos un error en la PCB de la etapa de potencia. El error era simplemente que los pines 1 de las válvulas de potencia debían de estar conectados a tierra.

En el diseño de las PCBs, hemos conectado los terminales correspondientes a los pines 1 de una válvula a la otra, pero no los hemos conectado a tierra. Esto se soluciona soldando un cable desde esa pista de cobre hasta algún punto de masa de nuestro circuito.

- Cuidado con el ruido por inducción

Para el preamplificador del canal 1 tipo Fender, hemos tenido problemas de ruido por inducción. En nuestro caso, el cable de entrada al preamplificador era algo largo, y el cable de salida estaba bastante cerca.

Cada vez que el cable de entrada se encontraba cerca del cable de salida, de la válvula de previo, o de algún componente que podría inducirle ruido, se formaba una señal de realimentación positiva en el preamplificador que daba lugar a un molesto pitido en cuanto subíamos el volumen del previo.

Esta señal aparecía en la propia entrada del circuito cada vez que medíamos con el osciloscopio, por tanto, al principio no encontrábamos explicación de qué podría producir ese ruido.

Esto se ha solucionado cortando los cables, posicionándolos mejor y más separados.

- Masas conectadas

Uno de los errores ha sido darnos cuenta de que muchos de los puntos de masa de nuestra PCB no estaban conectados entre sí.

A la hora de diseñar las PCBs, hemos rellenado todas las zonas vacías, separadas de las pistas de cobre para usarlas como bus de masa. Esto también nos ayuda a apantallar mayor parte de la GND.

El problema es, que algunas de estas zonas no están conectadas entre sí. En nuestro caso había dos zonas que se quedaban sin conectar en la PCB del preamplificador del canal 2 tipo Marshall. Esto se ha solucionado soldando un trozo de cable de una zona a otra.

- Potenciómetros no conectados a chasis

En el banco de pruebas, al no estar conectados los potenciómetros al chasis y no tener un bus de masa, inducen algunos ruidos. Este problema se solucionará cuando montemos el amplificador en el chasis.

4.2. Preamplificador “Canal 1 tipo Fender”

A continuación, se describen las medidas reales realizadas en cada etapa. En primer lugar, hemos analizado el comportamiento del preamplificador Canal 1 tipo Fender. Para ello hemos conectado el generador de funciones a la entrada de señal, el canal 1 del osciloscopio corresponde con la entrada de señal. El canal 2 del osciloscopio corresponde con la salida del preamplificador hacia la etapa de potencia.

En el generador de funciones hemos seleccionado una señal senoidal de 1 kHz y 200 mVpp.

En la siguiente ilustración 85 vemos los resultados con potenciómetro de *Level* al 50% de su recorrido.

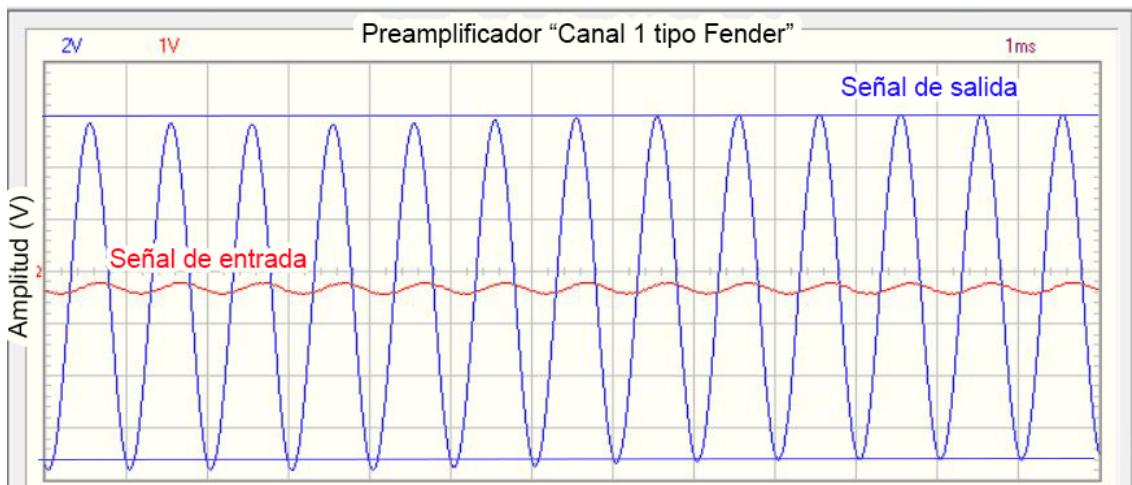


Ilustración 85. Señales de entrada y salida en el previo Fender. Level al 50%

Podemos comprobar en la ilustración 85 que a la salida tenemos una señal con la misma frecuencia (1 kHz), aunque existe un pequeño desfase entre una señal y otra. En el eje horizontal tenemos una escala de 0,5ms/división. La señal de salida es de 13,2 Vpp. Por tanto, podemos calcular la ganancia en voltaje de la siguiente manera:

$$Av = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{13,2 \text{ Vpp}}{0,2 \text{ Vpp}} = 66$$

Calculado en logaritmo:

$$a_v = 20 \cdot \log Av = 20 \cdot \log 66 = 36,39 \text{ dBV}$$

Con el potenciómetro de *Level* al 50% (de su recorrido) de nuestro preamplificador, tenemos un factor de ganancia de 66, o lo que es lo mismo, una ganancia de 36,39 dB.

Ahora procedemos a realizar un estudio de su distorsión. Para ello realizaremos, a través de nuestro osciloscopio, una representación de la Transformada de Fourier, a través de la herramienta *FFT*, que nos proporciona un ventanado tipo *Hamming*.

Hemos exportado esta representación en un fichero y hemos creado una representación con *MatLab* [13] para poder trabajar más cómodamente.

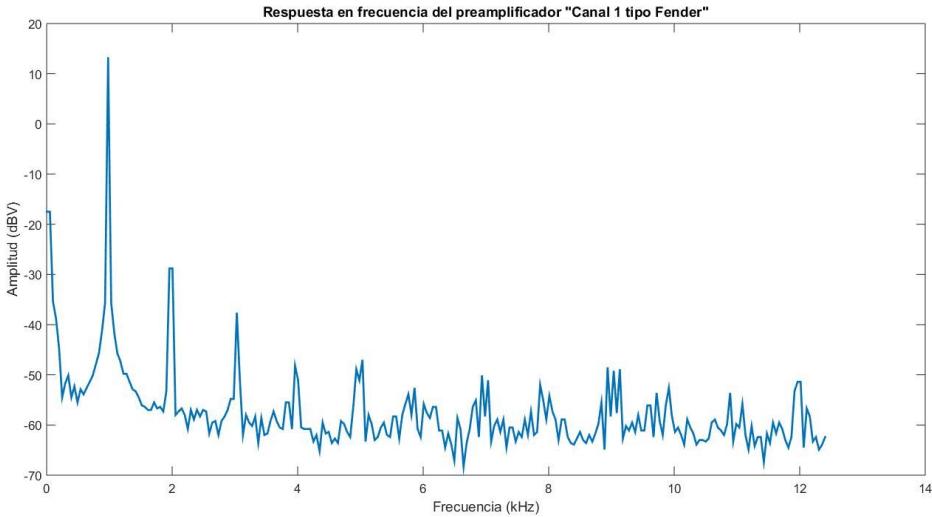


Ilustración 86. FFT preamplificador tipo Fender. Level al 50%

En la ilustración 86 podemos comprobar los armónicos que nos ofrece este preamplificador respecto a una señal de entrada de 1 kHz. Calcularemos la distorsión armónica total (THD) en voltaje a partir de los cinco primeros armónicos, que son los más relevantes.

Valores de armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. Canal 1 al 50%

Orden	dBV	V
1	13,3	4,62381021
2	-28,8	0,03630781
3	-37,6	0,01318257
4	-48,2	0,00389045
5	-47	0,00446684

Tabla 4. Valores armónicos Preamplificador Canal 1 tipo Fender

Para pasar de dBV a voltios, hemos aplicado la expresión:

$$\text{Amplitud de armónico (V)} = 10^{\frac{\text{valor dBV}}{20}} \quad (1)$$

Para calcular la distorsión armónica total (THD) debemos dividir la suma del valor de los cuadrados de los demás armónicos entre el valor de la frecuencia fundamental (primer armónico).

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^5 V_n^2}}{V_1} \quad (2)$$

Siendo V el valor de la amplitud de cada armónico.

Aplicando esta expresión 2, obtenemos en el preamplificador “Canal 1 tipo Fender”, a un ajuste del potenciómetro *Level* al 50% de su recorrido y los demás potenciómetros del control de tono a un 50% de su recorrido, obtenemos una distorsión armónica total de 0,84%.

Este valor es bastante bajo, lo cual podemos concluir que tenemos un sonido bastante limpio para ser un amplificador de guitarra. Como hemos comentado en este proyecto, este tipo de amplificadores *Fender* destacan precisamente en aportarnos una señal de guitarra con sonidos “limpios”.

Procedemos al siguiente análisis. En este caso es un análisis de la respuesta en frecuencia para el preamplificador Canal 1 tipo Fender con el potenciómetro *Level* al 100% de su recorrido.

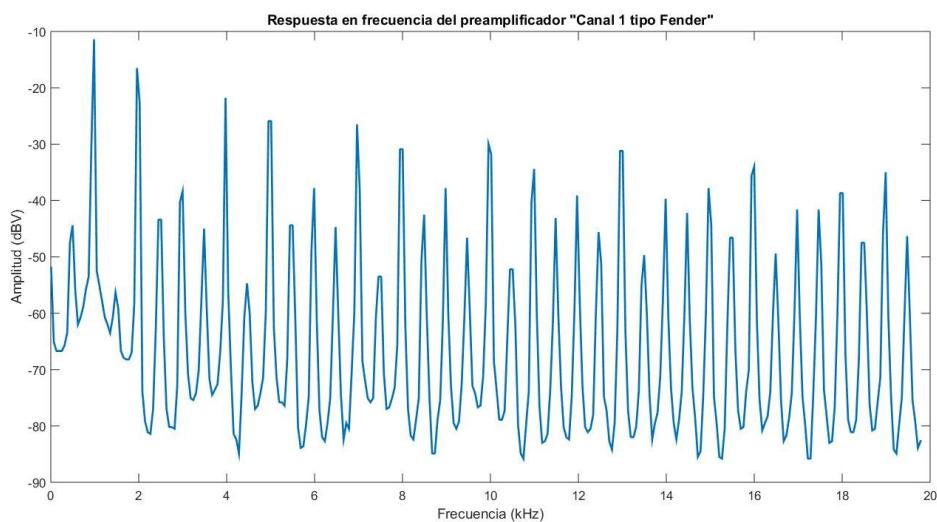


Ilustración 87. FFT preamplificador tipo Fender. Level al 100%

En este caso, podemos observar que los armónicos aumentan de amplitud considerablemente. Procedemos a calcular la distorsión armónica total a partir de las expresiones 1 y 2, obtenemos el siguiente resultado:

$$THD = 66,6\%$$

Disponemos de una distorsión armónica total de 66,6%. Este valor es bastante alto. Podemos observar en la gráfica que incluso aparecen componentes espectrales que no son múltiplos de la frecuencia fundamental. Esto nos dará lugar a distorsiones desagradables a nuestro oído.

Realizaremos, a continuación, un análisis del diagrama de Bode. Para ello disponemos de un generador de funciones asociado a nuestro osciloscopio. Nosotros hemos usado el Analog Discovery 2, de la marca Digilent, usando el software WaveForms.

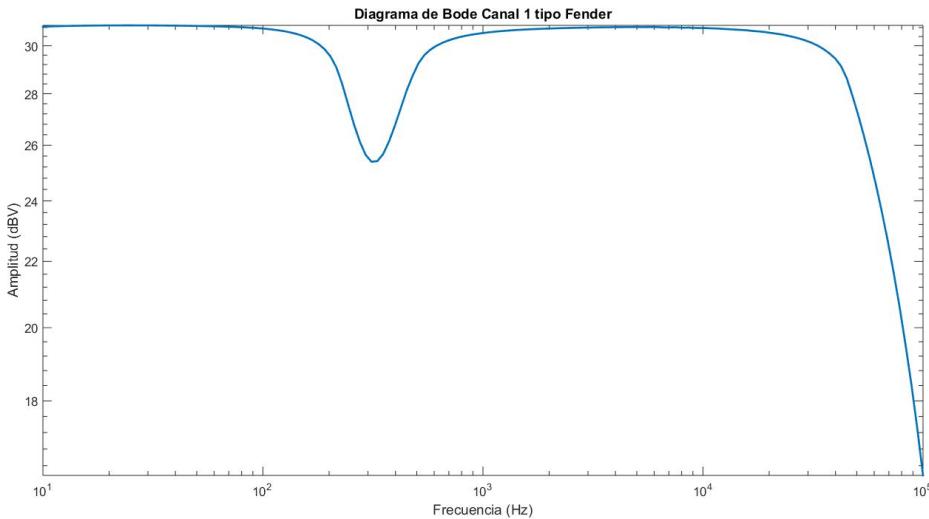


Ilustración 88. Diagrama de Bode Canal 1 tipo Fender

En la ilustración 88 podemos ver el diagrama de Bode para nuestro preamplificador Canal 1 tipo Fender, con un ajuste del potenciómetro *Level* al 50% de su recorrido. Podemos observar una atenuación de la ganancia alrededor de los 300 Hz. La respuesta de este preamplificador es bastante lineal hasta los 20 kHz.

4.3. Preamplificador “Canal 2 tipo Marshall”

En este preamplificador tenemos el ecualizador de frecuencias al final del circuito, junto con el control de nivel de señal *Level*. El control de ganancia *Gain* se encuentra tras la primera subetapa de amplificación. Este último será el más interesante, pues controlaremos el nivel de distorsión de la señal. El control de nivel de señal nos permitirá ajustar el volumen sin manipular la ganancia que produce el preamplificador.

En primer lugar, representaremos las entradas y salidas al preamplificador, cuando se suministra a la entrada una señal de 2 Vpp a una frecuencia de 1 kHz. Ajustaremos los potenciómetros del preamplificador, de manera que todos los controles de tono estén al 50% de su recorrido. El potenciómetro de *Level* se encuentra al 100% de su recorrido, y el de ganancia a un 20%.

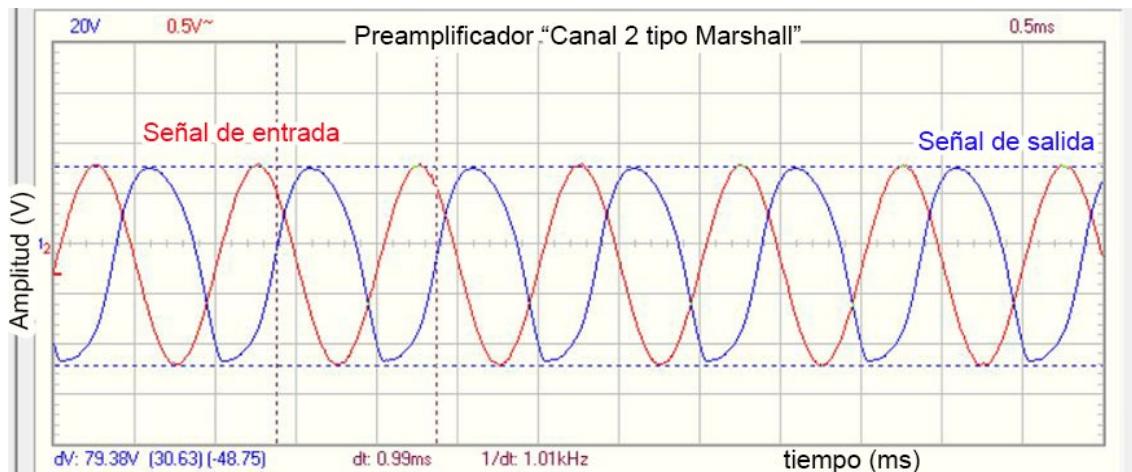


Ilustración 89. Señales de entrada y salida en previo Marshall. Gain al 20%

En la ilustración 88 tenemos la señal de entrada (roja) en una escala vertical de 0,5 V/división. En la señal de salida (azul) tenemos una escala de 20V/división. En el eje horizontal tenemos una escala de 0,5ms/división. Podemos apreciar en la gráfica que existe una diferencia de fase entre las dos señales. También se puede percibir que la distorsión empieza a hacer efecto. En la zona negativa de la onda de salida (azul) se aprecia un pequeño deformado.

Obtenemos una señal de 79,38 Vpp a la salida de nuestro preamplificador. Calcularemos, por tanto, la ganancia en voltaje.

$$Av = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{79,38 \text{ Vpp}}{2 \text{ Vpp}} = 39,69$$

Calculado en logaritmos:

$$a_v = 20 \cdot \log Av = 20 \cdot \log 39,69 = 31,29 \text{ dBV}$$

Podemos observar que es un factor más pequeño en comparación con el otro preamplificador.

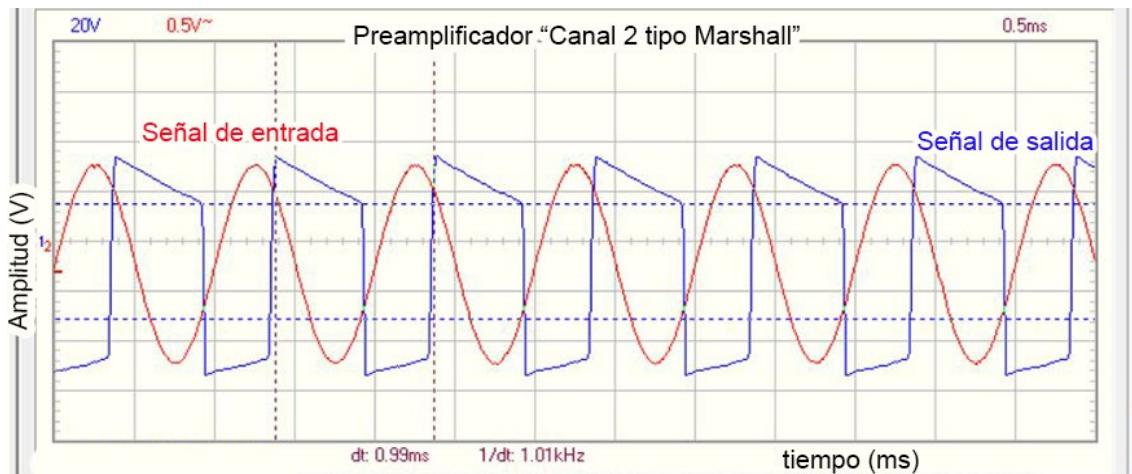


Ilustración 90. Señales de entrada y salida en previo Marshall. Gain al 50%

Podemos comprobar en la ilustración 89 que la señal de salida distorsiona de forma considerable, formando una onda cuadrada. Se puede apreciar que, aumentando el valor del potenciómetro de ganancia, conseguiremos mucha mayor distorsión con una pequeña variación de volumen. Por tanto, debemos ir jugando con los potenciómetros de *Level* y *Gain* para tantear la distorsión y el volumen de la señal de salida.

Para comprobar este fenómeno realizaremos la misma prueba con el potenciómetro *Gain* al 100% de su recorrido.

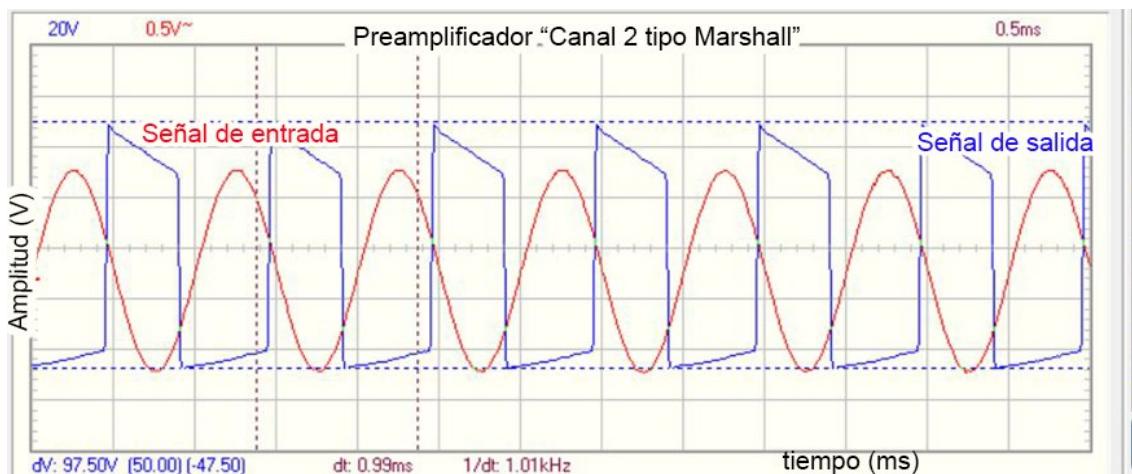


Ilustración 91. Señales de entrada y salida en previo Marshall. Gain al 100%

En este tercer caso, podemos ver en la ilustración 90 que tenemos una señal de salida de 97,5 Vpp de igual frecuencia, pero desfasada con la señal de entrada, que es de 2Vpp y 1kHz. Calculamos la ganancia en voltaje:

$$Av = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{97,5 \text{ Vpp}}{2 \text{ Vpp}} = 48,75$$

Calculado en logaritmos:

$$a_v = 20 \cdot \log Av = 20 \cdot \log 48,75 = 33,76 \text{ dBV}$$

Podemos estimar una diferencia de 2,47 dBV desde el potenciómetro de ganancia al 10%, hasta el 100% de su recorrido, mientras el potenciómetro *Level* se encuentra al 100% de su recorrido.

Realizaremos un análisis del comportamiento en frecuencias del preamplificador. En este apartado, el potenciómetro *Level* se ajustará al 100% de su recorrido, y el potenciómetro *Gain* estará a un 5% de su recorrido.

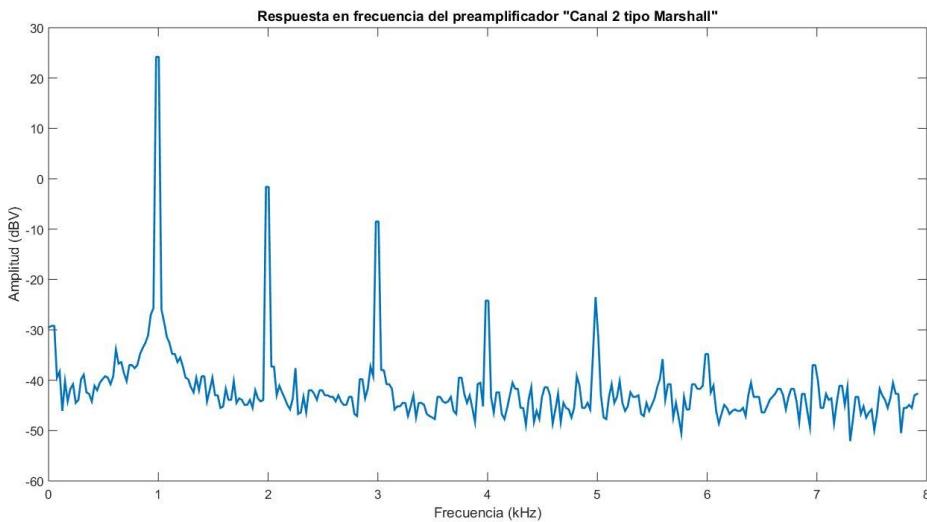


Ilustración 92. FFT preamplificador tipo Marshall. Gain al 5%

En la ilustración 91 podemos comprobar los armónicos que nos ofrece este preamplificador respecto a una señal de entrada de 1 kHz a múltiplos de la frecuencia fundamental. Calcularemos la distorsión armónica total a partir de los cinco primeros armónicos, que son los más relevantes, empleando las expresiones 1 y 2.

Valores de armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. Canal 2 al 5%

Orden	dBV	V
1	24,2	16,218101
2	-1,6	0,83176377
3	-8,5	0,3758374
4	-24,2	0,0616595
5	-23,5	0,06683439

Tabla 5. Valores armónicos preamplificador Canal 2. Gain al 5%

Obtenemos una distorsión armónica de total de 5,65%. Podemos apreciar que es un valor mayor que en el caso del preamplificador Canal 1 tipo Fender, incluso estando este con el potenciómetro de ganancia al 50% de su recorrido.

Realizaremos una segunda medida con el potenciómetro de ganancia al 50% de su recorrido, obteniendo lo siguiente:

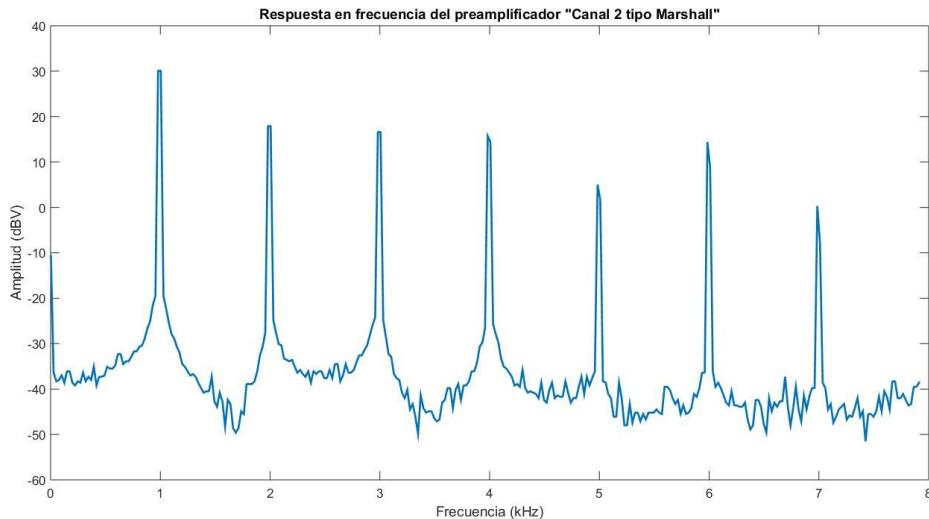


Ilustración 93. FFT preamplificador tipo Marshall. Gain al 50%

Valores de armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. Canal 2 al 50%

Orden	dBV	V
1	30	31,6227766
2	14,9	5,55904257
3	16,6	6,76082975
4	15,7	6,09536897
5	5	1,77827941

Tabla 6. Valores armónicos preamplificador Canal 2. Gain al 50%

Calculamos de igual manera la distorsión armónica total, obteniendo un resultado de 34,19%. En este caso, la distorsión es bastante apreciable por nuestro oído para una señal de entrada procedente de una guitarra eléctrica.

Realizaremos una tercera medida para ver el comportamiento en frecuencia con el preamplificador al 100% de ganancia.

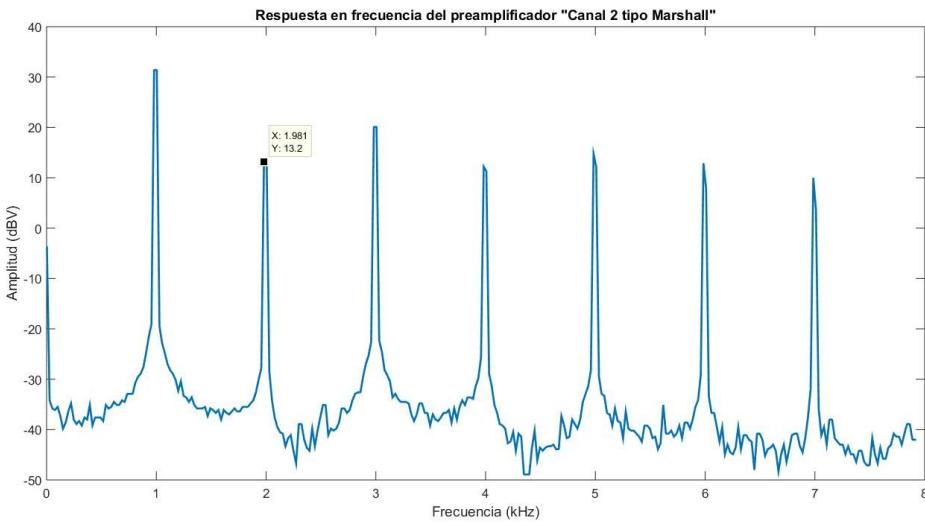


Ilustración 94. FFT preamplificador tipo Marshall. Gain al 100%

Valores de armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. Canal 2 al 100%

Orden	dBV	V
1	31,4	37,1535229
2	17,9	7,85235635
3	20,1	10,1157945
4	12,2	4,07380278
5	14,4	5,2480746

Tabla 7. Valores armónicos preamplificador Canal 2. Gain al 100%

Igual que en la anterior simulación, podemos ver en la ilustración 93, que el valor de tensión de los armónicos es bastante considerable. Procedemos a calcular la distorsión armónica total obteniendo un resultado de 39,75%.

A continuación, realizamos un análisis para ver el diagrama de Bode de nuestro preamplificador Canal 2 tipo Marshall.

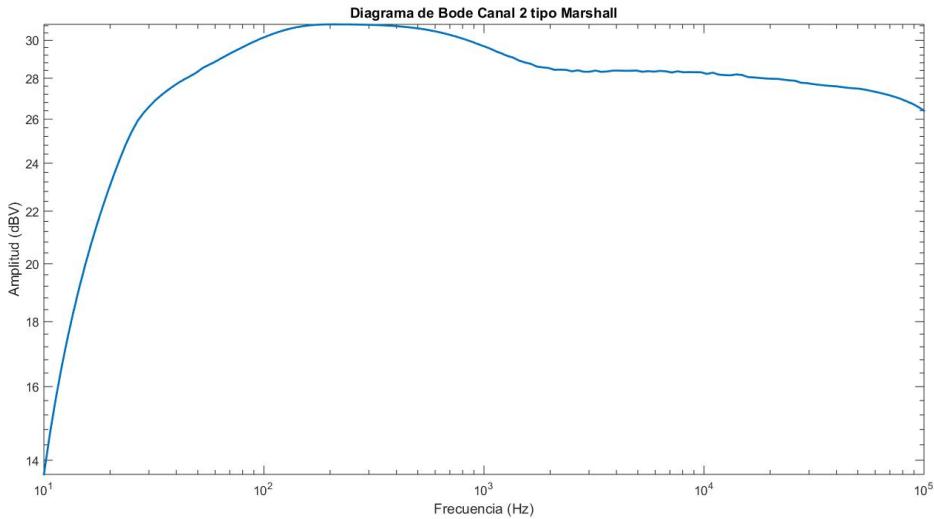


Ilustración 95. Diagrama de Bode Canal 2 tipo Marshall

En la ilustración 95 podemos ver el diagrama de Bode de nuestro preamplificador Canal 2 tipo Marshall. Se puede apreciar que tenemos mayor ganancia en las frecuencias bajas, entre los 100 y 900 Hz.

4.4. Etapa de potencia

Para estudiar el comportamiento de nuestra etapa de potencia, hemos conectado el generador de señales a la entrada de este, junto al canal 2 de nuestro osciloscopio. Conectaremos el canal 1 de nuestro osciloscopio a la resistencia de carga, que equivaldría a un altavoz. Recordamos que esta resistencia de 16Ω se encuentra conectada al bobinado secundario de nuestro transformador de salida.

Trabajaremos con una señal senoidal de entrada de 2 Vpp y 1 kHz en nuestro generador de funciones.



Ilustración 96. Señales de entrada y salida en la etapa de potencia

Podemos ver en la ilustración 94 una forma de onda propia al comportamiento de los amplificadores tipo AB, con su distorsión de cruce.

Tenemos la señal de entrada (roja) en una escala de 2 V/div, y la señal de salida (azul) en una escala de 5 V/div. En el eje horizontal la escala es de 0,5 ms/div en la que podemos apreciar que nuestra señal mantiene un periodo de 1ms.

Para esta señal de entrada de 2 Vpp obtenemos una señal de salida de 35 Vpp. A partir de estos datos calculamos la ganancia de nuestra etapa de potencia:

$$Av = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{35 \text{ Vpp}}{2 \text{ Vpp}} = 17,5$$

Calculado en logaritmo:

$$a_v = 20 \cdot \log Av = 20 \cdot \log 17,5 = 24,86 \text{ dBV}$$

Para esta señal de 2 Vpp obtenemos una ganancia de 24,86 dBV. Sin embargo, la etapa de potencia suele trabajar con unas señales de entrada provenientes de los preamplificadores de entre 10 y 20V. Por tanto, probablemente la ganancia de la etapa de potencia aumentará de valor si aumenta la amplitud de la señal de entrada, siempre y cuando no produzcamos distorsión por saturación.

A continuación, realizaremos un análisis de la respuesta en frecuencias de esta etapa de potencia.

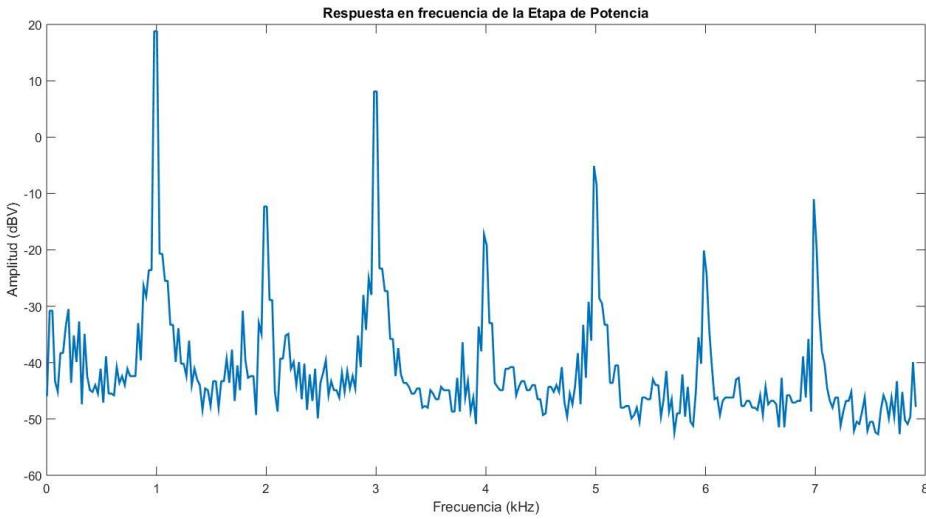


Ilustración 97. FFT Etapa de potencia

En la ilustración 95 podemos apreciar las componentes espectrales en los múltiplos de la frecuencia fundamental (1 kHz). Igual que hemos hecho en el caso de los preamplificadores, calcularemos la distorsión armónica total a partir de los cinco primeros armónicos usando la expresión usada anteriormente.

Valores de armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental. Etapa de potencia

Orden	dBV	V
1	18,8	8,7096359
2	-12,3	0,24266101
3	8,1	2,54097271
4	-17,2	0,13803843
5	-5,1	0,55590426

Tabla 8. Valores armónicos etapa de potencia

Obtenemos un valor distorsión armónica total (THD) de valor 0,3%. Podemos apreciar que la distorsión que nos ofrece la etapa de potencia es menor que la de los preamplificadores, esta etapa amplificará mucho más la señal y casi no la distorsionará.

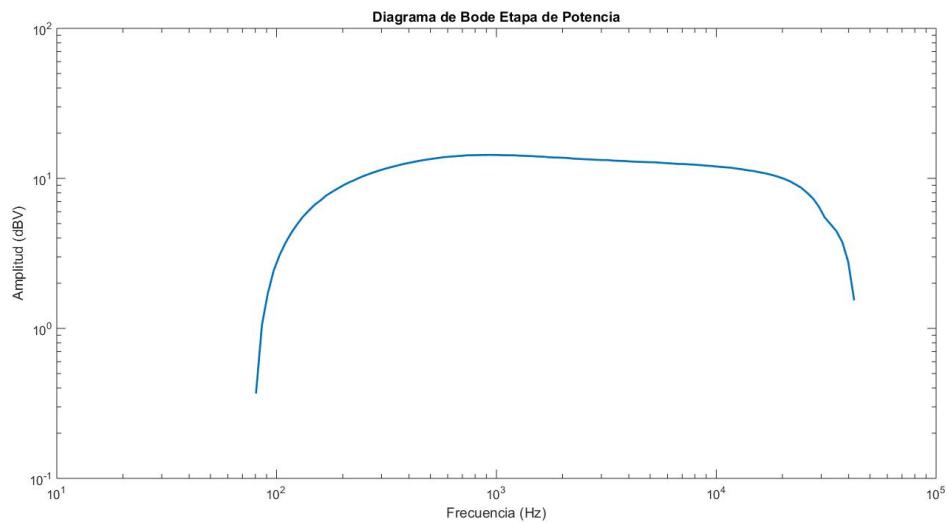


Ilustración 98. Diagrama de Bode Etapa de Potencia

En la ilustración 98 podemos ver el diagrama de Bode de la etapa de potencia. Se puede apreciar que tenemos un ancho de banda entre los 70 Hz y los 40 kHz. La respuesta en ganancia es bastante plana.

5. Conclusiones

Tras la realización del proyecto, consideramos que se ha obtenido un amplificador de gran calidad sonora. Se ha probado con diferentes guitarras, pedales de efectos y altavoces, obteniendo un resultado muy similar a los amplificadores valvulares comerciales que hay en el mercado.

Sin embargo, el coste de este proyecto es bastante más reducido que el de los amplificadores valvulares de similares características que podemos encontrar. En concreto, (a día de hoy) el Marshall JCM800 2205 (de 50W) se encuentra en el mercado con un precio en torno a los 1300€, y el Fender Twin Reverb 65' podemos encontrarlo a un precio alrededor de 1700€. En este proyecto se ha invertido un presupuesto de entre 400 y 500€, aunque no se tienen en cuenta otros factores como la mano de obra, el acabado del mueble, el chasis, etc.

Como hemos comprobado en la medida del amplificador, el canal Fender tiene mayor ganancia y menor distorsión que el Marshall. Debemos tener en cuenta que la etapa de potencia que de nuestro amplificador está diseñada para el preamplificador Marshall, por tanto, nuestro amplificador jamás sonará igual que un amplificador Fender.

No obstante, este proyecto es bastante interesante para aquellos que buscan un sonido Marshall incluyendo la opción de tener otro canal que ofrezca un sonido mucho más “limpio” y “comprimido”. En este caso podríamos sacar el máximo rendimiento a nuestro amplificador.

Nos habría gustado realizar un mejor análisis, pero por falta de tiempo y medios, esto no ha sido posible. Por ejemplo, para hacer los diagramas de Bode, se ha utilizado el dispositivo Analog Discovery 2. Este dispositivo no es el más ideal, pues en este proyecto se trabaja con valores de tensión mayores a los que el dispositivo puede soportar. Por ello nos hemos visto obligados a utilizar atenuadores.

Para darle un uso intensivo a nuestro amplificador, montaremos en un futuro próximo todos los componentes, PCBs y transformadores en un chasis de acero, que irá montado en un mueble de madera. A este mueble podremos colocar el altavoz que queramos, obteniendo varios sonidos distintos en cada uno de ellos.

Gracias a los conocimientos adquiridos en la titulación, este proyecto ha servido para profundizar, consolidar y usar todo lo aprendido. En lo que respecta a lo personal, el desarrollo de este proyecto ha mejorado mi destreza en conocimientos de electrónica, electricidad, procesado de señales, diseño en CAD, simulación de circuitos electrónicos SPICE y trabajar con potentes herramientas de cómputo numérico como MatLab.

Considero que he adquirido una importante habilidad a la hora de usar herramientas de electrónica como oscilloscopios digitales, generadores de señal, multímetro, analizadores de audio, etc.

Por otra parte, hemos fijado varias nociones al realizar un trabajo como este, como la organización, el cuidado que debemos tener al manejar importantes valores de tensión, y algunas tareas como la conexión de cableado, buses de masa, crimpado de terminales, rizar los cables en los que circule corriente alterna, colocar los transformadores de manera

transversal entre ellos para evitar inducciones, apantallar los cables de señal, diseñar PCBs lo más pequeñas posibles, y separar las zonas de alta tensión y corriente alterna para evitar interferencias, etc.

Como posibles mejoras en este amplificador podríamos instalar un pedal conmutador para seleccionar qué canal activar, junto con un led en el panel principal del amplificador.

Sería provechoso instalar con relés algún sistema que permita modificar la etapa de potencia para que la señal de retroalimentación sea mayor cuando se active el Canal 1 tipo Fender (pues estos amplificadores funcionan con más retroalimentación que los de tipo Marshall). De esta manera, el amplificador podría sonar mejor con el Canal 1 tipo Fender activado.

También puede resultar útil instalar varios jacks de 6,3 mm a la salida del conmutador de impedancias, para realizar diferentes juegos de conexiones de altavoces en serie o paralelo.

Sería de gran interés digitalizar los potenciómetros del amplificador para controlar el sonido desde un dispositivo externo como podría ser un smartphone o un ordenador, y guardar varios bancos de sonidos con diferentes configuraciones.

6. Bibliografía

- [1] *20W JCM800 - Filter capacitance* (2017, diciembre 3). Che_Guitarra, consultado el 6 de febrero de 2022 en <https://groupdiy.com/threads/20w-jcm800-filter-capacitance.67636/>
- [2] *Adams HiFi*. Consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://www.adamshifi.com/>
- [3] *Control Presence de los Amplificadores* (2015, mayo 14). Foro Musiquiatra, consultado el 31 de enero de 2022 en <https://www.musiquiatra.com/index.php?/forums/topic/92129-control-presence-de-los-amplificadores/>
- [4] *Designing Tube Preamps for Guitar and Bass*, Merlin Blencowe, 2^a Edición, Wem Publishing (2013).
- [5] *El Twin Reverb* (2002, noviembre). Musicasa, consultado el 31 de enero de 2022 en http://www1.dragonet.es/users/musicasa/musicasa.net/fender_twin_reverb.htm
- [6] *Fender, La Historia de un Imperio* (2020, agosto 7). LaCarneMagazine, consultado el 31 de enero de 2022 en <https://lacarnemagazine.com/fender-la-historia-de-un-imperio/>
- [7] *JCValvular*. Consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://jcvalvular.com/>
- [8] *KiCad EDA*. KiCad, consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://www.kicad.org/>
- [9] *Las válvulas*. (2004-2022). Electronicafacil, consultado el 31 de enero de 2022 en <https://www.electronicafacil.net/tutoriales/Valvulas.html>
- [10] *Los 16 Amplificadores de Guitarra Clásicos Más Icónicos de la Historia*, (2021, septiembre 1). Guitariego, consultado el 31 de enero de 2022 en <https://guitariego.com/amplificador-de-guitarra/los-16-amplificadores-de-guitarra-clasicos-mas-iconicos-de-la-historia/>
- [11] *Los Pentodos de Audiofrecuencia*. (2020, agosto 22). EA4ESF, consultado el 31 de enero de 2022 en [Foro Unión Radioaficionados Españoles](#)
- [12] *LTSpice*. Linear Technology, consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltpice-simulator.html>
- [13] *MatLab* (1948-2022). Mathworks, consultado el 7 de febrero de 2022 en <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>
- [14] *Mouser*. Mouser Electronics, consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://www.mouser.es/>
- [15] *Normas de seguridad* (2004). Pisotones, consultado el 5 de febrero de 2022 en <http://www.pisotones.com/TheChamp/Seguridad.htm>
- [16] *OD3 Guitar Amp*. SloCloneForum, consultado el 31 de enero de 2022 en <http://slocloneforums.com/>

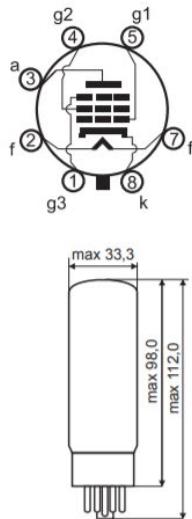
- [17] *SaintSmart*. SaintSmart, consultado el 7 de febrero de 2022 en <https://www.sainsmart.com/products/dso212-2-ch-handheld-mini-digital-oscilloscope>
- [18] *Santafé Analog*. Consultado el 5 de febrero de 2022 en <http://www.santafeanalog.com/>
- [19] *Smart Open Lab*. Consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://www.smartopenlab.com/>
- [20] *Tek*. Tektronix, consultado el 7 de febrero de 2022 en <https://www.tek.com/en>
- [21] *Valve Amplifiers*, Morgan Jones, 4^a Edición Newnes (2012).
- [22] *Válvula termoiónica*. (2019, agosto 11). EcuRed, consultado el 31 de enero de 2022 en https://www.ecured.cu/index.php?title=V%C3%A1lvula_termoi%C3%B3nica&oldid=3497481.
- [23] *Válvulas, Teoría y Fundamentos* (2008, diciembre 12). Guitarristas.info, consultado el 31 de enero de 2022 en <https://www.guitarristas.info/tutoriales/valvulas-teoria-fundamentos/178>
- [24] *VCarve Pro*. Vectric, consultado el 5 de febrero de 2022 en <https://www.vectric.com/products/vcarve-pro>
- [25] *Velleman Instruments*. Velleman, consultado el 7 de febrero de 2022 en <https://www.velleman.eu/>
- [26] *What Do the Terms "Push-Pull" and "Single-Ended" Mean?* (2014, febrero 18). Aikeneamps, consultado el 31 de enero de 2022 en <https://www.aikenamps.com/index.php/what-do-the-terms-push-pull-and-single-ended-mean>

7. Anexos

Anexo 1. Hoja de características EL34

EL34, E34L

A. F. OUTPUT PENTODE



Base: OCTAL

$U_f = 6,3 \text{ V}$
 $I_f = 1,5 \text{ A}$

Typical Characteristics:

$U_a = 250 \text{ V}$	$U_{a0} = 2000 \text{ V}$
$U_{g3} = 0 \text{ V}$	$U_a = 800 \text{ V}$
$U_{g2} = 265 \text{ V}$	$W_{a(\max)} = 25 \text{ W}$
$U_{g1} = \text{from } -10 \text{ to } -13,5 \text{ V}$ (for EL34) from -13,5 to -16,5 V (for E34L)	$U_{g20} = 800 \text{ V}$ $U_g = 450 \text{ V}$ $W_{g2(\max)} = 8 \text{ W}$
	$I_k = 150 \text{ mA}$ $U_{k/f} = 100 \text{ V}$ $R_{k/f} = 20 \text{ k}\Omega$
	$I_a = 100 \text{ mA}$ $I_{g2} = 14,9 \text{ mA}$ $S = 11 \text{ mA/V}$ $R_i = 15 \text{ k}\Omega$ $\mu_{g2/g1} = 11$
	$C_{g1} = 15,5 \text{ pF}$ $C_a = 10 \text{ pF}$ $C_{a/g1} = 1,3 \text{ pF}$

Limiting Values:

$U_{a0} = 2000 \text{ V}$
$U_a = 800 \text{ V}$
$W_{a(\max)} = 25 \text{ W}$
$U_{g20} = 800 \text{ V}$
$U_g = 450 \text{ V}$
$W_{g2(\max)} = 8 \text{ W}$
$I_k = 150 \text{ mA}$
$U_{k/f} = 100 \text{ V}$
$R_{k/f} = 20 \text{ k}\Omega$

Capacitances:



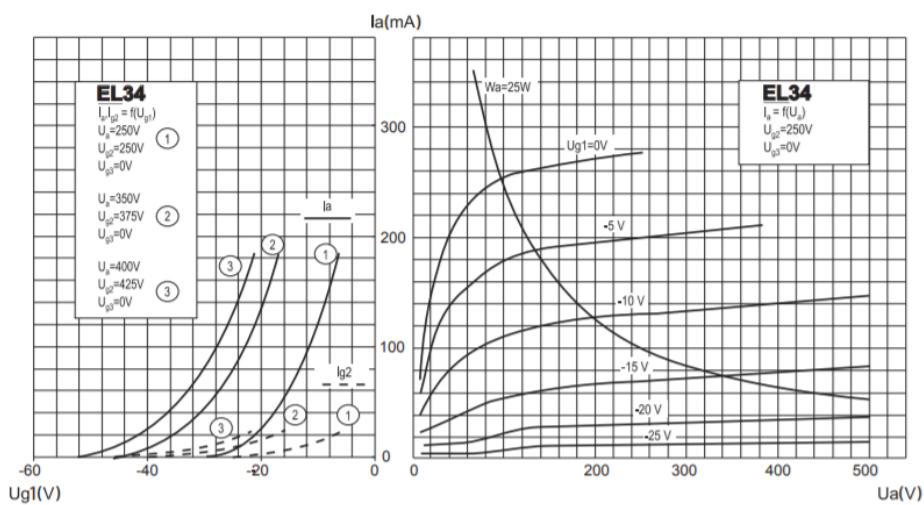
Red/Blue versions available

www.jj-electronic.com

A. F. OUTPUT PENTODE

TRANSFER CHARACTERISTICS

PLATE CHARACTERISTICS



Excellence with Every Decibel

Anexo 2. Hoja de características ECC83



12AX7

TWIN TRIODE

12AX7
ET-T509B
Page 1
6-53

DESCRIPTION AND RATING

The 12AX7 is a miniature high-mu twin triode each section of which has an individual cathode connection. The 12AX7 is especially suited for use in resistance-coupled voltage amplifiers, phase inverters, multivibrators, and numerous industrial-control circuits where high voltage gain is desired. A center-tapped heater permits operation of the tube from either a 6.3-volt or a 12.6-volt heater supply.

GENERAL

Cathode—Coated Unipotential

	Series	Parallel
Heater Voltage, AC or DC	12.6	6.3 Volts
Heater Current	0.15	0.3 Amperes
Envelope—T-6½, Glass		
Base—E9-1, Small Button 9-Pin		
Mounting Position—Any		

Direct Interelectrode Capacitances

	With Shield*	Without Shield
Grid to Plate, Each Section	1.7	1.7 μf
Input, Each Section	1.8	1.6 μf
Output, Section 1	1.9	0.46 μf
Output, Section 2	1.9	0.34 μf

MAXIMUM RATINGS

DESIGN-CENTER VALUES, EACH SECTION

Plate Voltage	300 Volts
Positive DC Grid Voltage	0 Volts
Negative DC Grid Voltage	50 Volts
Plate Dissipation	1.0 Watts
Heater-Cathode Voltage	
Heater Positive with Respect to Cathode	180 Volts
Heater Negative with Respect to Cathode	180 Volts

CHARACTERISTICS AND TYPICAL OPERATION

CLASS A₁ AMPLIFIER, EACH SECTION

Plate Voltage	100	250 Volts
Grid Voltage	-1	-2 Volts
Amplification Factor	100	100
Plate Resistance, approximate	80000	62500 Ohms
Transconductance	1250	1600 Micromhos
Plate Current	0.5	1.2 Milliamperes

* With external shield (RETMA 315) connected to cathode of section under test.

GENERAL ELECTRIC

Supersedes ET-T509A dated 2-51

BASING DIAGRAM

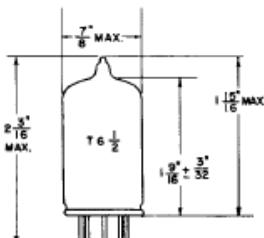


RETMA 9A
BOTTOM VIEW

TERMINAL CONNECTIONS

- Pin 1—Plate (Section 2)
- Pin 2—Grid (Section 2)
- Pin 3—Cathode (Section 2)
- Pin 4—Heater
- Pin 5—Heater
- Pin 6—Plate (Section 1)
- Pin 7—Grid (Section 1)
- Pin 8—Cathode (Section 1)
- Pin 9—Heater Center-Tap

PHYSICAL DIMENSIONS



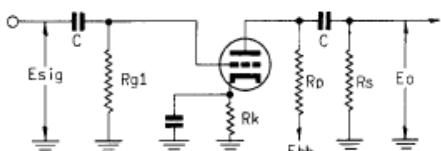
RETMA 6-2

CLASS A RESISTANCE-COUPLED AMPLIFIER

EACH SECTION

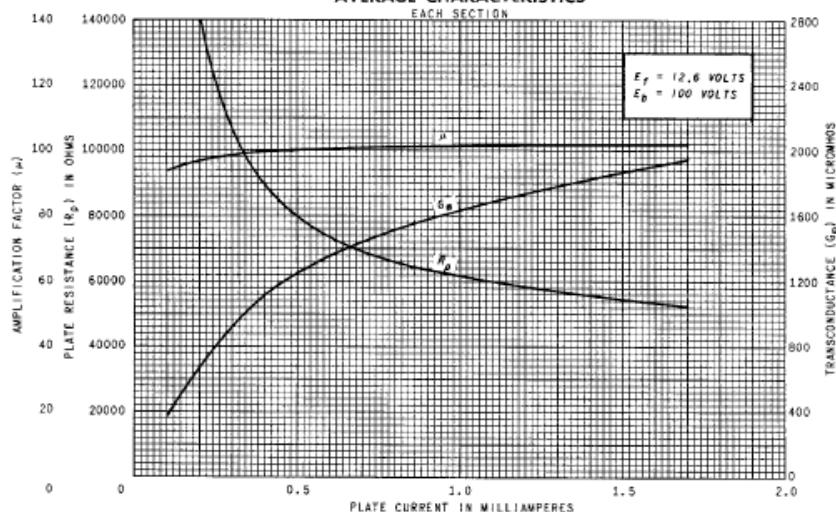
Rp Meg.	Rs Meg.	Rg1 Meg.	Ebb = 90 Volts			Ebb = 180 Volts			Ebb = 300 Volts		
			Rk	Gain	Eo	Rk	Gain	Eo	Rk	Gain	Eo
0.10	0.10	0.1	1700	31	5.0	1000	40	15	760	43	30
0.10	0.24	0.1	2000	38	6.9	1100	46	20	900	50	40
0.24	0.24	0.1	3500	43	6.5	2000	54	18	1600	58	37
0.24	0.51	0.1	3900	49	8.6	2300	59	24	1800	64	47
0.51	0.51	0.1	7100	50	7.4	4300	62	19	3100	66	39
0.51	1.0	0.1	7800	53	9.1	4800	64	24	3600	69	46
0.24	0.24	10	0	37	3.9	0	53	15	0	62	32
0.24	0.51	10	0	44	5.4	0	60	19	0	67	41
0.51	0.51	10	0	44	5.0	0	61	17	0	69	35
0.51	1.0	0	49	6.4	0	66	21	0	71	41	

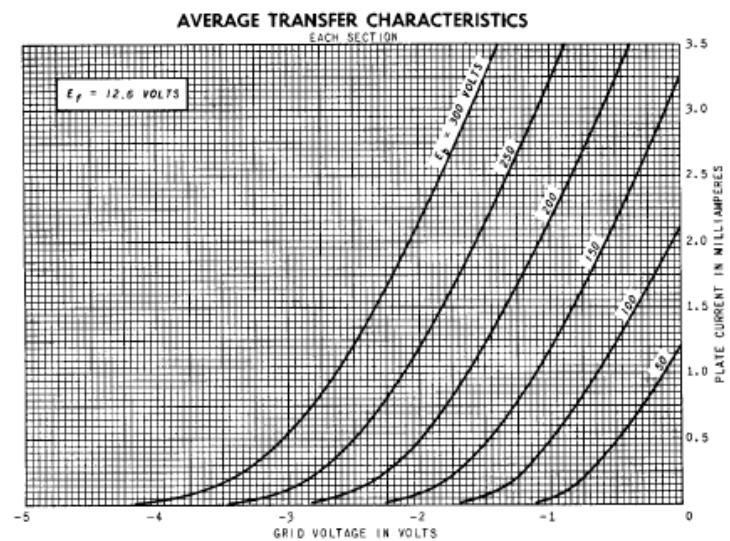
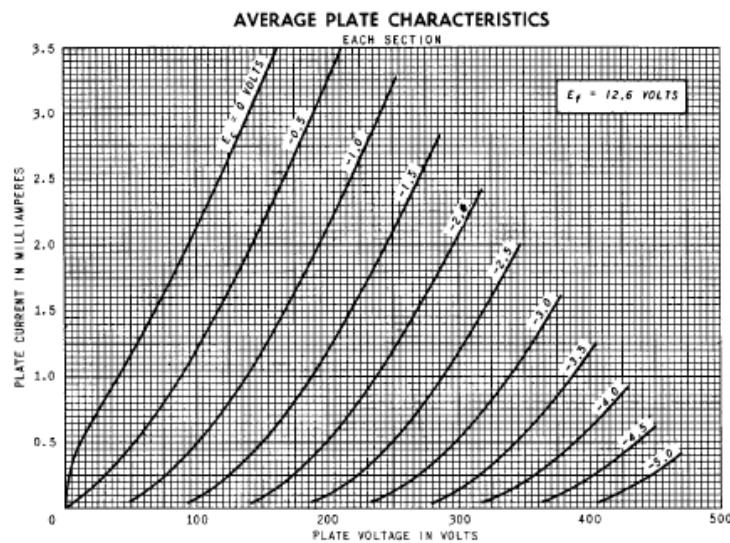
Notes: 1. Eo is maximum RMS voltage output for five percent (5%) total harmonic distortion. 2. Gain measured at 2.0 volts RMS output. 3. For zero-bias data, generator impedance is negligible.

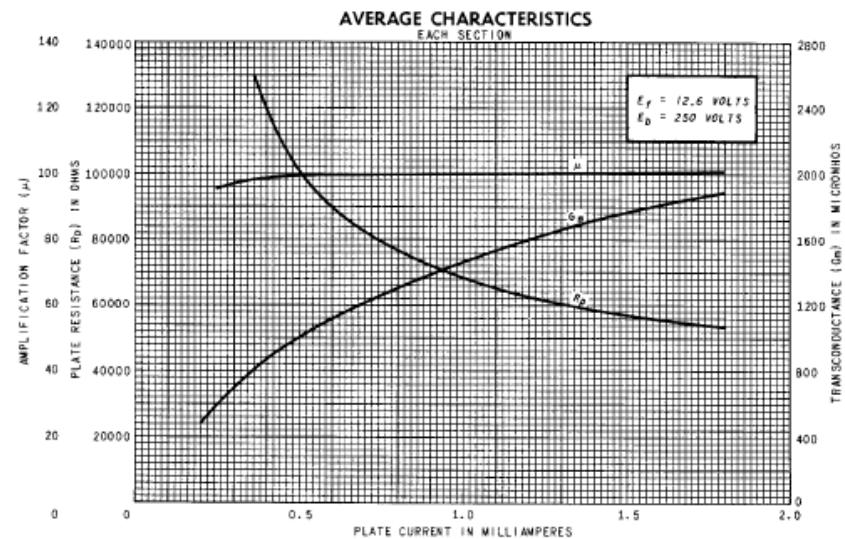


Note: Coupling capacitors (C) should be selected to give desired frequency response. Rk should be adequately by-passed.

AVERAGE CHARACTERISTICS







TUBE DEPARTMENT
GENERAL ELECTRIC
Schenectady 5, N. Y.

Anexo 3. Circuito en LTSpice para simulación

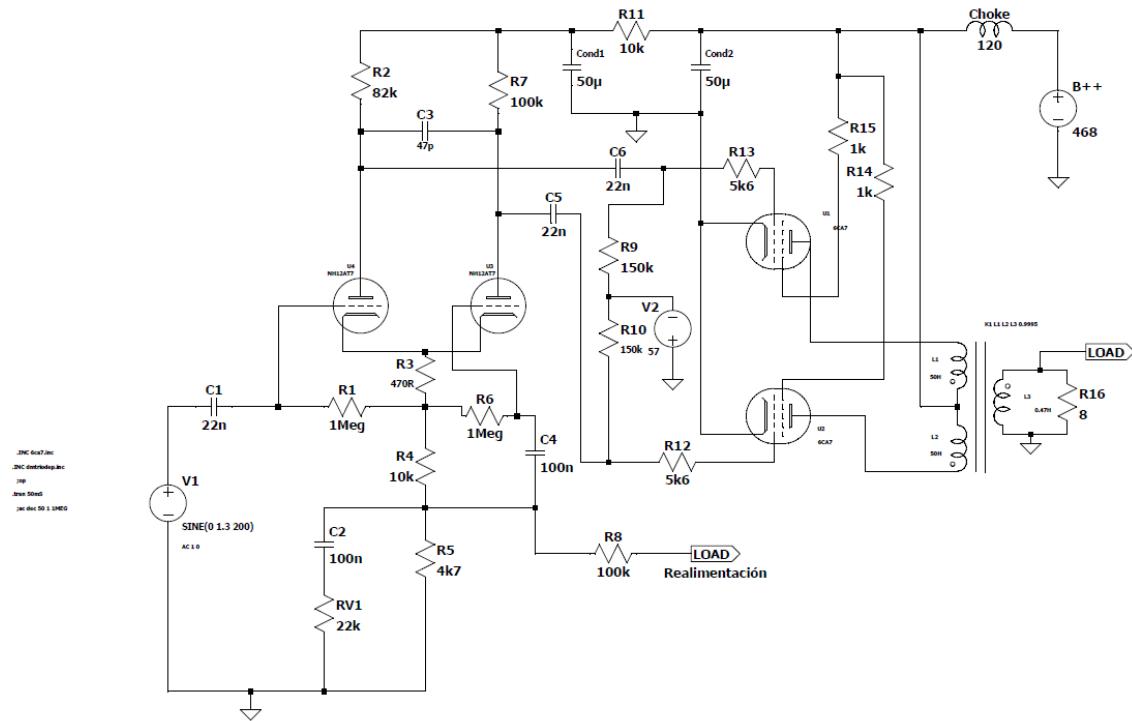


Ilustración 99. Esquema LTSpice de la etapa de potencia

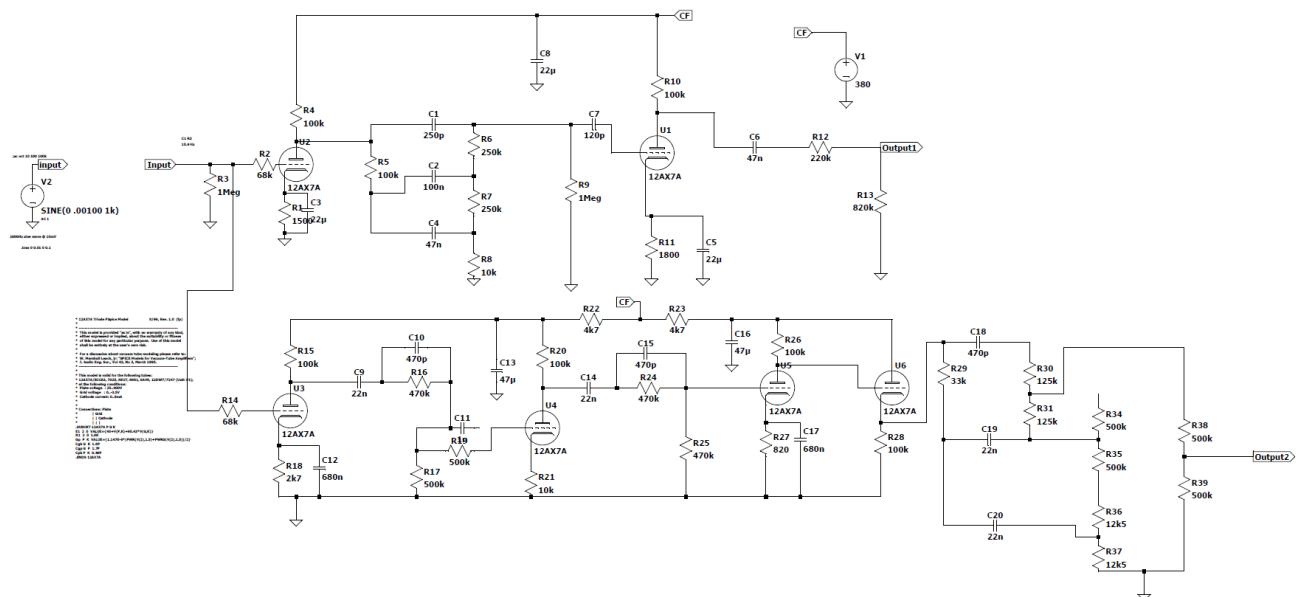
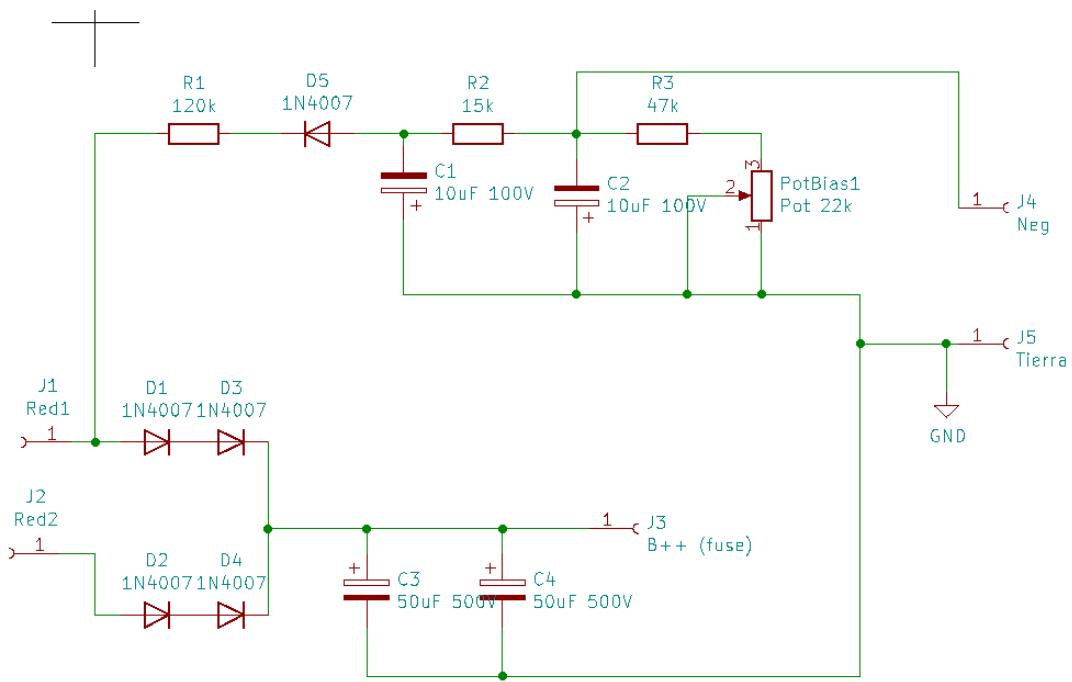
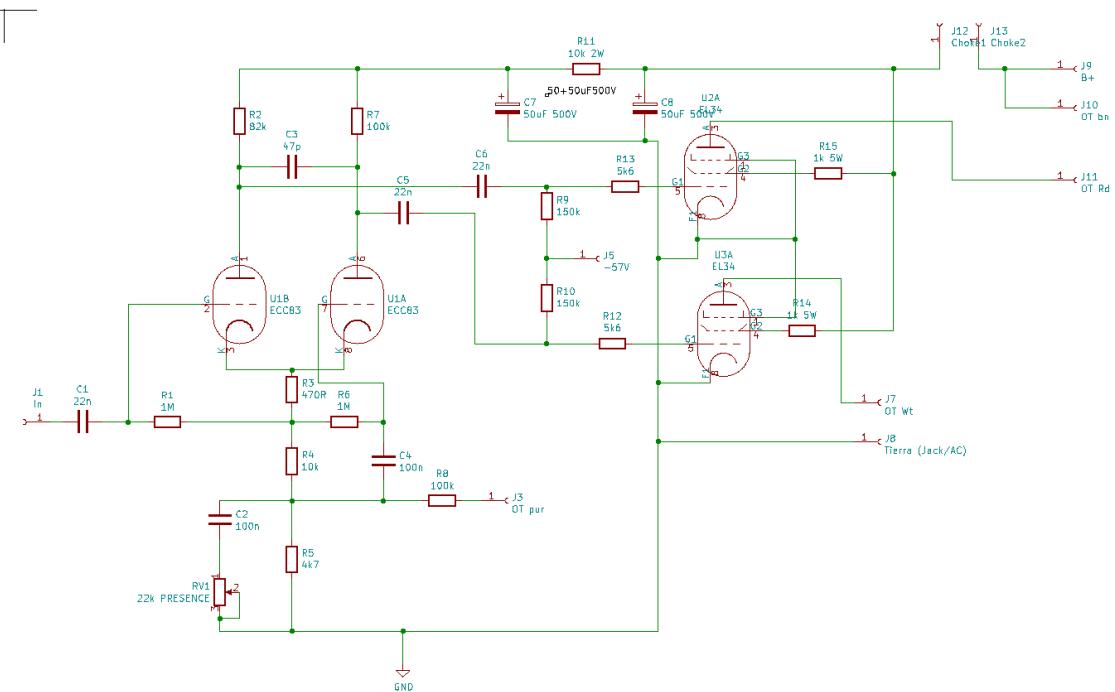


Ilustración 100. Esquema LTSpice de los preamplificadores

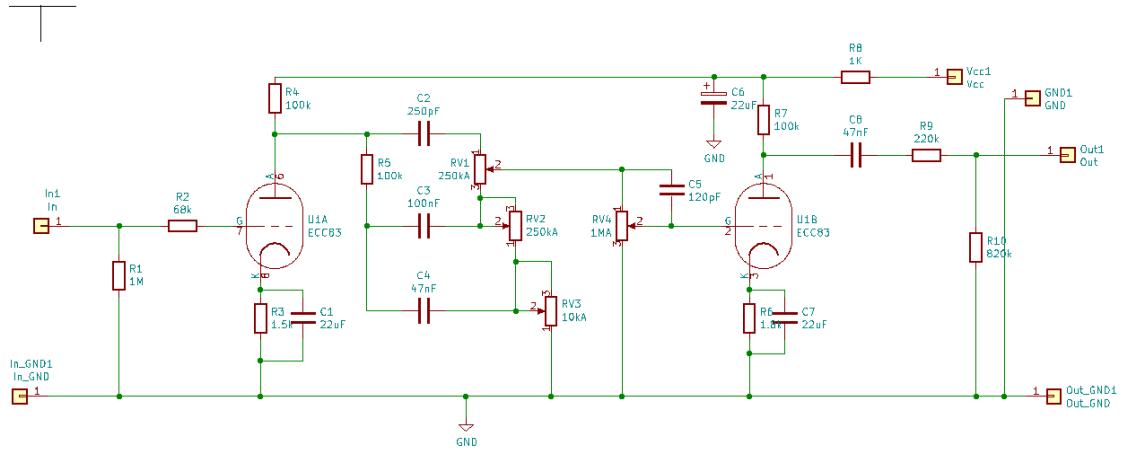
Anexo 4. Circuito en KiCad



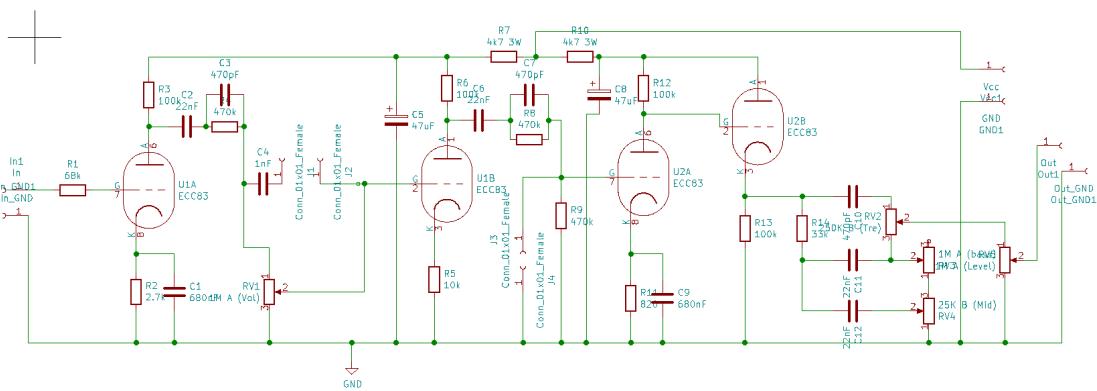
Diseño PCB 1. Esquema alimentación



Diseño PCB 2. Esquema etapa de potencia



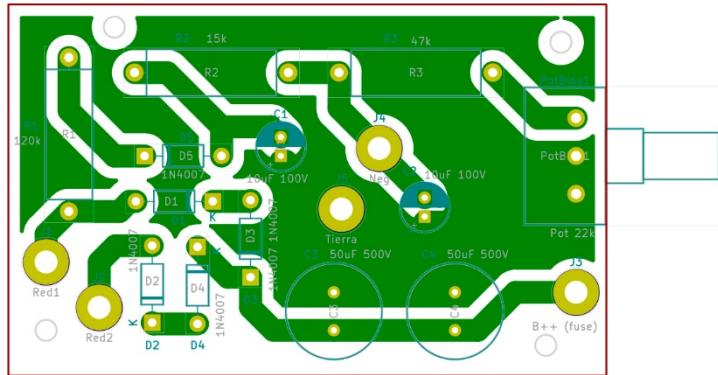
Diseño PCB 3. Esquema Canal 1 tipo Fender



Diseño PCB 4. Esquema Canal 2 tipo Marshall

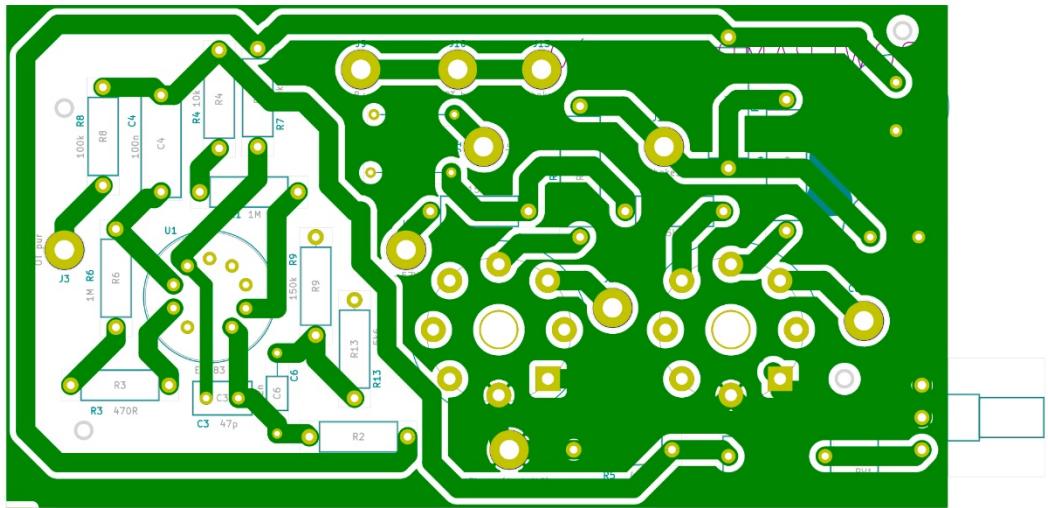
Anexo 5. Diseños PCBs

PCB de alimentación

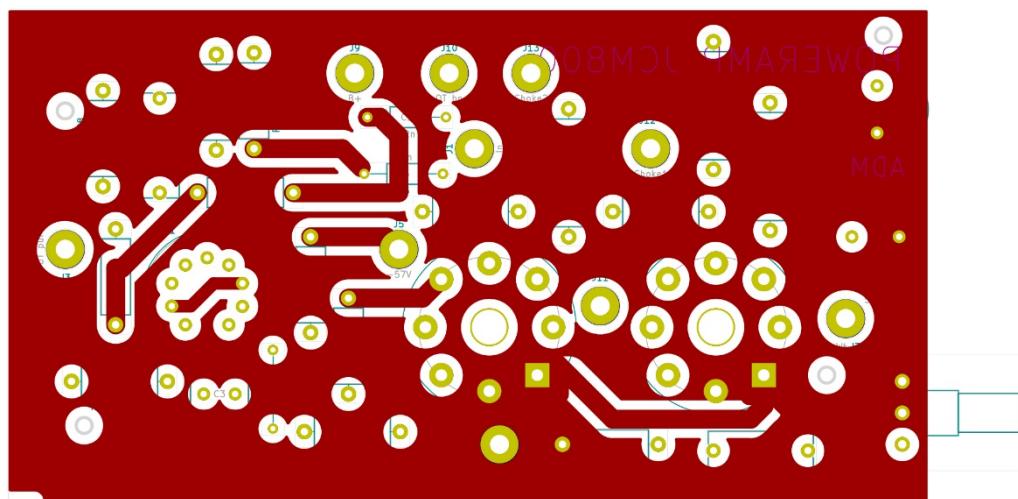


Diseño PCB 5. Alimentación (única cara)

PCB de la etapa de potencia

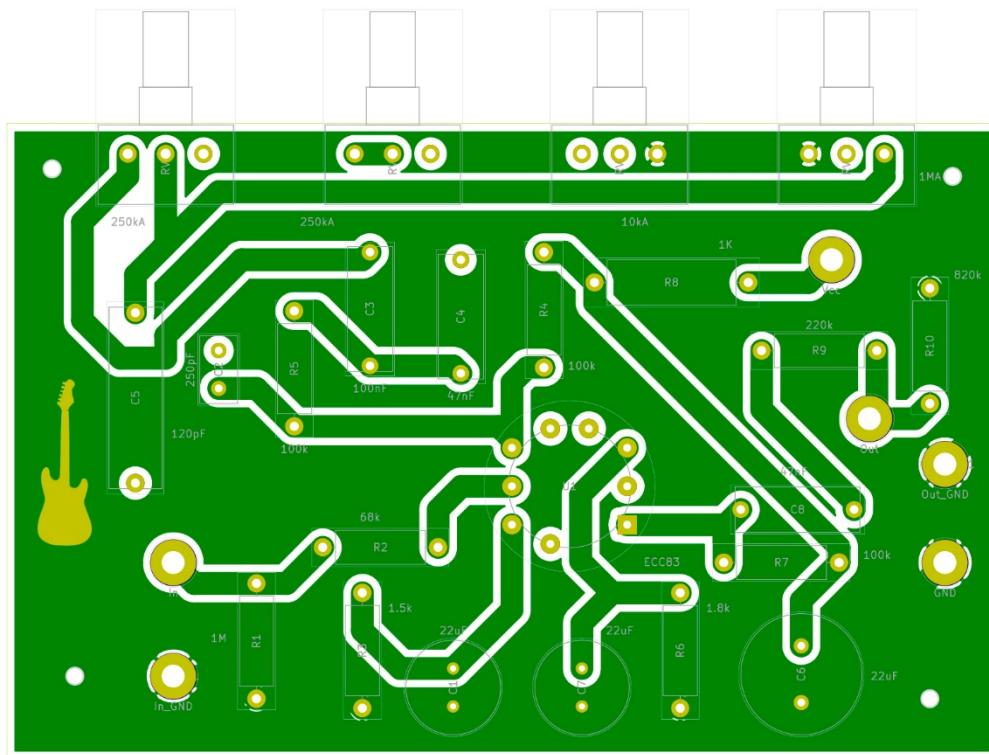


Diseño PCB 6. Etapa de potencia. Cara posterior (sin invertir)

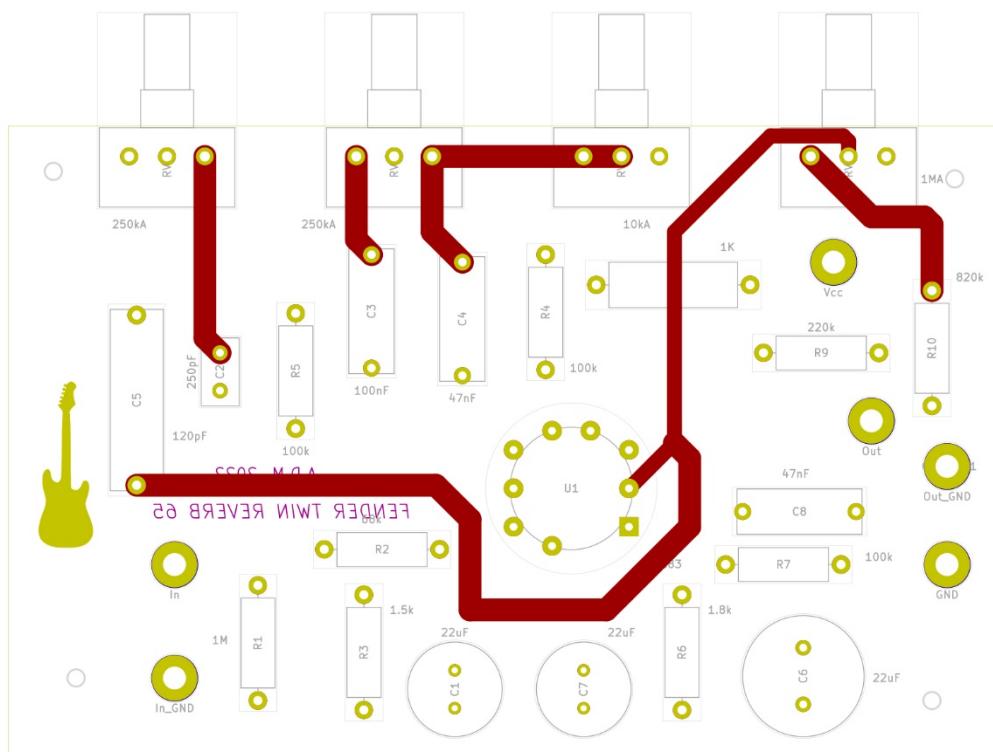


Diseño PCB 7. Etapa de potencia. Cara frontal

PCB del preamplificador Canal 1 tipo Fender

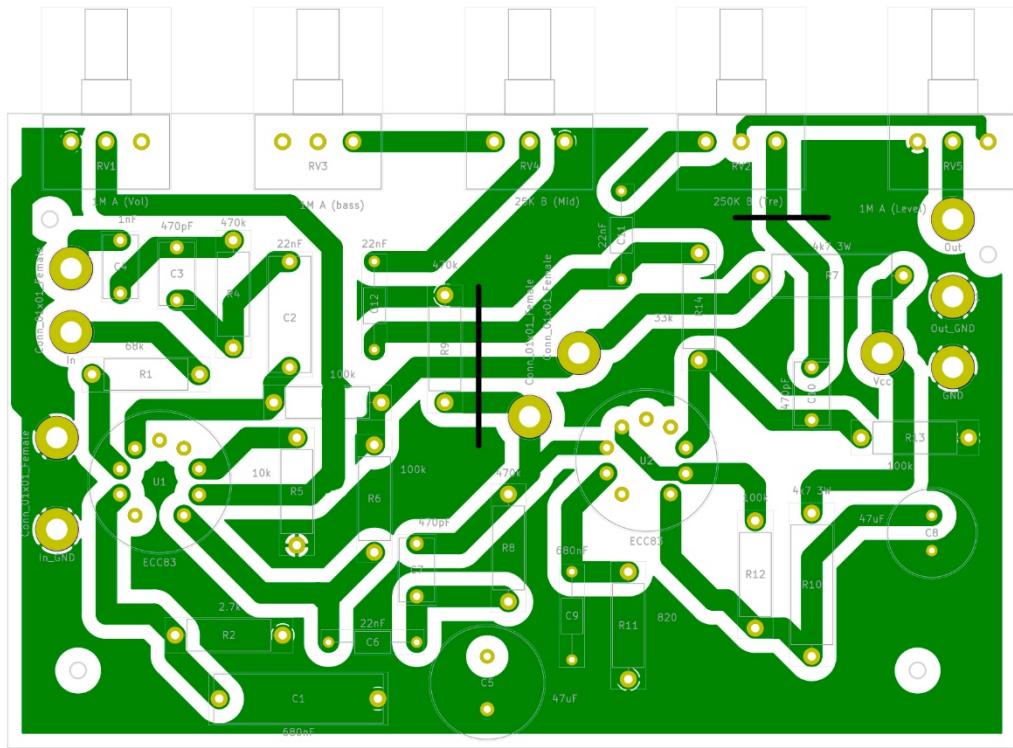


Diseño PCB 8. Preamplificador Canal 1 tipo Fender. Cara posterior (sin invertir)

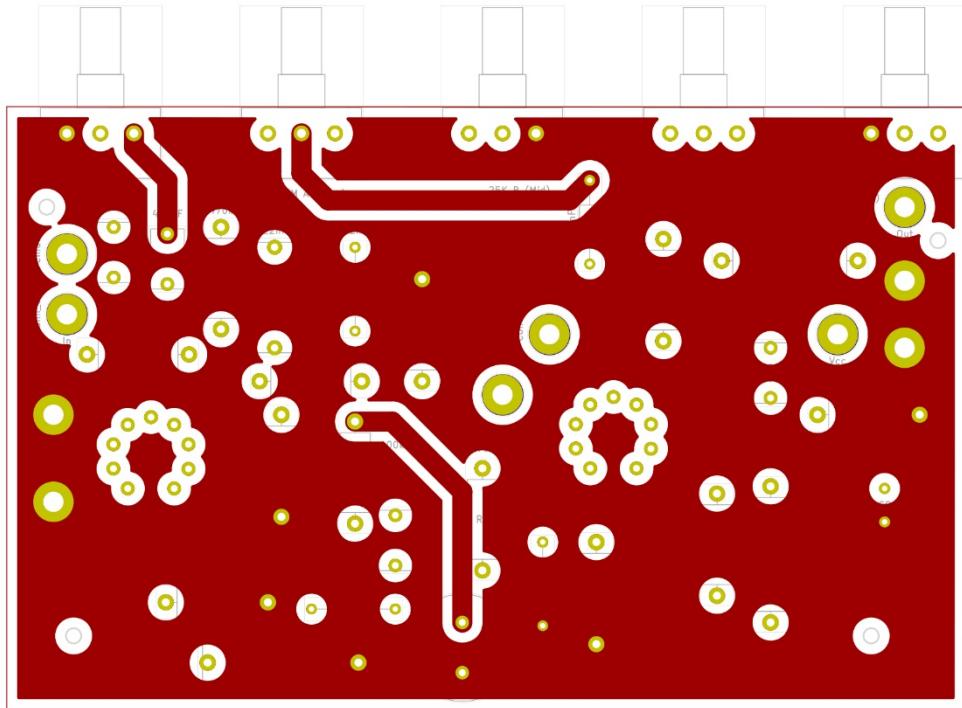


Diseño PCB 9. Preamplificador Canal 1 tipo Fender. Cara frontal

PCB del preamplificador Canal 2 tipo Marshall

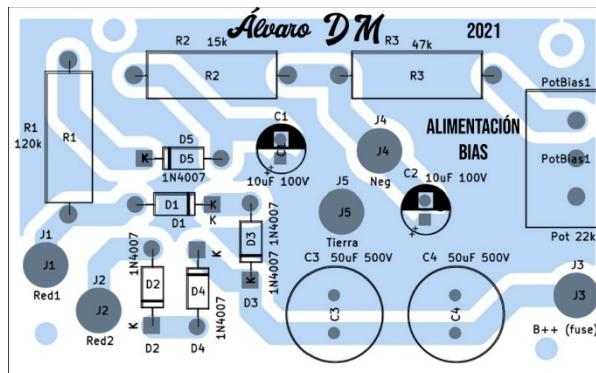


Diseño PCB 10. Preamplificador Canal 2 tipo Marshall. Cara posterior (sin invertir)

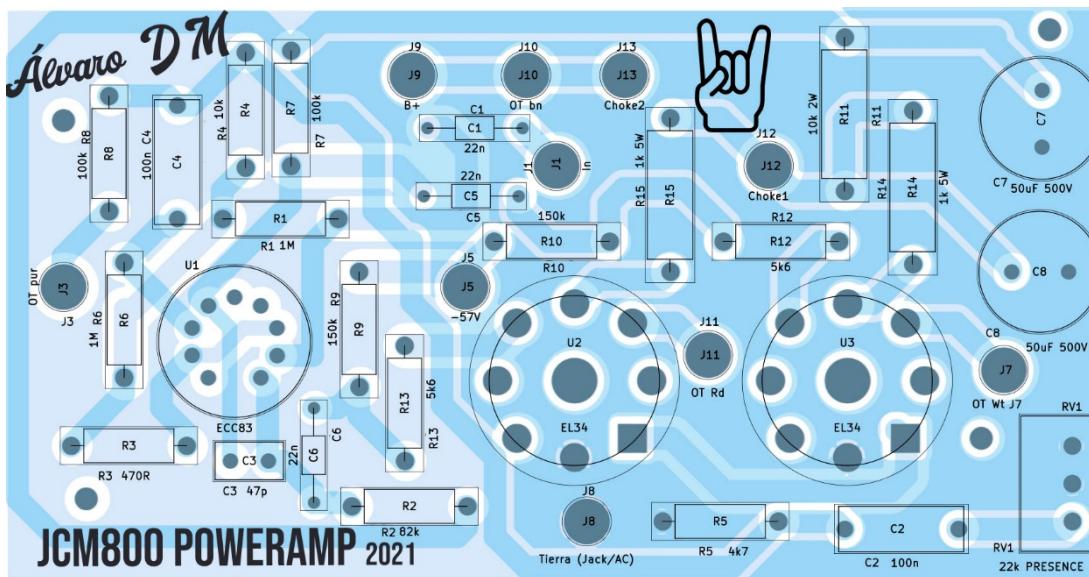


Diseño PCB 11. Preamplificador Canal 2 tipo Marshall. Cara frontal

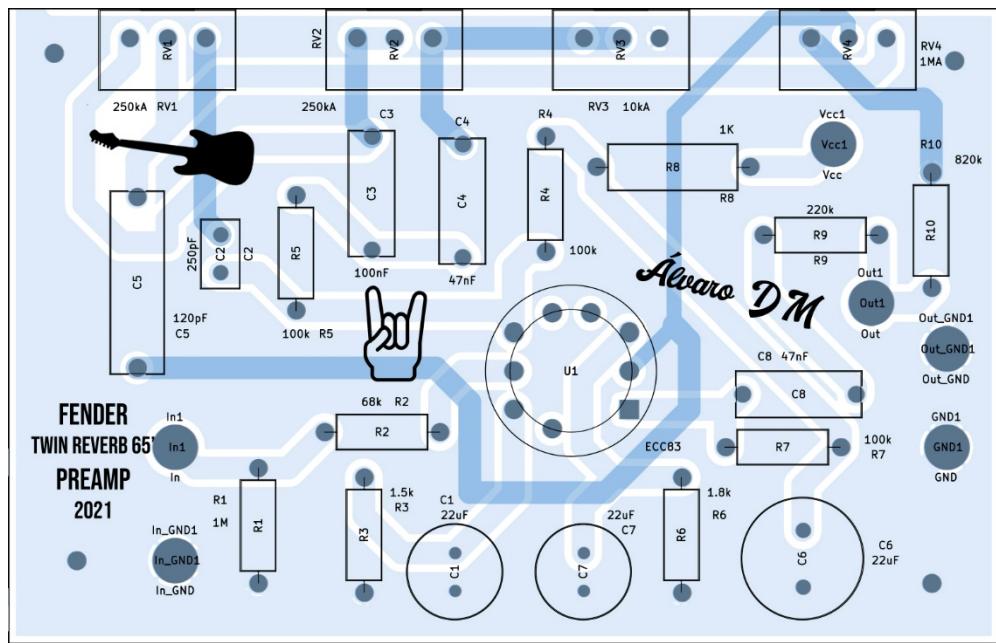
Anexo 6. Diseños de pegatinas para las PCBs



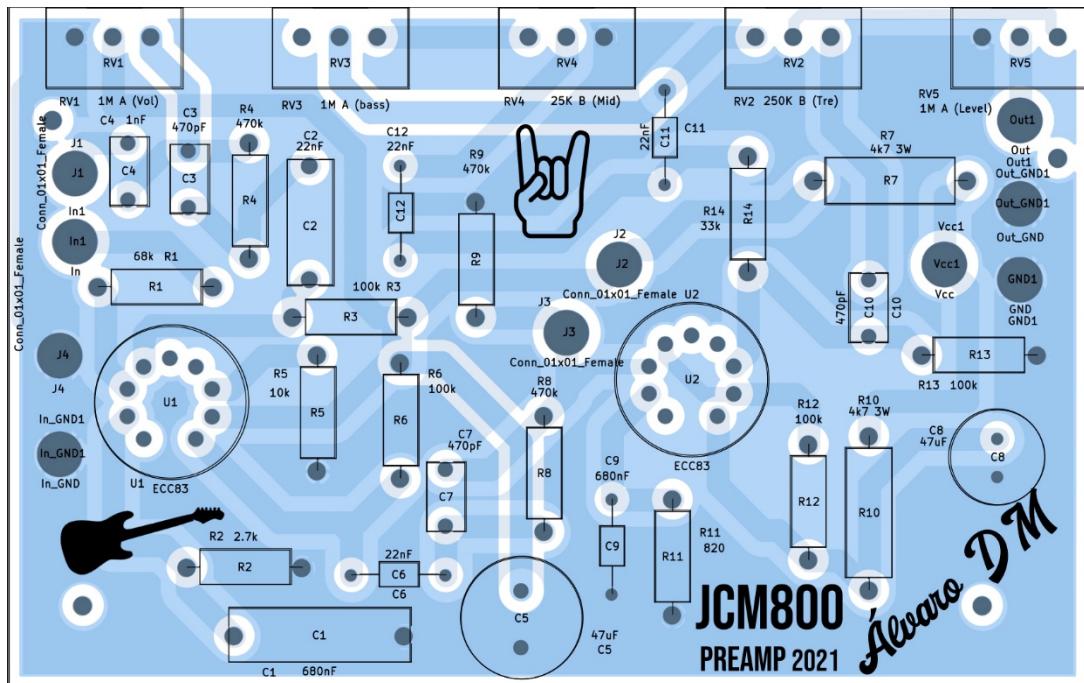
Diseño PCB 12. Pegatina alimentación



Diseño PCB 13. Pegatina etapa de potencia



Diseño PCB 14. Pegatina Canal 1 tipo Fender



Diseño PCB 15. Pegatina Canal 2 tipo Marshall

Anexo 7. Esquema Marshall JCM800 2204 [1]

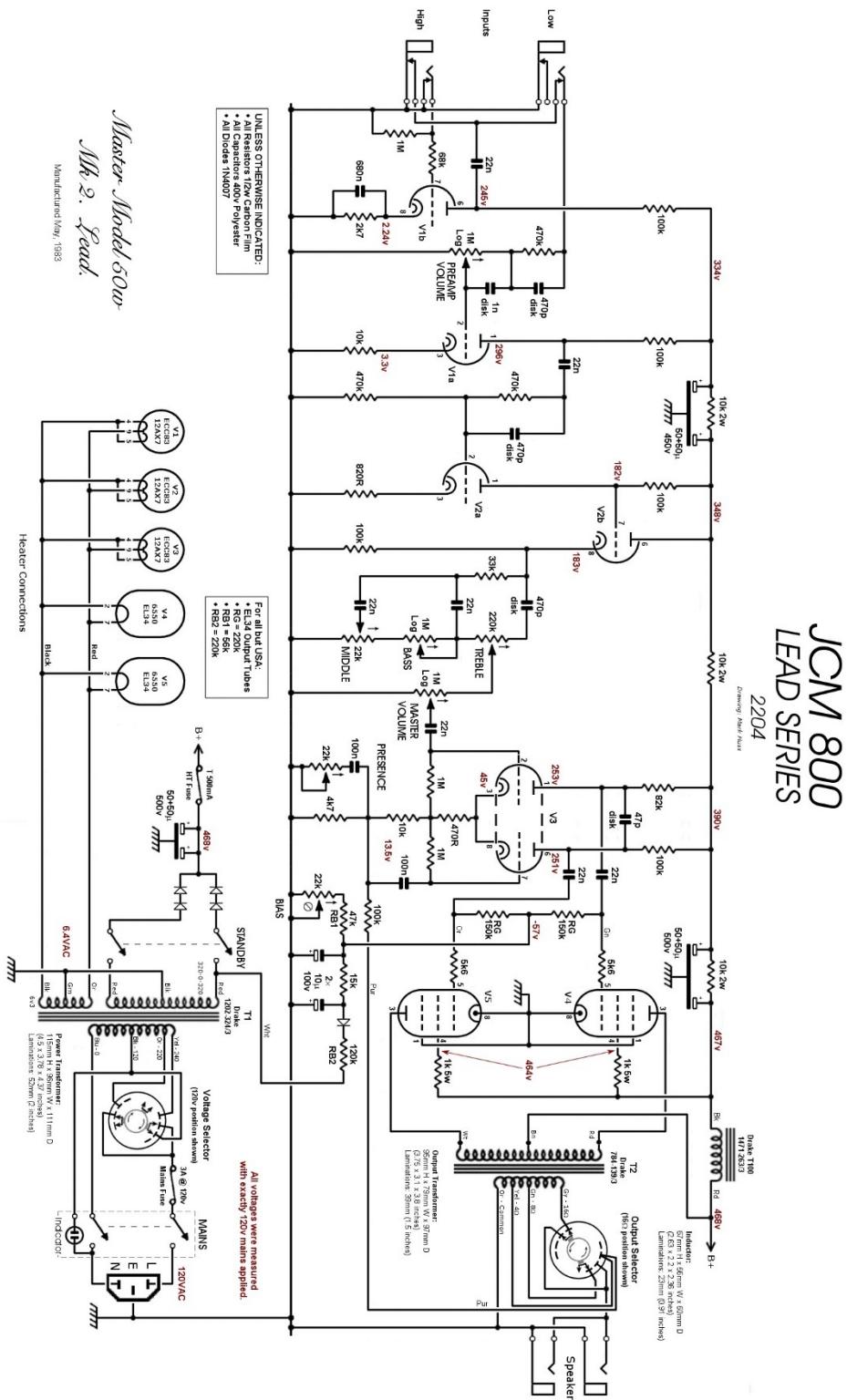


Ilustración 101. Esquema Marshall JCM800 [1]

Anexo 8. Esquema preamplificadores *Guitar Amp OD3* [16]

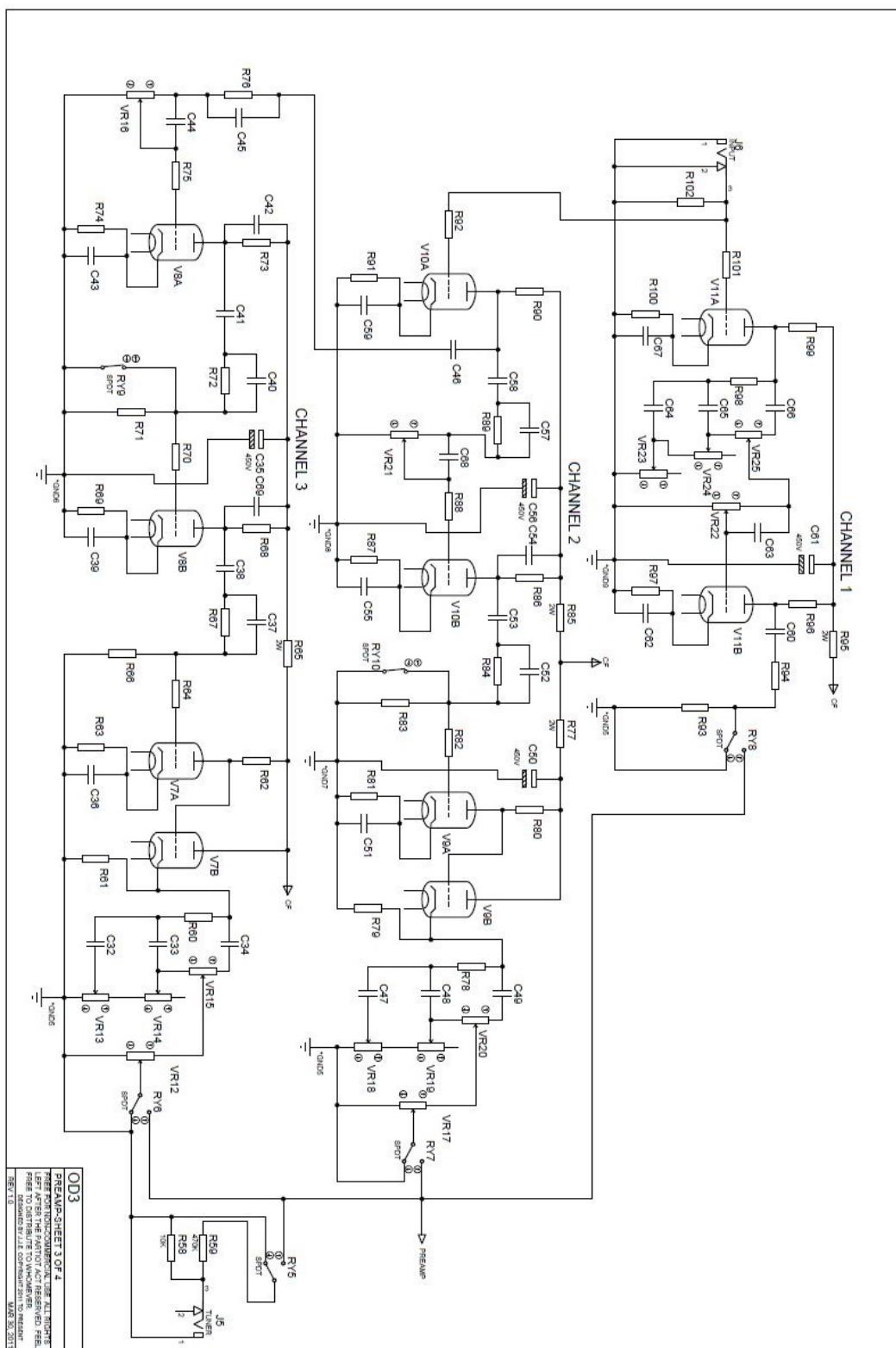


Ilustración 102. Esquema preamp Guitar Amp OD3 [16]