

# Proyecto Fin de Carrera

## Ingeniería de Telecomunicación

Diseño y desarrollo de un amplificador de audio con etapa de potencia con tecnología de válvulas

Autor: Jesús Fernández Gamito

Tutor: Manuel Perales Esteve

Dpto. de Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020





Proyecto Fin de Carrera  
Ingeniería de Telecomunicación

# **Diseño y desarrollo de un amplificador de audio con etapa de potencia con tecnología de válvulas**

Autor:

Jesús Fernández Gamito

Tutor:

Manuel Perales Esteve

Profesor titular

Dpto. de Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla  
Sevilla, 2020





Proyecto Fin de Carrera: Diseño y desarrollo de un amplificador de audio con etapa de potencia con tecnología de válvulas

Autor: Jesús Fernández Gamito

Tutor: Manuel Perales Esteve

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2020

El Secretario del Tribunal



*A mi familia*

*A mis maestros*



# Agradecimientos

---

En primer lugar, quiero agradecer a mi tutor, Manuel Perales Esteve, por darme la oportunidad de presentar este trabajo y ayudarme en su realización. Agradecer también a mi familia y compañeros por todos estos años apoyándome en los momentos más duros y difíciles, así como a mis profesores del grado superior de telecomunicaciones e informática Isidoro, Juan, Paco, Mario, Marta... por animarme a cursar los estudios de grado.

*Jesús Fernández Gamito*

*Sevilla, 2020*



El objetivo del presente trabajo fin de carrera es el del diseño y construcción de un amplificador a válvulas. “¿Válvulas en el siglo XXI?” podrá preguntarse. La respuesta es sí, y en el presente documento se procederá a explicar y detallar el porqué de esta elección un tanto peculiar al principio para alguien ajeno a este apasionante mundo del audio analógico a válvulas.

Desde el descubrimiento el efecto termoiónico por Edison y posteriormente la invención de la válvula triodo en 1906 por el Dr. Lee de Forest, todos los dispositivos electrónicos que se desarrollaron (radio, amplificadores de audio, televisores, ordenadores, etc.) utilizaban las válvulas como dispositivo amplificador, hasta que en 1947 los físicos estadounidenses Bardeen, Brattain y Shockley inventaron el primer transistor de contacto de germanio, iniciándose entonces el declive de la válvula como dispositivo amplificador, aunque no su desaparición total, ya que aun a día de hoy las válvulas presentan ciertas características frente a los transistores que las hacen más útiles frente a los transistores. En el presente trabajo, sólo nos referiremos a las ventajas en el terreno del audio de alta fidelidad.

Se introducirán y repasarán aspectos tales como un poco de historia previa, teoría general del audio analógico, teoría sobre las válvulas... para acabar finalmente diseñando un amplificador de potencia de audio con válvulas y posteriormente proceder a su montaje, puesta en marcha y verificación del sistema.

Se asumirá por otra parte, que el lector tiene conocimientos básicos sobre electrónica (los distintos componentes, ley de ohm, leyes de kirchoff, corriente continua, corriente alterna, distorsión armónica total, pequeña señal, etc...) sobre los que se irá desarrollando el diseño del amplificador.

Con el fin de facilitar el objetivo de este trabajo, se dividirá el contenido en diferentes capítulos que se detallan a continuación en el índice, así como un anexo sobre la seguridad a la hora de trabajar en un amplificador de este tipo.





# Abstract

---

The ultimate design goal of this document is the building and design of a tube amplifier. “*Tube Amplifiers in XXI century?*” you may wonder. The answer is yes, and this document will proceed to explain and detail this somewhat peculiar choice at first for someone outside the exciting world of analog tube audio.

Since the discovery of the thermionic effect by Thomas Alva Edison and the later invention of the triode valve in 1906 by Dr. Lee de Forest, all the electronic devices that were developed (radio, audio amplifiers, televisions, computers, etc.) used the valves as an amplifying device until in 1947 the American physicists Bardeen, Brattain and Shockley invented the first germanium transistor, beginning then the decline of tubes as the preferred amplifier device, although not its total disappearance, since even today tubes have certain characteristics that make them more useful for some applications than transistors. In this paper, we will only refer to the advantages in the field of high-fidelity audio.

Aspects such as previous history, general analog audio theory, tube theory, etc. will be introduced and reviewed, and finally, we will design an audio power amplifier with tubes and then proceed to build, test and verify our tube amp.

On the other hand, it will be assumed that the reader has basic knowledge about electronics (electronics components, ohm's law, Kirchhoff's laws, direct current, alternating current, total harmonic distortion, small signal, etc.) that will be necessary in order to develop the design of the amplifier.

So, in order to facilitate this hard work, we will divide in different chapters the details, that are detailed below in the index, as well as an Annex describing the safety procedures to work with a tube amp.

# Índice

---

<b>Agradecimientos</b>	<b>ix</b>
<b>Resumen</b>	<b>xi</b>
<b>Abstract</b>	<b>xiii</b>
<b>Índice</b>	<b>xiv</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>xvii</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>xviii</b>
<b>Notación</b>	<b>xxii</b>
<b>1 INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1 <i>Estructura del trabajo y objetivos</i>	1
1.2 <i>Breve historia de las válvulas</i>	2
1.2.1 El efecto termoiónico y el diodo	2
1.2.2 El triodo	3
1.2.3 Tetrodos, pentodos, heptodos...	4
1.2.4 El nacimiento del transistor y el ocaso de las válvulas	5
1.3 <i>Introducción a la etapa de ganancia básica con triodo</i>	6
1.3.1 Esquema básico de una etapa de ganancia con triodo.	7
1.3.2 Modelo de gran señal, constantes y recta de carga	8
1.3.2.1 Resistencia dinámica de ánodo, $r_a$	9
1.3.2.2 Transconductancia, $g_m$	10
1.3.2.3 Ganancia $\mu$	10
1.3.2.4 Recta de carga	11
1.3.2.5 Polarización	12
1.3.3 Modelo de pequeña señal	13
1.3.3.1 Impedancia de entrada	13
1.3.3.2 Impedancia de salida	14
1.3.3.3 Ganancia de la etapa, $A$	14
1.3.3.4 Capacidad Miller	14
1.3.4 Distorsión, Slew Rate y PSRR	14
1.3.4.1 THD	14
1.3.4.2 Distorsión por intermodulación	15
1.3.4.3 Distorsión por bloqueo	16
1.3.4.4 Slew Rate	16
1.3.4.5 PSRR	17
1.3.5 Resumen de ecuaciones	18
<b>2 DISEÑO TEÓRICO DEL SISTEMA</b>	<b>19</b>
2.1 <i>Requisitos del diseño</i>	19
2.1.1 Potencia de salida, impedancia de salida y canales mono o estéreo	19
2.1.2 Distorsión, realimentación negativa y factor de damping	20
2.1.3 Sensibilidad de entrada	20
2.2 <i>Topologías y válvulas posibles</i>	21
2.2.1 Clases de operación de la etapa de potencia	21

2.2.1.1	Operación Single-Ended y operación Push-Pull	21
2.2.1.2	Clase A	22
2.2.1.3	Clase B	23
2.2.1.4	Clase AB	24
2.2.1.5	Clases C, D, ...	24
2.2.1.6	Triodos vs Pentodos	24
2.2.1.7	Elección final de clase y válvulas de potencia	25
2.2.2	Inversor de fase	27
2.2.2.1	Paraphase	27
2.2.2.2	Catodino	27
2.2.2.3	Par de cola larga	28
2.2.2.4	Elección final y válvula elegida	29
2.2.3	Etapa de entrada	29
2.2.3.1	Etapa de ganancia básica con triodo	29
2.2.3.2	Etapa de ganancia básica con pentodo	29
2.2.3.3	Etapa half- $\mu$	30
2.2.3.4	Etapa SRPP	30
2.2.3.5	Etapa $\mu$ -Follower	32
2.2.3.6	Etapa Cascodo	32
2.2.3.7	Elección final de la etapa y válvula	33
2.2.4	Realimentación negativa	34
2.2.4.1	Realimentación negativa local	34
2.2.4.2	Realimentación negativa global	35
2.2.4.3	Realimentación elegida y nivel	35
2.3	<i>Diseño de las etapas del amplificador</i>	36
2.3.1	Diseño de la etapa de potencia	36
2.3.1.1	Recta de carga y transformador de salida	37
2.3.1.2	Polarización de la etapa de salida	39
2.3.2	Diseño del inversor de fase	40
2.3.2.1	Recta de carga	40
2.3.2.2	Polarización del inversor de fase	41
2.3.3	Diseño de la etapa de entrada	42
2.3.3.1	Recta de carga	43
2.3.3.2	Polarización de la etapa de entrada	43
2.3.3.3	Controles de volumen y balance	44
2.3.4	Diseño de la fuente de alimentación	45
2.3.4.1	Transformador de alimentación y rectificación	45
2.3.4.2	Etapas de filtrado	46
2.3.4.3	Alimentación de filamentos	47
2.3.5	Esquema final del amplificador	47
2.4	<i>Simulación del diseño</i>	48
2.4.1	Simulación de la etapa de entrada e inversor de fase	48
2.4.2	Simulación de la fuente de alimentación	49
2.4.2.1	Voltaje de los filtros	50
<b>3</b>	<b>DESARROLLO DEL SISTEMA</b>	<b>51</b>
3.1	<i>Elección de método de construcción</i>	51
3.1.1	Construcción punto a punto	51
3.1.2	Construcción con PCB	52
3.1.2.1	Diseño de PCB	52
3.2	<i>Construcción del amplificador</i>	54
3.2.1	Fabricación del chasis	54
3.2.2	Ensamblaje del PCB	59
3.2.3	Montaje de PCB y conexionado de elementos	60
3.2.4	Resultado final	65

<b>4</b>	<b>PRUEBAS DEL SISTEMA Y MEDICIONES</b>	<b>66</b>
4.1	<i>Equipo de pruebas utilizado</i>	66
4.1.1	Inyector de señal	66
4.1.2	Multímetro	67
4.1.3	Osciloscopio	67
4.1.4	Medición de distorsión	68
4.2	<i>Primer encendido</i>	68
4.2.1	Medición de voltajes	68
4.2.2	Ajuste de BIAS	72
4.2.3	Inyección de señal de prueba	74
4.2.3.1	Comprobación con el osciloscopio de la señal de salida	74
4.2.3.2	Medición de distorsión en bucle abierto	78
4.3	<i>Conexión opcional de la realimentación negativa global</i>	78
4.3.1	Procedimiento de ajuste del condensador y resistencia de realimentación negativa	78
<b>5</b>	<b>CONCLUSIÓN</b>	<b>80</b>
5.1	<i>Características finales del sistema</i>	80
5.1.1	Comparación con un amplificador de estado sólido	80
5.1.2	Posibles mejoras futuras	80
	<b>Referencias</b>	<b>82</b>
	<b>Índice de Conceptos</b>	<b>85</b>
	<b>Glosario</b>	<b>87</b>
	<b>Anexo a: normas de seguridad</b>	<b>88</b>

# ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 1–1. Resumen de ecuaciones de la etapa básica de ganancia con triodo

18

# ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 1-1. Diodo de Fleming y válvula 5U4G, compuesta por dos diodos en un solo cristal	3
Figura 1-2. Triodo “audión” de Lee de Forest en 1906 y válvula doble triodo ECC83 actual.	3
Figura 1-3. Características del tetrodo 24-A	4
Figura 1-4. Características del pentodo EL84.	5
Figura 1-5. Características del tetrodo de haces dirigidos 6V6.	5
Figura 1-6. Tamaño de un nuvistor con respecto al transistor de germanio CK722	6
Figura 1-7. Válvula doble triodo ECC82	6
Figura 1-8. Esquema básico de una etapa de ganancia	7
Figura 1-9. Curvas de placa de la ECC82, datasheet de Philips.	8
Figura 1-10. Trazador de curvas $\mu$ Tracer [9] del autor con la gráfica de una ECC82 real bajo test.	9
Figura 1-11. Cálculo gráfico de ra.	9
Figura 1-12. Cálculo gráfico de gm.	10
Figura 1-13. Cálculo gráfico de $\mu$ .	10
Figura 1-14. Recta de carga con $R_a=18K\Omega$ .	11
Figura 1-15. Punto de polarización en $V_g = -9V$ .	12
Figura 1-16. Circuito de pequeña señal de la etapa.	13
Figura 1-17. Circuito de pequeña señal con C1, Ck y C2 simplificados	13
Figura 1-18. Análisis de la distorsión cuando $V_{pp}= 2V$	15
Figura 2-1. A la izquierda, configuración SE. A la derecha configuración PP.	21
Figura 2-2. Distorsión por cruce provocada por dos transistores en PP.	23
Figura 2-3. Ejemplo de amplificador polarizado en clase AB2 con seguidores catódicos.	24
Figura 2-4. Ejemplo de una etapa de salida ultralinear.	25
Figura 2-5. Válvula elegida para el amplificador, la PCL805.	25
Figura 2-6. Gráficas de ánodo en modo triodo, obtenidas experimentalmente.	26
Figura 2-7. Gráficas de ánodo en modo ultralinear, obtenidas experimentalmente.	26
Figura 2-8. Inversor Paraphase.	27
Figura 2-9. Inversor Catodino.	27
Figura 2-10. Inversor par de cola larga.	28
Figura 2-11. Etapa de ganancia con pentodo y curvas típicas del pentodo EF86.	29
Figura 2-12. Etapa half- $\mu$ .	30
Figura 2-13. Etapa SRPP.	31
Figura 2-14. Etapa $\mu$ -Follower.	32
Figura 2-15. Etapa cascodo.	32
Figura 2-16. Curvas de la sección triodo de la PCL805.	33

Figura 2-17. Modelo general de un sistema realimentado.	34
Figura 2-18. Triodo con realimentación negativa local.	34
Figura 2-19. Etapa PP del amplificador.	36
Figura 2-20. Recta de carga en clase A y B para la etapa PP.	37
Figura 2-21. Rectas de carga en clase AB1.	38
Figura 2-22. Diseño del inversor de fase catodino.	40
Figura 2-23. Recta de carga del inversor catodino.	41
Figura 2-24. Esquema de la etapa de entrada.	42
Figura 2-25. Recta de carga para la etapa de entrada.	43
Figura 2-26. Conexión de volumen y de balance.	44
Figura 2-27. Esquema de la fuente de alimentación propuesta.	45
Figura 2-28. Esquema final del amplificador.	47
Figura 2-29. Circuito de entrada e inversor de fase en MicroCap.	48
Figura 2-30. Simulación de la salida del inversor de fase y etapa de entrada.	49
Figura 2-31. Simulación de la distorsión armónica total.	49
Figura 2-32. Simulación de la fuente de alimentación con amplificador en reposo.	50
Figura 3-1. Ejemplo de un amplificador montado con la técnica punto a punto.	51
Figura 3-2. Ejemplo de un amplificador moderno usando PCB.	52
Figura 3-3. Diseño del esquema del amplificador en KiCad.	53
Figura 3-4. Diseño del esquema del amplificador en KiCad.	53
Figura 3-5. Vista en 3D aproximada de la PCB.	53
Figura 3-6. PCB recibido.	54
Figura 3-7. PCB con todos sus componentes soldados.	54
Figura 3-8. Chasis de aluminio utilizado como base.	55
Figura 3-9. Transformadores de audio y de alimentación listos para el montaje en el chasis.	55
Figura 3-10. Demás elementos utilizados en el montaje del chasis.	56
Figura 3-11. Frontal del chasis mecanizado.	56
Figura 3-12. Parte trasera del chasis mecanizada.	57
Figura 3-13. Vista interior del chasis mecanizado.	57
Figura 3-14. Vista frontal del chasis con todos sus elementos montados.	58
Figura 3-15. Vista trasera del chasis con todos sus elementos montados.	58
Figura 3-16. Vista interior del chasis con todos sus elementos montados.	59
Figura 3-17. Componentes de menor tamaño soldados al PCB.	59
Figura 3-18. Componentes de mayor tamaño soldados al PCB.	60
Figura 3-19. PCB terminado.	60
Figura 3-20. Detalle de la conexión a tierra del chasis.	60
Figura 3-21. Detalle del conexionado del primario del transformador.	61
Figura 3-22. Medición del voltaje del secundario de filamentos.	61
Figura 3-23. Medición del voltaje en continua de los filamentos sin carga.	62

Figura 3-24. Cableado de los filamentos en los zócalos terminado.	63
Figura 3-25. Voltaje de filamentos con las válvulas conectadas.	63
Figura 3-26. Comprobación visual del encendido de los filamentos.	64
Figura 3-27. Resultado final del montaje del amplificador.	65
Figura 4-1. Generador de señales usado para las pruebas.	66
Figura 4-2. Multímetro usado para las pruebas.	67
Figura 4-3. Osciloscopio analógico utilizado para las pruebas.	67
Figura 4-4. Medición de voltaje en el primer condensador de filtro.	68
Figura 4-5. Medición de voltaje en el segundo condensador de filtro.	69
Figura 4-6. Medición de voltaje en el tercer condensador de filtro.	69
Figura 4-7. Medición de voltaje en el cuarto y último condensador de filtro.	70
Figura 4-8. Medida de voltaje en el cátodo del triodo de entrada.	70
Figura 4-9. Medida de voltaje en el ánodo del triodo de entrada.	71
Figura 4-10. Medida de voltaje en la reja del triodo inversor de fase.	71
Figura 4-11. Medida de voltaje en el cátodo del inversor de fase.	72
Figura 4-12. Medida del BIAS del primer pentodo.	73
Figura 4-13. Medida del BIAS del segundo pentodo.	73
Figura 4-14. Señal inyectada de 1KHz a la entrada.	74
Figura 4-15. Forma de onda amplificada en el primer triodo.	75
Figura 4-16. Forma de onda en las rejillas de los pentodos.	75
Figura 4-17. Forma de onda en la resistencia de carga.	76
Figura 4-18. Forma de onda en la resistencia de carga a máxima salida sin distorsión.	77
Figura 4-19. Forma de onda en la resistencia de carga con distorsión.	77
Figura 4-20. Circuito para inyectar la salida del amplificador a la entrada de línea del PC.	78
Figura 4-21. Respuesta en frecuencia según HOLMImpulse.	78
Figura 6-1. Herramienta de descarga segura de condensadores electrolíticos.	88
Figura 6-2. Conexión a tierra para la seguridad del usuario.	89





# Notación

---

sen	Función seno
<	Menor o igual
>	Mayor o igual
≈	Aproximadamente
=	Igual que
→	Implica
×,*	Multiplicación
()	Paréntesis
$\frac{d}{dt}$	Derivada con respecto al tiempo

# 1 INTRODUCCIÓN

---

*No es la ignorancia la que causa todos los problemas en este mundo.  
Son las personas que saben que lo son.*

Edwin Howard Armstrong

La electrónica moderna es inconcebible sin el desarrollo que se experimentó a finales del siglo *XIX* y principios del siglo *XX*, en pleno auge de la segunda revolución industrial. En este periodo se desarrollaron las bases de toda la electrónica, desde los primeros circuitos, condensadores, resistencias, etc.... Hasta el surgimiento del primer dispositivo amplificador, la *válvula termoiónica*. El objetivo del presente documento será la realización de un amplificador que usa estas válvulas termoiónicas (de aquí en adelante, se acortará el término a válvulas), tecnología de principios de la era electrónica y se comprobarán sus características con los amplificadores modernos de estado sólido.

Para ello, en esta sección de introducción, describiremos la estructura y los distintos objetivos que pretendemos lograr con este trabajo, así como una breve introducción histórica del inicio de la electrónica, las válvulas, y su ocaso a raíz de la invención del transistor.

Al contrario de lo que en principio se pueda pensar, hoy en día siguen fabricándose estos componentes y usándose en distintas aplicaciones. La más destacada es como amplificadores de audio, sobre todo por las características peculiares que provoca una reproducción sonora diferente a los transistores<sup>1</sup>.

## 1.1 Estructura del trabajo y objetivos

El objetivo principal del trabajo es el diseño y construcción de un amplificador que use válvulas, así como obtener medidas objetivas del rendimiento (Potencia RMS de salida, THD, Slew Rate, etc...) y subjetivas, para compararlas con las especificaciones de los amplificadores de estado sólido que se ofrecen comercialmente hoy en día.

Para ello, es de vital importancia estructurar bien el trabajo que se va a realizar. El diseño de un amplificador y su posterior construcción es un proceso por etapas con diverso grado de complejidad en cada una de ellas, por lo cual la mejor forma de afrontar el problema es dividir y estructurar bien todas estas partes y siempre que sea posible hacer comprobaciones para comprobar que todo funcione correctamente antes de avanzar a la siguiente etapa.

Por lo tanto, en este capítulo de introducción, procederemos a realizar una breve introducción histórica, para entender de forma rápida el contexto en el que se desarrollaron y posteriormente se perfeccionaron las válvulas, y el punto en el que su popularidad y su uso empezaron a declinar hasta llegar hoy en día. También se dará una introducción teórica a la etapa de ganancia formada por un triodo, un bloque fundamental en la construcción de cualquier amplificador, y que servirá para introducir todos los conceptos matemáticos y de teoría de circuitos básicos con los que iremos diseñando el resto del amplificador.

Posteriormente, tras este paréntesis de explicación de historia, se procederá al diseño en sí de nuestro sistema. Primero, definiremos una serie de especificaciones que queremos que cumpla nuestro amplificador, para luego a partir de esta ir construyendo una topología concreta, que será determinada por los componentes de que se dispongan (válvulas, transformadores, etc...).

---

<sup>1</sup> Más adelante, se analizará con más detalles las causas de este fenómeno.

Cada sección de la topología final que escojamos se describiría y desarrollará con detalle, incluyendo siempre que sea posible simulaciones que confirmen, aunque sea de forma aproximada, que los cálculos son correctos y que se está en buen camino para disponer de un esquema final funcional que cumpla con las especificaciones propuestas.

Una vez terminado todo el diseño teórico, se procederá al apartado del desarrollo práctico del sistema. En esta sección se mostrará el diseño del PCB que facilitará la construcción del amplificador, así como los materiales elegidos para su construcción y fotos del proceso de montaje, así como posteriormente las medidas y comprobaciones básicas que comprueben que el sistema funciona adecuadamente.

Se procederá a continuación con un apartado en el que se realizarán medidas y pruebas en el sistema más profundas, tales como el THD, potencia RMS, Slew Rate, etc.... En este apartado se explicará también el sistema que se emplea para realizar cada medición correspondiente.

Le sigue un apartado de conclusiones, en el que se dará un veredicto final una vez probado que el sistema funciona y comprobadas sus características para compararlas con los amplificadores modernos de hoy en día.

Y para finalizar, un apartado de anexos en el que se detallan algunas medidas de seguridad a la hora de construir y tomar medidas en el amplificador, así como una breve explicación del funcionamiento de los programas usados para desarrollar el trabajo.

## 1.2 Breve historia de las válvulas

### 1.2.1 El efecto termoiónico y el diodo

La historia de las válvulas está estrechamente ligada al inicio de las primeras bombillas incandescentes de Edison. El 13 de febrero de 1880, Edison experimentaba con unas bombillas incandescentes las cuales al llevar unas cuantas horas funcionando su cristal se volvía oscuro y el filamento acababa por romperse poco después.

En aquel entonces no se entendía ese extraño fenómeno, y Edison experimentando con el fin de evitar que estas bombillas se rompiesen de forma tan prematura, acabó introduciendo un tercer electrodo a la bombilla, una placa de metal que conectó al polo positivo de la fuente, comprobando entonces que no se volvía negro el cristal y que, además, circulaba cierta corriente por esa placa.

Edison patentó un aparato que servía para medir la corriente usando este fenómeno el 15 de noviembre de 1883 [1] y bautizó este efecto como el llamado **efecto Edison**, que más tarde sería conocido como el efecto termoiónico.

Aunque al principio no se entendía el funcionamiento de este efecto, posteriormente se demostró que el filamento al estar encendido provocaba que su alrededor se formase una nube de electrones, que al insertar una placa metálica y cargarla muy positivamente, se veían atraídos formando una corriente eléctrica entre el filamento y esta placa. Si la placa se conectaba al negativo los electrones no se veían atraídos, con lo que no se producía una corriente en ese sentido, por lo tanto, este dispositivo actuaba como lo que hoy conocemos como un diodo.

Edison nunca avanzó más con este descubrimiento, ni investigó sus potenciales usos, pensando que no tenía más aplicaciones prácticas. Unos años más tarde, John Ambrose Fleming, retomó estas investigaciones de Edison, dándose cuenta de inmediato que al conducir la corriente solamente en un sentido se podía hacer un dispositivo que detectase ondas de radio mejor que los detectores que había disponibles en aquella época, a base de cohesores. Así, el 16 de noviembre de 1904, Fleming patentó [2] la primera válvula de vacío, el diodo.

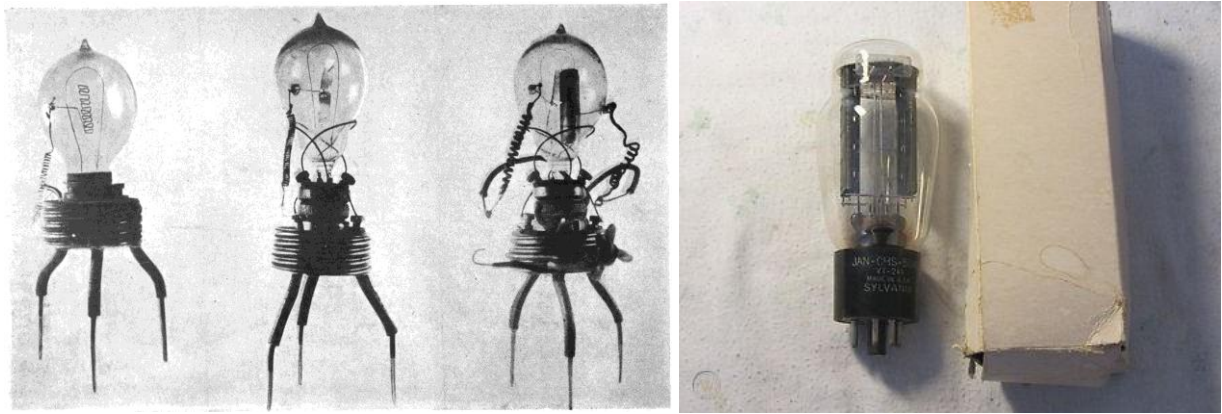


Figura 1-1. Diodo de Fleming y válvula 5U4G, compuesta por dos diodos en un solo cristal

La válvula diodo fue útil en su día, y posteriormente se fue perfeccionando cada vez más, sobre todo para actuar como rectificadora para pasar de corriente alterna a continua en las fuentes de alimentación.

Sin embargo, esta primera válvula todavía no ofrecía ningún tipo de amplificación, sólo rectificaba las señales, aunque no faltaba mucho para que apareciese el primer dispositivo amplificador de la historia.

### 1.2.2 El triodo

Poco después de la invención del diodo por parte de Fleming, el Dr. Lee de Forest, que en aquel entonces estaba investigando una nueva forma de detectar ondas de radio, introdujo un tercer electrodo en la válvula diodo de Fleming, creando lo que se llamaba el triodo, el primer dispositivo amplificador de la historia. El 15 de enero de 1907, se le concedió la patente [3] de este dispositivo, al que llamo “audiión”.



Figura 1-2. Triodo “audiión” de Lee de Forest en 1906 y válvula doble triodo ECC83 actual.

El triodo está formado de tres/cuatro elementos:

- El ánodo: Físicamente es una placa a la que se le aplica un potencial muy positivo para atraer a los electrones del filamento/cátodo.
- La reja de control: Un electrodo en forma de reja al que se le aplica un potencial negativo. Se intercala entre la placa y el filamento/cátodo y gracias al efecto repulsión que produce en los electrones a su paso, con un voltaje pequeño en la reja se consigue controlar el flujo de una gran corriente, logrando así la amplificación.
- El cátodo: Inicialmente en las primeras válvulas, las llamadas de caldeo directo, el cátodo y el filamento eran lo mismo. Posteriormente cuando aparecieron las llamadas válvulas de caldeo indirecto, el cátodo apareció como un electrodo independiente. Es un electrodo en el que se depositan sustancias<sup>2</sup> que al calentar liberan una gran nube de electrones que posteriormente será atraída por el ánodo.

<sup>2</sup> Principalmente óxido de bario.

- Filamento: En las válvulas de caldeo directo el filamento genera la propia nube de electrones que provoca el funcionamiento de la válvula<sup>3</sup>. En las de caldeo indirecto el filamento solo tiene la función de calentar el cátodo hasta una temperatura lo suficientemente alta como para que emita electrones.

El triodo supuso un gran avance en la electrónica, sin embargo, tenía una serie de inconvenientes, como su alta capacidad Miller, que limitaba la frecuencia máxima de operación del triodo y provocaba oscilaciones no deseadas si no se neutralizaba correctamente. Por lo que en los próximos años se investigaría aún más para seguir mejorando este dispositivo.

### 1.2.3 Tetrodos, pentodos, heptodos...

Para solucionar las limitaciones de los primeros triodos, poco después se decidió añadir una rejilla intercalada entre la placa y la rejilla de control, rejilla que además se conectaría a otro potencial elevado (aunque menos elevado que el de la placa). Así nació el tetrodo, la válvula con cuatro elementos. A esta nueva rejilla se la llamó rejilla de pantalla, porque actuaba como una pantalla electrostática (que además aceleraba aún más los electrones que iban a chocar contra el ánodo) con la que la capacidad Miller de la válvula bajaba considerablemente, permitiendo el trabajo a frecuencias más altas y que fuese más estable.

También trajo como ventaja que se ofrecía un nivel mayor de amplificación que con el triodo, pero tenía sus desventajas, tales como una mayor distorsión y más ruido que un triodo, y problemas como que, si el voltaje del ánodo era inferior al de la rejilla de control, la rejilla empezaría a atraer más electrones que el ánodo, provocando un comportamiento inestable, como se puede ver en las características del tetrodo 24-A:

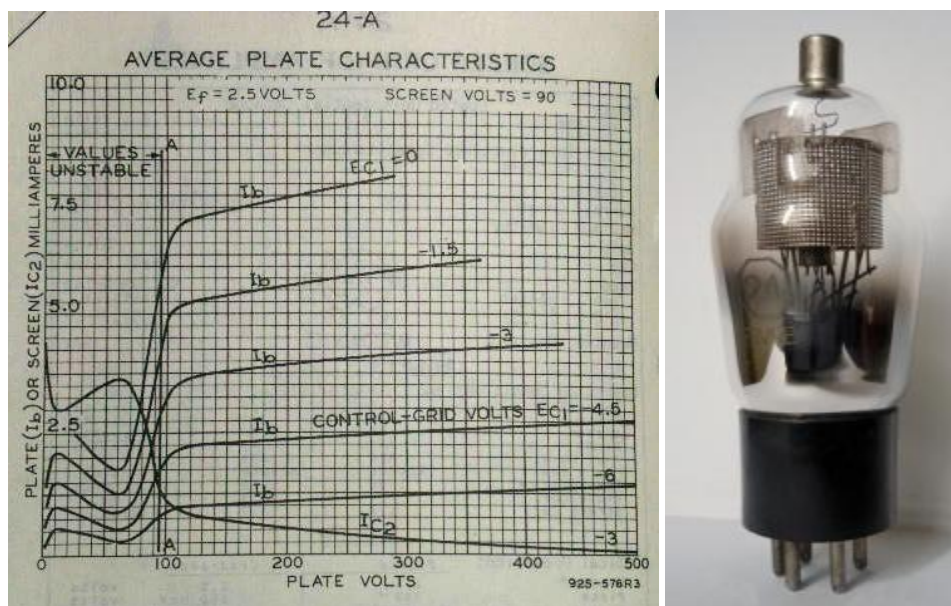


Figura 1-3. Características del tetrodo 24-A

Este comportamiento se solucionó añadiendo un elemento más, la rejilla supresora, conectada al cátodo, que evitaba este efecto absorbiendo los electrones que al chocar con el ánodo rebotaban a la rejilla de pantalla, incrementando la corriente que pasaba por la rejilla de pantalla, provocando este comportamiento anómalo. Así nació el pentodo, siendo junto con el triodo una de las válvulas más usadas.

Cabe destacar que también el tetrodo sufrió otra innovación, que fue en lugar de usar una rejilla supresora, usar un par de placas dispuestas como si de un haz se tratase, conectadas al cátodo, que tenía la misma función que la rejilla supresora, pero lo hacía de forma más eficiente sobre todo a altas potencias. Este tipo de válvulas se llamaron tetrodos de haces dirigidos.

<sup>3</sup> En este tipo de válvulas, al actuar el filamento también como cátodo, se le añaden al filamento sustancias que aumentan aun más su emisión termoiónica, como por ejemplo tungsteno toriado.

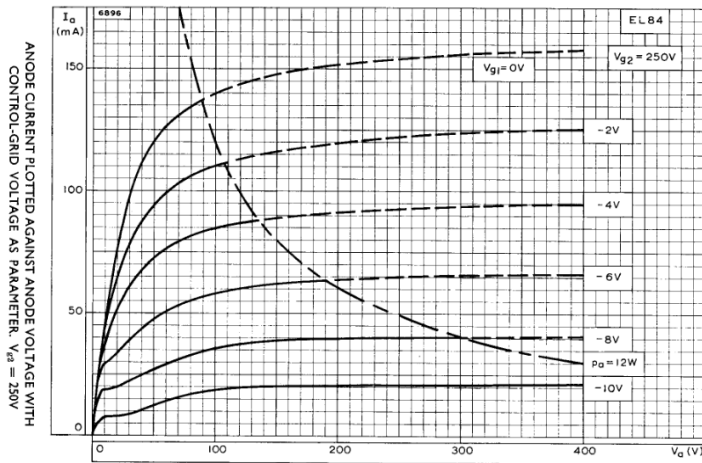


Figura 1-4. Características del pentodo EL84.

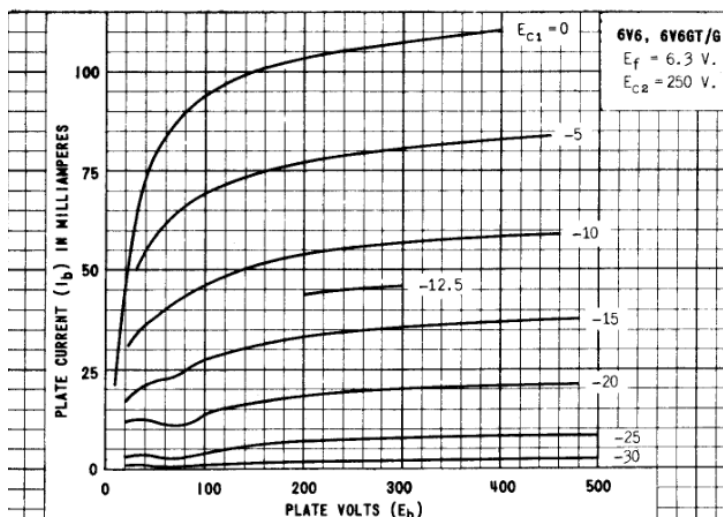


Figura 1-5. Características del tetrodo de haces dirigidos 6V6.

Cabe destacar que se siguieron añadiendo más rejillas, creando hexodos, heptodos, etc.... Estos nuevos elementos se usaban sobre todo para los receptores superheterodinos, como rejillas para mezclar las señales provenientes de la antena y del oscilador local [4].

### 1.2.4 El nacimiento del transistor y el ocaso de las válvulas

Tras la segunda guerra mundial, el desarrollo de las válvulas sufrió una gran revolución, cambiando los métodos constructivos usados anteriormente (se construían como si de una bombilla se tratase [5]) a nuevos formatos más pequeños y mejorados (válvulas rimlock, miniatura, novales...). El nacimiento de la televisión a gran escala forzó a perfeccionar aún más y hacer más pequeñas y fiables aun las válvulas existentes.

Sin embargo, en 1947, en los laboratorios Bell, John Bardeen, Walter Brattain y William Shockley, inventaron el primer transistor de la historia, revolucionando la electrónica a partir de ese momento. Gracias al transistor, se pudo minimizar aún más la electrónica, hacer que consumiera menos al no desperdiciar potencia encendiendo un filamento, más fiabilidad, etc....

Sin embargo, todas esas ventajas no surgieron de golpe. Los primeros transistores eran más caros que las válvulas y más frágiles. Además, no eran capaces de aguantar tanta potencia como las válvulas ni alcanzar frecuencias tan altas en aquel entonces. Por ejemplo, el primer transistor de germanio disponible de forma “barata” para la venta al público general fue el transistor CK722, al precio de 7,6\$ en 1953, a lo que en 2020 equivaldrían aproximadamente a 64,55€ contando la inflación. Como comparación, en esas mismas fechas una válvula pentodo como la 6AK5 valía tan solo 0,55\$, unos 4,69€ en 2020, curiosamente más o menos al mismo precio en el que se puede encontrar hoy en día ese tipo de válvula en internet nueva.

Las válvulas llegaron a perfeccionar a su vez su técnica de construcción, apareciendo nuevas innovaciones



como las válvulas llamadas nuvistores que tenían el mismo tamaño que un transistor de aquella época. También nuevas técnicas que mejoraban las características de las válvulas existentes, como la construcción “frame grid” para los triodos [6].



Figura 1-6. Tamaño de un nuvistor con respecto al transistor de germanio CK722

Estos problemas se fueron solucionando con el paso de los años, a partir de entonces, las válvulas empezaron a caer en desuso, aunque no totalmente, ya que hoy sobreviven en ciertas aplicaciones y hay fábricas que siguen con su producción, principalmente para amplificadores de audio<sup>4</sup>.

### 1.3 Introducción a la etapa de ganancia básica con triodo

El mínimo bloque fundamental que compone cualquier amplificador a válvulas, es la etapa de ganancia con un triodo, por lo cual resulta imprescindible estudiar esta etapa con profundidad [7] [8] ya que a partir de esta derivan todas las demás configuraciones que nos podemos encontrar en un amplificador de audio.

Por ello en esta sección se dará una introducción al diseño de una etapa de ganancia con un triodo y se mencionará los parámetros básicos que hay que tener en cuenta a la hora del diseño de una etapa de estas características que nos servirá como introducción para posteriormente en el siguiente capítulo abordar el diseño del amplificador de audio.

Para el estudio de esta etapa, nos basaremos en una sección del doble triodo ECC82, conocido en la notación americana de válvulas como 12AU7.



Figura 1-7. Válvula doble triodo ECC82

<sup>4</sup> Empresas tales como [JJ Electronics](#), Electro-harmonix, Western-Electric, etc....



### 1.3.1 Esquema básico de una etapa de ganancia con triodo.

El esquema básico que conforma una etapa de ganancia con triodo es el siguiente:

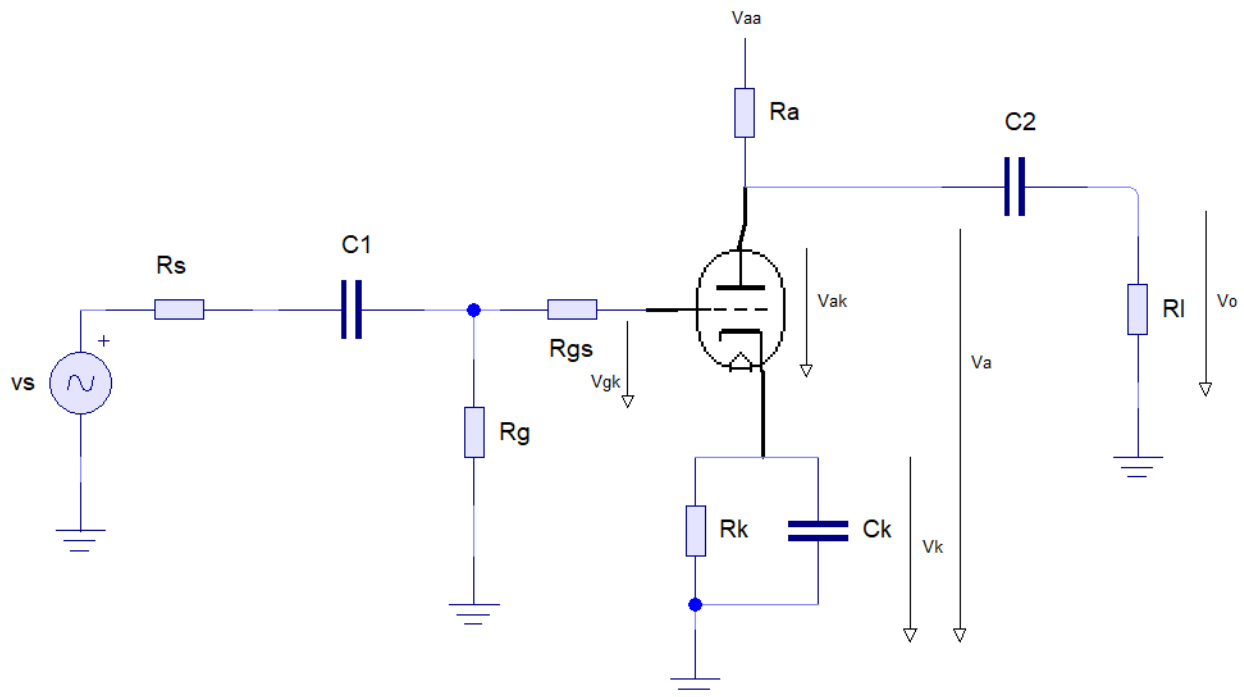


Figura 1-8. Esquema básico de una etapa de ganancia

Podemos encontrar varios componentes con funciones específicas:

- **$V_s$  y  $R_s$ :** Conforman el equivalente Thévenin de la señal de entrada. Para asegurar una correcta transferencia de la señal de entrada, es recomendable que  $R_s$  sea mucho más pequeña que la impedancia de entrada del amplificador. Al no circular intensidad por la reja de control (Siempre que  $V_{gk} < 0$ ), la impedancia de entrada del triodo vendrá determinada por  $R_g$ .
- **$C_1$  y  $C_2$ :** Son condensadores de bloqueo que evitan que la componente continua de  $V_s$ , si la hubiese, no interfiera con la polarización de la etapa. Deben de tener un valor adecuado para que la señal de más baja frecuencia pase sin apenas ofrecer resistencia por los condensadores, como calcularemos más adelante.
- **$R_g$ :** Resistencia de escape de reja. Esta resistencia es necesaria ya que en la reja de control se acumula una pequeña carga por efecto de la nube de neutrones del cátodo cuando  $V_{gk} \approx 0V$  que es necesario referenciar a tierra para que no interfiera con la polarización. Como esta resistencia determina la impedancia de entrada, suele tener un valor relativamente grande, pero no mucho, ya que el datasheet de la válvula impone restricciones a este valor para evitar un *runaway*<sup>5</sup> térmico. Normalmente suele tener valores comprendidos entre 470K-1M.
- **$R_{gs}$ :** Conocida como resistencia “grid stopper”. Su principal función es la de en conjunto con la capacidad Miller de la válvula, actuar como un filtro para evitar que frecuencias más altas de las que pretendemos amplificar sean amplificadas, evitando así que el sistema oscile. Su valor depende de la capacidad Miller de la válvula y de a que frecuencia queremos que sea el corte del filtro, teniendo en cuenta que  $R_{gs}$  y  $R_g$  forman un divisor de tensión a la señal de entrada, con lo cual dependiendo del valor de ambas se atenuará más o menos no solo las frecuencias altas, sino también el resto de las frecuencias.

<sup>5</sup> El efecto consiste en que por contaminación la reja de control atrae más electrones de los que normalmente hace, provocando un voltaje positivo en reja que a su vez atrae aun más electrones, provocando una realimentación negativa que acaba provocando un flujo demasiado alto de electrones sobrecalentando la válvula y dejándola inutilizable.

- $R_k$ : Resistencia de cátodo que determina la polarización de la válvula. Como  $V_{gk}$  tiene que ser negativa, con esta resistencia logramos elevar  $V_k$  por encima de  $V_g$ , ajustando así la polarización que queremos que tenga la válvula sin necesidad de añadir una fuente de voltaje negativa al sistema.
- $C_k$ : Condensador de desacoplo del cátodo. En DC, este condensador es un circuito abierto, pero para las frecuencias que nos interesa amplificar su valor será lo más cercano a 0 posible para asegurar la máxima ganancia en pequeña señal posible. Si no se incluye, la ganancia del sistema disminuye, pero por el contrario se introduce una pequeña realimentación negativa local que compensa la pérdida de ganancia con una menor distorsión.
- $R_a$ : Resistencia de ánodo. Determina la recta de carga con la que se polariza la válvula, como veremos más adelante.
- $V_{aa}$ : Tensión en DC del ánodo. Determinará el máximo voltaje que puede tener la etapa en la recta de carga.
- $R_l$ : Resistencia de carga. Por lo general, modela la impedancia de entrada de la siguiente etapa del amplificador.

### 1.3.2 Modelo de gran señal, constantes y recta de carga

En el anterior esquema hemos visto la forma general de una etapa de ganancia con un triodo, y la función de sus componentes básicos. Sin embargo, a partir del esquema general y de sus componentes, no tenemos aún ninguna información de como calcular los valores de los componentes, ni de cuanta ganancia obtendremos, la distorsión producida, etc....

Para obtener estos parámetros y a la vez explicar el funcionamiento no sólo de forma teórica si no de forma práctica, supondremos que nos enfrentamos al siguiente problema: Disponemos de una válvula ECC82, una fuente de audio que genera señales desde 20Hz hasta 20Khz, con una amplitud de  $2V_{pp}$ , que queremos amplificar aproximadamente hasta  $30V_{pp}$  en una resistencia de carga de  $1M\Omega$  con la menor distorsión posible usando una etapa de ganancia simple.

Tenemos que calcular el valor de todos los componentes y la polarización de la válvula para lograr este objetivo. Para ello es necesario primero obtener las características de placa de la ECC82, unas gráficas que nos relacionan en el eje X  $V_{ak}$ , y en el eje Y  $I_a$ , según sea el valor de  $V_{gk}$ .

Podemos obtener esta gráfica de dos formas: Buscando en el datasheet del fabricante de la válvula, u obteniéndola directamente con un trazador de curvas para válvulas. Normalmente con usar la gráfica del datasheet será suficiente, ya que tanta precisión no es necesaria en estas aplicaciones.

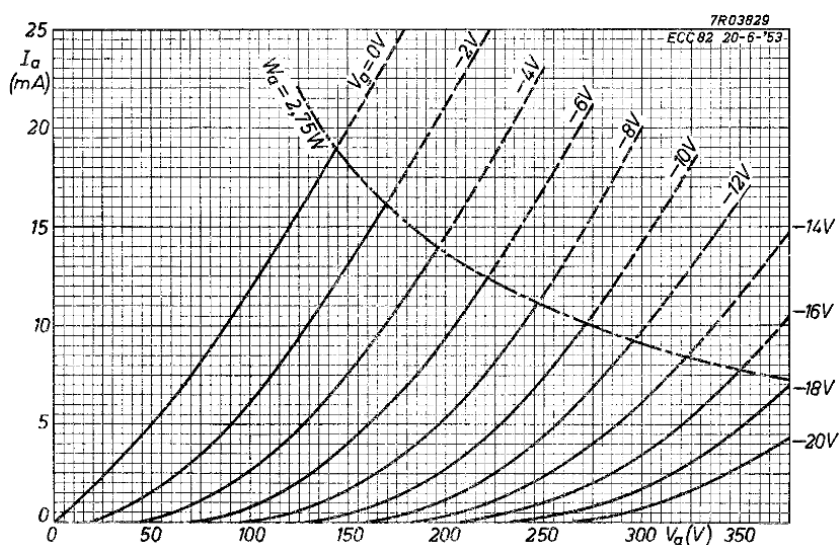


Figura 1-9. Curvas de placa de la ECC82, datasheet de Philips.

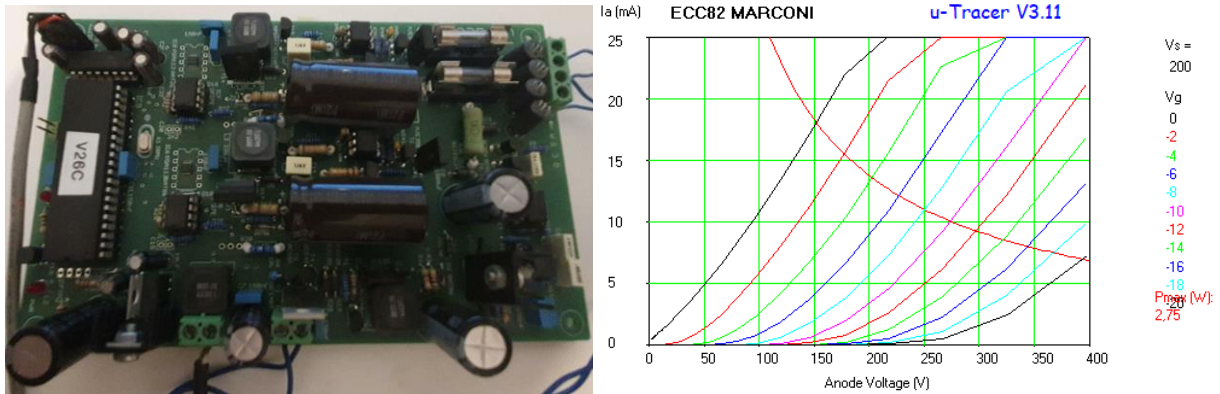


Figura 1-10. Trazador de curvas  $\mu$ Tracer [9] del autor con la gráfica de una ECC82 real bajo test.

A partir de la gráfica, podemos sacar información sobre una serie de parámetros aproximadamente constantes que definen a un triodo: Su resistencia dinámica de ánodo  $r_a$ , su transconductancia  $g_m$ , y su factor de amplificación  $\mu$ .

### 1.3.2.1 Resistencia dinámica de ánodo, $r_a$

Si elegimos un punto de la curva donde esta sea lo más recta posible, y suponemos que en ese punto hay unos pequeños cambios de Intensidad y voltaje ( $\Delta I_a, \Delta V_a$ ), obtendremos la resistencia dinámica del ánodo a pequeñas señales:

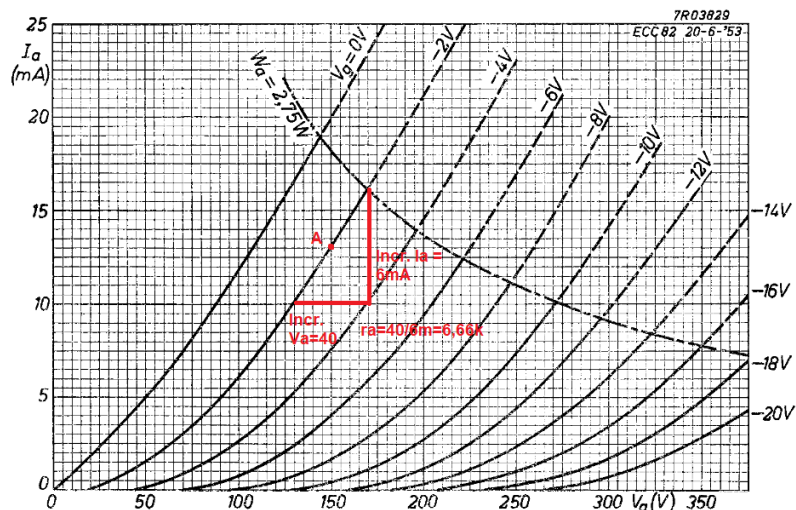


Figura 1-11. Cálculo gráfico de  $r_a$ .

Como podemos observar, tomando como referencia el punto A, en las curvas podemos ver que se produce un  $\Delta V_a = 40V$ , e igualmente  $\Delta I_a = 6mA$ , con lo cual usando la ley de ohm nuevamente tenemos que:

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{40V}{6mA} = 6,66k\Omega$$

Su valor cambia poco a pesar de que hay puntos donde las curvas no son tan rectas, de ahí que se trate como un valor aproximadamente constante en todo el triodo.

Este valor será de mucha utilidad más adelante, cuando examinemos el modelo de pequeña señal de la válvula. En esencia este valor se trata de la resistencia que impone la válvula frente a señales alternas de pequeña amplitud.

### 1.3.2.2 Transconductancia, $g_m$

La transconductancia relaciona la cantidad de intensidad que se produce a la salida por cada cambio de voltaje en la entrada, es decir, es un parámetro que indica la ganancia en intensidad. Para calcularlo de forma gráfica, basta con mantener fijo  $V_a$ , mientras que variamos  $V_g$ :

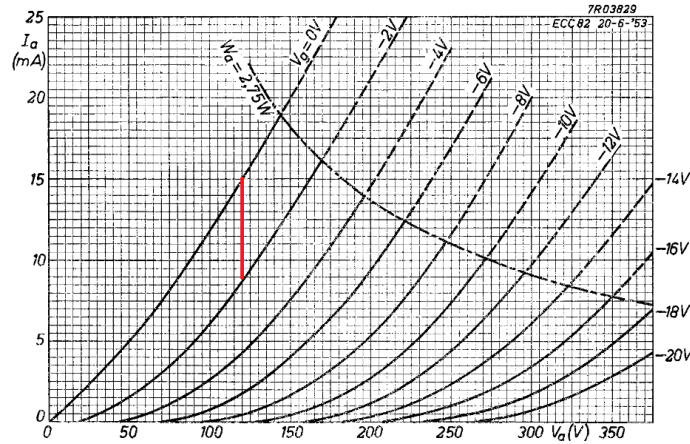


Figura 1-12. Cálculo gráfico de  $g_m$ .

Como podemos ver, para  $V_g = 0V$ ,  $I_a = 15mA$ , y para  $V_g = -2V$ ,  $I_a = 9mA$ , lo cual nos da una transconductancia de:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{6mA}{2V} = 3 \frac{mA}{V}$$

### 1.3.2.3 Ganancia $\mu$

Por último, el parámetro que nos falta por calcular es la ganancia. Para este caso basta con dejar  $I_a$  fija y comprobar para un cambio de  $V_g$ , que cambio de voltaje produce en  $V_a$ :

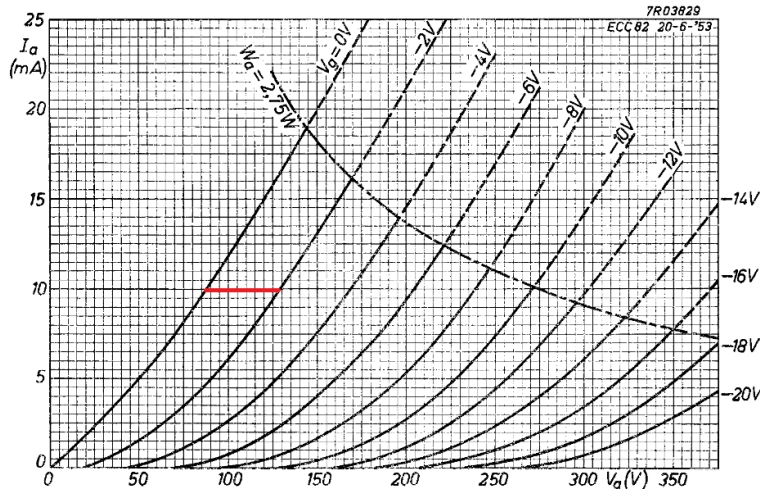


Figura 1-13. Cálculo gráfico de  $\mu$ .

Como vemos de la línea dibujada en la imagen, para  $\Delta V_g = 2V$  obtenemos un  $\Delta V_a = 45V$ , lo cual hace que la ganancia sea:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{45V}{2V} = 22,5$$

Cabe destacar que la ganancia es la más estable de las constantes, ya que conforme la válvula va gastándose,  $r_a$  tiende a aumentar, mientras que  $g_m$  tiende a disminuir, lo que según la fórmula de van der Bijl [10]:

$$\mu = g_m \times r_a$$

Asegura que, durante toda la vida de la válvula,  $\mu$  sea el parámetro más constante de todos. Además, gracias a esta fórmula podemos ahorrarnos el cálculo gráfico de uno de los parámetros, usualmente  $r_a$ , ya que tanto  $\mu$  como  $g_m$  son más fáciles de obtener de forma gráfica que  $r_a$ .

### 1.3.2.4 Recta de carga

Una vez obtenidas las gráficas del datasheet y los valores de los parámetros constantes, procederemos a realizar una recta de carga sobre el dibujo que definirá el comportamiento de la etapa en DC. Para obtener dicha recta de carga tenemos primeramente que saber cuál es el voltaje  $V_{aa}$  del que disponemos. Como no lo hemos fijado previamente, suponemos que en principio no tenemos restricción, así que usamos una tensión de 250V, por ejemplo.

El punto  $I_a = 0V$ ,  $V_a = 250V$  sería el primero que tendríamos que dibujar. Para obtener el otro extremo de la recta de carga, debemos previamente fijar un valor para la resistencia  $R_a$ . Este valor en principio puede ser el que queramos, sin embargo, tiene una serie de restricciones si queremos que la etapa funcione correctamente:

- El valor que escojamos debe asegurar que la recta de carga siempre permanezca por debajo de la curva de  $W_a$ , ya que por encima estaremos provocando que el ánodo disipe más potencia de la que permite, poniéndose al rojo y dañando la válvula.
- Debemos asegurar de que la recta pase por una zona en las que las curvas de  $V_g$  sea lo más rectas posible (es decir, donde es más lineal), ya que si se elige un valor donde las curvas están más “curvadas” (valores bajos de  $I_a$ ), la distorsión será mucho mayor.

Como hay varios valores posibles, que nos darán distintos grados de distorsión, es gusto del diseñador elegir el valor que mejor le venga, siendo este un proceso de ensayo y error hasta encontrar una recta que de los resultados que se buscan.

Como norma general, si buscamos la menor distorsión posible, podemos demostrar que para un triodo teórico perfecto (todas sus curvas serían líneas perfectas), cuando  $R_a = 2r_a$  y para un punto de polarización tal que  $V_a = \frac{2}{3}V_{aa}$ , se cumple que la distorsión será mínima y la ganancia de la etapa será de  $A_v = \frac{2}{3}\mu$ . Esto es lo que se conoce como el **ratio de oro**. Por supuesto, en la práctica estas ecuaciones no son exactas, al ser un triodo no ideal, pero introduce un buen punto desde donde se puede empezar y de ser necesario ir retocando hasta encontrar el punto óptimo para el diseño.

Siguiendo con el ejemplo, supongamos un valor de  $18K\Omega$  (cercano a  $2r_a$ ). Por la ley de ohm:

$$I_{a_{max}} = \frac{V_{aa}}{R_a} = \frac{250V}{18K\Omega} = 13,88mA$$

Con estos datos, tenemos los dos puntos necesarios para dibujar la recta de carga:

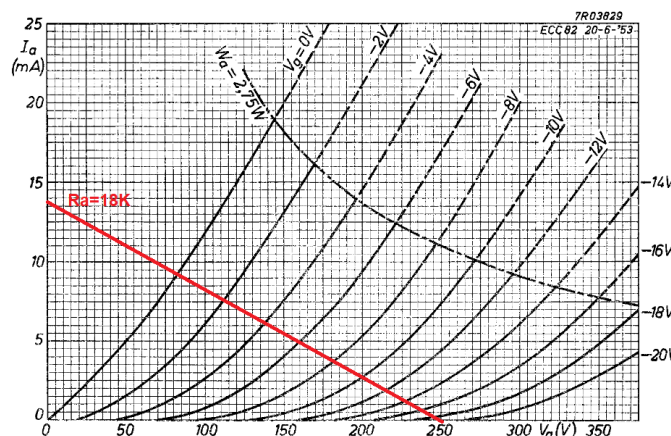


Figura 1-14. Recta de carga con  $R_a=18K\Omega$ .



### 1.3.2.5 Polarización

Una vez hemos dibujado nuestra recta de carga, hay que elegir un punto de polarización (bias). El voltaje en el ánodo sólo podrá tomar en cualquier instante los valores señalados en la recta de carga, que se ven atravesados por distintas curvas de  $V_g$ .

Si observamos el momento en el que la válvula está en corte, es decir  $I_a = 0A$ ,  $V_a = 250V$ ,  $V_g$  es igual a un valor de  $-18V$ . Si tomamos la mitad de este valor, es decir  $-9V$ , estaremos polarizando justo en el centro de las curvas de  $V_g$ . Con eso conseguimos el máximo headroom disponible en la válvula, lo que nos asegura que si la señal de entrada en algún momento supera  $2V_{pp}$  seguiremos teniendo margen suficiente para no entrar en distorsión por falta de voltaje o por corriente de reja ( $I_g \neq 0$ ), hasta cierto límite claro.

Al igual que con la resistencia de la recta de carga, hay muchos puntos posibles de polarización, concretamente hay dos puntos que se deberían de evitar a toda costa:

- Escoger un bias que este muy cercano a 0 (Entre 0 y  $-1V$ , por ejemplo) puede dar lugar al fenómeno de emisión de reja, es decir que  $I_g \neq 0$ , lo que provocaría que la impedancia de entrada bajara de golpe y provocaría mucha distorsión en la señal.
- Si escogemos un bias que este muy cerca del corte, por culpa del estrechamiento de las curvas a esas tensiones tendremos baja ganancia y mucha más distorsión que si se elige un punto donde las curvas estén más separadas entre sí.

Aunque para nuestro ejemplo podríamos elegir muchos puntos de polarización que serían válidos, vamos a elegir el punto de máximo headroom  $V_g = -9V$ . Con ello podemos saber que voltaje e intensidad tendríamos en el ánodo<sup>6</sup> en reposo:

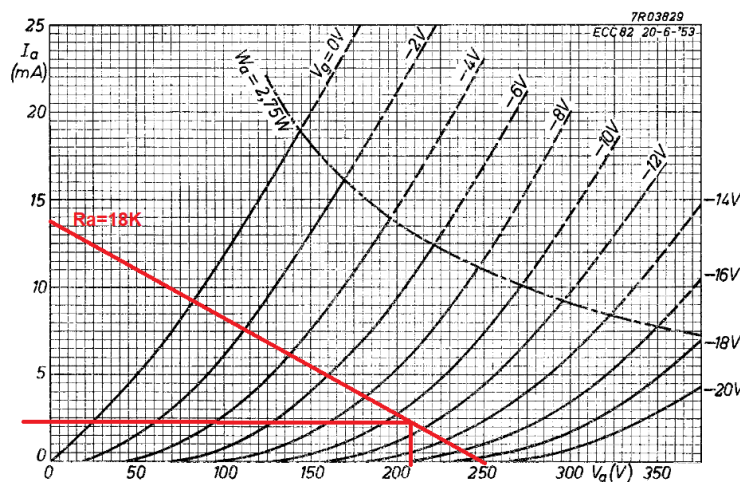


Figura 1-15. Punto de polarización en  $V_g = -9V$ .

Observando las gráficas, se obtienen unos datos aproximados de  $I_a^Q = 2,25mA$ ,  $V_a^Q = 209,5V$ .

Una vez ya tenemos los datos de intensidad y voltaje en reposo, y como  $I_a = I_k^7$ , sólo nos queda calcular  $R_k$ :

$$R_k = \frac{V_g}{I_k} = \frac{9V}{2,25mA} = 4k\Omega \approx 3,9k\Omega^8$$

Con ese valor de  $R_k$ , tenemos asegurado que  $V_k \approx 9V$ , lo que garantiza que  $V_a \approx 209,5V$ ,  $V_{gk} \approx$

<sup>6</sup> Para esta sección estamos suponiendo que  $V_k = 0V$ , siendo entonces  $V_{ak} = V_a$ . Para ser más exactos, en el gráfico de la recta de carga habría entonces que recalculara para una  $V'_{aa} = V_{aa} - V_g$ , aunque en la práctica la diferencia suele ser despreciable y se toma esta simplificación.

<sup>7</sup> Al ser un triodo, lógicamente las intensidades de ánodo y cátodo son iguales. Esto, sin embargo, no se cumple en el caso de un pentodo, en el que  $I_k = I_a + I_s$

<sup>8</sup> Redondeamos al valor comercial más cercano.

$-9V, V_{ak} \approx 200,5V$ .

### 1.3.3 Modelo de pequeña señal

Una vez hemos definido nuestra etapa de ganancia en gran señal, y con los parámetros relevantes de pequeña señal ya calculados de forma aproximada a partir de los de gran señal, procedemos a analizar el comportamiento de la etapa para pequeñas señales en alterna:

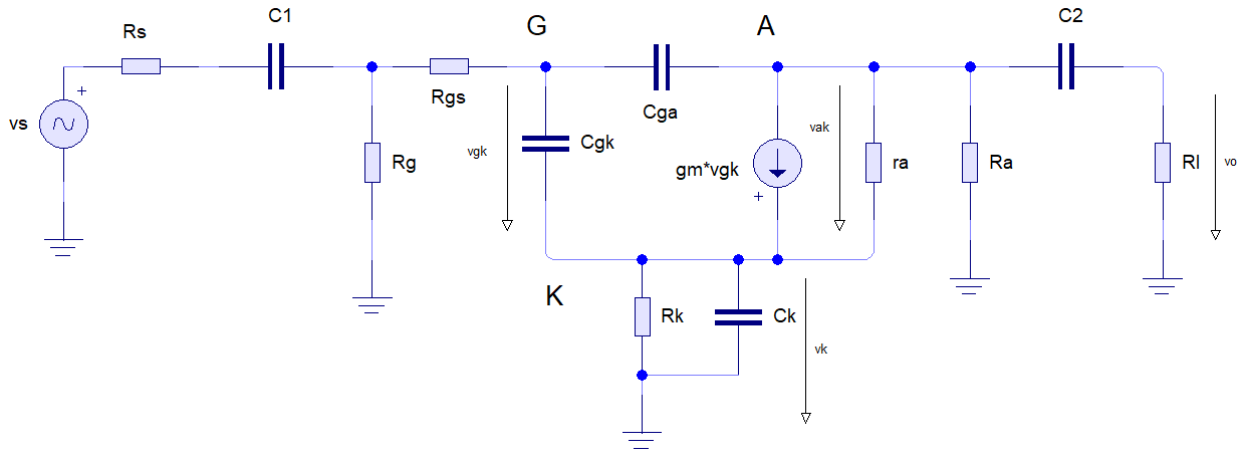


Figura 1-16. Circuito de pequeña señal de la etapa.

Como se puede observar, el circuito es idéntico a la pequeña señal de un transistor *MOSFET* (ignorando el efecto sustrato).

El circuito queda simplificado para bajas frecuencias, haciendo que  $C_1, C_k$  y  $C_2$  presenten a frecuencias bajas una impedancia mucho más pequeña que sus resistencias colindantes, pudiendo entonces simplificar el circuito para tratarlos como si de un cortocircuito se tratasen. Para ello, deben de tener un valor mínimo de:

$$Z_k = \frac{1}{2\pi f C_k} \rightarrow C_k \geq \frac{1}{2\pi f Z_k} = 100\mu F \text{ para una } Z_k \approx 80\Omega \text{ a } f = 20Hz$$

$$C_{1,2} = \frac{1}{2\pi f Z_{1,2}} = 470nF \text{ para una } Z_{1,2} \approx 17k\Omega \text{ a } f = 20Hz$$

El valor de  $C_1$  y  $C_2$  están condicionados por la distorsión por bloqueo, a mayor valor mayor probabilidad de que ocurra este efecto. Por eso se llega a un valor de compromiso de 470nF, que, aunque presenta una impedancia considerable a 20Hz sigue siendo, no obstante, despreciable frente al valor de la impedancia de entrada y de la resistencia de carga (del  $1M\Omega$ ).

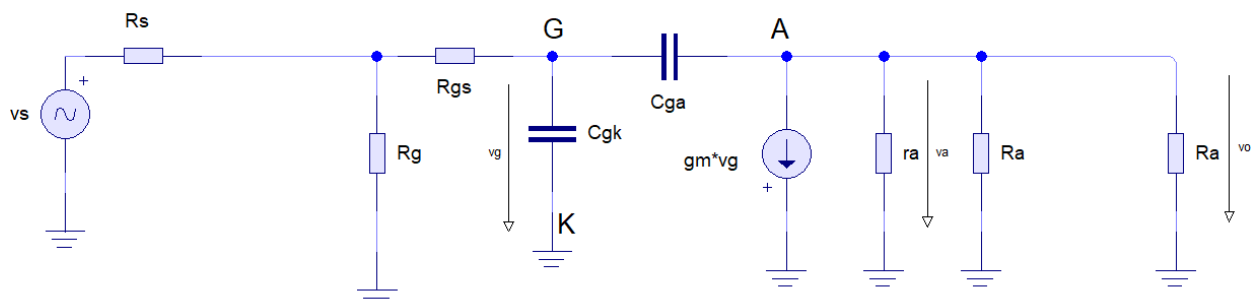


Figura 1-17. Circuito de pequeña señal con  $C_1, C_k$  y  $C_2$  simplificados

Una vez simplificado un poco el circuito, podemos estudiar el resto de sus características:

#### 1.3.3.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada del circuito se calcula mirando la resistencia Thévenin equivalente presente en  $v_{gk}$  con  $v_s$  y  $R_s$  desconectadas, lo que nos da:

$$R_i = R_g$$

Dado que  $R_g = 1M\Omega$ , la impedancia de entrada será mucho mas alta que  $R_s$ <sup>9</sup>, siendo esto bueno para lograr la máxima transferencia de voltaje a la entrada de la etapa amplificadora.

### 1.3.3.2 Impedancia de salida

Para calcular la impedancia de salida, basta con calcular la resistencia equivalente en  $v_o$ , desconectando  $R_l$  y haciendo que  $v_{gk} = 0V$ , lo que nos da:

$$R_o = \frac{R_a \times r_a}{R_a + r_a} = \frac{18k\Omega \times 6,66k\Omega}{18k\Omega + 6,66k\Omega} \approx 4,86k\Omega$$

### 1.3.3.3 Ganancia de la etapa, A

La ganancia se define como  $A = \frac{v_o}{v_s}$ , haciendo ecuaciones:

$$A = -\mu \frac{R_a}{R_a + r_a} = -22,5 \frac{18k\Omega}{18k\Omega + 6,66k\Omega} \approx -16,42$$

El signo menos significa que la señal de salida esta invertida 180° con respecto a la señal de entrada, es decir, es una etapa inversora.

### 1.3.3.4 Capacidad Miller

Si analizamos la pequeña señal a altas frecuencias, podemos calcular la capacidad de entrada de la válvula, conocida como capacidad Miller. Haciendo ecuaciones:

$$C_{in} = C_{gk} + C_{ga}(1 + A)$$

Del datasheet de la ECC82, sabemos que  $C_{gk} = 1,9pF$ ,  $C_{ga} = 1,63pF$  y A la hemos calculado previamente, lo cual despejando:

$$C_{in} = 1,9pF + 1,63pF(1 + 16,42) \approx 30,3pF$$

Una vez sabemos el valor de la capacidad de entrada, podemos calcular  $R_{gs}$  para una frecuencia de corte de 20kHz:

$$R_{gs} = \frac{1}{2\pi f C_{in}} = \frac{1}{2\pi \times 20k \times 30,3pF} = 262,63k\Omega \approx 270k\Omega$$

## 1.3.4 Distorsión, Slew Rate y PSRR

Con lo que hemos calculado hasta el momento, ya podríamos tener funcionando la etapa sin problemas. Sin embargo, no tendríamos ninguna información (teórica), de si nuestro punto elegido para la polarización es bueno en cuanto a distorsión. En los siguientes apartados profundizaremos en el análisis de los distintos tipos de distorsión que se nos puede presentar y cómo evitarlos en la medida de lo posible.

### 1.3.4.1 THD

La distorsión predominante en las válvulas son los armónicos pares, en contraste con los armónicos impares que suelen dominar en los amplificadores con transistores. En particular, es útil estimar el porcentaje de distorsión del segundo armónico, que será el más predominante de todos.

Una estimación del nivel de segundo armónico se puede hacer mirando a las curvas en el punto de operación. Para ello, primero necesitamos saber el  $V_{pp}$  de entrada a la etapa, en este caso  $2V_{pp}$ , y comprobar en las gráficas cual será el máximo cambio positivo y negativo que provoca en  $V_a$ :

<sup>9</sup>  $R_s$  por lo general para dispositivos de audio modernos suele ser un valor muy bajo, del orden de 50-100Ω. No hay que olvidarse de si se pretende usar esta etapa como acoplamiento de otra igual, entonces  $R_s$  será igual al valor de  $R_o$  de la etapa anterior.



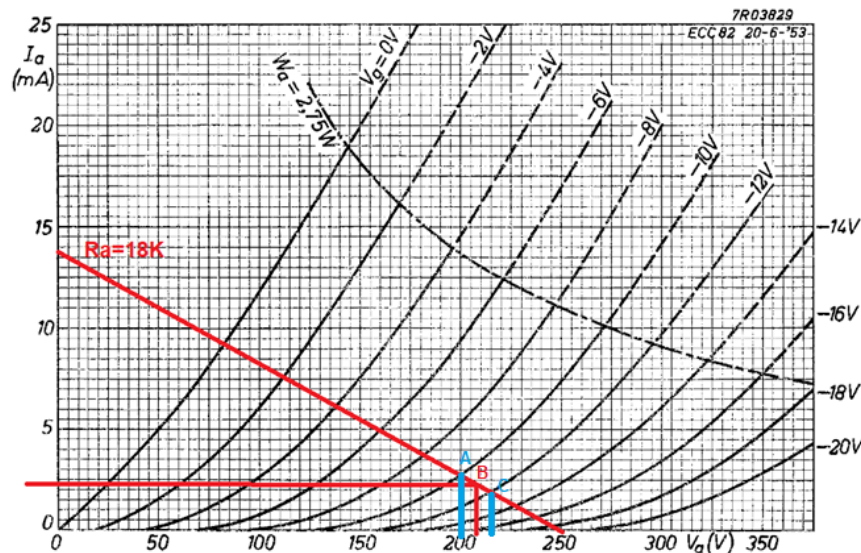


Figura 1-18. Análisis de la distorsión cuando  $V_{pp} = 2V$

Por lo tanto, partiendo del punto de polarización en  $V_g^Q = -9V$ , buscamos los puntos en los que  $V_g = V_g^Q \pm V_p$ , es decir en nuestro caso los puntos  $V_g = -8V$  al que hemos llamado punto A y  $V_g = -10V$  que lo hemos llamado el punto B. Seguidamente anotamos las tensiones en el ánodo que nos dan esos puntos y en el punto de polarización (que ya sabíamos de antes), en este caso  $A \approx 200V, B \approx 209,5V, C \approx 215V$ . Con estos datos podemos estimar el nivel del segundo armónico:

$$H_2\% = \frac{AB - BC}{2(AB + BC)} \times 100 \approx 1,8\%$$

Este nivel de distorsión es un nivel típico para una etapa triodo en la que no se ha aplicado ninguna realimentación negativa al sistema y además incluye el condensador de cátodo  $C_k$ . Podemos mejorar estos valores buscando otro punto de polarización que, de unos valores más bajos, cambiando la recta de carga o añadiendo realimentación a la etapa, sea global como más adelante explicaremos, o local quitando el condensador de cátodo  $C_k$ <sup>10</sup>.

### 1.3.4.2 Distorsión por intermodulación

Cuando se le inyectan dos o más señales simultáneas para amplificar a cualquier dispositivo amplificador que tenga algún tipo de no linealidad, se produce una distorsión conocida como **distorsión por intermodulación**. Consiste en la interacción de las dos o más frecuencias originales dentro del dispositivo, produciéndose gracias al fenómeno del heterodinaje nuevas señales que serán la suma y la diferencia de las señales de entrada originales.

Es una distorsión mucho más molesta que la distorsión armónica, ya que genera frecuencias que no estaban con la señal original que se pretende amplificar, lo que causa que un poco de esta distorsión se manifieste de forma notable en el sonido, generalmente manifestándose como un sonido que al oído suena como muy metálico.

El análisis matemático es más complejo que en el caso de THD, además de que será impreciso debido a las imperfecciones propias que tiene cada válvula a la hora de su fabricación, lo que hace que no todas sean exactamente iguales como las del datasheet. Esto hace que en general no tenga mucho sentido hacer un análisis teórico de este tipo de distorsión, siendo lo mejor medirlo con un equipo adecuado en el circuito real.

De todas formas, como recomendación general, para evitar todo lo posible este tipo de distorsión lo ideal es que se intente trabajar en una zona lo más lineal posible (es decir, que tenga una distorsión armónica lo más baja posible) y que se evite sobrecargar la entrada del amplificador con señales que tengan mucha amplitud.

<sup>10</sup> Si quitamos  $C_k$ , el modelo de pequeña señal se vería alterado por la presencia de  $R_k$ , viéndose alteradas A y  $R_o$ . En este caso cambiarán las ecuaciones. Más adelante en el resumen de esta sección incluiremos las ecuaciones resultantes teniendo en cuenta este cambio.

### 1.3.4.3 Distorsión por bloqueo

Cuando acoplamos una etapa amplificadora básica con triodo a otra usando condensadores de acoplo, se puede presentar el efecto de **distorsión por bloqueo**.

Esta distorsión ocurre cuando hay una señal momentánea o continua lo bastante amplia como para llevar a la reja cerca de  $V_{gk} = 0$ , siendo el efecto notable a partir de  $V_{gk} > -1V$ . En estas condiciones se produce una corriente cada vez mayor en la reja de control, debido a que, al ser cada vez menos negativa respecto a la nube de electrones del cátodo, cada vez más electrones chocarán con la reja produciendo esa corriente.

Este efecto produce una corriente en  $I_g$ , provocando que el condensador de acoplo empiece a cargarse, lo que momentáneamente provoca que el voltaje en ese punto sea constante y no cambie. Cuando en el otro extremo del condensador la señal de audio baje, este cambio no se verá reflejado en la reja de control por culpa de haberse cargado el condensador de acoplo, que ahora tendrá que esperar a que se descargue para permitir que la variación de voltaje pase.

El único camino que tiene para descargarse el condensador es a través de  $R_g$ , que como ya sabemos es del orden de  $M\Omega$ , lo que provoca que el tiempo de descarga sea relativamente largo. Posteriormente, una vez descargado el condensador, ya puede pasar el nuevo cambio de voltaje, que al ser más bajo (usualmente mucho más bajo) que el que tenía momentos antes de que se empezara a cargar, fuerza a que de golpe se produzca este cambio, lo que se traduce en una tensión negativa en reja momentánea muy grande, lo suficientemente grande como para llevar al corte la válvula durante unos instantes.

Esto hace que, durante unos ms, dependiendo de la constante de tiempo de descarga entre el valor de desacoplo y el valor de  $R_g$ , la válvula quede totalmente bloqueada impidiendo cualquier tipo de amplificación, lo que se traduce como una distorsión muy molesta en la señal de audio.

Para minimizar este efecto, lo primero sería procurar que la señal nunca se acerque a  $V_{gk} = 0V$ . Como esto no es siempre posible, ya que puede haber pasajes en la música que durante algunos ms sean lo suficientemente grandes como para aproximarse a este nivel, hay que investigar otras posibles opciones:

- **Hacer la capacidad de desacoplo más pequeña:** Esto reduce el tiempo de carga del condensador, pero empeora la respuesta a frecuencias bajas.
- **Hacer más pequeña  $R_g$ :** Con esto se minimiza el tiempo de descarga, pero como forma parte de la resistencia de carga de la etapa anterior, si se hace muy pequeña su efecto se empieza a notar, cambiando la recta de carga para señales alternas, provocando por lo tanto mayor distorsión y problemas si es muy baja.
- **Hacer más grande el valor de  $R_{gs}$ :** Esto limita la cantidad de corriente que pasa a cargar el condensador, pero como ya hemos visto actúa como un filtro que limita las frecuencias altas en conjunción con la capacidad Miller, por lo que si se usa un valor demasiado alto las altas frecuencias también se verán recortadas.
- **Añadir un diodo Zener entre reja y cátodo:** En el momento que el condensador fuerce a que  $V_{gk}$  sea mayor que el voltaje de corte, el diodo entra en conducción dando un camino de descarga al condensador mucho más rápido y eliminando esta distorsión casi por completo de forma rápida. Se necesita un diodo Zener que tenga una  $V_z$  un poco más grande el voltaje de corte de la válvula. En nuestro ejemplo podría valer un diodo Zener con  $V_z = 20V$ .
- **Acoplamiento en continua:** Es la mejor opción de todas, pero requiere de un diseño cuidadoso, ya que el voltaje con el que se polariza la primera etapa determinará la polarización de la segunda, interactuando entonces las dos etapas. Además, no siempre es posible usar este método ya que en algunas ocasiones los voltajes que se necesitan para polarizar cada etapa son muy distintos entre sí.

### 1.3.4.4 Slew Rate

Se define el "Slew Rate" como el ratio de cambio máximo en el que el voltaje de salida puede cambiar de un valor a otro. Es un valor importante, y muy frecuentemente olvidado, a la hora de conectar a la salida del amplificador cargas que tengan algún condensador en ellas, ya que la intensidad que demanda un condensador

depende de cómo de rápido cambia el voltaje entre sus terminales.

Si no se tiene en cuenta este parámetro, podemos encontrarnos con que a frecuencias elevadas el amplificador no es capaz de dar suficiente corriente a una determinada amplitud como para hacer que cambie el voltaje de dicho condensador lo suficientemente rápido, apareciendo lo que se conoce como **distorsión “slewing”**.

Matemáticamente, esto se puede analizar si tenemos en cuenta la ecuación de una onda sinusoidal genérica:

$$V = V_p \text{sen}(\omega t + \varphi) \rightarrow V = V_p \text{sen}(2\pi f t) \text{ con } \varphi = 0 \text{ y } \omega = 2\pi f$$

El ratio de cómo de rápido cambia en cualquier punto una onda sinusoidal se puede averiguar derivando con respecto al tiempo:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dV_p \text{sen}(2\pi f t)}{dt} = 2\pi f V_p \cos(2\pi f t)$$

Como solamente buscamos el ratio de cambio *máximo*, eso significa que el coseno sea 1, lo cual nos deja que el slew rate de una onda sinusoidal genérica es  $2\pi f V_p$ . Si a continuación recordamos la ecuación de un condensador, podemos fácilmente relacionar este factor con la intensidad:

$$i = C \frac{dV}{dt} \rightarrow I = C 2\pi f V_p$$

Con lo cual tenemos una fórmula que nos dice la intensidad mínima que debe de entregar el amplificador a su salida para ser capaz de evitar esta distorsión, que como además podemos ver depende de la frecuencia y de la *amplitud* de la señal.

Aplicando esto a nuestro amplificador, no tenemos un dato de la capacidad de salida que está en paralelo con  $R_l$ . Supongamos como ejemplo dos posibles casos:

- Si la carga va a ser una siguiente etapa idéntica a la que hemos diseñado, entonces sabemos que la capacidad de carga que presentará será la capacidad Miller que ya hemos calculado previamente ( $C_{in} \approx 30,3pF$ ). Sabemos además que tenemos una A de 16,42 y que nuestra señal de entrada es de  $2 V_{pp}$ , lo cual nos da una  $V_o = 32,84V_{pp} = 16,42V_p$ . Sustituyendo esto:

$$I_{min} = C_{in} 2\pi f_{max} V_p \approx 62,53\mu A$$

Si nos fijamos en los extremos A y C de la figura 1-17, observamos que en todo momento de la señal de entrada la intensidad de salida que ofrece es mucho mayor que ese mínimo, con lo cual tenemos asegurado que no aparecerá esta distorsión.

- Supongamos que en su lugar un usuario no cuidadoso conecta la salida de esta etapa a un cable apantallado de audio muy largo, tan largo que hace que la capacidad que presenta a la salida son 2nF. En este caso:

$$I_{min} = C 2\pi f_{max} V_p \approx 4,13mA$$

Lo que asegura que con el punto de polarización escogido habrá distorsión por culpa del Slew Rate, al no poder la válvula suministrar el mínimo de intensidad requerido para evitar este fenómeno.

Aunque es un caso ficticio, cabe destacar que, si se pretende usar esta etapa como etapa de salida para interconectar un preamplificador con un amplificador, por ejemplo, la mejor forma sería usar el segundo triodo de la ECC82 como un seguidor catódico que garantiza una impedancia de salida muy baja, lo cual beneficia este tipo de conexiones.

### 1.3.4.5 PSRR

Hasta el momento hemos supuesto que la fuente de alimentación se comporta como una fuente de corriente continua ideal, sin ningún tipo de voltaje residual de filtrado que pueda interferir con el amplificador. Esto evidentemente en la vida real no será así, y de hecho en la mayoría de los circuitos valvulares la fuente de alimentación tiene más voltaje residual del que sería deseable.

Por ello, con el objetivo de medir estos ruidos que se pueden colar por la fuente de alimentación se define el PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*) como:

$$PSRR = \frac{\Delta V_{aa}}{\Delta V_o}$$

Cuanto mayor sea el PSRR, menor ruido aparecerá en el amplificador debido a la fuente de alimentación.

El valor de este factor se puede obtener haciendo un análisis en pequeña señal en el que las fuentes de entrada de señal están conectadas a tierra y en su lugar se pone una fuente de prueba en la conexión de alimentación, que se tratará como si fuera la  $v_s$ . Si hacemos el análisis obtenemos que para nuestra etapa:

$$PSRR = \frac{R_a + r_a}{r_a}$$

Sustituyendo en esta fórmula, y pasando el resultados a dB obtenemos un  $PSRR \approx 11,37 \text{ dB}$ , lo cual no es una figura muy impresionante.

### 1.3.5 Resumen de ecuaciones

A modo de resumen, incluimos una tabla con las distintas ecuaciones que hemos utilizado en el análisis de la etapa de ganancia simple con un triodo:

Parámetro	Con condensador $C_k$	Sin condensador $C_k$
Ganancia	$A = -\mu \frac{R_a}{R_a + r_a}$	$A = -\mu \frac{R_a}{R_a + r_a + R_k(\mu + 1)}$
PSRR	$PSRR = \frac{R_a + r_a}{r_a}$	$PSRR = \frac{R_a + r_a + R_k(\mu + 1)}{r_a + R_k(\mu + 1)}$
Impedancia de salida	$R_o = \frac{R_a \times r_a}{R_a + r_a}$	$R_o = \frac{R_a \times (r_a + R_k(\mu + 1))}{R_a + r_a + R_k(\mu + 1)}$
Impedancia de entrada	$R_i = R_g$	
Capacidad Miller	$C_{in} = C_{gk} + C_{ga}(1 + A)$	
Slew Rate	$I_{min} = C2\pi f_{max} V_p$	
Ratio de oro	$R_a = 2r_a \rightarrow V_a = \frac{2}{3}V_{aa} \rightarrow A = \frac{2}{3}\mu$	
Ecuación de van de Bijl	$\mu = g_m \times r_a$	
Intensidad de ánodo <sup>11</sup>	$I_a = K \sqrt{\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)^3}$	

Tabla 1-1. Resumen de ecuaciones de la etapa básica de ganancia con triodo

<sup>11</sup> Esta fórmula no la hemos explicado previamente, aunque se incluye por razones académicas. Es una forma matemática de describir la intensidad de ánodo, aunque no es una forma muy exacta, es una aproximación que usan algunos simuladores de ordenador para emular el comportamiento de una válvula. K es una constante dependiente de cada válvula llamada perveancia.

# 2 DISEÑO TEÓRICO DEL SISTEMA

---

## 2.1 Requisitos del diseño

Antes de comenzar con el diseño del amplificador, es necesario establecer de forma clara y concisa una serie de parámetros que cumpla nuestro diseño. En esta sección procederemos a definir estos requisitos para poder a continuación empezar a examinar las distintas opciones y topologías que nos permitirán cumplir dichos requisitos.

### 2.1.1 Potencia de salida, impedancia de salida y canales mono o estéreo

La potencia de salida que requiere un amplificador depende fundamentalmente del tamaño de la sala donde se pretende utilizar y de los altavoces que vaya a utilizar. Por ejemplo, está claro que no es lo mismo un amplificador dedicado a amplificar el sonido de un gran concierto al aire libre, que el amplificador destinado a un teléfono móvil.

En este caso, vamos a establecer que el amplificador va destinado a ser un amplificador de alta fidelidad de uso doméstico, con unos altavoces de una sensibilidad media-elevada ( $\geq 90\text{dB}/\text{W}$ ), con lo que la potencia RMS necesaria en el altavoz para asegurar un buen nivel de presión sonora en una instancia de tamaño normal de una casa (por ejemplo, una superficie  $> 15\text{ m}^2$ ) estará en el rango de entre 7-20W RMS. Cualquier amplificador que tenga una potencia de salida dentro de ese rango servirá para nuestro propósito.

De importancia también es la impedancia de los altavoces que se conectará al amplificador. Los amplificadores de estado sólido admiten un rango relativamente amplio de impedancia de salida hacia el altavoz, típicamente de entre 2-16 $\Omega$ , sin embargo, en un amplificador a válvulas no se puede conseguir un rango tan amplio de impedancias de salida sin al menos tener un selector para seleccionar que impedancia deseamos.

El motivo de esto es que las válvulas al ser dispositivos de alta impedancia, para su acoplamiento con dispositivos de muy baja impedancia como son los altavoces necesitan de un dispositivo adaptador de impedancias, que en este caso suelen ser transformadores denominados “*de audio*”. Son unos transformadores especiales que tienen un ancho de banda ideal de 20Hz a 20KHz, y se bobinan de una forma complicada para lograr este objetivo con las menores pérdidas posibles.

Al ser un transformador es necesario que la impedancia del secundario coincida **exactamente** con la del altavoz, para que en el primario se vea reflejada la impedancia correcta para las válvulas de potencia. De no ser así, las válvulas verían una carga equivocada, reflejándose esto en una menor o mayor potencia con una mayor distorsión y unos voltajes de polarización equivocados que podrían dañar las válvulas.

Además, por motivos constructivos de este tipo de transformadores, aunque técnicamente es factible poner un secundario con varias tomas para distintas impedancias, se suele preferir sólo un secundario para una impedancia en concreto (o un secundario con unos bornes de conexión especiales que se pueden alterar para cambiar la impedancia del secundario sin tener que usar tomas intermedias) ya que esto se traduce en un mayor ancho de banda y menores pérdidas que en el caso de tener un secundario con varias tomas.

Por lo tanto, en nuestro caso se va a elegir un amplificador que solo admita una única impedancia de salida, ya que, aunque este sistema es menos flexible ofrece una mayor calidad que un sistema con varias tomas para otras impedancias de altavoz. Utilizaremos por lo tanto altavoces que tengan una impedancia de salida de 8 $\Omega$ .

Cabe mencionar que existen amplificadores a válvulas que no hacen uso de transformador de impedancias que permiten el conexionado sin perder calidad de altavoces de distintas impedancias, aunque son sistemas que necesitan de varias válvulas en paralelo que sean de la menor impedancia interna posible para funcionar y generalmente no suelen ofrecer potencias RMS elevadas a no ser que se usen bastantes válvulas en paralelo. También había altavoces especiales de impedancia mucho más alta que los de hoy en día (de sobre 800 $\Omega$ ) para este tipo de amplificadores, lo que simplificaba el número de válvulas a usar y daba más potencia.

Por último, sólo nos queda definir si queremos que nuestro amplificador sea mono o estéreo. Como hoy en día toda la música se emite en estéreo, el objetivo es que lógicamente nuestro amplificador sea estéreo en lugar de monofónico. Al ser estéreo 2 canales, eso nos obliga a utilizar dos amplificadores en uno, compartiendo para ahorrar costes la fuente de alimentación para los dos.

### 2.1.2 Distorsión, realimentación negativa y factor de damping

Es imposible alcanzar unos niveles de distorsión armónica tan bajos como los amplificadores de estado sólido de hoy en día, debido a que el transformador de introduce un desfase considerable en la señal que limitan la cantidad de realimentación negativa global que se puede aplicar al sistema para reducir la distorsión antes de que se vuelva inestable, y también porque conseguir grandes ganancias es mucho más costoso que con transistores. Además, esto de por si no es malo, ya que un exceso de realimentación negativa es uno de los factores por los que el sonido de los amplificadores a transistores no suena tan bien (subjectivamente hablando) con respecto a los de válvulas [11].

Por ello, es razonable buscar que el amplificador tenga un nivel de distorsión a su potencia nominal de < 1% *THD*. Es un nivel razonable de distorsión, ya que el oído humano no reconoce distorsiones por debajo de este umbral.

Esto se consigue utilizando realimentación negativa, típicamente como máximo se suele usar un nivel de entre 20dB-30dB. Un beneficio añadido de estos niveles de realimentación negativa es que la impedancia de salida se disminuye, lo que mejora el factor de damping.

No obstante, también se puede diseñar el sistema para que no use ningún tipo de realimentación negativa, consiguiendo lo que se denomina amplificador *zero feedback*<sup>12</sup>. Particularmente, al eliminar toda realimentación negativa se elimina la distorsión por *slew rate*, caracterizada por una distorsión molesta al oído provocada por usar mucha realimentación negativa. En estos casos, suelen ser amplificadores con salida a triodo clase A o clase AB, por su menor distorsión intrínseca comparada con los pentodos, y su menor resistencia dinámica de placa, lo que hace que aun sin usar este tipo de realimentación se consigan factores de damping bajos.

El factor de damping se define como el ratio entre la impedancia del altavoz con respecto a la impedancia interna del amplificador:

$$DF = \frac{Z_{\text{altavoz}}}{Z_{\text{salida}}}$$

Unos factores de damping bajos se consiguen con una impedancia interna muy baja, lo cual significa realimentación negativa elevada, mientras que los factores más altos se consiguen con realimentaciones más pequeñas. Esto significa que los amplificadores a transistores por lo general tienen un factor de damping muy bajo en comparación con los de válvulas.

El significado físico de este factor es que cuanto más bajo es, mayor control tiene el amplificador sobre los cambios de impedancia que produce el altavoz mientras reproduce música, lo cual lleva a un control mayor de su cono y una mejora en la reproducción de frecuencias graves.

### 2.1.3 Sensibilidad de entrada

Se define la intensidad de entrada como el voltaje máximo a la entrada del amplificador que provoca la máxima potencia nominal en la salida.

Como hay distintas fuentes de audio con distintos niveles e impedancias, se suele utilizar un preamplificador que se encarga de acondicionar estas señales a un nivel de voltaje e impedancia adecuado para el amplificador de potencia. Por ejemplo, el nivel de salida típico de un tocadiscos con cápsula MM es de  $5\text{ mV}_{pp}$  con una impedancia de  $47\text{k}\Omega$ , señal que sería capaz de llevar a plena potencia el amplificador. El preamplificador aumentaría esa señal, la procesaría (filtro RIAA) y adaptaría la impedancia a unos niveles que el amplificador de potencia pueda manejar.

<sup>12</sup> Realmente, la gran mayoría de estos diseños suelen tener algún tipo de realimentación negativa local. El término se refiere más bien a un amplificador que no usa realimentación negativa global.

Las fuentes modernas de audio no suelen necesitar de un preamplificador ya que suelen tener un nivel de salida mucho más alto que las fuentes de audio analógicas antiguas. Típicamente, en dispositivos de audio de consumo, el nivel normal de salida de audio es de entre  $0,3-0,5V_{RMS}$ , por lo que nuestro amplificador estará diseñado para que con esos niveles de entrada se produzca la máxima potencia a la salida.

La impedancia de entrada por otra parte será la máxima posible, por lo que estableceremos un valor de  $1M\Omega$  que es más que suficiente para la impedancia de entrada baja que presentan todas las fuentes.

## 2.2 Topologías y válvulas posibles

Tras definir los requisitos mínimos que debe de cumplir el amplificador, hay que explorar las diversas opciones que tenemos a nuestro alcance para cumplirlas. En este apartado iremos etapa por etapa explorando las diversas opciones que tenemos disponibles, analizando las ventajas e inconvenientes de cada una y finalmente elegir la que más nos convenga junto con la válvula que nos servirá para lograr el funcionamiento de cada etapa.

### 2.2.1 Clases de operación de la etapa de potencia

La etapa de potencia, como su nombre indica, es la etapa que se conecta al altavoz y se encarga de amplificar en potencia la señal previamente amplificada que proviene de las etapas anteriores del amplificador.

Es una etapa importante, ya que hay varios tipos posibles de topologías que dan resultados distintos y posibles potencias y distorsiones totalmente diferentes unas con otras. Procederemos a ver las ventajas e inconvenientes de cada una, y a seleccionar una para el diseño.

#### 2.2.1.1 Operación Single-Ended y operación Push-Pull

A la hora de configurar la etapa de salida, tenemos dos posibles configuraciones topológicas: Single-Ended, en el que toda la potencia disponible la proporciona un único dispositivo amplificador, y Push-Pull, en el que por el contrario se usan dos dispositivos amplificadores idénticos para amplificar la señal:

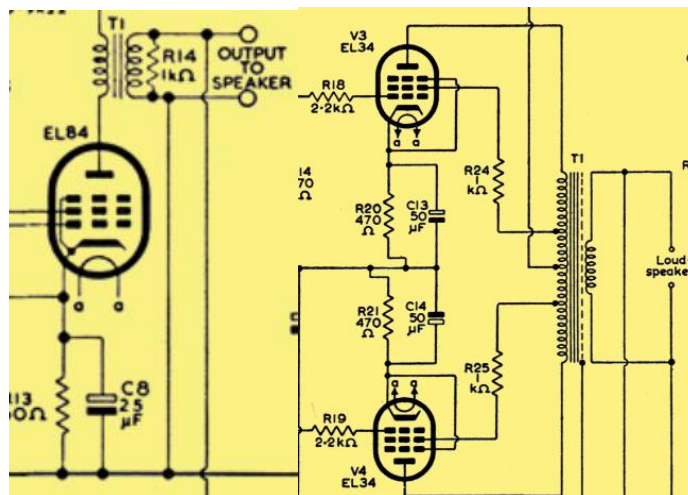


Figura 2-1. A la izquierda, configuración SE. A la derecha configuración PP.

Cada tipo tiene sus ventajas y sus inconvenientes, empezando por una etapa de salida tipo SE:

Ventajas:

- **Es muy sencilla de implementar:** Sólo necesita una válvula.
- **No necesita una señal invertida a 180°:** El diseño de las etapas de ganancia anteriores se simplifica mucho.
- **Los armónicos que genera esta etapa son mayoritariamente pares:** Se perciben mejor por el oído que los armónicos impares.

Desventajas:

- **Genera mayor distorsión armónica:** No se produce un fenómeno de cancelación de distorsiones y ruido como sí ocurre en las etapas PP.
- **Requiere un transformador de salida más costoso y pesado:** Como fluye corriente continua por el primario del transformador, el núcleo del transformador se satura, lo que obliga a usar una disposición especial en el transformador para minimizar este efecto y a necesitar una sección de núcleo mayor que uno de PP.
- **Genera menos potencia de salida, al tener menos eficiencia:** Al usar sólo una válvula, obliga la operación en clase A, que es menos eficiente (eficiencia de menos del 40%) y por lo tanto se gasta más energía en calor que en transformarla en potencia útil para el altavoz.
- **Necesita una fuente de alimentación más filtrada:** Su PSRR es mucho peor que el de un PP, con lo cual los ruidos y el *ripple* de la fuente serán amplificados mucho más que en una etapa PP, requiriendo por lo tanto un muy buen filtrado de la fuente, lo que suele ser más caro y costoso.

Siguiendo con la comparación, en una etapa de salida PP:

Ventajas:

- **Genera más potencia de salida:** Al usar dos válvulas de salida se consigue más potencia de salida que con sólo una, además de que generalmente tendrá más eficiencia al poder usar clase B o clase AB.
- **Genera menos distorsión:** Al necesitar una entrada diferencial (una señal sin desfase y otra desfasada a 180°) se produce un fenómeno de cancelación tanto de distorsiones como de ruido en el transformador de salida.
- **El transformador de salida es más simple:** Al cancelarse en cada extremo el flujo magnético en continua en DC gracias al ser una etapa con entrada diferencial, no se ve afectado por el mismo fenómeno de saturación que un SE, permitiendo transformadores más fáciles de realizar, de mejor calidad y más pequeños y ligeros.

Inconvenientes:

- **Su diseño es más complicado:** La necesidad de tener entrada diferencial hace que necesitamos un inversor de fase, lo cual complica el diseño, además de tener que usar más componentes al ser dos válvulas en lugar de una.
- **Puede aparecer distorsión por cruce:** Si las válvulas no están polarizadas exactamente en el mismo punto, y alguna de ellas no amplifica igual que la otra, se puede producir un nuevo tipo de distorsión inexistente en las etapas SE al no aparecer la onda exactamente igual amplificada tanto en los extremos como en los cruces en 0.

Analizadas las ventajas e inconvenientes de cada etapa, se ha decidido optar por una etapa de salida en configuración PP ya que ofrece mayor flexibilidad a la hora de establecer la clase de operación, menor ruido, menor distorsión, transformador de salida más económico y mayor potencia. Además, los inconvenientes que tiene se pueden solucionar con un diseño cuidadoso y la incorporación de ajuste fino de la polarización para asegurar la correcta simetría en los dos lados del transformador.

### 2.2.1.2 Clase A.

Una vez establecida la topología de salida, nos encontramos con diferentes formas de polarizar esta etapa para amplificar el sonido. Se suelen distinguir por las denominadas “clases”, que a su vez están denominadas por unas serie de letras (A, B, AB, C, D...).

En el caso de la clase A, se puede definir esta clase como que, para una señal sinusoidal de entrada, el dispositivo amplificador permanece activo los 360° que conforman un ciclo de la señal. Esto quiere decir que la intensidad que demanda de la fuente de alimentación es siempre constante, esté amplificando señal o no.

El inconveniente de este hecho es que se desperdicia mucha energía en forma de calor, ya que siempre está “activo” incluso en los momentos en los que no hay amplificación alguna, haciéndolo por lo tanto muy



ineficiente (rendimiento teórico de máximo un 40%, en la realidad contando pérdidas suele ser mucho menor aún).

Su ventaja principal es que al estar siempre encendido no se produce el fenómeno de distorsión por cruce, ofreciendo por lo tanto menor distorsión que otro tipo de clases.

También cabe destacar, que, para el caso concreto de amplificadores a válvulas, se puede distinguir dos subclases:

- **Clase  $A_1$ :** Se dice que estamos en esta clase cuando se polariza de forma que en ningún momento estamos en la zona de corriente de reja. Es decir, siempre se cumple que  $I_g \approx 0$ . Normalmente es el modo de operación en el que la gran mayoría de amplificadores suele funcionar.
- **Clase  $A_2$ :** Si, por el contrario, polarizamos de forma que a propósito durante parte del ciclo entramos en zona de funcionamiento donde fluya corriente de reja ( $I_g \neq 0$ , lo que implica que en algún momento  $V_{gk} > 0$ ), nos encontramos con el hecho de que para esos instantes hay que aplicar *potencia* a la reja de control para evitar que haya distorsión, entrando en lo que se conoce como este tipo de clase. Como hemos dicho, requiere de una etapa que sea capaz de suministrar tanto voltaje como potencia en la reja de control, lo que tradicionalmente se ha conseguido usando un transformador de acoplamiento exclusivo para la reja de control, aunque valen otro tipo de soluciones como usar un seguidor catódico acoplado en DC a la reja. La ventaja de este tipo de operación es que permite obtener una mayor potencia de salida (es más eficiente) y consigue menos distorsiones, pero su complejidad más elevada hace que haya relativamente menos diseños, ya que es más sencillo irse a una etapa PP.

### 2.2.1.3 Clase B.

La siguiente clase de operación sería la clase B. En esta clase, la señal sólo es amplificada durante un ciclo de  $180^\circ$ , lo que quiere decir que la intensidad de polarización en reposo es 0 o muy cercana a 0.

Esto implica también que, para amplificar la señal de forma completa, se necesiten dos dispositivos amplificadores conectados en contrafase, en el que se le inyectan la señal a amplificar de forma diferencial, es decir a un lado sin desfase y en el otro con un desfase de  $180^\circ$ .

El problema que tiene este tipo de clase es que sufre de una fuerte distorsión por cruce. Al no ser la polarización de los dos dispositivos amplificadores 100% idénticas, cuando la señal pasa por 0 se produce una pequeña diferencia que da lugar a esta distorsión:

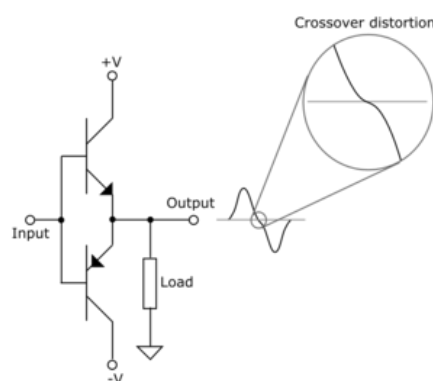


Figura 2-2. Distorsión por cruce provocada por dos transistores en PP.

Debido a esto, los amplificadores de clase B pura sólo se suelen usar en amplificadores donde prima más la potencia que la calidad sonora (rendimiento teórico del 78,5%) como pueden ser amplificadores para megafonía, radios de baja calidad, etc....

Al igual que pasa con la clase A, cabe mencionar que en la clase B también tenemos las subclases de operación  $B_1$  y  $B_2$ , con las mismas características que ya hemos mencionado previamente.

### 2.2.1.4 Clase AB.

Como su nombre indica, esta clase es una combinación de ambas clases. Dependiendo de cómo se polarice una etapa en clase AB, su rendimiento y distorsión variará según sea el porcentaje de polarización aplicado.

En un amplificador de clase AB, cuando la amplitud de la señal es baja suele trabajar como un amplificador de clase A. Conforme la amplitud de la señal va creciendo, llega un punto determinado por la polarización en el que deja de trabajar en clase A y se comporta como uno de clase B, dando mayor potencia y rendimiento.

Se trata por lo tanto de una solución de compromiso entre las ventajas e inconvenientes de las clases A y B. La mayoría de los amplificadores se diseñan para operación en clase AB (sin tener en cuenta la creciente fama de los amplificadores de clase D).

Al igual que con las otras clases, tenemos las subclases  $AB_1$  y  $AB_2$ , con las mismas consideraciones ya dichas.

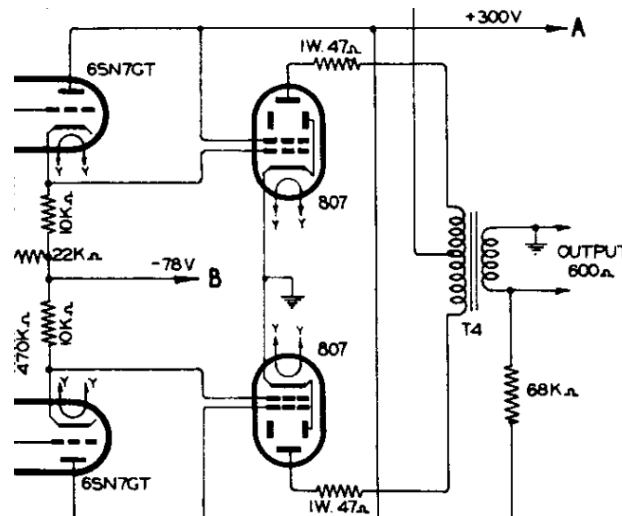


Figura 2-3. Ejemplo de amplificador polarizado en clase  $AB_2$  con seguidores catódicos.

### 2.2.1.5 Clases C, D, .....

Hay más clases de amplificación a parte de las mencionadas: Una de ellas es la clase C, en el que la señal de entrada se amplifica menos de  $180^\circ$ , lo que produce una señal distorsionada a su salida y no es útil para amplificar señales de audio, aunque sí para amplificar señales de RF, virtud por la que casi todos los transmisores en su etapa salida suelen usar una etapa de clase C.

También cabe mencionar los amplificadores de clase D, de invención relativamente moderna y que alcanzan niveles de eficiencia de casi el 98%, lo que permite amplificadores de grandes potencias ocupando poco tamaño.

### 2.2.1.6 Triodos vs Pentodos

Independientemente de la configuración de etapa que salida, nos encontramos con el hecho de que podemos elegir entre usar triodos o pentodos/tetodos de haces dirigidos para implementar cualquier etapa de salida, cada elección con sus ventajas e inconvenientes.

Las principales ventajas de los pentodos/tetodos es que necesitan mucho menos voltaje de polarización, lo que implica que no necesitan señales relativamente grandes para conseguir que amplifiquen a su máximo y producen más potencia de salida que un triodo. Como desventaja es que generalmente su  $r_a$  suele ser bastante alta, lo que suele implicar una mayor impedancia de salida.

En cambio, los triodos suelen tener una  $r_a$  menor, pero necesitan señales más grandes para amplificar al máximo, tienen mas capacidad Miller que un pentodo y suelen tener menos potencia de salida que un pentodo.

Existen modos de operación híbridos, como la operación ultralineal, en la que se consigue que un pentodo se comporte en parte como si de un triodo se tratase al unir su reja de pantalla a un punto medio en el transformador de salida, e incluso en un pentodo se puede unir su reja de pantalla al ánodo para formar un

triado.

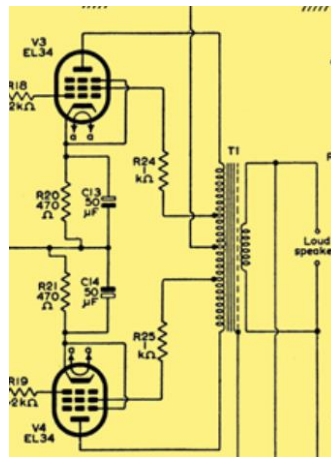


Figura 2-4. Ejemplo de una etapa de salida ultralinear.

### 2.2.1.7 Elección final de clase y válvulas de potencia

Tras analizar brevemente las distintas opciones para la etapa de salida y los materiales de que se disponen, la mejor de las opciones es una etapa de salida PP en clase  $AB_1$ , dado que se disponen de dos transformadores Push-Pull de  $9K\Omega$  de impedancia de primario, con tomas para operación ultralinear al 20%, de 7W de potencia y un secundario de  $8\Omega$  de impedancia.

Este transformador también nos permitirá probar las 3 configuraciones de salida posibles: En modo pentodo, en modo ultralinear y en modo triodo. Como de las 3, la más restrictiva es modo triodo, el diseño del amplificador se hará suponiendo operación en modo triodo, dando opción también a usar el modo de operación ultralinear o incluso de pentodo puro, según se elija a la hora de construcción final.

Por otra parte, la elección de la válvula de salida es muy amplia. Hay muchas válvulas candidatas que cumplen los requisitos del transformador de salida que tenemos, desde válvulas específicas para audio (EL84, 6V6, 6AQ5, 6BW6, etc.) hasta válvulas pensada para salida vertical u horizontal de televisores.

Para no acabar haciendo un amplificador que usa válvulas “estándar”, se ha optado por usar las válvulas PCL85 u PCL805 para el amplificador. Estas válvulas se diseñaron para ser usada como amplificadoras de potencia vertical en los televisores de blanco y negro a válvulas [12], no haciéndose mención en su datasheet de usos para audio, lo cual no quiere decir que no sea apta para este servicio como demostraremos a lo largo de este trabajo. Requieren, además, de un voltaje de filamento de 18V a 0,3A, ya que están pensadas para usarse en serie con los filamentos de otras válvulas en televisores con el fin de ahorrarse usar un transformador de alimentación (por otra parte, letal al no tener aislación galvánica en ese caso).

Cuenta además como una ventaja adicional, de que cuentan no sólo con un pentodo de potencia, sino también con un triodo de señal que nos servirá para las otras etapas que hay que diseñar en nuestro amplificador.



Figura 2-5. Válvula elegida para el amplificador, la PCL805.

Como su datasheet no nos da información sobre las curvas en modo triodo y en modo ultralínea, tendremos que obtenerlas a partir de una válvula real que este nueva (emisión 100%, salida de fabrica). Para ello se hace uso del  $\mu$ Tracer del autor y se obtienen las siguientes gráficas de operación, que más adelante nos serán útiles:

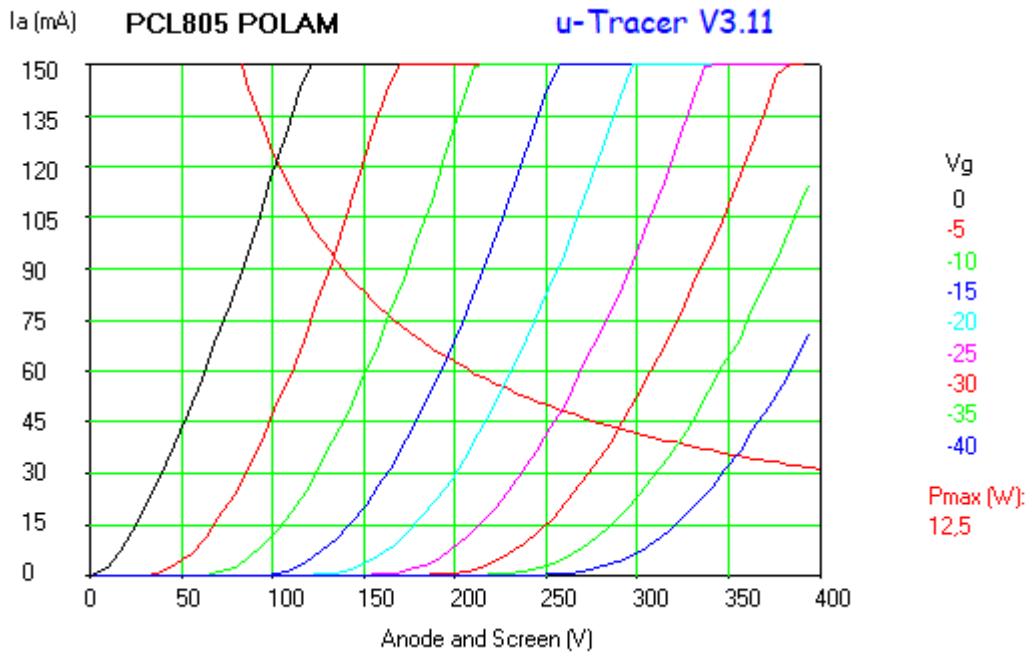


Figura 2-6. Gráficas de ánodo en modo triodo, obtenidas experimentalmente.

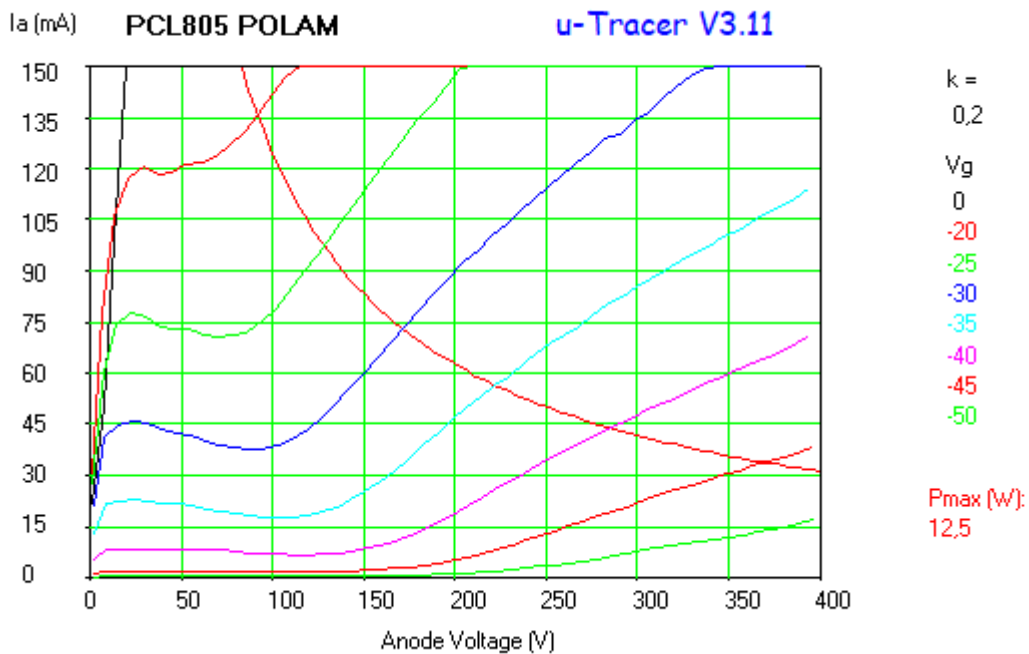


Figura 2-7. Gráficas de ánodo en modo ultralínea, obtenidas experimentalmente.

### 2.2.2 Inversor de fase

Al establecer el diseño en una etapa PP, se hace necesario por tanto disponer de un inversor de fase, cuya función es la de a partir de una señal de entrada generar dos señales de salida de idéntica amplitud a la de entrada, pero invertida 180° una con respecto la otra.

Este objetivo se puede lograr usando distintas topologías, que veremos a continuación.

#### 2.2.2.1 Paraphase

El inversor *Paraphase* es el más simple conceptualmente y uno de los primeros diseños de inversores de fase que aparecieron [13].

Se trata simplemente de una etapa amplificadora inversora con ganancia uno, de forma que, de las dos salidas, una simplemente es igual a la entrada y la otra es la salida de dicha etapa inversora.

Aunque conceptualmente la idea es simple, en la práctica se requiere un ajuste cuidadoso de la etapa amplificadora puesto que en la práctica la ganancia nunca será de uno exactamente, si no de alrededor de uno, produciendo una diferencia de amplitud suficiente para desbalancear el sistema. Debido a esto, no suele ser utilizados en amplificadores Hi-Fi.

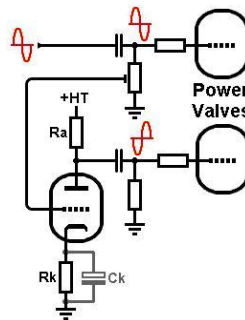


Figura 2-8. Inversor Paraphase.

#### 2.2.2.2 Catodino

El inversor de fase catodino [14] consiste en un inversor de fase que se puede describir como una topología a medio camino entre una etapa de ganancia normal y un seguidor catódico. La señal inversora se saca del ánodo, mientras que la señal no inversora se saca del cátodo.

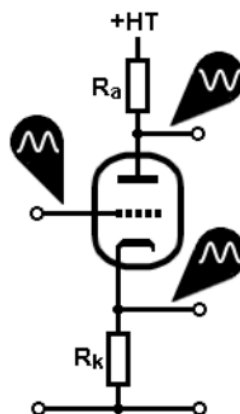


Figura 2-9. Inversor Catodino.

Si se hace que  $R_a = R_k$ , las señales serán idénticas e invertidas 180°, con una ganancia aproximada de uno en las dos salidas. En concreto, si hacemos el modelo de pequeña señal y simplificamos se puede demostrar que la ganancia será igual a:

$$A \approx \pm \frac{\mu}{\mu + 2}$$

Dado que  $\mu$  suele ser mucho mayor que 2, eso nos deja con una ganancia de aproximadamente uno. De igual forma, se puede demostrar que siempre que las dos salidas se mantengan balanceadas<sup>13</sup>, la impedancia de salida efectiva de cada salida será igual a:

$$R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

Que generalmente es un valor muy bajo, lo cual es bueno desde el punto de vista de adaptar la impedancia a las impedancias de la rejillas del PP. Su impedancia de entrada y su capacidad Miller serían:

$$R_i \approx R_g \frac{A}{1-A}, C_{in} \approx 2C_{ga}$$

Lo que nos da una capacidad de entrada muy pequeña y una impedancia de salida por lo genera muy grande. Como inconveniente, podemos citar que su PSRR es diferente en cada salida y es igual a:

$$PSRR_a \approx 1, PSRR_k \approx \mu$$

Lo cual quiere decir que prácticamente todo el ruido de la fuente aparecerá en el ánodo, y que al ser su PSRR diferente no se cancelará este ruido en la etapa PP posterior. Esto se puede mejorar inyectando en la rejilla aproximadamente la mitad del ruido de la fuente de alimentación, cosa que se puede lograr con un acoplamiento en continua o con polarización fija de la etapa mediante un divisor de tensión.

### 2.2.2.3 Par de cola larga

El par de cola larga [15] es uno de los inversores de fases más usados y populares. Es un amplificador que tiene dos entradas y amplifica la diferencia entre esas dos entradas. Si unimos las dos entradas para que sólo hagan una, tenemos un amplificador que genera en sus salidas la misma señal de entrada, pero invertida 180° una de otra:

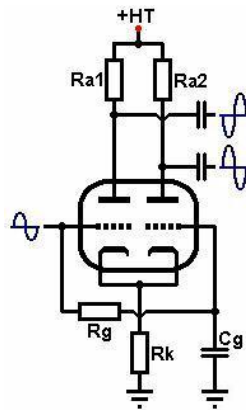


Figura 2-10. Inversor par de cola larga.

Para lograr este efecto de la manera más lineal posible, idealmente la intensidad que pasa por cada triodo debe de ser exactamente igual. Para ello se necesita idealmente una fuente de intensidad en el cátodo, cosa que puede ser lograda usando una fuente de intensidad (hecha tanto con válvulas como con transistores), o en su defecto una resistencia de cátodo  $R_k$  lo bastante grande como para lograr una intensidad constante a través de ella.

Esto trae como inconveniente el que cuanto más grande sea, más voltaje resta para  $V_{ak}$ , provocando que se necesite un voltaje de alimentación mucho más alto si se quiere que haya suficiente *headroom* a la salida.

La ganancia de este inversor es igual que la de una etapa de ganancia básica con triodo, pero dividida entre las dos salidas, mientras que su impedancia de salida siempre que se mantenga la salida balanceada es de  $R_a \parallel r_a$ , mientras que si el balance se mantiene sólo en una salida su impedancia de salida será  $\frac{R_a}{2}$ .

<sup>13</sup> Si no se mantiene el balance en las salidas, la aproximación descrita dejaría de ser cierta.

### 2.2.2.4 Elección final y válvula elegida

Tras analizar los diversos inversores de fase, se decide utilizar el inversor de fase **catodino**, ya que es simple, mantiene un balance simétrico 100% en sus dos salidas de forma fácil y además sólo necesita de un triodo comparado con un par de cola larga.

Como cada PCL805 tiene un triodo de sobra, utilizaremos un triodo de una PCL805 para ser usado como inversor de fase.

### 2.2.3 Etapa de entrada

Tras definir las etapas de potencia e inversora de fase, sólo nos queda definir la etapa amplificadora de entrada. Dado que nuestro nivel de entrada es de  $1V_{RMS}$ , debemos buscar una etapa que ofrezca suficiente ganancia como para elevar este voltaje al nivel adecuado que requiere el inversor de fase y la etapa de salida para llegar a máxima potencia, teniendo en cuenta además que debe tener ganancia extra para suplir las pérdidas de ganancia que introducirá la realimentación negativa.

Por supuesto, también se debe procurar que, entre ese nivel de señal con la menor distorsión posible, y que sea capaz de entregar un nivel de corriente lo suficientemente alto para que no se produzca distorsión por *Slew Rate Limiting*. Para ello tenemos disponibles diversas topologías que describiremos a continuación.

#### 2.2.3.1 Etapa de ganancia básica con triodo

Como ya analizamos en el punto 1.3, la etapa de ganancia básica con triodo es una de las más simples y las que mejores resultados da, sin embargo, como veremos a continuación, partiendo de esta etapa se pueden hacer ciertas mejoras importantes, como minimizar aún más la distorsión y obtener una ganancia mayor o menor que una etapa básica a menor distorsión.

#### 2.2.3.2 Etapa de ganancia básica con pentodo

La etapa de ganancia básica con pentodo [16] [17] utiliza el pentodo como dispositivo amplificador en lugar del triodo. Esta etapa es un poco más compleja por el hecho de que aparece otro electrodo más,  $V_{g2}$ , que hay que alimentar de forma adecuada, además de que la polarización cambia con respecto a la de un triodo.

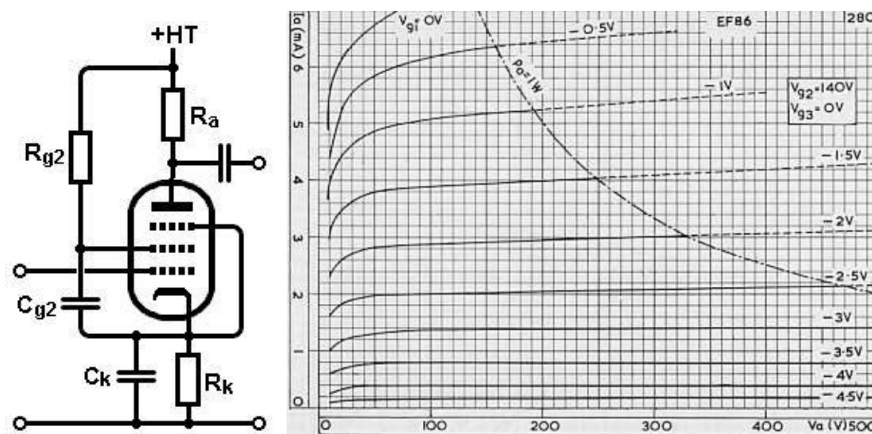


Figura 2-11. Etapa de ganancia con pentodo y curvas típicas del pentodo EF86.

Las curvas características de un pentodo se parecen mucho a las de un transistor, con la diferencia de que la reja de pantalla tiene el efecto de según sea su tensión desplaza las curvas hacia arriba o hacia abajo, mostrándose por tanto diferentes curvas en los datasheet para distintas tensiones de  $V_{g2}$ . Por otra parte, en el circuito aparece un condensador de desacoplo extra  $C_{g2}$  que es necesario para desacoplar en alterna la reja de pantalla y que se produzca la máxima ganancia disponible.

Si analizamos el modelo de pequeña señal, se puede llegar a la conclusión de la ganancia de la etapa y su impedancia de salida son:

$$A = g_m \times R_a, R_o \approx R_a$$

Esto permite el diseño de una etapa que tenga una ganancia relativamente elevada en comparación con la que alcanzaría un solo triodo. Una etapa de ganancia con pentodo típica usa el pentodo EF86 con una  $R_a = 120k\Omega$ , dado que este pentodo tiene una  $g_m = 2 \frac{mA}{V}$ , eso da una ganancia bastante elevada de 240. La capacidad Miller por otra parte, al ser un pentodo, queda notablemente reducida gracias al efecto de pantalla electrostática que tiene su rejilla de pantalla.

El principal inconveniente de esta etapa es que es más ruidosa que una con un triodo, debido al *ruido de partición* que introduce la rejilla de pantalla. Además, dada las elevadas ganancias que tiene una etapa típica de pentodo, y al hecho de que lleva más rejillas en su construcción, vuelve a estas etapas muy susceptibles a la **microfonía**, efecto que consiste en que las vibraciones a las que se someta la válvula son amplificadas, produciendo un efecto de eco molesto.

### 2.2.3.3 Etapa half- $\mu$

Hasta ahora, sólo hemos tenido en cuenta unas etapas de ganancia básicas, ya sea con triodos o con pentodos, sin embargo, para las siguientes etapas veremos que haciendo uso de otro triodo podemos mejorar de diversas formas la etapa básica. Este tipo de etapas se conocen como etapas *Totem-Pole* [18] o etapas compuestas. La idea principal es el usar otro dispositivo amplificador para que actúe como carga activa, en lugar de la resistencia  $R_a$  típica en una etapa de ganancia normal.

En concreto, la recta de carga con una resistencia es una línea recta, pero si en lugar de una línea recta utilizáramos un dispositivo que consiguiese una recta de carga que siguiese una forma *curva*, convenientemente adaptada a las curvas de un triodo, conseguiríamos una menor distorsión al producirse un fenómeno de cancelación de las alinealidades que no se da con la recta que da una simple resistencia.

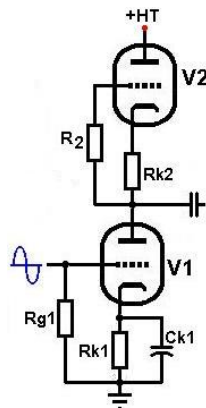


Figura 2-12. Etapa half- $\mu$ .

Si analizamos el circuito en pequeña señal, y tenemos en cuenta que V1 y V2 sean triodos de idénticas características y que  $R_{k1} = R_{k2}$ , la ganancia de la etapa es:

$$A = -\frac{\mu}{2}$$

Es decir, la mitad de la ganancia de la válvula, además de que la linealidad queda mejorada, ya la linealidad de la etapa sería igual que la linealidad de  $\mu$  de la válvula, que suele ser muy lineal y constante en todo su rango. Su resistencia de salida y su PSRR serían:

$$R_o = \frac{r_a + R_k(\mu + 1)}{2}, PSRR = 2$$

Su PSRR no es muy bueno, significando que la mitad del ruido de la fuente de alimentación aparecerá en la salida, con lo cual esta etapa no sería muy útil si se quiere una etapa con bajo nivel de ruido.

### 2.2.3.4 Etapa SRPP

La etapa SRPP (*Shunt Regulated Push Pull*) [19] es una etapa que en los últimos años ha ganado popularidad en Hi-Fi, debido a su sencillez y sus buenas características en cuanto a distorsión. Superficialmente se parece a



una etapa half- $\mu$  en la cual la salida se saca del triodo superior V2:

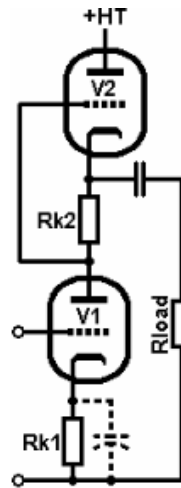


Figura 2-13. Etapa SRPP.

Se comporta como un pequeño amplificador Push-Pull siempre que la carga en AC sea pequeña<sup>14</sup>, lo cual mejora aún más sus características de distorsión. Nuevamente si hacemos el análisis de pequeña señal y suponemos V1 y V2 iguales, al igual que sus resistencias, tenemos:

$$A \approx -\frac{\mu}{2}$$

Tal y como en la etapa half- $\mu$ , sin embargo, su PSRR es un poco peor que el de la etapa half- $\mu$ , siendo la fórmula exacta:

$$PSRR = \frac{r_{a1} + r_{a2} + R_{k1}(g_{m1}r_{a1} + 1) + R_{k2}(g_{m2}r_{a2} + 1)}{r_{a1} + R_{k2} + R_{k1}(g_{m1}r_{a1} + 1)}$$

Como se mencionó anteriormente, si la impedancia de carga en AC es lo bastante larga, llegará un momento en que la etapa deje de funcionar en operación PP, si nuevamente analizamos la pequeña señal, podemos llegar a que la impedancia de carga óptima será de:

$$Z_l = \frac{\mu_1 R_{k2} - r_{a2}}{2}$$

<sup>14</sup> Si la carga en AC del circuito es grande, el circuito deja de operar en modo Push-Pull.

### 2.2.3.5 Etapa $\mu$ -Follower

La etapa  $\mu$ -Follower [20] es una etapa que goza de popularidad debido a su excelente PSRR, su alta ganancia, baja distorsión y baja impedancia de salida, en este circuito V1 actúa como amplificadora de señal y V2 como si fuera un seguidor catódico de salida, siendo por esto que sus características son tan buenas:

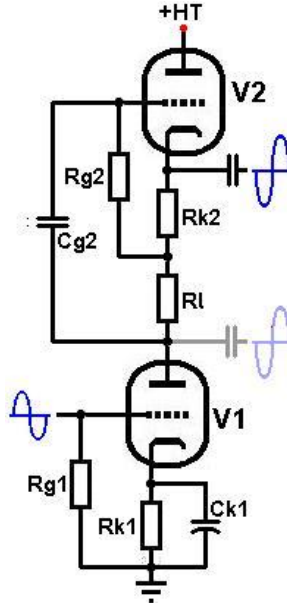


Figura 2-14. Etapa  $\mu$ -Follower.

Si analizamos la pequeña señal, tenemos que  $A = \mu$ , y que la impedancia de salida es:  $R_o \approx \frac{1}{g_m}$ , característica que hace este circuito excelente.

Uno de los inconvenientes que tiene es que necesita una tensión elevada para que haya suficiente tensión  $V_{ak}$  en los dos triodos, además de que la presencia de  $C_{g2}$  hace que pueda haber distorsión por bloqueo y en sistemas con realimentación negativa global añaden un polo más haciendo que sea más propenso a inestabilidades.

Todos estos inconvenientes se pueden superar si en lugar de V2 usamos un transistor MOSFET que actúe como fuente de corriente constante. La presencia de un transistor en esa posición no altera el sonido, puesto que no interactúa con la amplificación, solo se encarga de mantener constante la tensión de ánodo de V1.

### 2.2.3.6 Etapa Cascodo

El cascodo consiste en una etapa cuyo objetivo es imitar las características de una etapa de ganancia básica con pentodo, pero sin los inconvenientes asociados a estos:

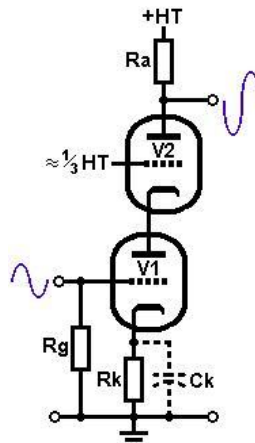


Figura 2-15. Etapa cascodo.

Como se puede ver, el equivalente a la reja de pantalla de un pentodo sería la reja de control de V2, en el que se aplica un potencial fijo que establece las curvas de operación que tendrá el triodo de abajo. De igual forma tiene el efecto de servir de pantalla electrostática para la capacidad Miller, disminuyéndola considerablemente. De igual forma, la ganancia se puede aproximar como:

$$A \approx g_{m1} \times R_a$$

Que es la misma fórmula para la etapa de ganancia con pentodo, indicando además que las características de V2 no entran en juego a la hora de amplificar. De igual forma su impedancia de salida:

$$R_o \approx R_a$$

Exactamente igual que para un pentodo, su PSRR, *para la reja de control de V2 desacoplada a tierra*:

$$PSRR \approx 1$$

Significando esto que todo el ruido de la fuente de alimentación aparecerá a la salida. No obstante, si no se desacopla la reja de control de V2, parte del ruido de la fuente se inyectará a esa reja, que se verá amplificada y parte se cancelará, mejorando así su PSRR.

### 2.2.3.7 Elección final de la etapa y válvula

Vistas las distintas opciones de topologías para la etapa de entrada, de entre todas se decide optar por una etapa  $\mu$ -Follower híbrida.

Al usar una etapa híbrida, se puede ahorrar una válvula extra en el sistema, además de que los transistores MOSFET actúan mejor como una fuente de corriente, ayudando aún más a mejorar las características de esa etapa.

Como vamos a utilizar la PCL805, usaremos el triodo que nos sobra para esta etapa. Si examinamos las características del triodo:

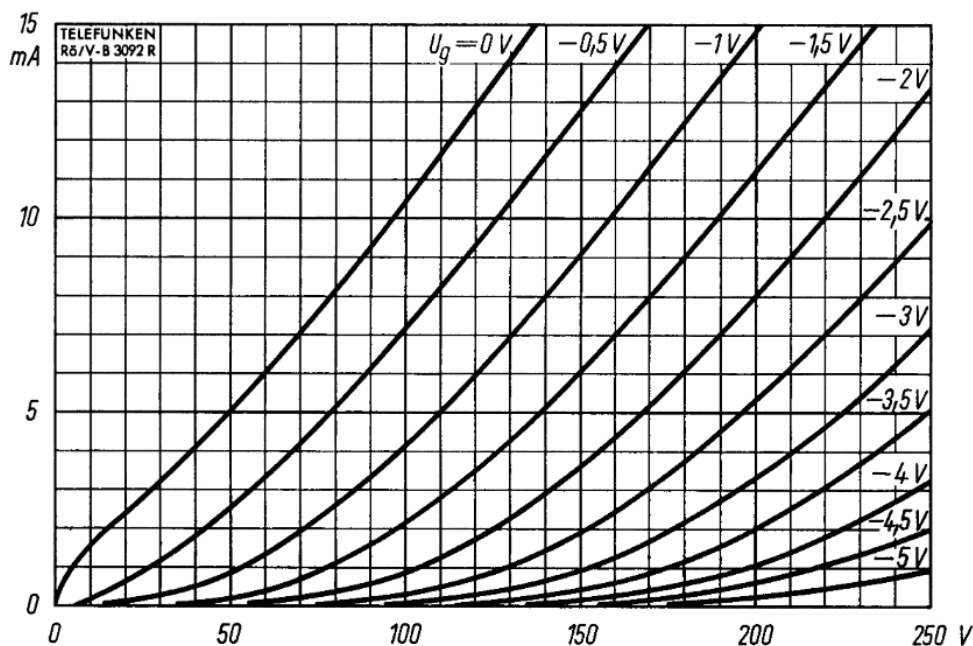


Figura 2-16. Curvas de la sección triodo de la PCL805.

Se puede ver que tiene una  $\mu \approx 60$ , con lo que esa etapa tendrá una ganancia aproximada de 60, suficiente para nuestras necesidades, como posteriormente veremos.

### 2.2.4 Realimentación negativa

La realimentación consiste en inyectar parte de la señal de salida de un sistema a su entrada, con el objetivo de mejorar el error que se produce en la amplificación (distorsión en este caso). Hay dos tipos de realimentación, la negativa en la que el sistema responde en dirección opuesta a la señal o la positiva que actúa en la misma dirección que la señal.

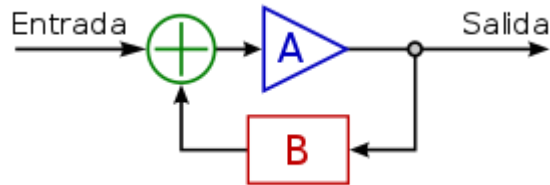


Figura 2-17. Modelo general de un sistema realimentado.

En un amplificador siempre utilizaremos la negativa, puesto que la positiva lleva a una inestabilidad inmediata del sistema que provocaría que el amplificador pasase a convertirse en un *oscilador*. La ecuación que describe la realimentación es:

$$A' = \frac{A}{1 + AB}$$

Siendo  $A'$  la ganancia en bucle cerrado.

Principalmente tenemos dos formas de aplicar la realimentación en un sistema, de forma local o de forma global.

#### 2.2.4.1 Realimentación negativa local

Cuando nos referimos a una realimentación negativa local, nos referimos a una realimentación que actúa sólo en una etapa concreta en el amplificador.

Un ejemplo de realimentación negativa local es cuando en una etapa de ganancia básica con triodo no introducimos el condensador  $C_k$ , provocando este efecto y mejorando con ello la distorsión de la etapa. Otro posible ejemplo sería el conectar a propósito un condensador o resistencia entre placa y rejilla [21]:

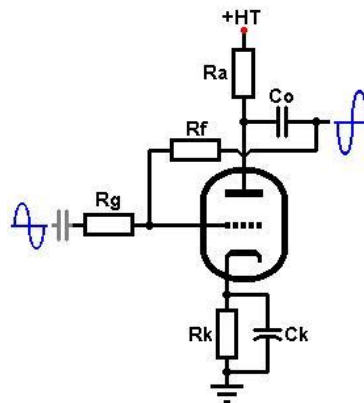


Figura 2-18. Triodo con realimentación negativa local.

Para calcular los valores de las resistencias  $R_g$  y  $R_f$  necesarias para aplicar la realimentación, primero necesitamos saber la ganancia en lazo cerrado que buscamos. Suponiendo que queremos una ganancia de 20 y viendo que  $R_f$  está en paralelo con  $R_a$ , podemos establecer que para no cargar mucho la salida:  $R_f \geq 3R_a$ .

Supongamos que en este ejemplo  $R_a = 100k\Omega$ , podemos establecer por ejemplo una  $R_f = 470k\Omega$ . Una vez tenemos este dato, con la siguiente fórmula podemos despejar  $R_g$ :

$$A_v = \frac{R_f}{R_g}$$

Despejando para  $R_g$ , nos da un valor de aproximadamente  $22k\Omega$  redondeando al valor comercial más cercano.

Como por la realimentación negativa local las impedancias de entrada, de salida y la ganancia cambian, las podemos calcular siguiendo estas fórmulas<sup>15</sup>:

$$R_o = \frac{(R_g + R_f)r_a}{R_g + R_f + r_a(\mu + 1)} \approx 4,52k\Omega$$

$$R_i = \frac{r_a(R_g + R_f) + R_a(R_g + R_f + r_a + \mu R_g)}{R_a + r_a + \mu R_a} \approx 30,14k\Omega$$

$$A_v = \frac{(R_a \parallel r_a) + A_o R_f}{R_g + R_f + (R_a \parallel r_a) - R_g A_o} \approx -15,53$$

Como podemos ver, la realimentación negativa global, disminuye la impedancia de salida, pero por el contrario disminuye la ganancia y sobre todo la impedancia de entrada, siendo necesario entonces que la etapa anterior tenga una impedancia de salida muy baja para que el acoplamiento de impedancias sea óptimo.

#### 2.2.4.2 Realimentación negativa global

Otra forma de aplicar realimentación es la llamada realimentación negativa global [22]. A diferencia de la local, consiste en utilizando sólo un lazo de realimentación englobar varias etapas del amplificador, usualmente desde la salida de altavoz hasta el inversor de fase o la entrada.

Es el tipo de realimentación más usado porque es la que permite hacer que la distorsión que generan todas las etapas del amplificador baje, pero también es más complicada de calcular y llevar a la práctica sin que aparezcan inestabilidades.

Para llevar a buen puerto este tipo de realimentación, es recomendable que en el circuito del amplificador haya la menor cantidad posible de ceros y polos en su función de transferencia. Esto quiere decir que siempre que sea posible hay que evitar el acoplamiento por condensador y usar preferentemente acoplamiento en continua, además de utilizar un transformador de salida de alta calidad puesto que es el componente que más desfase introduce en el sistema, siendo necesario acoplar un condensador en paralelo con la resistencia de realimentación para compensar este desfase que introduce a altas frecuencias.

#### 2.2.4.3 Realimentación elegida y nivel

En el caso de nuestro amplificador, se ha decidido en principio no usar realimentación negativa global, al usar la etapa de potencia en modo triodo o ultralineal con una baja distorsión armónica. Esto provocará que el THD a máxima potencia sea ligeramente superior a 1%, pero sin embargo lejos de niveles altos como para ser notable al oído.

No obstante, en el caso de querer usar modo de salida pentodo, o usar algo de realimentación global a pesar de estar en modo triodo o ultralineal, se ha provisto de esa opción en el diseño del PCB, intentando además que el nivel de realimentación usado no sea excesivamente alto, con lo que además evitaremos realizar un amplificador que no sea lo suficientemente rápido ante transitorios en el audio<sup>16</sup>, problema que por otra parte se evita totalmente si no se usa realimentación. Típicamente se intentará aplicar un nivel de entre 10dB-20dB, teniendo en cuenta que en este caso se necesitará un mayor nivel de señal a la entrada del amplificador, ya que la ganancia bajará, siendo necesario un preamplificador si la señal de audio es de un nivel relativamente bajo.

<sup>15</sup> Para los datos de ejemplo, suponemos que hemos usado una ECC83, con una  $\mu = 100$ ,  $R_a = 62,5k\Omega$  y  $A_o = -64,5$

<sup>16</sup> Esto crea otra distorsión que es difícil de medir y es molesta a los oídos. Es un tipo de distorsión muy características de sistemas que emplean altos niveles de realimentación negativa como los amplificadores a transistores.

## 2.3 Diseño de las etapas del amplificador

Una vez exploradas las diversas topologías posibles para cada etapa del amplificador y seleccionadas finalmente cada una de las topologías y válvulas que se van a usar, sólo queda empezar con el diseño del amplificador propiamente dicho, estableciendo la polarización de cada etapa y calculando las características y valores de cada componente.

### 2.3.1 Diseño de la etapa de potencia

La etapa de potencia es una etapa PP con la PCL805 conectada en modo triodo:

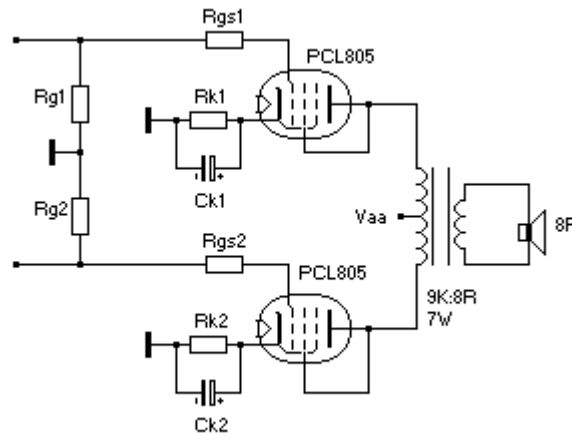


Figura 2-19. Etapa PP del amplificador.

El objetivo de esta sección será calcular un punto de operación adecuado para la etapa de salida PP y calcular los valores de las resistencias, condensadores, tensiones, potencia de salida y distorsión aproximada de la etapa.

### 2.3.1.1 Recta de carga y transformador de salida

Para ello es fundamental dibujar la recta de carga que ve cada lado de la válvula cuando tiene conectado el transformador de salida, que varía según la clase de operación que consideremos.

El transformador de salida disponible es de  $Z_{aa} = 9k\Omega$  placa a placa, esto refleja una impedancia en clase A de  $Z_{claseA} = \frac{Z_{aa}}{2} = 4,5k\Omega$ , mientras que para clase B  $Z_{claseB} = \frac{Z_{aa}}{4} = 2,25k\Omega$ .

Para dibujar la recta de carga, nos falta saber cuál será nuestra tensión  $V_{aa}$ . Como tenemos libertad en elegir la tensión que queramos para esta etapa, se elegirá una tensión relativamente alta de  $V_{aa} = 300V$ . Con estos datos ya podemos dibujar la recta de carga que se verá tanto en clase A como en clase B:

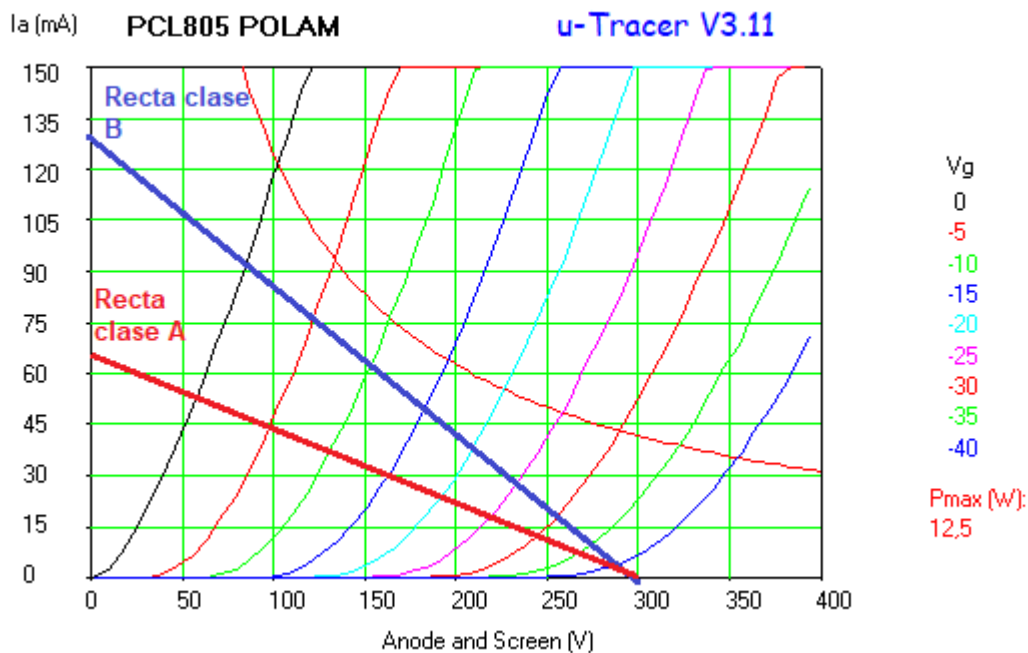


Figura 2-20. Recta de carga en clase A y B para la etapa PP.

De esta recta de carga podemos calcular la potencia máxima que tendrá el amplificador. Cuando la señal llega a  $V_g = 0V$  se produce el máximo pico de potencia en clase B<sup>17</sup>, si miramos en la gráfica en ese punto tenemos que  $I_a \approx 92mA$ ,  $V_a \approx 90V$ . Con estos datos, teniendo en cuenta que  $P = V \times I$  y que durante el pico de máxima potencia una de las dos válvulas está en corte y por lo tanto no circula intensidad por ella podemos obtener la fórmula que nos indica la potencia de salida aproximada, sin tener en cuenta las pérdidas en el transformador y en el resto de los elementos:

$$P = (V_{aa} - V_a) \times \frac{I_a}{2} = 9,66W$$

Aunque es un valor algo superior a los 7W de potencia nominales del transformador que disponemos, raramente se llegará a alcanzar tal pico de potencia de forma lo suficientemente continua como para causar problemas, así que es una potencia válida para nuestro transformador.

Para establecer la polarización en reposo de la etapa de potencia, debemos tener en cuenta que hay que dejar cierto margen para no sobrepasar la disipación máxima del ánodo al ser el altavoz una cargara reactiva que presenta una impedancia que varía según se mueva su cono. Un valor de seguridad estándar es de  $0,8 \times W_a$ , teniendo en cuenta este margen y mediante la ley de ohm, podemos obtener el valor de la intensidad de reposo a la que deberemos polarizar las válvulas:

<sup>17</sup> Recordemos que estamos diseñando para clase AB<sub>1</sub>, con lo que en ningún momento puede fluir corriente de rejilla, así que el punto máximo que podemos conseguir es cuando la tensión en la rejilla de control es de 0V.

$$I_a^Q = \frac{0,8 \times W_a}{V_{aa}} = 33,33mA.$$

Con este dato, buscamos en la gráfica para  $V_a^Q = 300V, I_a^Q = 33,33mA$  cual  $V_g$  garantiza esa intensidad, siendo aproximadamente con  $V_g = -33V$ . Con este dato, podemos obtener el voltaje  $V_{RMS}$  que necesitamos en la reja de control para excitar la etapa a máxima potencia, siendo este voltaje  $V_{RMS} = \frac{V_g}{\sqrt{2}} \approx 23,33V$ .

Por lo tanto, debemos asegurar que la etapa de entrada y el inversor de fase eleven la señal de entrada a ese voltaje y entregue esa señal tanto normal como desfasada a las rejillas de las válvulas de potencia.

Con estos datos, podemos desplazar hacia arriba la curva de clase A para ver en qué porcentaje amplifica en clase A y B:

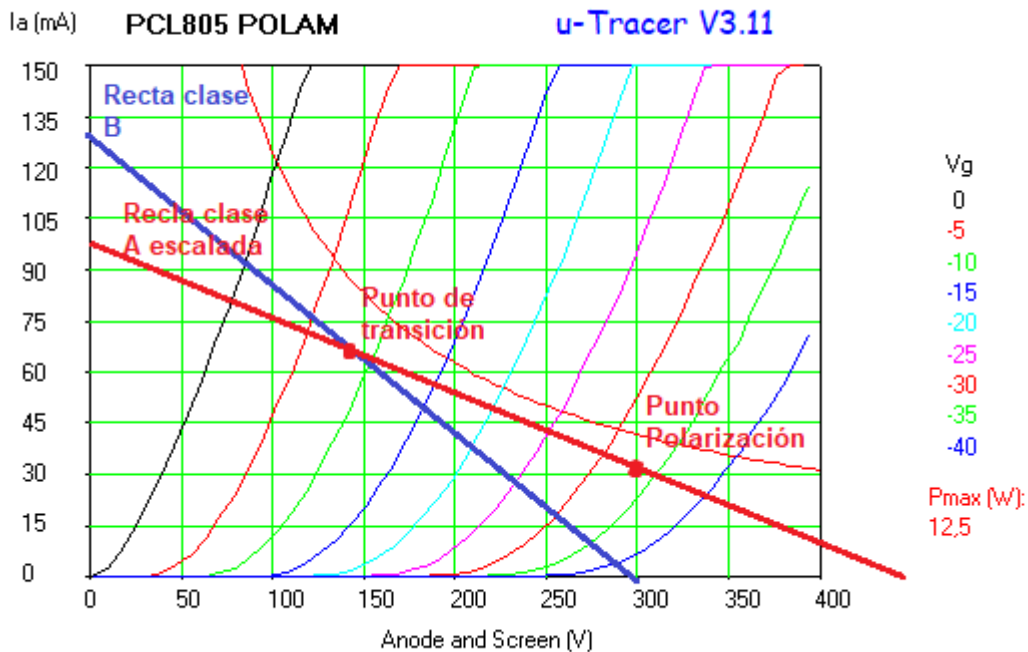


Figura 2-21. Rectas de carga en clase  $AB_1$ .

Manteniendo la gradiente de la recta de clase A, se ha subido dicha recta hasta que coincida con el punto de polarización. Seguidamente se ve en qué punto se intercepta con la recta de clase B. Dicho punto es aproximadamente en  $(I_a, V_a, V_g) \approx (65mA, 145V, -8V)$ .

Como en ese punto es donde se produce la transición entre clase A y clase B, tendremos que la potencia de clase A será de:

$$P_{claseA} = (V_{aa} - V_{a|claseA}) \times \frac{I_{a|claseA}}{2} \approx 5,04W$$

Lo que hace que el amplificador sea un 52,17% clase A, y un 47,82% clase B. Cabe mencionar también que se ve cómo la recta de clase A se intercepta en 0 en casi 500V. Esto es así porque el transformador es una inductancia, y por el comportamiento de la inductancia oponiéndose a cambios de voltaje se generan de forma momentánea pulsos de mucho más de  $V_{aa}$ . Es un dato a tener en cuenta a la hora de planificar el aislamiento de los conductores, el transformador y cualquier condensador que vaya a ir conectado si lo hubiese en el primario del transformador de salida.

Por último, podemos obtener una estimación de la distorsión a partir de las gráficas. Como es un amplificador PP, los armónicos pares quedan cancelados y sólo genera distorsión impar, que se puede estimar, para ello necesitamos obtener las intensidades de 5 puntos en la gráfica [23]:

- La intensidad en el punto  $V_g = 0, I_a = 92mA$



- La intensidad a la mitad de  $V_g^Q$ :  $I_b \approx 51mA$
- La intensidad en el punto de reposo.  $I_c = I_a^Q = 33,3mA$
- La intensidad a  $1,5V_g^Q$ :  $I_d \approx 2,5mA$  (se saca por aproximación)
- La intensidad a  $2V_g^Q$ :  $I_e \approx 0mA$  (se saca por aproximación)

Con estos datos se puede estimar como:

$$H_3(\%) = 50 \times \frac{I_a - 2I_b + 2I_d - I_e}{I_a + I_b - I_d - I_e} \approx -1,78\%$$

Hay que tener en cuenta que se trata de una aproximación, así que la distorsión en el tercer armónico puede ser aún menor que la indicada en la fórmula.

### 2.3.1.2 Polarización de la etapa de salida

Con el punto de operación calculado, sólo nos queda calcular las resistencias de polarización del cátodo y el resto de las resistencias que lleva la etapa.

Para el cálculo de la resistencia de polarización:

$$R_{k1} = R_{k2} = \frac{V_g}{I_a^Q} \approx 1k\Omega$$

También hay que calcular la potencia que disipa la resistencia:

$$P_{R_{k1}} = P_{R_{k2}} = \frac{V_g^2}{R_k} \approx 1,1W$$

Hay que tener en cuenta que, para un ajuste fino de la polarización, en serie con cada resistencia habría que añadir un potenciómetro de unos  $100\Omega$ , también a su vez en serie con una resistencia de  $10\Omega$  1% para que poniendo un polímetro en sus extremos podamos leer cómodamente la intensidad que pasa por el cátodo de cada válvula ( $V = 10I_a$ ).

Las resistencias de reja  $R_g$ , serán iguales, teniendo en cuenta que establecen la impedancia de entrada de los pentodos, y que no pueden ser excesivamente elevadas para evitar el *runaway* térmico, con lo cual un valor para ambas de  $470k\Omega$  es adecuado.

Para calcular las  $R_{gs}$ , hay que calcular la capacidad Miller del pentodo conectado en modo triodo, para ello en este caso hay que usar la siguiente fórmula, observando de las gráficas que  $A \approx 9$ , que del datasheet  $C_{g1a} = 1pF$ ,  $C_{gk} = 0,2 pF$  y que  $C_{g1g2}$  es despreciable :

$$C_{in} = C_{gk} + ((C_{g1a} + C_{g1g2}) * A) = 10pF$$

Con lo que podemos calcular  $R_{gs}$ :

$$R_{gs} = \frac{1}{2\pi f C_{in}} = \frac{1}{2\pi \times 20k \times 10pF} = 795,77k\Omega \approx 820k\Omega$$

Hay que tener en cuenta que un valor tan elevado de resistencia introduce mucho ruido térmico, además de que en las etapas anteriores se habrán atenuado previamente estas frecuencias, con lo cual en la práctica se suelen usar valores mucho más bajos para prevenir simplemente oscilaciones en altas frecuencias, por ello un buen valor de  $R_{gs}$  puede ser  $10k\Omega$ .

También podemos calcular la intensidad mínima que necesitará el inversor de fase para evitar la distorsión slew:

$$I_{min} = C_{in} 2\pi f_{max} V_g \approx 41,46 \mu A$$

Por último, nos queda el cálculo de  $C_k$ , que se calcula cómo ya hemos visto en anteriores ocasiones y sabemos

que  $C_k \geq 100\mu F$  escogiendo un valor  $C_k = 470\mu F$  para tener margen de sobra. No hay olvidar tampoco que estos condensadores tendrán que soportar una tensión mayor que  $V_g$ .

### 2.3.2 Diseño del inversor de fase

La siguiente etapa por diseñar sería el inversor de fase, que como habíamos establecido, será un catodino acoplado en continua:

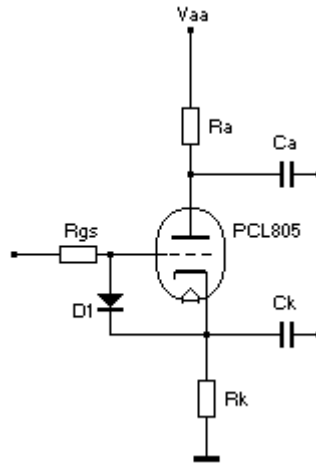


Figura 2-22. Diseño del inversor de fase catodino.

Conceptualmente es muy simple, hay que tener en cuenta que para que se cumpla que sea un inversor de fase  $R_a = R_k = R$ .  $D_1$  es un diodo de protección para evitar que cuando la válvula está en frío el voltaje en continua que aparecerá en la rejilla de control no provoque un arco con el cátodo que en ese momento permanecerá a 0V.

Por otra parte,  $C_a = C_k = C$ , irán conectados a la etapa de salida PP, y  $R_{gs}$  servirá como resistencia de rejilla para evitar oscilaciones, como de costumbre.

#### 2.3.2.1 Recta de carga

Para elegir las resistencias de cargas del catodino, hay que tener en cuenta que como siempre hay muchas posibilidades para sus valores. En este caso, hay que tener en cuenta que, para la carga en AC, las resistencias de escape de rejilla de la etapa PP aparecen en paralelo con las resistencias del ánodo del inversor, así que para que en AC la recta de carga no se vea alterada conviene elegir un valor alejado comparado con esas resistencias (que son de  $1M\Omega$ ). Por lo tanto, se puede escoger un valor cualquiera más pequeño, por ejemplo, de  $47k\Omega$  para cada resistencia.

Teniendo esto en cuenta, la recta de carga que presenta para la válvula es la suma de las dos resistencias, por lo cual habría que dibujar una recta correspondiente a  $94k\Omega$ . La tensión que utilizaremos para esta etapa será un poco más baja que para la de PP, de unos 280V.

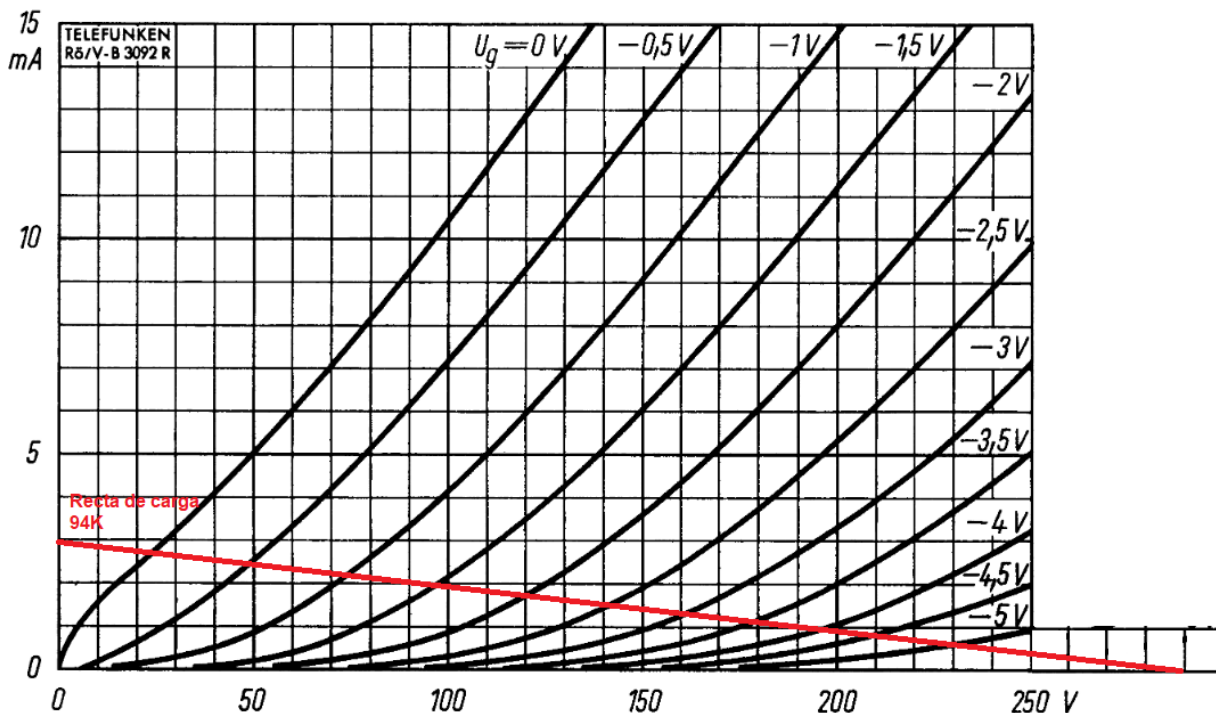


Figura 2-23. Recta de carga del inversor catodino.

Como el catodino tiene una ganancia de aproximadamente:

$$A = \frac{\mu}{\mu + 2} = \frac{60}{62} \approx 0,968$$

Se puede aproximar a que ofrece una ganancia de uno, aunque reduzca un poco la señal de entrada. Eso quiere decir que 1V de la señal de entrada se traducirá en un movimiento de exactamente 1V en el cátodo y en el ánodo.

Por ello dependiendo de la polarización, se tendrá más margen de voltaje para las señales de salida o menos, cosa que se puede calcular estableciendo un punto de polarización y viendo la recta de carga.

### 2.3.2.2 Polarización del inversor de fase

Para conseguir margen de voltaje suficiente (*headroom*), idealmente hay que polarizar la válvula a la mitad de su  $V_g$ , que sería  $-2,5V$  en este caso. Sin embargo, para dejar margen de voltaje suficiente a la etapa de entrada interesa polarizar un poco más hacia  $0V$ , para que el voltaje de rejilla necesario sea más alto, lo que beneficia a la etapa de entrada. Por ello, polarizaremos un poco más arriba, en  $V_g = -2,1V$ .

Si vemos la recta de carga para  $V_g = -2,1V$ , vemos que con ese voltaje de rejilla la intensidad del ánodo es de aproximadamente  $I_a = 1,8mA$ . Con este dato, podemos calcular  $V_k$ :

$$V_k = R_k \times I_a = 47k\Omega \times 1,8mA = 86V$$

Una vez tenemos el valor de  $V_k$ , sabemos que queremos mantener un voltaje  $V_{gk} = -2,1V$ , lo que obliga a que el voltaje de la rejilla de control sea:

$$V_g = V_k + V_{gk} = 66V - 2,1V = 83,9V$$

Igualmente, el voltaje del ánodo será de:

$$V_a = V_{aa} - R_a \times I_a = 280V - (47k\Omega \times 1,8mA) = 194V$$

Lo que da un voltaje en la válvula:

$$V_{ak} = V_a - V_k = 108V$$

Que es el voltaje en reposo del ánodo. Con este dato podemos calcular el *headroom* de la etapa, fijándonos en

el voltaje que marca la recta de carga en el ánodo cuando  $V_g = 0V$ , que es aproximadamente  $V_{a|SAT} \approx 22V$ :

$$V_{p|max} = V_a^Q - V_{a|SAT} = 108V - 22V = 86V$$

Pasándolo de voltios picos a RMS, tenemos que saturaría cuando  $V_{rms} \approx 30,4V$ , con lo cual tenemos margen suficiente ya que el voltaje máximo de la entrada que vamos a tener es de  $V_{RMS} \approx 22,5V$ .

La potencia que tendría que disipar cada resistencia por lo tanto es:

$$P_r = R_k \times I_a^2 = 47k\Omega \times (1,8mA)^2 = 152mW$$

Queda por definir  $D_1$  y  $R_{gs}$ ,  $D_1$  puede ser cualquier diodo que aguante más de 86V, con lo que se decide poner un 1N4007 por ser muy común y aguantar más que de sobra este voltaje.

$R_{gs}$  por otra parte, no hace falta que sea muy grande dado que la capacidad Miller de esta etapa es muy pequeña. Se pone principalmente para evitar oscilaciones a frecuencias muy altas, con lo que un valor de  $1k\Omega$  es más que suficiente para este propósito.

La impedancia de salida de la etapa será:

$$R_o \approx \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{5,5 \frac{mA}{V}} \approx 181,8\Omega$$

Impedancia lo suficientemente baja como para asegurar un correcto acoplamiento de impedancias con la etapa de potencia PP.

### 2.3.3 Diseño de la etapa de entrada

Finalmente, sólo nos queda diseñar la etapa de entrada. Como vamos a acoplar la etapa inversora en DC, el voltaje de ánodo de esta etapa más la tensión caída en  $R_p + R_{pot}$  tiene que ser parecida a 83,9V, siendo la  $V_{aa}$  elegida para alimentar esta etapa 250V.

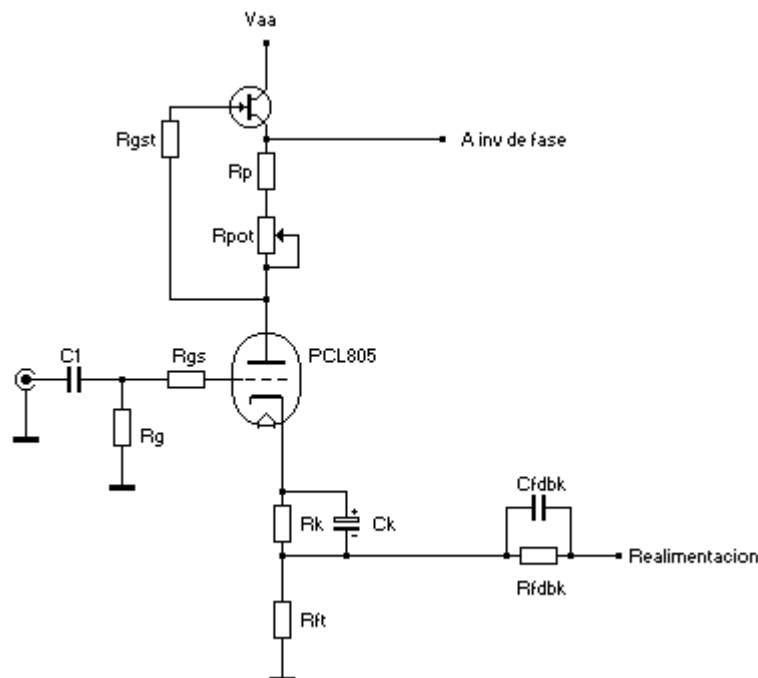


Figura 2-24. Esquema de la etapa de entrada.

Como establecimos anteriormente, esta etapa va a ser un  $\mu$ -Follower híbrido, usando un transistor MOSFET de alto voltaje como fuente de intensidad. El MOSFET que usaremos será el DN3545, un MOSFET de alto voltaje, apto para esta aplicación.

### 2.3.3.1 Recta de carga

A diferencia de las rectas de cargas que hemos hecho hasta el momento con resistencias, la recta de carga de esta etapa será especial ya que el MOSFET se encarga de que independientemente del voltaje de ánodo la intensidad siempre se mantenga constante. Por lo tanto, el primer paso consistirá en fijar una intensidad de ánodo en la que veamos que la linealidad de  $\mu$  en la válvula sea lo más constante y buena posible, por ejemplo, en  $I_a = 2mA$ :

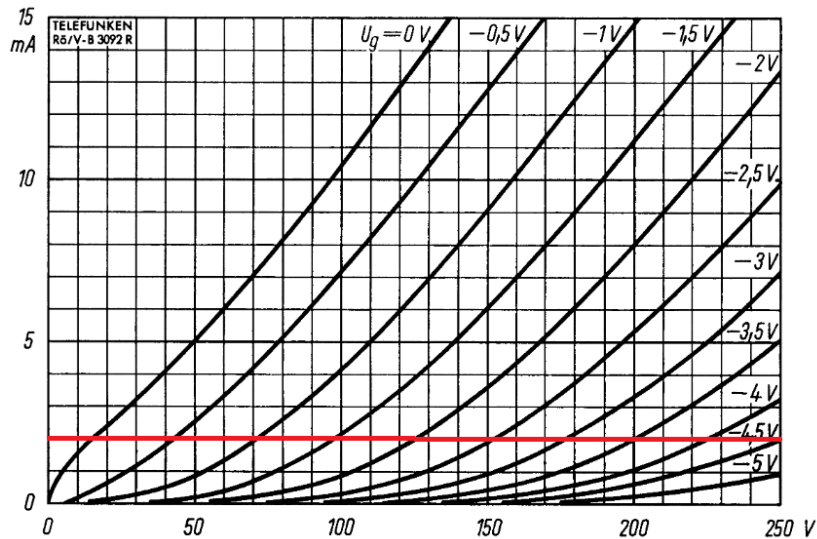


Figura 2-25. Recta de carga para la etapa de entrada.

### 2.3.3.2 Polarización de la etapa de entrada

Primero, tenemos que calcular la polarización del MOSFET para que  $I_a = 2mA$ :<sup>18</sup>

$$I_d = I_a = 2mA = \frac{1}{2} K \frac{W}{L} (V_{gs} - |V_{th}|)^2 \rightarrow V_{gs} = 1,89V$$

$$R_p = \frac{V_{gs}}{I_a} \approx 1k\Omega$$

$$V_{gs} = V_s - V_a$$

$$V_{gs} > |V_{th}|$$

$$V_{ds} > V_{gs} - |V_{th}|$$

*Se cumple transistor en saturación*

Como debemos de cumplir que  $V_{gs} = 1,89V$  para asegurar  $I_a = 2mA$ , sabemos por las ecuaciones del circuito que  $V_a$  tiene que estar por de  $V_s$  justamente la cantidad  $V_{gs}$ , así que como para la etapa inversora necesitamos una  $V_s = 83,9V$ , sabemos que  $V_a = 82,01V$ .

Con este dato buscamos ahora en la gráfica que  $V_g$  nos asegura esa  $V_a$  en la recta de carga, que como se puede ver  $V_g \approx -1,2V$ .

Incluimos, no obstante, un potenciómetro para hacer un pequeño ajuste fino de la intensidad que pasa por el transistor, con un valor  $R_{pot} = 100\Omega$ .  $R_{gst}$  es una resistencia que evita oscilaciones en el MOSFET, de un valor de  $100\Omega$ .

Como tenemos  $V_g$  e  $I_a$ , podemos calcular  $R_k$ , teniendo en cuenta que está en serie con  $R_{ft}$ , resistencia que junto con  $R_{fabk}$  establece el nivel de realimentación negativa global del amplificador (en caso de optar por su

<sup>18</sup> Ignoramos de momento  $R_{pot}$ , ya que será de un valor muy bajo, igualmente ignoramos el efecto de modulación de canal y el efecto sustrato, y del transistor sabemos que  $W = 58m, L = 2,5\mu, V_{th} = -1,8v, K = 20\mu A/V$ .

uso):

$$R_t = R_k + R_{ft}$$

$$R_t = \frac{V_g}{I_a} = 600\Omega$$

Como  $R_{ft}$  puede ser cualquier valor que escojamos, se elige un valor de  $R_{ft} = 120\Omega$ , siendo entonces  $R_k \approx 470\Omega$ .

Por otra parte  $C_k$  se calcula igual que en una etapa de ganancia básica de triodo. Como ya calculamos anteriormente  $C_k \geq 100\mu F$ , así que en este caso elegimos un valor  $C_k = 470\mu F$  para tener margen de sobra.

$R_g$ , como ya sabemos, establece la impedancia de entrada al sistema, así que le daremos un valor de  $1M\Omega$ , valor más que suficiente para las fuentes de audio modernas hoy en día. Por otra parte, la capacidad Miller de la etapa<sup>19</sup>:

$$C_{in} = C_{gk} + C_{ga}(1 + A) \approx 119pF$$

Con lo que entonces el valor de  $R_{gs}$ :

$$R_{gs} = \frac{1}{2\pi f_{max} C_{in}} \approx 56K\Omega \text{ }^{20}$$

$C_{fdbk}$  y  $R_{fdbk}$  se calcularán de forma práctica más adelante, puesto que no tenemos información de los ceros y polos del transformador de salida por lo que se más adelante se explicará el procedimiento para calcularlos de forma práctica.  $C_1$ , por otra parte, sigue las mismas reglas que con la etapa básica amplificadora por triodo, así que tendrá un valor de  $220nF$ .

Como la ganancia de esta etapa es de 60, nuestra señal de entrada teóricamente se verá amplificada hasta  $30V_{RMS}$ , suficiente para excitar la etapa de salida.

### 2.3.3.3 Controles de volumen y balance

Aunque hasta ahora no se ha mencionado, se incluirá también en el amplificador un control de volumen y otro de balance [24]:

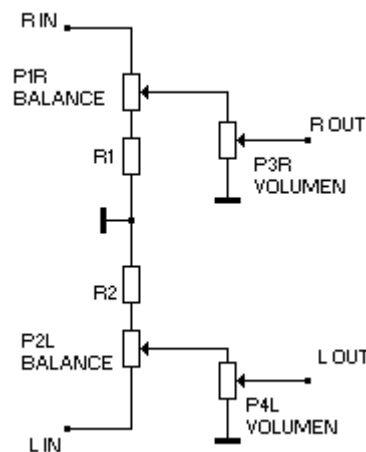


Figura 2-26. Conexión de volumen y de balance.

Con el conexionado que se ve en el esquema, se consigue emular un potenciómetro de balance logarítmico que conforme se gira el potenciómetro hacia un lado, aumenta el nivel de señal de un canal y disminuye el del otro.

Para ello, el potenciómetro de balance tiene que ser uno estéreo con dos potenciómetros en el mismo eje, de

<sup>19</sup> Recordamos que en esta etapa  $\mu = A = 60$ , y que del datasheet  $C_{gk} = 3pF$ ,  $C_{ga} = 1,9pF$

<sup>20</sup> Redondeando al valor comercial más cercano, con una frecuencia de corte un poco superior.

220kΩ lineal, mientras que el de volumen es uno igual, pero de 220kΩ logarítmico. Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  deberán de ser de 100kΩ para lograr emular una respuesta similar a la de un potenciómetro logarítmico.

### 2.3.4 Diseño de la fuente de alimentación

Hasta el momento, hemos supuesto fuentes de alimentación continuas perfectas e ideales, pero como es de suponer, las fuentes reales no lo son. Tendremos siempre asociada una pequeña cantidad de señal alterna procedente del proceso de rectificación y filtrado al que hay que someter los 230V<sub>ac</sub> de la red con el objetivo de conseguir voltaje en corriente continua.

No hay que olvidar que las válvulas necesitan tensión en sus filamentos para funcionar, así que la fuente de alimentación debe de suministrar otro voltaje más bajo y de más intensidad que el que necesitamos para las placas, además de ser capaz de mantener una buena regulación de voltaje en todo momento sea cual sea la intensidad demandada por el resto del circuito, teniendo en cuenta que tiene que suministrar corriente suficiente para los dos canales estéreo. Por ello un buen diseño de fuente de alimentación es esencial para que el amplificador funcione correctamente, como veremos a continuación.

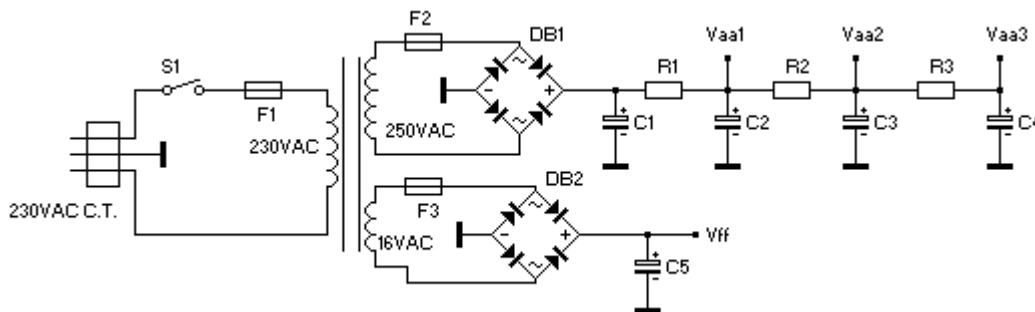


Figura 2-27. Esquema de la fuente de alimentación propuesta.

#### 2.3.4.1 Transformador de alimentación y rectificación

Como punto de partida, disponemos de un transformador de alimentación con un primario de 230V<sub>ac</sub>, con dos secundarios: Uno de 250V<sub>ac</sub> a 200mA y otro de 16V<sub>ac</sub> a 1,5A para la tensión de filamentos.

Centrándonos primero en el valor de los fusibles, su función principal es la de proteger el transformador en caso de algún fallo en el circuito. Para el fusible de entrada  $F_1$ , tenemos que calcular la potencia total consumida por los secundarios y añadir un margen de seguridad para que pueda hacer frente a sobrecargas transitorias sin fundirse:

$$F_1 > \frac{(250V * 0,2A) + (16V * 1,5A)}{230V} = 321,74mA$$

Con lo cual como medida de seguridad  $F_1$  será un fusible de 0,5A de acción *lenta*<sup>21</sup> para darle más margen de seguridad ante una sobrecarga momentánea. De igual forma, con  $F_2$  se decide poner el mismo valor, y con  $F_3$  igual, pero de 2A.

En cuanto a la rectificación,  $DB_1$  es un puente rectificador de onda completa con 4 diodos. Estará compuesto de 4 diodos UF4007, una versión rápida de los famosos 1N4007 que genera menos ruido por rectificación [25] que estos últimos. El voltaje bruto en DC generado será de aproximadamente  $V_{DC_1} = 1,3V_{AC} = 325V$ .

Sin embargo, este es un voltaje en continua pulsante, a una frecuencia de 100Hz, con lo cual para convertirlo en una verdadera fuente de continua hay que *filtrarlo*.

<sup>21</sup> Se trata de un fusible especial en el que, si se sobrepasa su umbral, tarda unos cuantos mS en fundirse, al contrario que uno de acción rápida que se fundiría prácticamente cuando sobrepase su umbral.

### 2.3.4.2 Etapas de filtrado

Una vez que tenemos el voltaje DC bruto, hay que conectar una serie de condensadores y resistencias para bajar el voltaje a los valores que necesitamos y filtrar el voltaje para pasar a un voltaje de continua lo más plano que se pueda.

Cuanto más grande sea el valor del condensador de filtrado, más plano será el voltaje resultante. Sin embargo, hay límites en cuanto al tamaño, capacidad y precio de estos condensadores (recordemos que son de alto voltaje, no tan fáciles de hacer como los de bajo voltaje que usan los circuitos a transistores), por lo que el procedimiento normal es poner el valor del condensador más grande que se pueda lograr y calcular cuánto *ripple* resultante tendrá el voltaje.

El condensador  $C_1$  es el más importante en este aspecto, ya que es el primero de todos y por lo tanto el que recibe todo el voltaje en corriente continua pulsante. Si por ejemplo usamos un valor para  $C_1$  de  $220\mu F$ , el voltaje alterno superpuesto resultante será de:

$$V_{pp} = \frac{I_T}{2fC} = \frac{150mA}{2 * 100Hz * 220\mu F} = 3,41V_{pp}$$

Teniendo en cuenta que  $I_T$  es la intensidad total que pasa por el nodo (la intensidad de todo el amplificador, teniendo en cuenta que se multiplica por dos porque hay dos canales). Ese sería el voltaje de ripple en reposo, si tenemos el amplificador a plena potencia:

$$V_{pp} = \frac{I_T}{2fC} = \frac{200mA}{2 * 100Hz * 220\mu F} = 4,54V_{pp}$$

Calculamos el valor de  $R_1$  y su potencia, teniendo en cuenta que hay que reducir los 325V a el valor de  $V_{aa_1}$ , que es de 300V (alimentación a la etapa PP):

$$R_1 = \frac{325V - 300V}{141,6mA} = 176,55\Omega \approx 180\Omega$$

$$P_{R_1} = 180\Omega * 141,6mA^2 = 3,6W$$

Hay que tener en cuenta a la hora de calcular la potencia de la resistencia, que esa sería la disipación en reposo, sin embargo, a plena señal de los dos canales:

$$P_{R_1} = 150\Omega * 200mA^2 = 7,2W$$

Con lo que, para tener margen de seguridad, tendrá que ponerse una resistencia de 10W de disipación.

Si ahora a  $C_2$  le ponemos un valor de  $100\mu F$ :

$$V_{pp} = \frac{I_T}{2fC} = \frac{141,6mA}{2 * 100Hz * 100\mu F} = 7,08V_{pp}$$

Sin embargo, la etapa PP cancelará la mayoría de ese ripple, con lo cual apenas se escuchará en el altavoz.

Siguiendo como antes, sabiendo que  $V_{aa_2} = 280V$  y que a  $C_3 = 100\mu F$ :

$$R_2 = \frac{300V - 280V}{5,6mA} = 3,2k\Omega \approx 3,3k\Omega$$

$$P_{R_2} = 3,3k\Omega * 5,6mA^2 = 0,1W$$

$$V_{pp} = \frac{I_T}{2fC} = \frac{5,6mA}{2 * 100Hz * 100\mu F} = 0,28V_{pp}$$

Por último, con  $V_{aa_3} = 250V$  y que a  $C_4 = 47\mu F$ :

$$R_3 = \frac{280V - 250V}{4mA} = 7,5k\Omega \approx 6,8k\Omega$$

$$P_{R_3} = 6,8k\Omega * 4mA^2 = 0,108W$$



$$V_{pp} = \frac{I_T}{2fC} = \frac{4mA}{2 * 100Hz * 47\mu F} = 0,42V_{pp}$$

Hay que tener en cuenta que el voltaje de trabajo de los condensadores deberá de ser como mínimo el voltaje pico de la fuente sin carga, que en este caso es de  $V_p = 1,4V_{AC} = 350V$ .

### 2.3.4.3 Alimentación de filamentos

En cuanto la alimentación de los filamentos, en principio no es necesario alimentarlos en continua, pero siempre viene bien para evitar que el zumbido de 50Hz de alterna se cuele a los circuitos de audio en baja señal y sea amplificado. Además, los filamentos de la PCL805 requieren de 18V a 0,3A, mientras que el transformador de alimentación del que disponemos sólo da  $16V_{ac}$ , con lo que rectificándolo y convirtiendo a continua conseguimos una tensión de  $V_{ff} = 1,3V_{AC} = 20,8V$  que en la práctica será menor debido a la pérdida por la  $V_f$  de los diodos del puente rectificador.

Se usará un puente rectificador estándar de 2A, con una  $V_f = 1,1V$ .  $C_5$  tendrá un valor de 4,7mF con un voltaje de trabajo mínimo de 25V, dando un ripple de:

$$V_{pp} = \frac{I_T}{2fC} = \frac{1,2A}{2 * 100Hz * 4,7mF} = 1,28V_{pp}$$

Lo cual no está mal para tratarse de una fuente de alimentación en continua que no incluye más etapas de filtrado.

### 2.3.5 Esquema final del amplificador

Finalmente, el esquema del amplificador es el siguiente (sólo se muestra un canal):

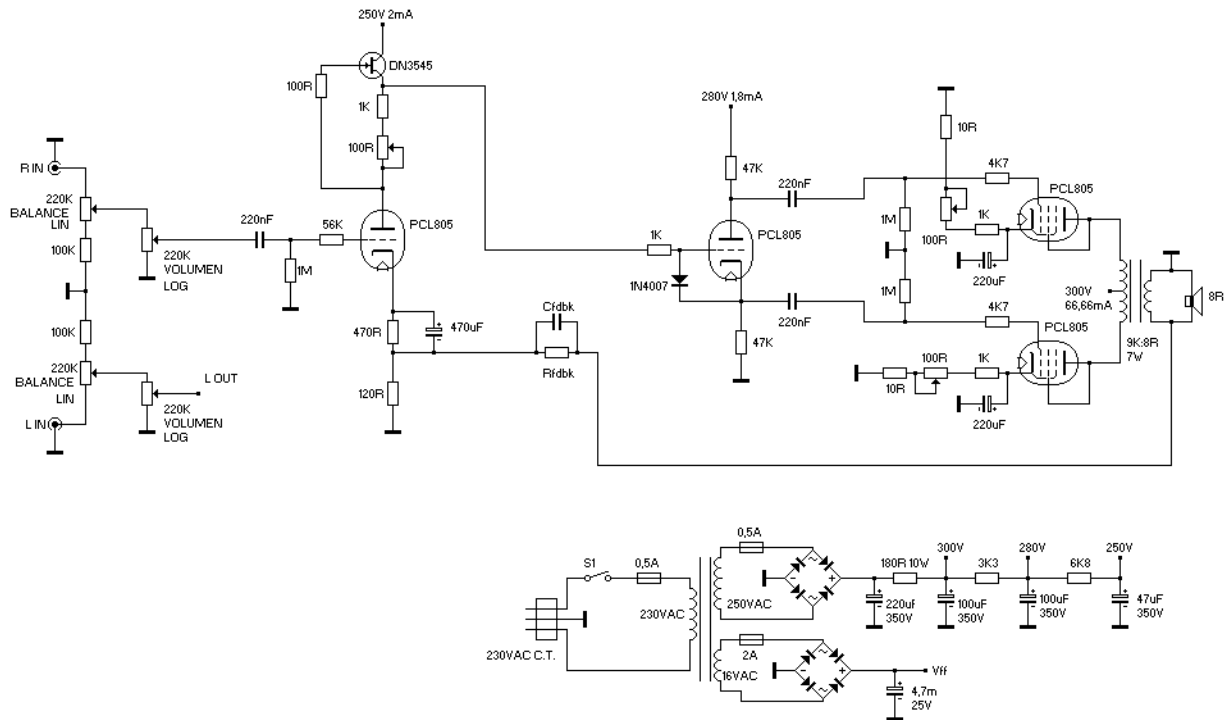


Figura 2-28. Esquema final del amplificador.

## 2.4 Simulación del diseño

Una vez terminado el diseño teórico, se puede realizar una simulación en SPICE de los circuitos del amplificador, para tener una visión del comportamiento aproximado de las etapas diseñadas.

Hay que tener en cuenta que, al tratarse de una simulación, la precisión dependerá de lo bien que estén modelados los distintos elementos, siendo lo más problemático obtener un buen modelo del comportamiento de las válvulas. No obstante, en general hay modelos que se suelen parecer mucho al comportamiento real, aunque no pueden simular todas las características (la corriente de reja es un ejemplo).

Utilizaremos el programa MicroCap [26] de Spectrum Software, un programa de simulación gráfico que usa SPICE para las simulaciones y que incluye multitud de modelos ya predefinidos, entre ellos los modelos de la PCL805 que usamos en este amplificador.

Para la fuente de alimentación, por el contrario, usaremos el programa de simulación PSU Designer II, de Ducan Amplification [27], un programa de simulación específico para las fuentes de alimentación y que obtiene resultados de gran precisión.

No simularemos la etapa de salida ni la realimentación global, ya que el comportamiento de estas etapas es complejo y el simulador no es capaz de representarlo adecuadamente, llegando incluso a fallar.

### 2.4.1 Simulación de la etapa de entrada e inversor de fase

Dibujando en MicroCap el circuito de la etapa de entrada e inversor de fase:

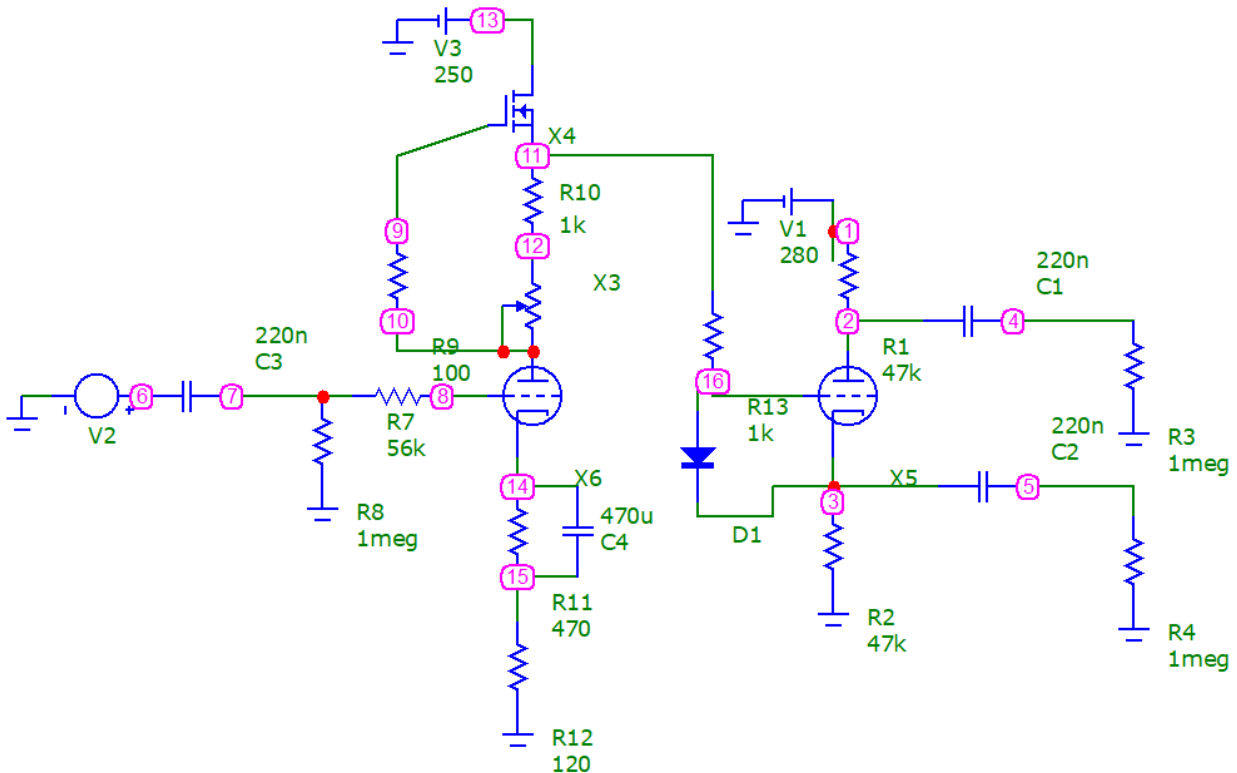


Figura 2-29. Circuito de entrada e inversor de fase en MicroCap.

Siendo V2 la fuente de señal de entrada, configurada a  $0,72V_p$  máximo a una frecuencia de 1kHz, y  $R_3$  y  $R_4$  las resistencias de reja de la etapa PP. Si hacemos un análisis transitorio del sistema donde representemos la señal de entrada frente a la señal obtenida en  $R_3$  y  $R_4$ :

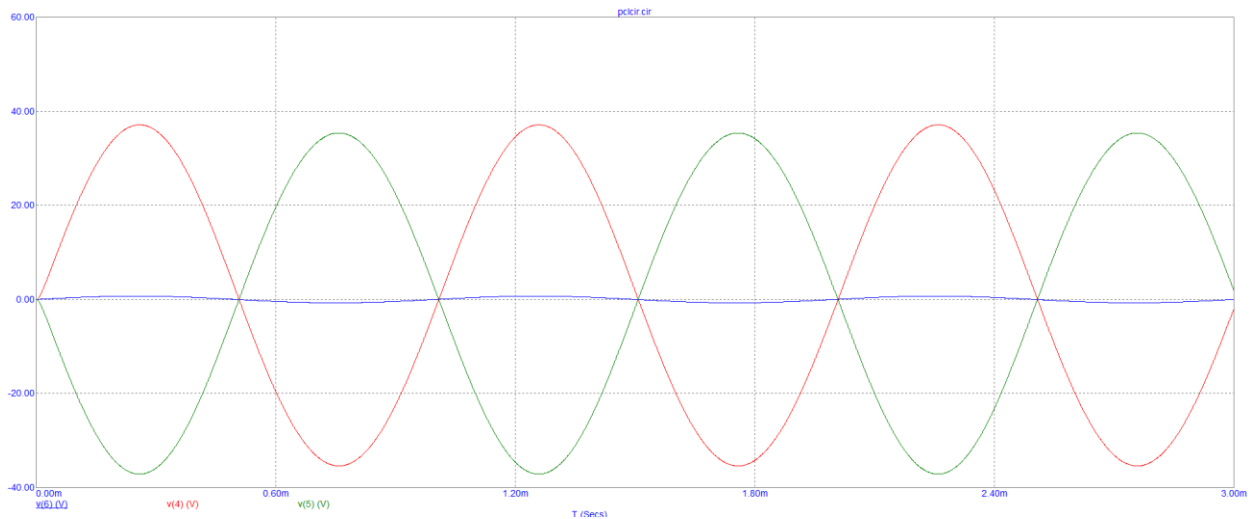


Figura 2-30. Simulación de la salida del inversor de fase y etapa de entrada.

Como se puede observar, obtenemos la señal de entrada amplificada e invertida de fase de forma totalmente simétrica, siendo la ganancia de las dos etapas de aproximadamente 51,38. Este valor es razonablemente cercano al teórico calculado, ya que la ganancia de la etapa de entrada queda algo reducida por el inversor de fase.

Si ahora hacemos un análisis de la distorsión armónica:

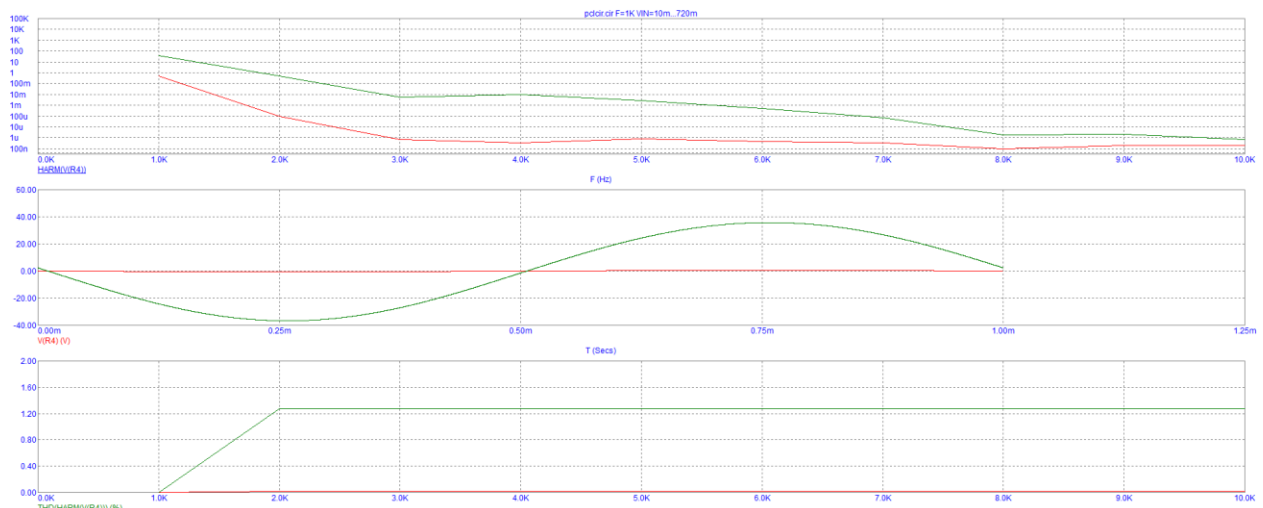


Figura 2-31. Simulación de la distorsión armónica total.

Vemos como el simulador nos da un valor aproximado de 1,27% THD, lo cual es un valor bastante bueno para tratarse de un amplificación tan alta e inversión de fase en bucle abierto.

## 2.4.2 Simulación de la fuente de alimentación

Para simular la fuente de alimentación, usaremos el programa PSUD2 de Duncan Amplification. En este programa, sólo tendremos que insertar los datos del transformador, la rectificación que usaremos, los filtros y sus consumos, y automáticamente calculará todos los parámetros relevantes junto con una gráfica del voltaje a la salida de los filtros.

### 2.4.2.1 Voltaje de los filtros

Si simulamos la sección de alta tensión, obtenemos los siguientes resultados en reposo:

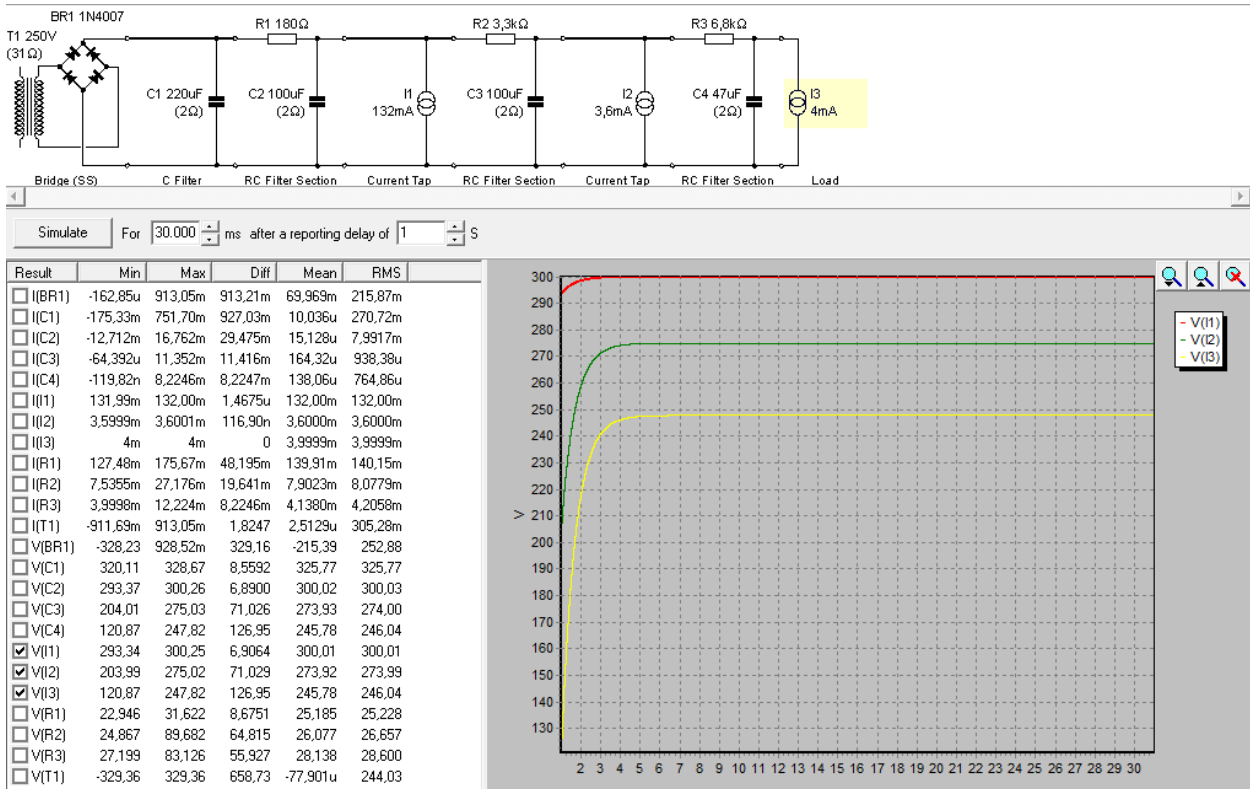


Figura 2-32. Simulación de la fuente de alimentación con amplificador en reposo.

Se puede ver que los voltajes de ánodo son prácticamente idénticos a los calculados teóricamente, así como el ripple es prácticamente inexistente en las salidas, siendo en todo caso la que más tiene la de  $V_{aa1}$ , como ya sabíamos.

## 3 DESARROLLO DEL SISTEMA

Tras finalizar el diseño y simulación del sistema, sólo queda realizar el montaje físico del mismo para ponerlo a prueba en un entorno real. En esta sección, por lo tanto, se describirá el montaje del amplificador y los distintos métodos constructivos que nos podemos encontrar.

### 3.1 Elección de método de construcción

#### 3.1.1 Construcción punto a punto

Tradicionalmente, al contrario de lo que ocurre en los amplificadores de estado sólido, los amplificadores a válvulas se han montado con un montaje de construcción denominado punto a punto. Esto es debido a que los circuitos con PCB no empezaron a ser introducidos al mercado hasta bien entrados los años 1950 y además estos primeros PCB se realizaban con materiales que no aguantaban bien las altas temperaturas, con lo cual el montaje punto a punto para circuitos a válvulas es mucho más utilizado que el montaje PCB.

Este tipo de montaje es el más simple, ya que los componentes se conectan debajo del chasis del amplificador directamente mediante cables a los puntos que tienen que ir, utilizando para las conexiones soportes para evitar que los cables y componentes se muevan a la hora de mover el amplificador.



Figura 3-1. Ejemplo de un amplificador montado con la técnica punto a punto.

Como tal, esta técnica tiene sus ventajas e inconvenientes:

Ventajas:

- **Es más sencillo y rápido de realizar:** Ya que no hay que diseñar un PCB ni posteriormente fabricarlo, el montaje es mucho más rápido y fácil de realizar.
- **Es más fácil realizar modificaciones y reparaciones:** Al ser todo cableado, si se requiriese hacer una modificación será sólo cuestión de recablear el montaje, y es más fácil cambiar un componente defectuoso que en una PCB.

Inconvenientes:

- **Para la producción en masa, es más costoso:** Debido a que esta técnica no se puede automatizar, es necesario que sean cableados personalmente uno por uno, haciendo que si se quiere fabricar a gran escala se necesite de mucho personal, haciéndolo además más propenso a un fallo humano a la hora

del montaje.

- **Requiere de una planificación cuidadosa:** Los cables de alimentación y señal, si están mal situados (muy cerca unos de otros, sin trenzar los cables de los filamentos, sin procurar hacer cruces a 90°, etc.) pueden introducir interferencias en la señal, además de que requiere una planificación cuidadosa de las masas, ya que si no pueden inducirse ruidos por mala colocación de masas.

### 3.1.2 Construcción con PCB

Conforme la técnica de construcción de PCB se fue perfeccionando con el paso de los años, aparecieron placas PCB capaces de aguantar las altas temperaturas y tensiones que tienen las válvulas sin degradarse con el paso del tiempo, permitiendo el diseño de placas de circuito impreso para circuitos a válvulas.

Sin embargo, para cuando esto ocurrió, las válvulas ya estaban más que obsoletas, siendo por lo tanto escasos los amplificadores en su época que usaban PCBs y por lo tanto amplificadores de este tipo son casi exclusivamente de diseño relativamente moderno.



Figura 3-2. Ejemplo de un amplificador moderno usando PCB.

Ventajas:

- **Una vez diseñado, permite una rápida fabricación a gran escala:** Se puede fabricar a gran escala y automatizar, de forma que se pueden hacer grandes cantidades de forma relativamente baratas y sin posibilidad de error.

Inconvenientes:

- **No se pueden hacer modificaciones en el diseño:** Si se quiere hacer cambios substanciales, se tendría que diseñar otro PCB entero y sustituirlo.
- **Es más difícil hacer reparaciones:** Debido a las reducidas dimensiones, es necesario sacar toda la PCB para poder desoldar componentes defectuosos.

Tras ver las ventajas e inconvenientes de los dos métodos, se decide hacer una versión híbrida entre los dos métodos. Consistirá en una PCB central que incluirá todos los componentes y gran parte del diseño, pero con las válvulas y transformadores fuera del PCB, siendo conectados mediante cables posteriormente a este PCB.

#### 3.1.2.1 Diseño de PCB

Para ello, hay que diseñar el PCB central del amplificador. Utilizaremos el programa de diseño open-source *KiCad* [28], que incluye un IDE para la realización del esquema y diseño del PCB similar a *Eagle*.

Primero hay que hacer el esquema del PCB, indicando en cada componente las huellas que se quieren usar:



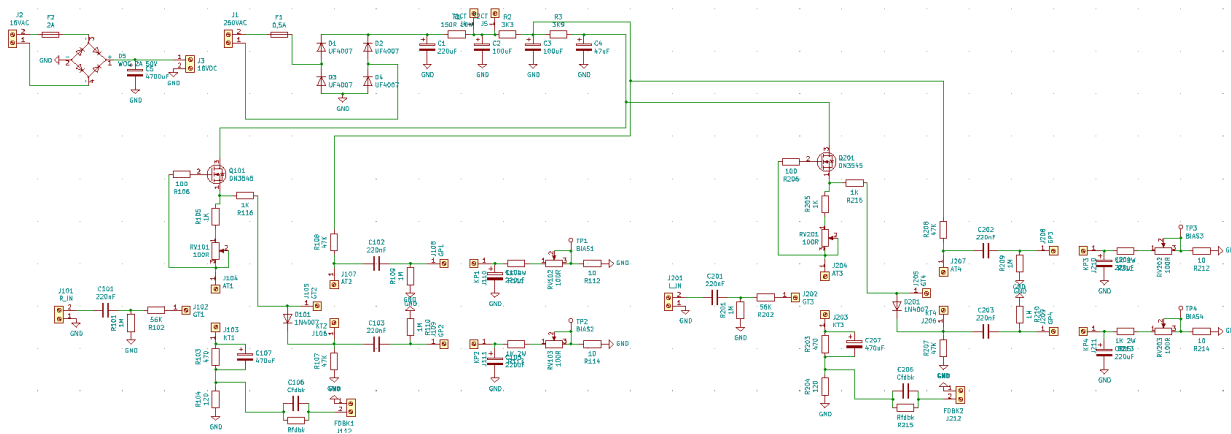


Figura 3-3. Diseño del esquema del amplificador en KiCad.

Tras eso, sólo nos queda en el propio programa pulsar F8 para pasar el esquema a diseño de PCB. Una vez en el nuevo editor, sólo queda ordenar los componentes en la placa adecuadamente y proceder a enrutarlos a mano. Hay que seguir una serie de reglas:

- Las pistas que lleven alto voltaje deberán estar situadas preferente en la cara de arriba del PCB y tener un espacio suficiente entre ellas y tierra para evitar arcos.
- La capa de abajo preferentemente se utilizará como un plano de tierra general.
- Los condensadores de la fuente se pondrán lo más cerca de los diodos rectificadores, para que la corriente de rizado no produzca interferencias en las pistas de señal.
- Las resistencias de potencia se pondrán a una distancia adecuada para evitar que calienten en la medida de lo posible los componentes de su alrededor.
- Las pistas que lleven más intensidad, como la de los filamentos, tendrán más grosor que el resto de las pistas de alto voltaje.

Tras ello, se llega al siguiente diseño:

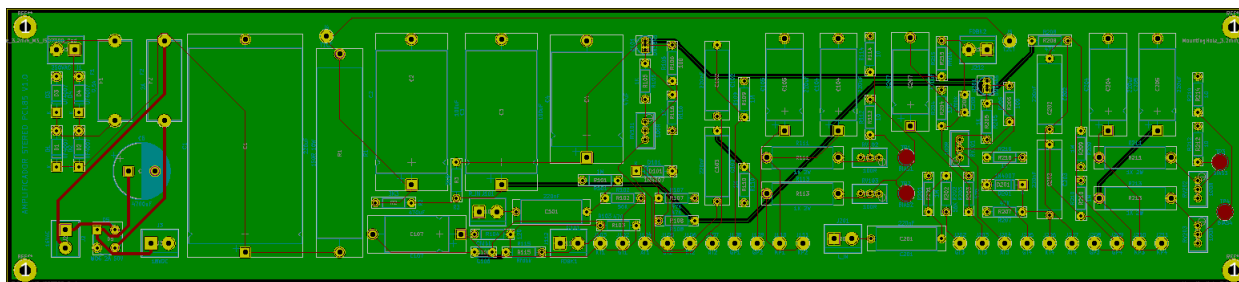


Figura 3-4. Diseño del esquema del amplificador en KiCad.

KiCad nos permite también obtener una vista 3D aproximada del diseño:

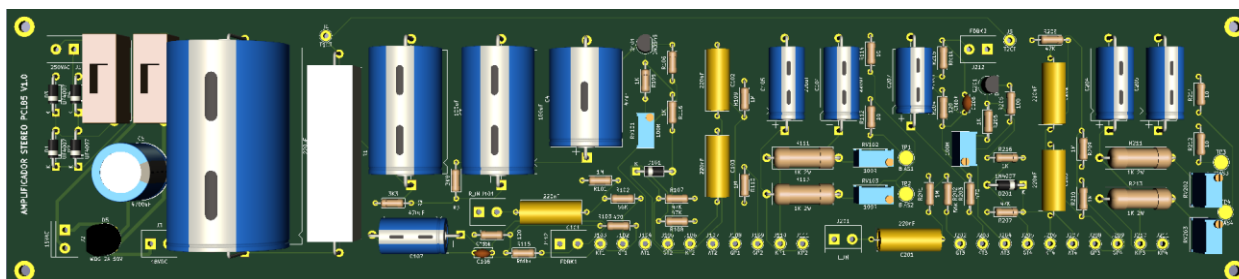


Figura 3-5. Vista en 3D aproximada de la PCB.

Tras el visto bueno al diseño del PCB, sólo queda generar los archivos GERBER para la fabricación del PCB. Finalmente, una vez con estos archivos, sólo hay que enviarlos a un fabricante de PCB. En este caso, se ha elegido mandarlos a fabricar por la empresa *JLCPCB* [29].

Tras unos días de espera, recibimos el PCB:

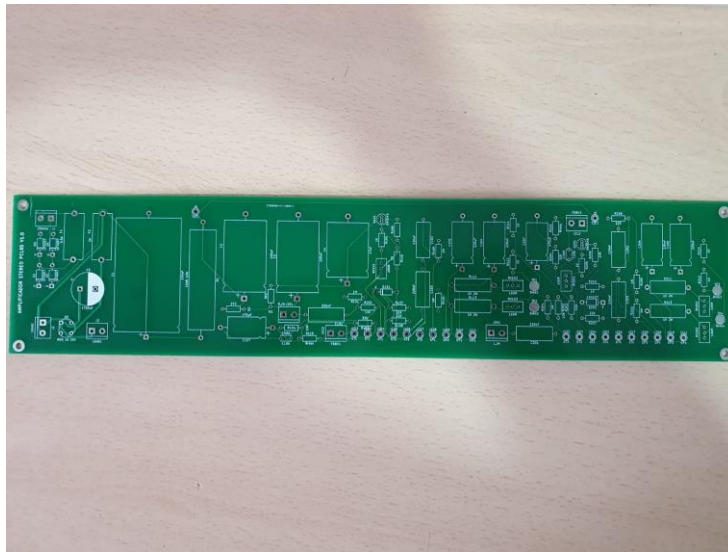


Figura 3-6. PCB recibido.

Sólo queda montar y soldar cada componente en el sitio adecuado, una vez soldado el PCB queda de la siguiente forma:

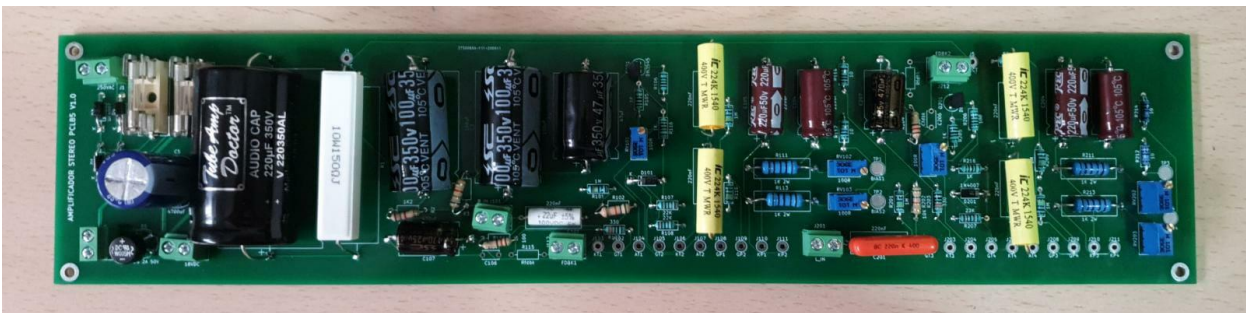


Figura 3-7. PCB con todos sus componentes soldados.

## 3.2 Construcción del amplificador

En la siguiente sección, se detallarán los pasos que se han seguido en el montaje físico del amplificador, así como las distintas imágenes del proceso de construcción paso por paso.

### 3.2.1 Fabricación del chasis

Como base para la fabricación del chasis, se ha escogido un chasis de aluminio Hammond 1444-26, de 40,6cm de largo, 20,3cm de ancho y 5,1cm de alto:





Figura 3-8. Chasis de aluminio utilizado como base.

Las medidas de este chasis son suficientes para el montaje de todos los elementos que conformar el amplificador, siendo los elementos que necesitaremos tener en cuenta para el montaje los transformadores, los conectores de audio para la salida de altavoces y la entrada estéreo, los potenciómetros de volumen y balance, el interruptor de encendido, la bombilla piloto, el fusible de entrada y los zócalos para las válvulas.



Figura 3-9. Transformadores de audio y de alimentación listos para el montaje en el chasis.



Figura 3-10. Demás elementos utilizados en el montaje del chasis.

Tras definir los elementos que van montado sobre el chasis, se procede a pintar en el chasis la localización que tendrán cada uno de los elementos, y posteriormente a mecanizar el chasis con un taladro de banco. Tras la mecanización, el chasis esta listo para el montaje de los elementos.



Figura 3-11. Frontal del chasis mecanizado.





Figura 3-12. Parte trasera del chasis mecanizada.



Figura 3-13. Vista interior del chasis mecanizado.

Tras el mecanizado del chasis, sólo queda montar los distintos elementos en este, como se ve en las siguientes imágenes:



Figura 3-14. Vista frontal del chasis con todos sus elementos montados.



Figura 3-15. Vista trasera del chasis con todos sus elementos montados.



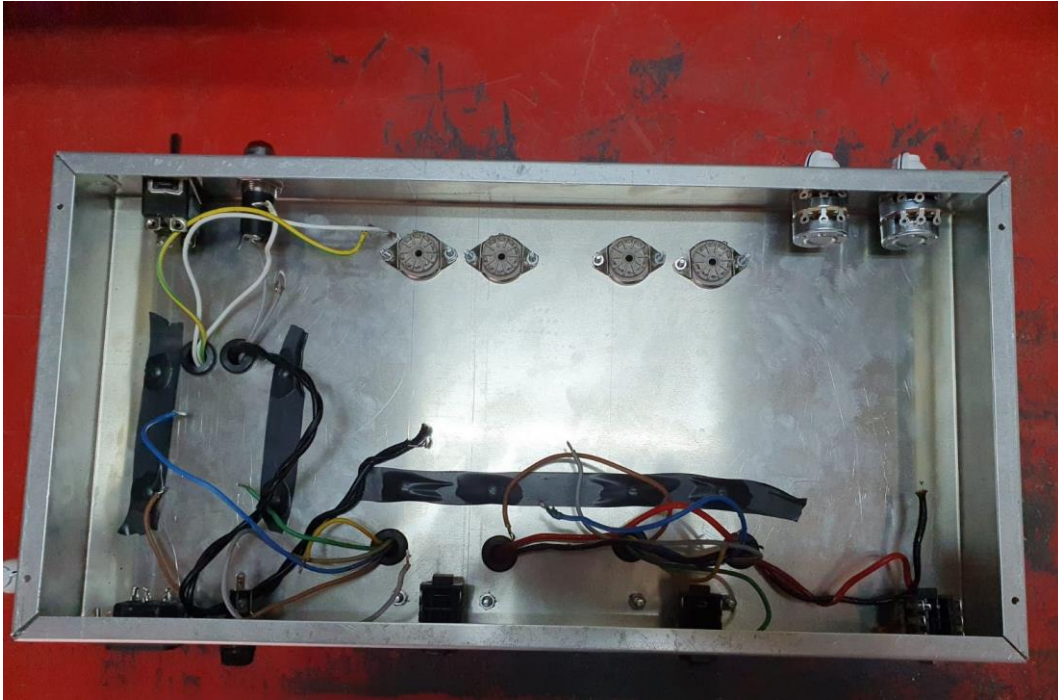


Figura 3-16. Vista interior del chasis con todos sus elementos montados.

Los transformadores de alimentación y de salida se han colocado a 90° entre ellos para evitar zumbidos debido al acoplamiento magnético de ambos, así mismo a los tornillos interiores se le ha puesto cinta aislante para, aunque en principio no es necesario, evitar que puedan rozar el PCB por su cercanía.

### 3.2.2 Ensamblaje del PCB

Aparte del montaje del chasis, hay que ensamblar el PCB para poder terminar el amplificador. Para ensamblar el PCB, se empieza primero por insertar los componentes de menor tamaño como las resistencias y diodos:

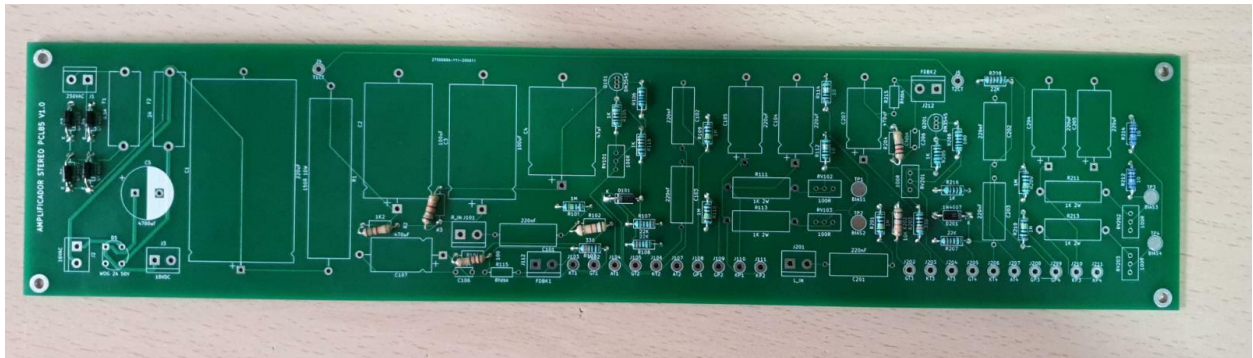


Figura 3-17. Componentes de menor tamaño soldados al PCB.

Se sigue poco a poco con los siguientes componentes de mayor altura, como algunos condensadores, los conectores, resistencias de más potencia, etc.

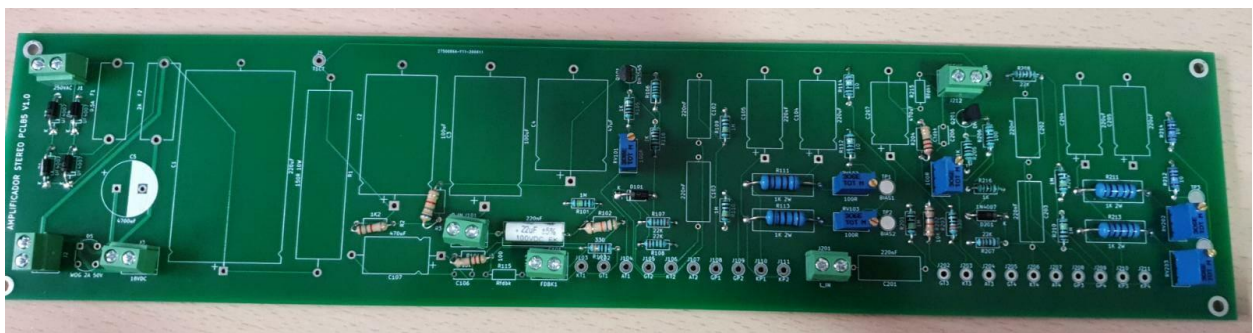


Figura 3-18. Componentes de mayor tamaño soldados al PCB.

Por último, se sueldan los componentes de mayor tamaño, con lo que el PCB queda listo para su montaje en el chasis:

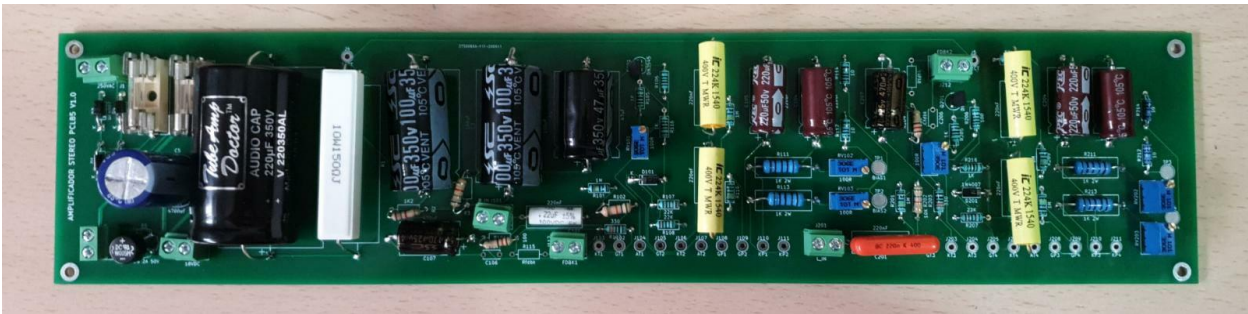


Figura 3-19. PCB terminado.

### 3.2.3 Montaje de PCB y conexionado de elementos

Una vez finalizado el mecanizado del chasis y el ensamblaje del PCB, se procede a colocar el PCB sobre el chasis y a ir conectando y cableando los distintos elementos para terminar el montaje del amplificador.

El primer paso del cableado consiste en cablear el circuito de entrada de la red, hasta el primario del transformador de alimentación. Hay que tener en cuenta la conexión del chasis a tierra, que por seguridad se hará lo más cercanamente posible al conector de alimentación de la entrada.



Figura 3-20. Detalle de la conexión a tierra del chasis.





Figura 3-21. Detalle del conexionado del primario del transformador.

Una vez conectado el primario del transformador, podemos montar y probar el circuito de alimentación de filamentos comprobando primero que hay tensión en el primario del transformador y luego midiendo la salida en AC de los secundarios:



Figura 3-22. Medición del voltaje del secundario de filamentos.

A continuación, en la borna del PCB conectamos los 16VAC del transformador y comprobamos con el multímetro si tenemos una tensión DC de aproximadamente 22V en la borna de filamentos<sup>22</sup>:

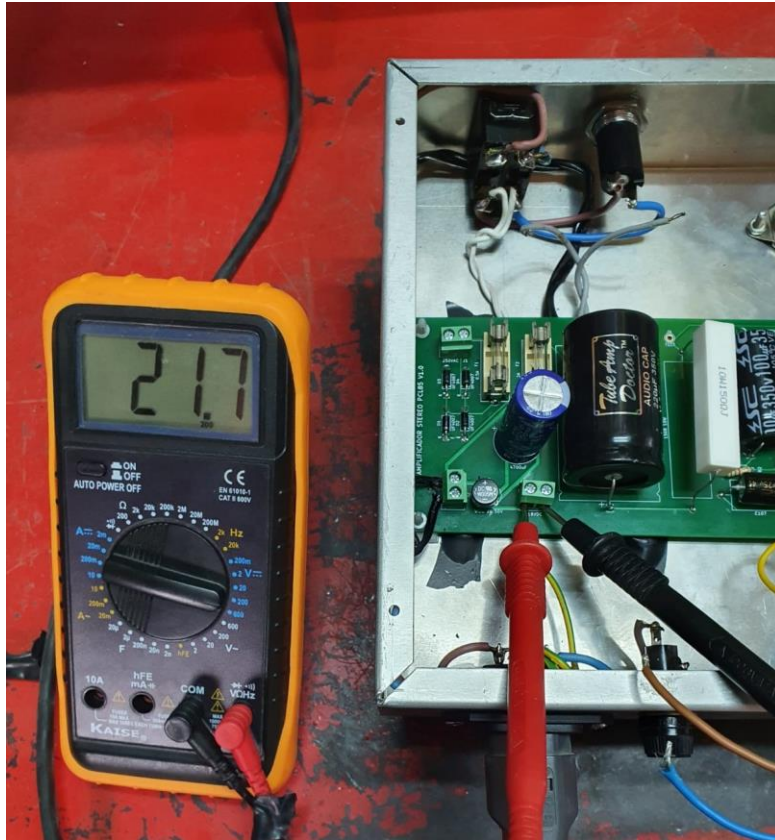


Figura 3-23. Medición del voltaje en continua de los filamentos sin carga.

Tras comprobar que los resultados de las mediciones encajan con lo calculado en teoría, sólo queda cablear los filamentos en los zócalos, colocar las válvulas, y comprobar el voltaje que reciben en sus filamentos cuando están conectadas todas:

<sup>22</sup> El circuito de filamentos aun no está montado, por lo que la tensión será más elevada de lo normal al no tener el circuito ninguna carga conectada.



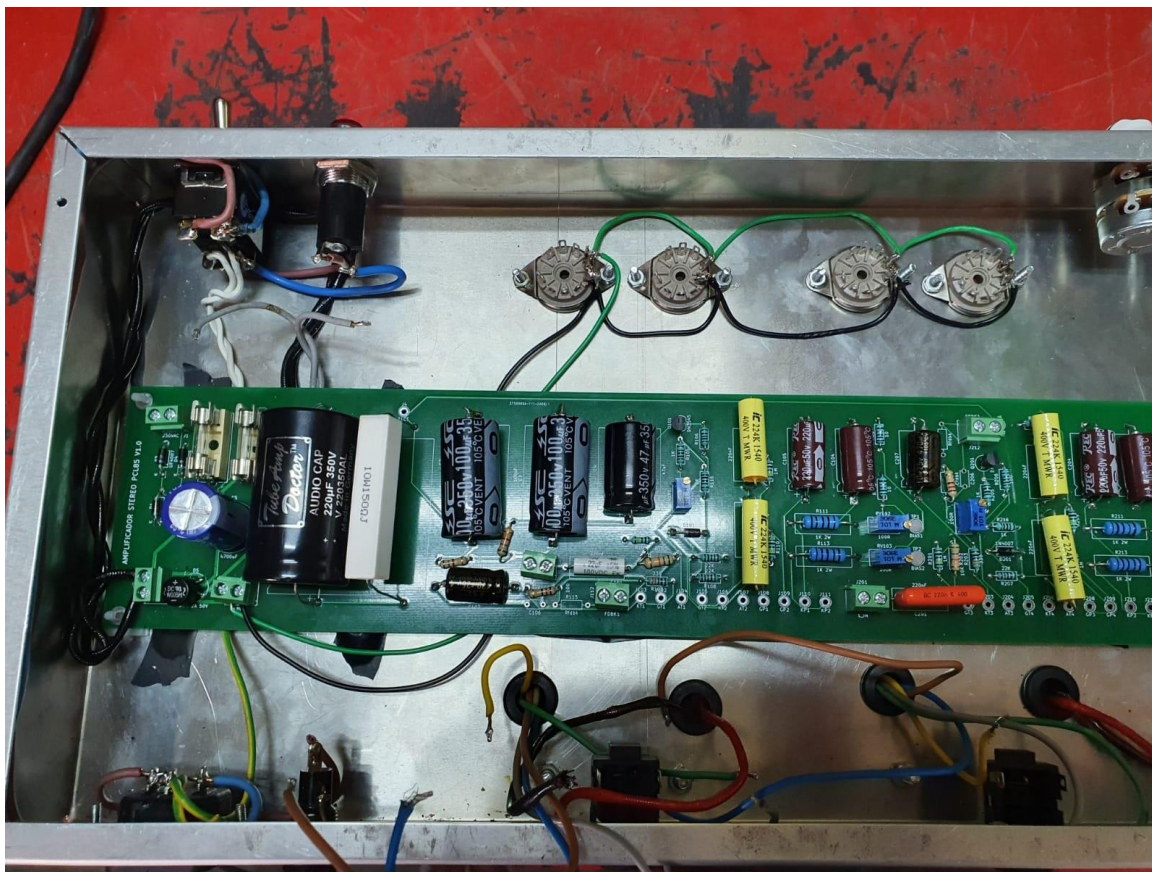


Figura 3-24. Cableado de los filamentos en los zócalos terminado.

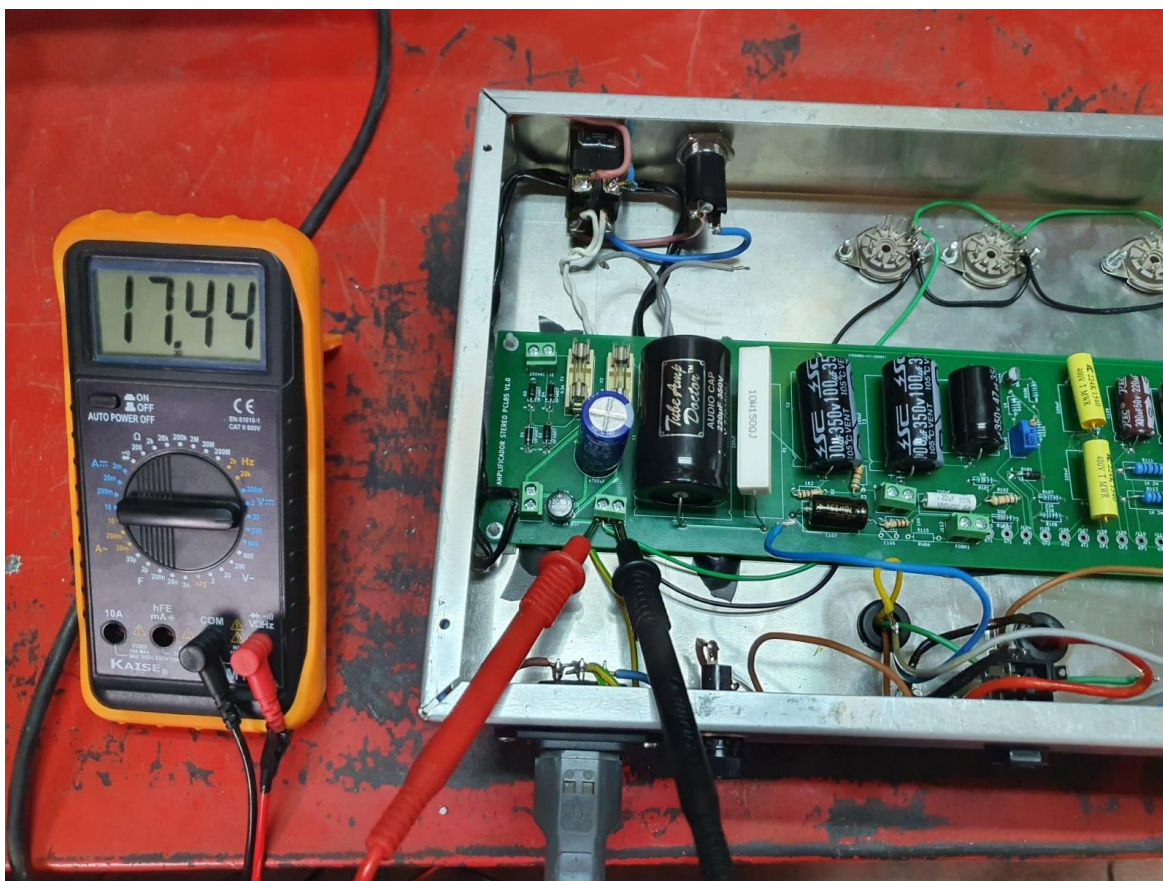


Figura 3-25. Voltaje de filamentos con las válvulas conectadas.

Como podemos ver, los 17,44V en continua que reciben están dentro de la tolerancia de los 18V que necesitan sus filamentos para funcionar, así que se puede dar por bueno. Una comprobación visual también confirma que los filamentos de las 4 válvulas se encienden correctamente sin ningún problema.



Figura 3-26. Comprobación visual del encendido de los filamentos.



### 3.2.4 Resultado final

Tras comprobar el correcto funcionamiento de los filamentos, ya sólo queda cablear el resto de las conexiones restantes con el zócalo de las correspondientes válvulas, quedando tras esto listo el amplificador para su primer encendido y las posteriores pruebas para la realimentación negativa.

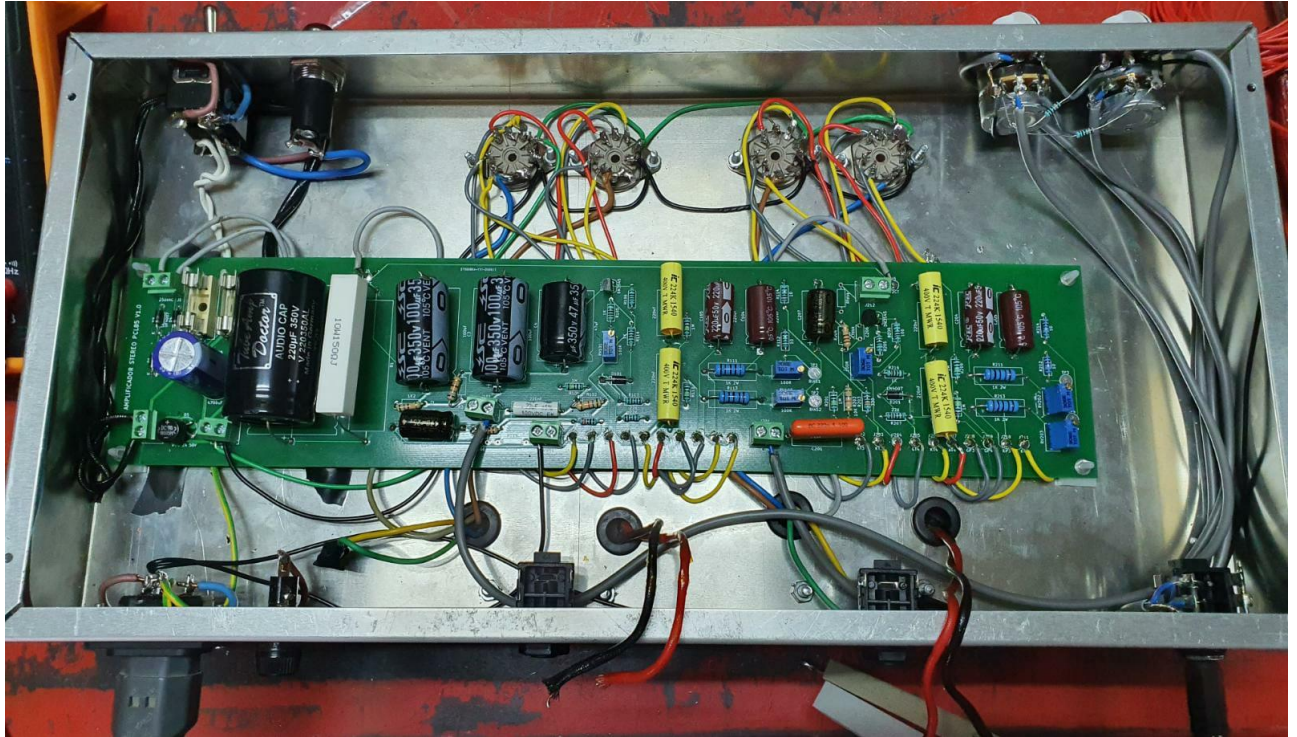


Figura 3-27. Resultado final del montaje del amplificador.

# 4 PRUEBAS DEL SISTEMA Y MEDICIONES

Una vez terminado el montaje del amplificador, queda realizar el primer encendido y comprobar que todos los parámetros de este cumplen con el diseño, así como calcular y aplicar la realimentación negativa final que usará el amplificador. En este apartado, realizaremos las mediciones y correcciones correspondientes para asegurar que el amplificador queda a punto para usarse con normalidad.

## 4.1 Equipo de pruebas utilizado

Para comprobar el correcto funcionamiento, necesitamos una serie de equipos tanto para inyectar señales como para comprobar que los distintos parámetros (voltaje, formas de onda, etc.) cumplen con lo establecido.

### 4.1.1 Inyector de señal

El primer equipo que necesitamos es un inyector de señales que como mínimo sea capaz de generar ondas senoidales y cuadradas, de como mínimo 20Hz a 20kHz de frecuencia y con  $1V_{RMS}$  de amplitud.

Estos requisitos se pueden cumplir de varias formas, por ejemplo, una aplicación del móvil puede generar señales sinusoidales en el rango de frecuencias que necesitamos con una amplitud razonable. Sin embargo, el inconveniente es que siempre será de mayor distorsión que un aparato dedicado exclusivamente a generar señales, además de que no es capaz de general señales cuadradas correctas, por lo que es preferible usar un generador de señales específico para estos fines.

Por lo tanto, utilizaremos un pequeño generador de señales específico, con distintas funciones, que cumple todos los requisitos que necesitamos:

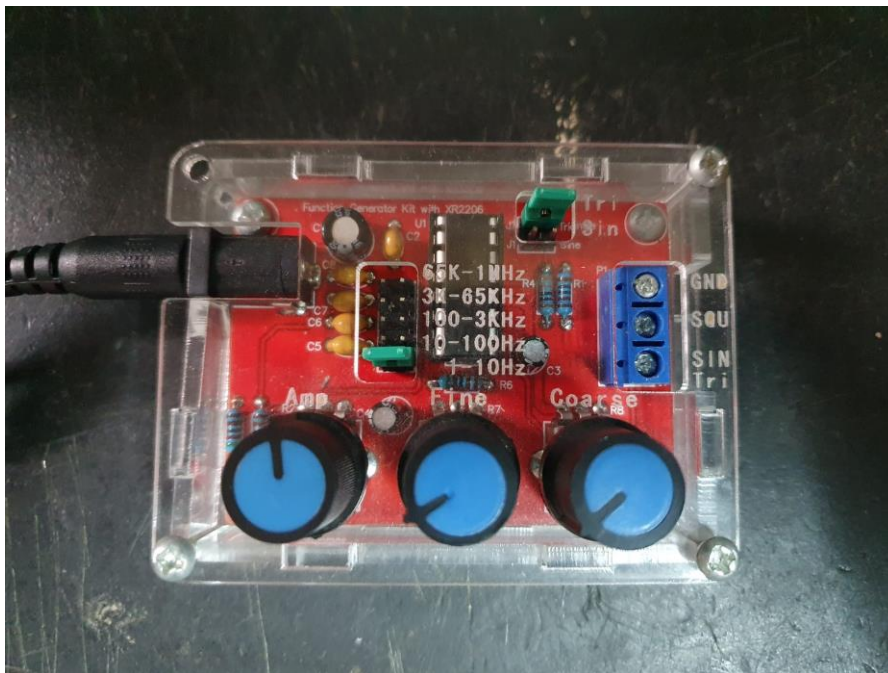


Figura 4-1. Generador de señales usado para las pruebas.

#### 4.1.2 Multímetro

Un instrumento indispensable que no debe de faltar es un multímetro con una impedancia de entrada lo suficientemente alta como para no cargar el circuito y dar falsas lecturas, así como que disponga de medición en voltaje de alterna y continua con rango suficientemente alto, y medición de resistencia y continuidad.

Para ello usaremos digital estándar, que incorpora estas funciones y sirve de sobra para estos propósitos.



Figura 4-2. Multímetro usado para las pruebas.

#### 4.1.3 Osciloscopio

Un instrumento del todo indispensable para las pruebas es el osciloscopio. Con él podemos ver la forma de onda de las señales, así como su frecuencia y amplitud, lo cual es vital para asegurarse del correcto funcionamiento del amplificador, de su estabilidad y así como para poder calcular correctamente el condensador de compensación para la realimentación negativa, gracias a que podemos ver el desfase de la señal de entrada con respecto a la señal de salida.

Idealmente, un osciloscopio digital con funciones de FFT sería recomendable, en este caso, usaremos un osciloscopio analógico.



Figura 4-3. Osciloscopio analógico utilizado para las pruebas.



#### 4.1.4 Medición de distorsión

Para medir la distorsión, lo ideal sería un analizador de distorsiones. En este caso, como se carece de dicho equipo, se utilizará como solución usar la tarjeta de sonido de un ordenador de la mejor calidad posible. Para los análisis utilizaremos el programa gratuito HOLMImpulse [30], que, usando la entrada y salida de audio de la tarjeta de sonido, realizará un análisis completo de la distorsión y respuesta en frecuencia del amplificador.

## 4.2 Primer encendido

Tras terminar el montaje físico del amplificador, toca el encendido inicial, que será importante para comprobar que no han ocurrido errores a la hora del montaje y/o diseño del PCB, además de para confirmar que los parámetros se mantienen según lo calculado en teoría, siempre teniendo en cuenta que hay cierto margen de tolerancia.

Además, el primer encendido se deberá realizar en principio con resistencias de carga de  $8\Omega$  a la salida de cada canal y con las entradas de las canales puenteadas a tierra, para que en el caso de que ocurra una oscilación no rompa el altavoz.

Posteriormente si se confirma que no hay oscilación, se puede sustituir las resistencias de carga por altavoces, he incluso conectar una fuente de señal para comprobar como amplifica en bucle abierto.

### 4.2.1 Medición de voltajes

Con las consideraciones explicadas anteriormente, procedemos al primer encendido del amplificador del amplificador, comprobando que tras un rato de encendido no ocurre nada raro ni hay oscilaciones, con lo cual en un canal conectamos un altavoz y comprobamos como efectivamente no hay ningún tipo de ruido en este. Sólo es apreciado un leve ruido si se pega mucho la oreja al altavoz, confirmando que el amplificador tiene poco ruido y rizado, tal como se predijo en el diseño.

Primero comprobamos el voltaje en el primer condensador de filtro de la fuente:

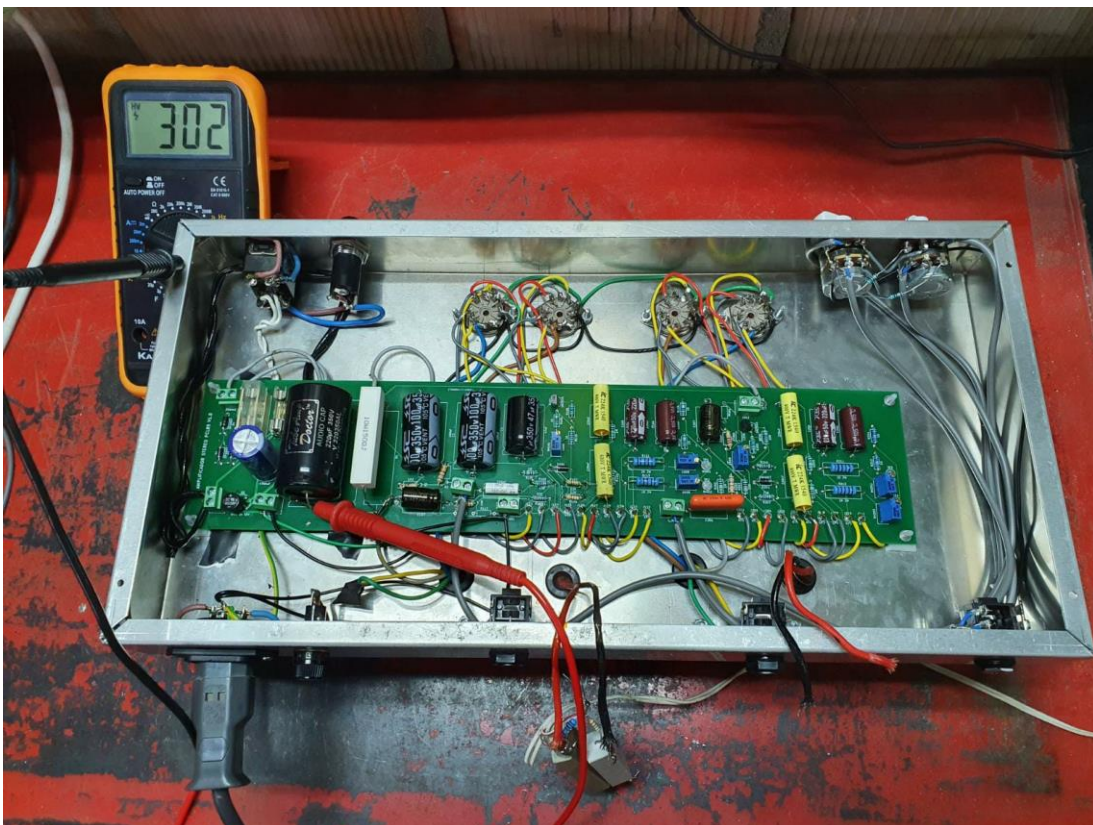


Figura 4-4. Medición de voltaje en el primer condensador de filtro.

El voltaje resulta 20V por debajo de lo calculado, debido sobre todo a una mayor resistencia de la calculada en el secundario del transformador de salida, así como un voltaje de salida ligeramente inferior de los  $250V_{AC}$  esperados. Aun así, entra dentro de la tolerancia del diseño, apenas cambiado los parámetros en las posteriores etapas.

Continuando con las mediciones el resto de los condensadores de filtro (según el orden del esquema):



Figura 4-5. Medición de voltaje en el segundo condensador de filtro.



Figura 4-6. Medición de voltaje en el tercer condensador de filtro.



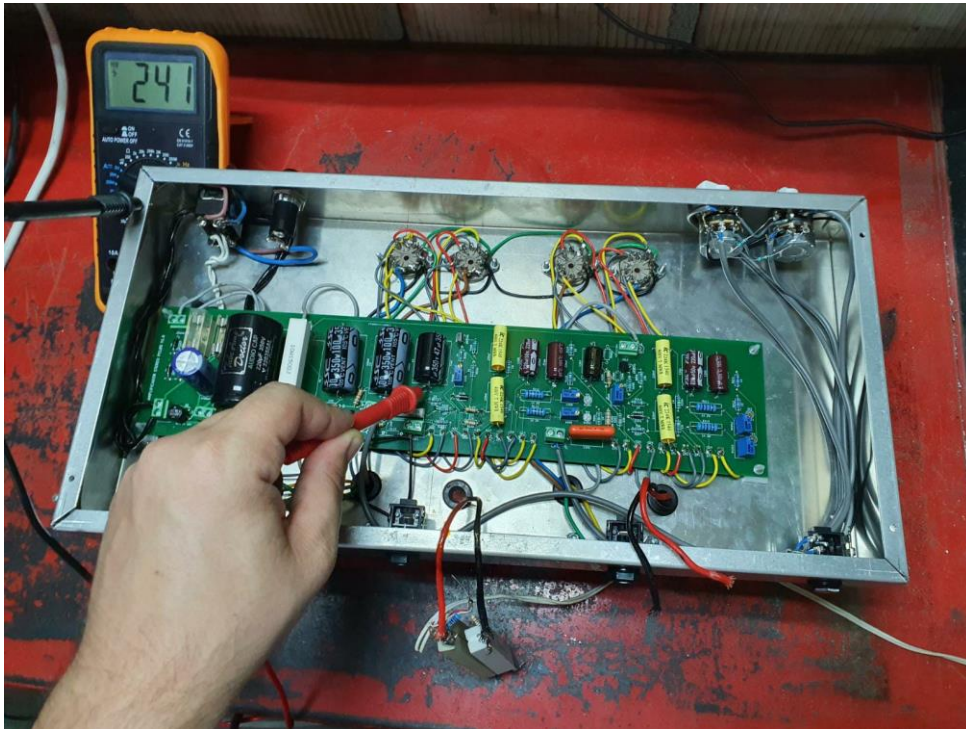


Figura 4-7. Medición de voltaje en el cuarto y último condensador de filtro.

Como se puede ver, todas las lecturas de los demás condensadores están unos 20V por debajo de los teóricos, lo cual quiere decir que por otra parte las intensidades de las etapas se han comportado aproximadamente según el diseño.

Seguimos comprobando voltajes en los canales del amplificador, por ejemplo, si medimos los voltajes del triodo de la etapa de entrada de un canal:

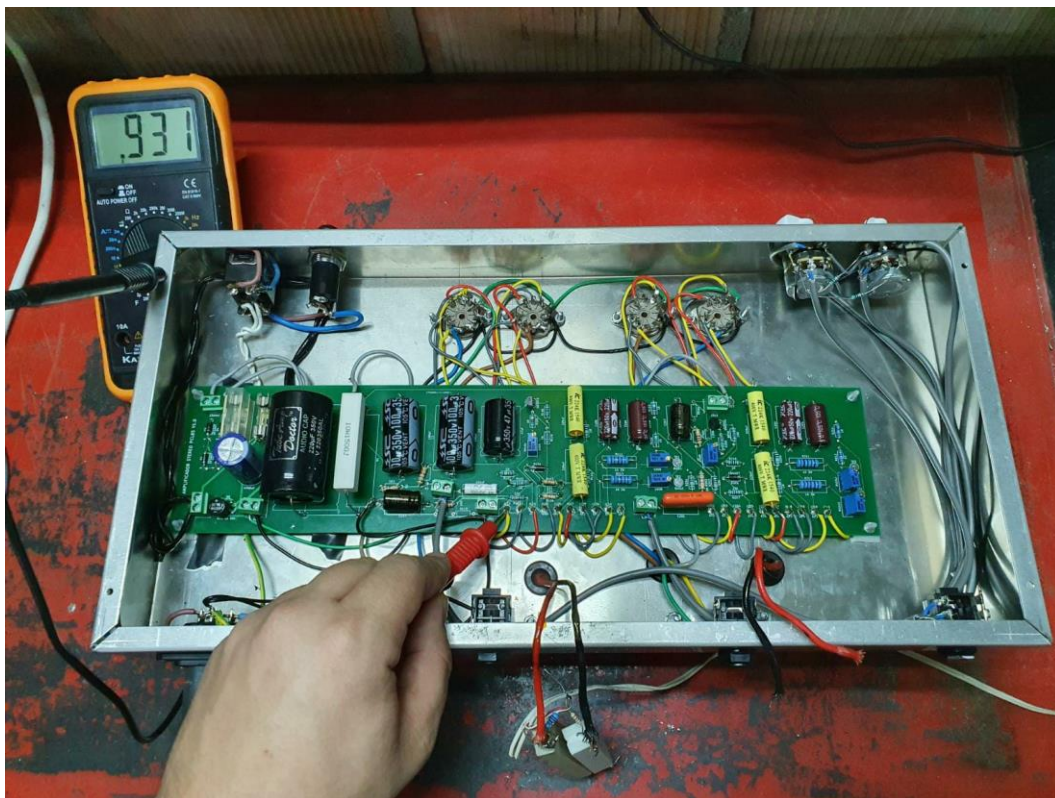


Figura 4-8. Medida de voltaje en el cátodo del triodo de entrada.





Figura 4-9. Medida de voltaje en el ánodo del triodo de entrada.



Figura 4-10. Medida de voltaje en la rejilla del triodo inversor de fase.



Figura 4-11. Medida de voltaje en el cátodo del inversor de fase.

Como se puede ver, las medidas en el ánodo y en la reja del inversor de fase son aproximadamente igual a las calculadas. Los valores en el otro canal son similares, usando además los potenciómetros de ajuste de la polarización del MOSFET para igualar estos voltajes.

#### 4.2.2 Ajuste de BIAS

Un punto importante es ajustar los potenciómetros de polarización de la etapa de potencia de cada canal para que sean lo más parecidos posibles, con el fin de garantizar la menor distorsión posible debida a las diferencias de los dos pentodos de cada rama del Push-Pull:





Figura 4-12. Medida del BIAS del primer pentodo.



Figura 4-13. Medida del BIAS del segundo pentodo.

Como podemos ver, el BIAS de ambos es suficientemente parecido tras el ajuste, siendo de aproximadamente 27mA, un poco por debajo de los 33mA calculados, pero normal teniendo en cuenta que está recibiendo menos tensión de placa de la calculada, siendo el único efecto de esto que entrará un poco antes en clase B de lo calculado. Las mediciones del otro canal son prácticamente idénticas a las de este, asegurando también simetría de los dos canales.

### 4.2.3 Inyección de señal de prueba

Tras comprobar los voltajes y hacer los ajustes pertinentes, es hora de probar inyectando una señal de prueba, para lo que conectamos altavoces al amplificador, y quitamos el puente a tierra de las entradas. Inyectamos a continuación una señal sinusoidal de 1KHz a la entrada de  $1,3V_{pp}$ , comprobando que se amplifica correctamente.

Posteriormente, se prueba con distintas fuentes de audio, comprobando el buen funcionamiento de ambos canales y el rendimiento del amplificador en lazo abierto, donde apenas se distingue distorsión subjetiva hasta el punto de que se satura la entrada del amplificador.

#### 4.2.3.1 Comprobación con el osciloscopio de la señal de salida

Comprobando las formas de onda del amplificador, inyectamos primero una señal de entrada de  $1V_{pp}$  a 1KHz, asegurándose con el osciloscopio que efectivamente estamos inyectando esa señal:

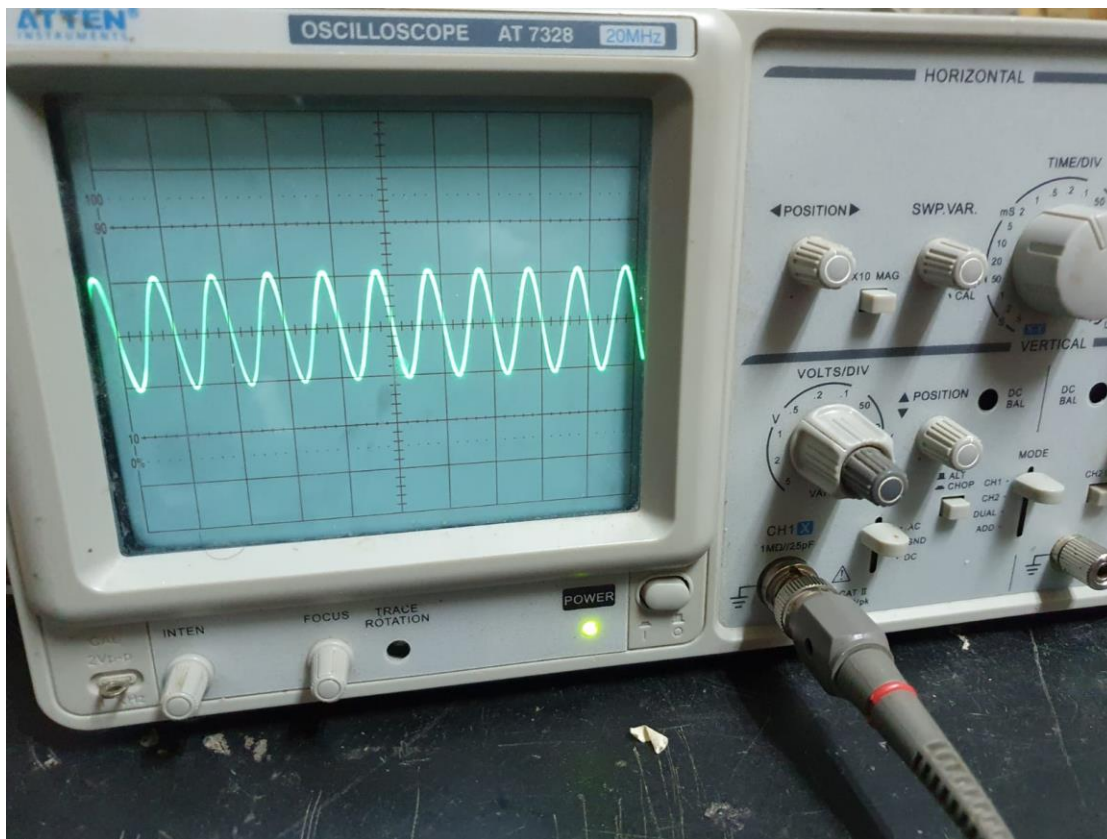


Figura 4-14. Señal inyectada de 1KHz a la entrada.

Continuamos comprobando la forma de onda que obtenemos en la reja del inversor de fase, después de haber sido amplificada por el primer triodo (sonda del osciloscopio en X10):



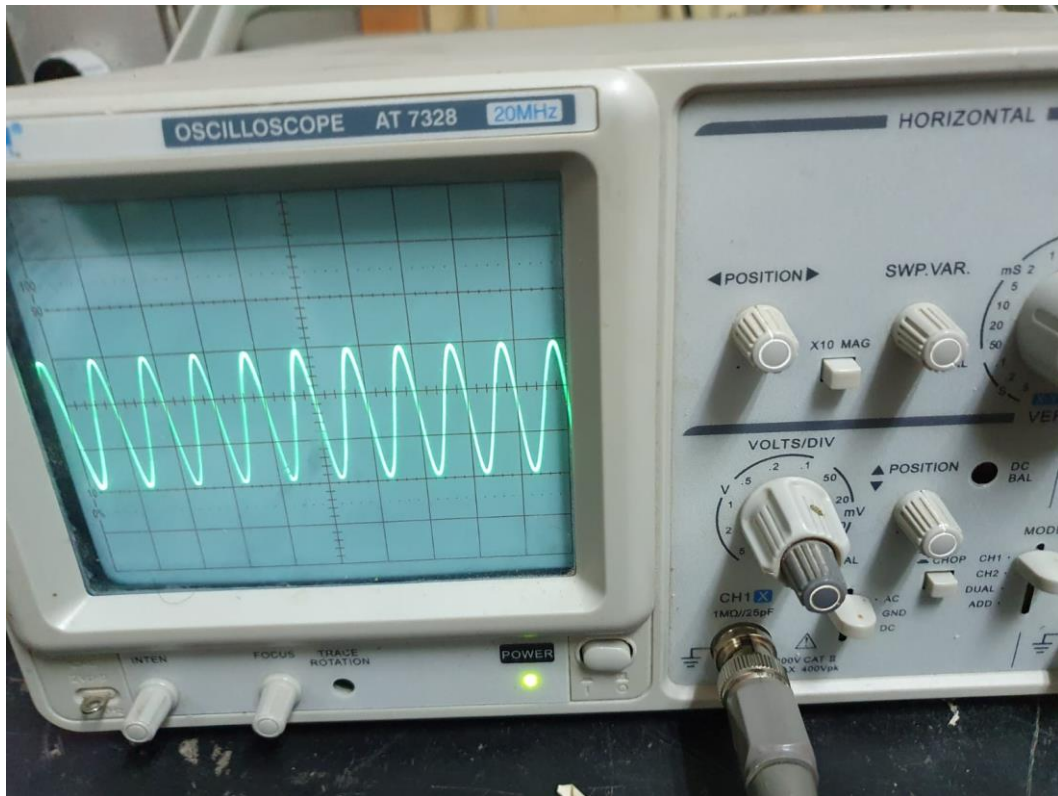


Figura 4-15. Forma de onda amplificada en el primer triodo.

Como podemos ver, la ganancia de esta primera etapa es de aproximadamente:

$$G = \frac{52V_{pp}}{1V_{pp}} = 52$$

Un poco más baja de la calculada, pero igualmente válida. Si seguimos comprobando formas de onda, en las rejillas de los pentodos tenemos:

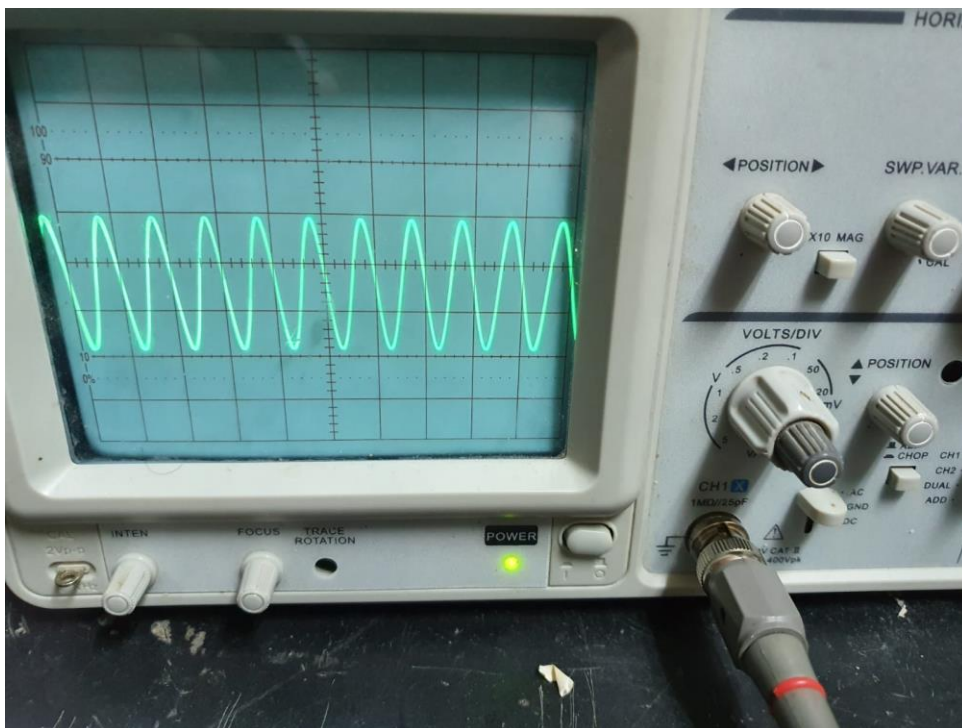


Figura 4-16. Forma de onda en las rejillas de los pentodos.

Con lo que podemos calcular que la ganancia ofrecida hasta la reja del pentodo es de:

$$G = \frac{50V_{pp}}{1V_{pp}} = 50$$

Siendo entonces la ganancia del inversor de fase de aproximadamente 0,96, como ya habíamos calculado previamente en la teoría. Finalmente, si comprobamos la forma de onda en la resistencia de carga de  $8\Omega$  a la salida del amplificador:

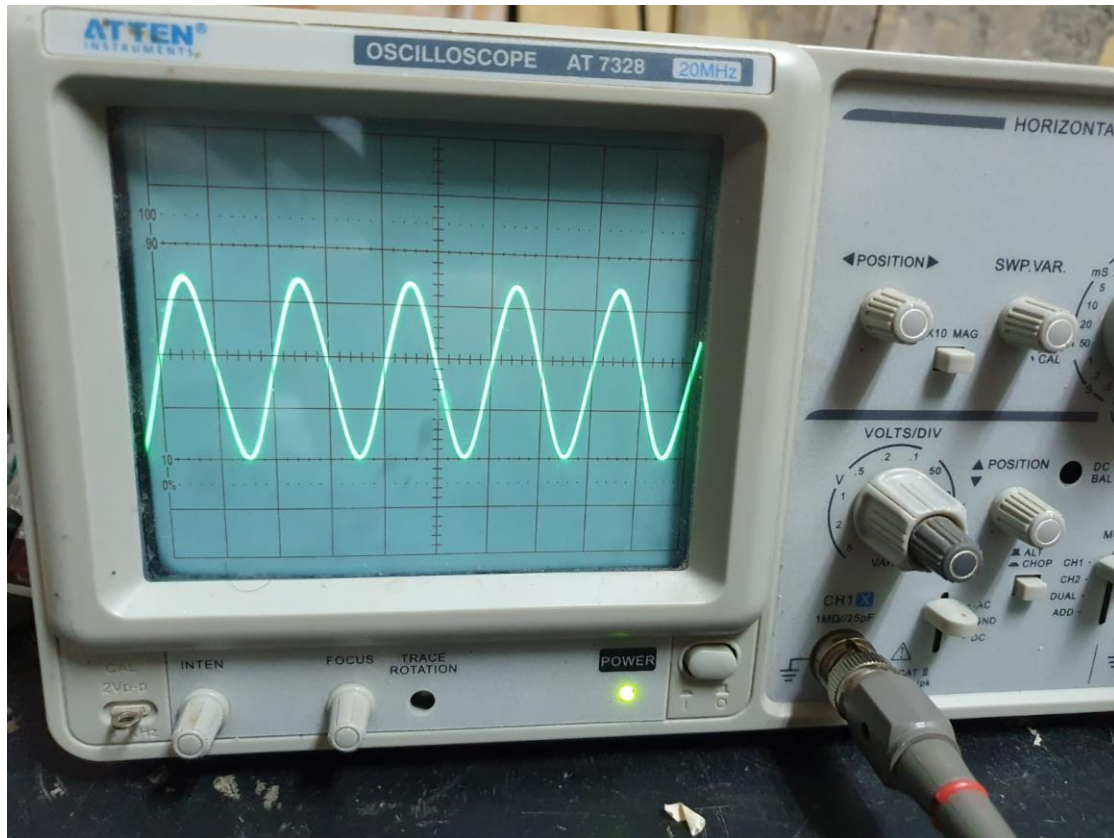


Figura 4-17. Forma de onda en la resistencia de carga.

Si vemos la imagen tenemos aproximadamente  $17V_{pp}$ , que pasados a RMS son aproximadamente  $6V_{RMS}$ . Con este dato podemos calcular la potencia RMS que entrega al altavoz:

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{6^2}{8} \approx 4,5W$$

Esto es debido a que la señal inyectada no tiene amplitud suficiente para llevar a plena potencia la etapa de salida. Recordamos que se necesitan aproximadamente  $60V_{pp}$  en las rejillas de los pentodos para llegar a la máxima potencia, mientras que con  $1V_{pp}$  en la entrada sólo conseguimos  $50V_{pp}$  en los pentodos. Si aumentamos el nivel de la señal de entrada aproximadamente a  $1,3V_{pp}$ , obtenemos de forma de onda en la resistencia:

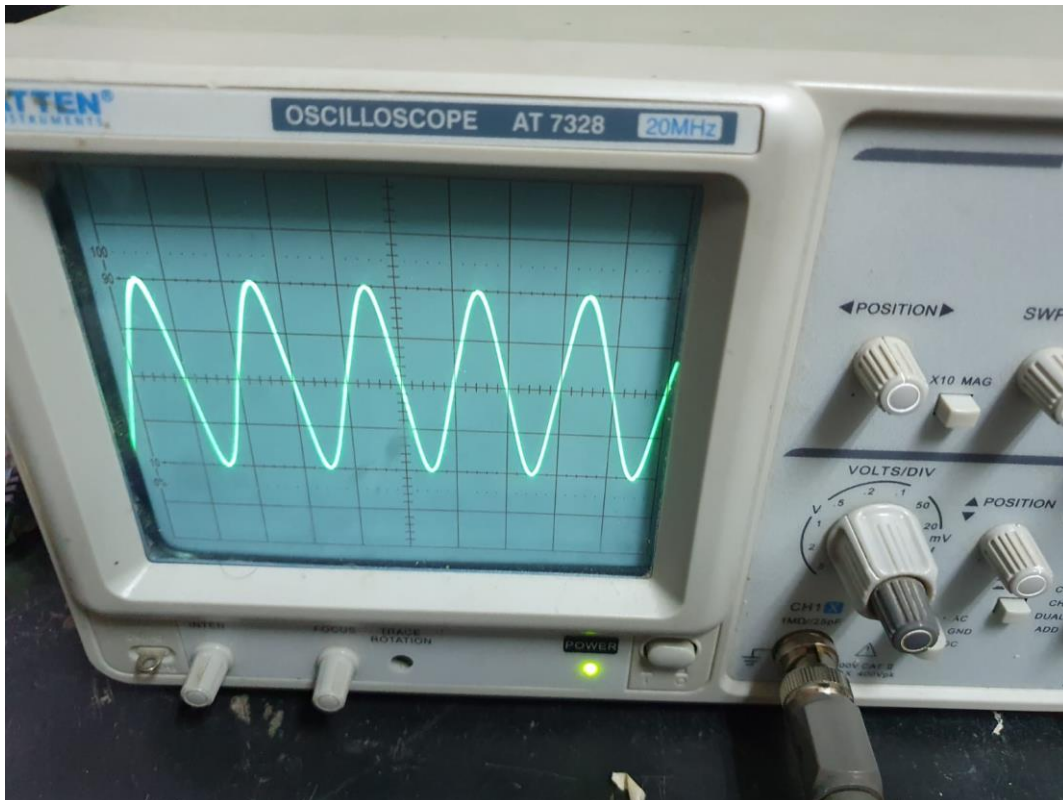


Figura 4-18. Forma de onda en la resistencia de carga a máxima salida sin distorsión.

Que son aproximadamente  $20V_{pp}$ , pasándolos a RMS son  $7,07V_{RMS}$ , lo que nos da una potencia de:

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{7,07^2}{8} \approx 6,24W$$

Que coincide con lo calculado, si tenemos en cuenta las pérdidas por el transformador de salida. Si aumentamos el nivel de entrada más allá de  $1,3V_{pp}$ , obtenemos como forma de onda de salida:

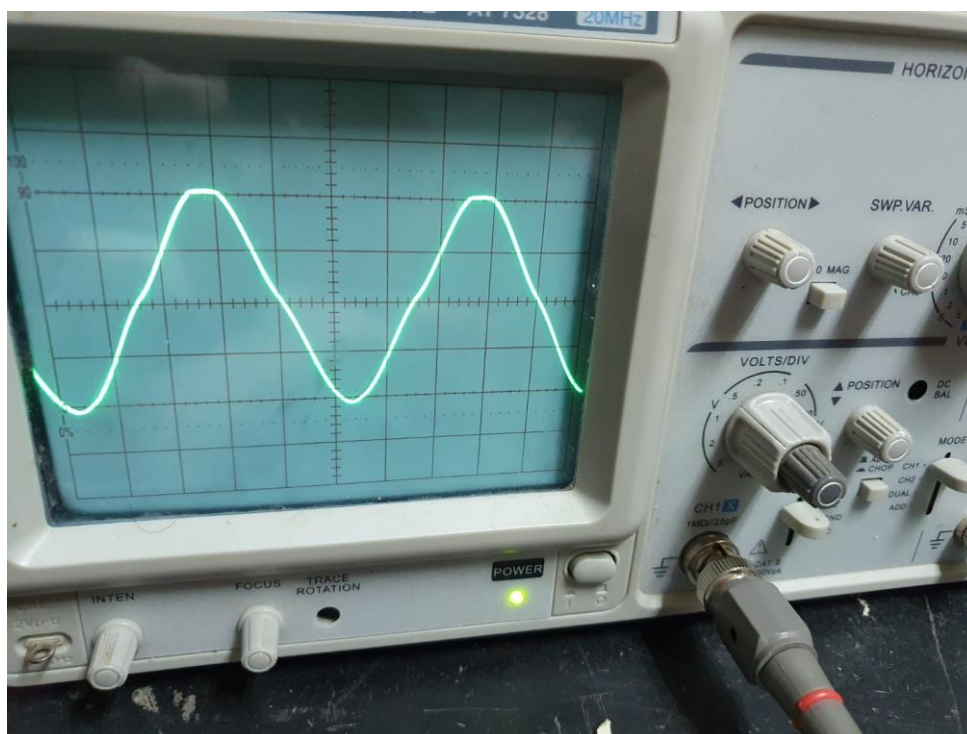


Figura 4-19. Forma de onda en la resistencia de carga con distorsión.



Como se puede observar, la distorsión de cruce es más que evidente y molesta. Si nos fijamos en los bordes de la onda senoidal, podemos ver una de las características que hace diferente la distorsión de las válvulas con respecto a los transistores, ya que los bordes no aparecen totalmente recortados como con un transistor, si no redondeados, característica que hace que se perciba distinta este tipo de distorsión que la generada por el recorte de la señal como ocurre en los transistores.

#### 4.2.3.2 Medición de distorsión en bucle abierto

Para medir la distorsión utilizaremos el programa HOLMImpulse, inyectando la salida de audio del ordenador al amplificador y la salida de audio del amplificador a la entrada de línea del ordenador, usando para ello un divisor de tensión en la resistencia de carga formada por una resistencia de 1K y otra de 5K6, para reducir el nivel máximo de la señal a aproximadamente  $1V_{RMS}$  para no saturar la entrada de audio.

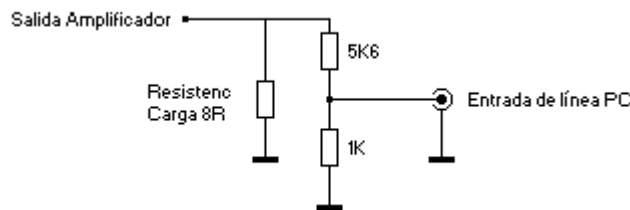


Figura 4-20. Circuito para inyectar la salida del amplificador a la entrada de línea del PC.

Tras hacer una medición con el programa, se obtienen los siguientes resultados:

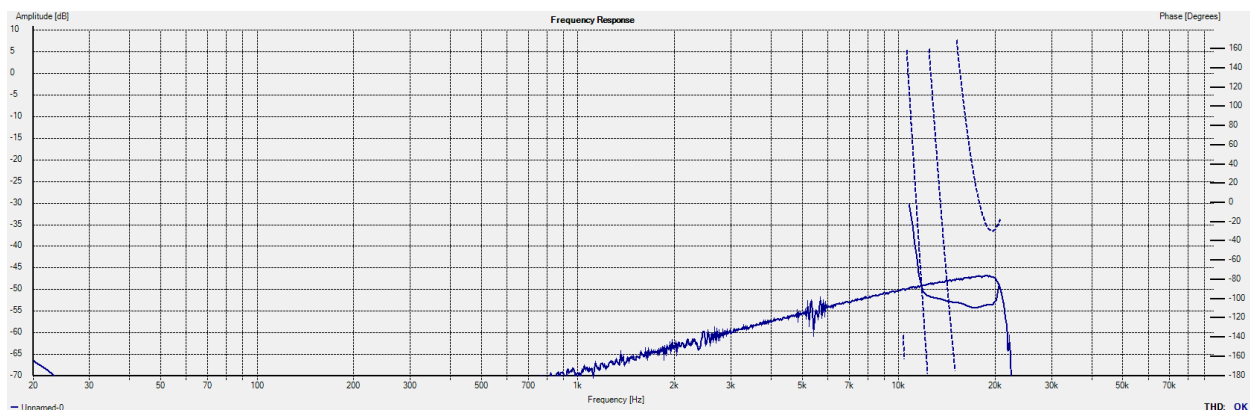


Figura 4-21. Respuesta en frecuencia según HOLMImpulse.

Siendo la amplitud la línea continua, la fase la línea discontinua y el THD la línea continua que está sobre la fase.

Como se puede ver, el máximo de THD calculado está situado en -30dB, lo que significa un THD de sobre 3,17% a máxima potencia, lo que coincide aproximadamente con lo calculado.

### 4.3 Conexión opcional de la realimentación negativa global

#### 4.3.1 Procedimiento de ajuste del condensador y resistencia de realimentación negativa

En el caso de que se quiera añadir realimentación negativa global, hay que seguir una serie de pasos para asegurar el correcto funcionamiento estable del amplificador [31] [32].

El primer paso consiste en decidir la cantidad de realimentación negativa que se va a añadir, teniendo en cuenta que si es muy elevada puede que el amplificador no sea estable y haya que recalcular para usar menos. Por ejemplo, si usamos 20dB de realimentación negativa, reduciremos el THD entre 10, e igualmente necesitaremos 10 veces más señal de entrada para alcanzar la misma potencia que en bucle abierto.



Una vez decidida la cantidad de realimentación a usar, hay que calcular el valor de  $R_{fdbck}$ , teniendo en cuenta que ya decidimos que el valor de  $R_t$  iba a ser de  $120\Omega$ :

$$G = \frac{17V_{pp}}{1V_{pp}} = 17$$

$$A = 10^{\left(\frac{-fdbck}{20}\right)} * G = 10^{\left(\frac{-20dB}{20}\right)} * 17 = 1,7$$

$$R_{fdbck} = \frac{-R_t(A + (A * G) - G)}{A - G} = \frac{-120(1,7 + (1,7 * 17) - 17)}{1,7 - 17} = 106,66\Omega \approx 100\Omega$$

Siendo G la ganancia en lazo abierto total del amplificador, calculada a partir de la señal de entrada y la señal de salida obtenida en la resistencia de carga.

Una vez obtenida  $R_{fdbck}$ , hay que calcular  $C_{fdbck}$ , sin embargo, la mejor manera para obtenerlo es de forma práctica:

- Conseguir un condensador variable preferiblemente de sobre 500pF máximo, o usar un condensador variable más pequeño, pero con condensadores fijos en paralelo para aumentar su capacidad.
- Con el generador de señales inyectando una señal cuadrada de 1kHz, mirar la salida del amplificador con el osciloscopio y comprobar que la onda cuadrada resultante sea cuadrada y no presente fenómenos de Sobreoscilación o lentitud excesiva. Mover el condensador variable para intentar corregir esos defectos hasta ver una onda cuadrada lo más perfecta posible.
- Revisar la forma de onda, pero con el generador de señales en 20Hz y en 20kHz, reajustar el condensador variable si es preciso teniendo en cuenta que hay que tener un equilibrio entre las tres frecuencias.
- Una vez conseguido un valor óptimo, retirar el condensador variable del circuito y con un capacímetro medir la capacidad. Ese será el valor óptimo de  $C_{fdbck}$ , poner un condensador fijo del valor comercial más cercano al obtenido.

# 5 CONCLUSIÓN

Tras diseñar y construir el amplificador, en este apartado daremos una conclusión final sobre su funcionamiento, comparando sus ventajas y desventajas con respecto a amplificadores de estado sólido, y una serie de posibles mejoras futuras que se pueden implementar.

## 5.1 Características finales del sistema

### 5.1.1 Comparación con un amplificador de estado sólido

Como hemos podido ver en el apartado 4.2.3.2, la respuesta en frecuencia del amplificador es comparativamente peor y la distorsión armónica total mayor que la que suelen lograr amplificadores de estado sólido modernos, sobre todo aquellos que usan MOSFETs y clase D en la etapa de salida, lo cual hace que matemáticamente sea peor que un amplificador a transistores.

Hay que recordar, no obstante, que el amplificador está en bucle abierto, por lo cual estas figuras van a ser peores que cuando se use realimentación negativa global, aunque aun así un amplificador de estado sólido logrará figuras mejores, ya que usan un nivel de realimentación negativa mucho más elevado del que permite un amplificador a válvulas.

A pesar de todo esto, valorando subjetivamente el sonido del amplificador con el sonido generado por uno de estado sólido, es cierto que se nota una diferencia abismal a favor del amplificador a válvulas, ya que aun teniendo valores de distorsión mucho mayores no se nota apenas en la reproducción sonora y es cierto que aun escuchándolo un buen rato se produce menos “fatiga sonora” que la que produce el amplificador de estado sólido.

Estas diferencias pueden estar causadas por los dos factores diferenciadores, la forma de distorsión de la onda, que no es cuadrada como la producida por un amplificador de estado sólido, y la ausencia de realimentación negativa a niveles muy altos que produce una distorsión por la excesiva cantidad de realimentación usada (el amplificador es más *lento* a la hora de reaccionar a impulsos momentáneos muy rápidos).

### 5.1.2 Posibles mejoras futuras

En relación con posibles mejoras que se pueden implementar en el futuro, estas son algunas cuantas:

- **Añadir realimentación negativa global:** Aunque sea un poco, podría ayudar a mejorar las figuras de distorsión y respuesta en frecuencia, a costa de volverlo menos sensible. También podría mejorar el factor de damping, mejorando la respuesta de las frecuencias bajas.
- **Alternar entre modo de operación triodo, ultralíneo o pentodo:** De esta forma, se puede seleccionar los distintos modos de operación de la etapa de salida, cada uno con sus potencias, distorsiones y peculiaridades, y seleccionar el que mejor se considere en cada momento.
- **Diseñar y construir un preamplificador:** Si se acompaña el amplificador de un preamplificador adecuado, se pueden usar niveles mayores de realimentación negativa a la vez que permite modificar la señal original para adecuarla a las características particulares de los altavoces y la sala donde se escucha, incluyendo para ello un control de tonos, así como adaptar señales más pequeñas como puede ser la señal de una cápsula magnética de un tocadiscos.
- **Añadir indicadores visuales de potencia de salida:** De esta forma, se puede tener una indicación visual de si el nivel de entrada se aproxima al umbral de distorsión de la etapa de salida. Estos indicadores pueden ser bien analógicos con galvanómetros, bien digitales, bien con leds o incluso

usando ojos mágicos<sup>23</sup>.

---

<sup>23</sup> Un ojo mágico es una válvula especial, que incluye una pantalla de fósforo que se ilumina de color verde o azul y que cambia según el nivel de señal que hay en su reja. Fueron utilizados en su día por las radios de alta gama como indicadores visuales del nivel de señal de la línea de C.A.G., siendo una de las válvulas mas utilizadas para este trabajo la EM84 o la EM80.

# REFERENCIAS

- [1] T. A. Edison, "Electrical indicator". US Patent 307031, 1884.
- [2] J. Ambrose Fleming, "Instrument for converting alternating electric currents into continuous currents". US Patent 803684, 1905.
- [3] L. D. Forest, "Device for amplifying feeble electrical currents". US Patent 841387, 1905.
- [4] M. Robinson, «Multi Tube Radios. Simple Superhet.» [En línea]. Available: [http://funwithtubes.com/Simple\\_Superhet.html](http://funwithtubes.com/Simple_Superhet.html). [Último acceso: 15 Junio 2020].
- [5] R. Dekker, «The EF50, the Tube that helped to Win the War.» 2010. [En línea]. Available: <https://www.dos4ever.com/EF50/EF50.html>. [Último acceso: 15 Junio 2020].
- [6] «Frame Grid Valves: How they are made, what they can do,» Mullard Ltd., 1960.
- [7] M. Blencowe, «Fundamentals of Amplification,» [En línea]. Available: [http://www.valvewizard.co.uk/Common\\_Gain\\_Stage.pdf](http://www.valvewizard.co.uk/Common_Gain_Stage.pdf). [Último acceso: 16 Junio 2020].
- [8] M. Blencowe, «Fundamentals of Amplifications,» de *Designing High-Fidelity Tube Preamps*, 2016, pp. 113-165.
- [9] R. Dekker, «uTracer 3+. A small but powerfull tube tester/curve tracer.» [En línea]. Available: [https://www.dos4ever.com/uTracer3/uTracer3\\_pag0.html](https://www.dos4ever.com/uTracer3/uTracer3_pag0.html). [Último acceso: 16 Junio 2020].
- [10] H. J. van der Bijl, «Proceedings of the Institute of Radio Engineers,» de *Theory and Operating Characteristics of the Thermionic Amplifier*, 1919, p. 109.
- [11] M. Robinson, «All About Audio Amplifiers. Overall Feedback, Pros and Cons.» [En línea]. Available: <http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp-Feedback.html>. [Último acceso: 18 Junio 2020].
- [12] N. V. Museum, «PCL805,» [En línea]. Available: <http://www.r-type.org/exhib/aaa0165.htm>. [Último acceso: 19 Junio 2020].
- [13] M. Blencowe, «The Valve Wizard. The Paraphase Inverter,» [En línea]. Available: <http://www.valvewizard.co.uk/paraphase.html>. [Último acceso: 19 Junio 2020].
- [14] M. Blencowe, «The Cathodyne Phase Inverter,» [En línea]. Available: <http://www.valvewizard.co.uk/cathodyne.pdf>. [Último acceso: 19 Junio 2020].
- [15] M. Blencowe, «The Valve Wizard. The DC Coupled Long-Tailed Pair,» [En línea]. Available: <http://www.valvewizard.co.uk/dcltp.html>. [Último acceso: 19 Junio 2020].
- [16] M. Blencowe, «The Valve Wizard. The Small-Signal Pentode,» [En línea]. Available: <http://www.valvewizard.co.uk/pentode.html>. [Último acceso: 20 Junio 2020].

- [17] M. Blencowe, «The Small-Signal Pentode,» de *Designing High-Fidelity Tube Preamps*, 2016, pp. 166-186.
- [18] M. Blencowe, «Compound Amplifiers,» de *Designing High-Fidelity Tube Preamps*, 2016, pp. 288-304.
- [19] M. Blencowe, «The Optimised SRPP Amp (Part 1),» *Audio Xpress*, pp. 13-19, Mayo 2010.
- [20] M. Blencowe, «The Valve Wizard. The Mu-Follower,» [En línea]. Available: <http://www.valvewizard.co.uk/mufollower.html>. [Último acceso: 20 Junio 2020].
- [21] M. Blencowe, «The valve wizard. Triodes with Local Negative Feedback,» [En línea]. Available: <http://www.valvewizard.co.uk/localfeedback.html>. [Último acceso: 20 Junio 2020].
- [22] M. Robinson, «Fun with Tubes. Overall Feedback, Pros and Cons,» [En línea]. Available: <http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp-Feedback.html>. [Último acceso: 20 Junio 2020].
- [23] B. S., «Of Loadlines, Power Output and Distortion - Part 5,» [En línea]. Available: <https://jacmusic.com/techcorner/SBENCH-PAGES/sbench102/pent.html>. [Último acceso: 20 Junio 2020].
- [24] M. Blencowe, «Controls,» de *Designing High-Fidelity Tube Preamps*, 2016, pp. 315-321.
- [25] M. Blencowe, «Power Supplies,» de *Designing High-Fidelity Tube Preamps*, 2016, pp. 364-423.
- [26] «MicroCap,» Spectrum Software, [En línea]. Available: <https://www.spectrum-soft.com/download/download.shtm>. [Último acceso: 22 Junio 2020].
- [27] «PSU Designer II,» Duncan Amplification, [En línea]. Available: <http://www.duncanamps.com/psud2/>. [Último acceso: 22 Junio 2020].
- [28] «KiCad EDA,» KiCad, [En línea]. Available: <https://kicad-pcb.org/>. [Último acceso: 23 Junio 2020].
- [29] «JLCPCB,» [En línea]. Available: <https://jlcpcb.com/>. [Último acceso: 23 Junio 2020].
- [30] «HOLMImpulse,» [En línea]. Available: <http://www.holmacoustics.com/holmimpulse.php>. [Último acceso: 2020 Julio 5].
- [31] M. Robinson, «Fun With Tubes. Amplifier Compensation,» [En línea]. Available: <http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp-Compensation.html>. [Último acceso: 2020 Julio 5].
- [32] «Aiken Amplification. Designing for Global Negative Feedback,» [En línea]. Available: <https://www.aikenamps.com/index.php/designing-for-global-negative-feedback>. [Último acceso: 2020 Julio 5].
- [33] «Pisotones. Normas de seguridad,» [En línea]. Available: <http://www.pisotones.com/TheChamp/Seguridad.htm>. [Último acceso: 2020 Julio 5].



# ÍNDICE DE CONCEPTOS

Capacidad Miller .....	14	Impedancia de entrada.....	13
Clase A .....	22	Inversor de fase.....	27
Clase AB .....	24	Modelo de gran señal .....	8
Clase B .....	23	Pequeña señal.....	13
Clase C .....	24	Push-Pull .....	21
Clase D.....	24	Realimentación negativa .....	20
Control de balance y volumen.....	44	Recta de carga .....	8
Diodo termoiónico.....	2	Resistencia dinámica de ánodo.....	9
Distorsiones.....	14	Single-Ended.....	21
Etapa de entrada.....	29	Slew Rate .....	14
Etapa de ganancia con triodo .....	7	Tetrodos, pentodos, heptodos .....	4
Etapa de potencia.....	21	THD.....	14
Factor de damping .....	20	Transconductancia .....	10
Filtrado y Ripple.....	46	Transformador de alimentación.....	45
Ganancia.....	10	Transformador de salida.....	37
Impedancia de salida .....	14	Triodo .....	3





## GLOSARIO

---

MOSFET: Metal Oxide Field Effect Transistor	13
PCB: Printed Circuit Board	51
PP: Push-Pull	21
PSRR: Power Supply Rejection Ratio	17
PSUD: Power SUPply Design	49
SE: Single Ended	21
SPICE: Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis	48
THD: Total Harmonic Distortion	14

## ANEXO A: NORMAS DE SEGURIDAD

Siempre que se acomete la construcción de un amplificador a válvulas, hay que tener presente que se trabaja con tensiones peligrosas, tanto en corriente continua como en corriente alterna. En nuestro caso, trabajamos con tensiones alternas de tensiones de red e incluso un poco más elevadas como los  $250V_{AC}$  del secundario del transformador de alimentación, he incluso con tensiones de más de  $300V_{DC}$ , lo cual hace esencial respetar una serie de medidas de seguridad a la hora de trabajar en vivo en el chasis del amplificador:

- **No trabajar en el amplificador si se está cansado o distraído:** Al trabajar cansado o distraído es mucho más probable que en algún momento por descuido se pueda llegar a tocar alguna parte que lleve tensión.
- **Trabajar lejos de animales o personas que no son consciente del riesgo del circuito:** Siempre cabe la probabilidad de que por accidente alguien ajeno al amplificador toque alguna parte con tensión.
- **De ser posible, mantener una mano en el bolsillo:** Si se sigue este método, en el caso de que se toque una parte de tensión se evita que la derivación pueda pasar por el corazón, evitando una situación de muerte.
- **Trabajar sobre un suelo aislante:** Se minimizan así las posibilidades de una derivación de la corriente a tierra por el cuerpo.
- **Llevar siempre que sea posible guantes y gafas de seguridad adecuados:** Con los guantes se puede evitar hacer contacto con las partes con tensión e incluso quemaduras con el soldador, y con las gafas en caso de que haya alguna explosión se evita que los proyectiles impacten en el ojo dañándolo.

Hay que tener en cuenta también que el amplificador incluso después de apagado puede seguir guardando una tensión peligrosa en los condensadores electrolíticos de filtro. En el caso de nuestro amplificador, la posibilidad es remota ya que cuando se apaga los diodos 1N4007 de los inversores de fase conducen, introduciendo en la línea de alimentación unas resistencias de  $47K\Omega$  que descargan los condensadores de forma relativamente rápida. No obstante, siempre conviene revisar las tensiones con el multímetro para asegurarse de que es seguro trabajar, y en el caso de que algún condensador guarde carga, se puede descargar usando una pequeña herramienta de descarga con una punta que se conecta a tierra mediante una resistencia de mínimo 5W y con una resistencia pequeña, como por ejemplo  $220\Omega$  [33]:



Figura 6-1. Herramienta de descarga segura de condensadores electrolíticos.

Así mismo, para asegurar la seguridad del usuario que usa el amplificador, la parte de abajo irá tapada con una tapa de metal, para evitar que se toque por la parte de abajo alguna parte con tensión del chasis.

No sólo eso, si no que el chasis deberá de ir conectado **obligatoriamente** a tierra, lo más cerca posible de la conexión de tierra del cable de red, como se vio con anterioridad a la hora del montaje.



Figura 6-2. Conexión a tierra para la seguridad del usuario.