



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA
SUPERIOR INGENIEROS
INDUSTRIALES VALENCIA

TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

DISEÑO Y FABRICACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO OPTIMIZADO PARA GUITARRA DE CLASE AB DE 100W RMS

AUTOR: DAVID MORENO VALLS

TUTOR: SALVADOR PONCE ALCÁNTARA

Curso Académico: 2016-17



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

**Diseño y fabricación de un amplificador
de audio optimizado para guitarra de
clase AB de 100W RMS**



ÍNDICE

PORTADA (SIN INDEXAR)

MEMORIA	6
RESUMEN	7
ABSTRACT	7
1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	8
1.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	8
1.1.1 INTRODUCCIÓN AL PROYECTO	8
1.2 OBJETIVO DEL PROYECTO	8
1.2.1 Objetivos.....	8
2 LAS VÁLVULAS DE VACÍO	9
2.1 Principios de funcionamiento	9
2.1.1 Introducción	9
2.1.2 Emisión Termoiónica	9
2.1.3 El diodo de Vacío	9
2.1.4 El tríodo	10
2.1.5 El tetrodo	12
2.1.6 El pentodo	14
2.2 Construcción de la válvula y efectos que afectan a la señal	16
2.2.1 Filamentos	16
2.2.2 Tolerancias.....	17
2.3 Distorsión	19
2.3.1 Introducción	19
2.3.1 Presencia de armónicos y musicalidad	19
2.3.2 Distorsión en tríodos	21
2.3.3 Distorsión en pentodos y tetrodos de haces dirigidos	24
2.3.4 Conclusiones sobre la distorsión	25
3 ESTUDIO DEL AMPLIFICADOR A VÁLVULAS PARA GUITARRA ELÉCTRICA	27
3.1 Estructura básica	27
3.1.1 Introducción	27
3.1.2 Etapa de Entrada	27

3.1.3	Previos	28
3.1.4	Lazo de Efectos	28
3.1.5	Ecuador	29
3.1.6	Etapa de salida.....	29
3.2	Especificaciones del diseño del amplificador	29
3.2.1	Introducción	29
3.2.2	Especificaciones Iniciales	30
3.2.3	Etapa de Entrada	30
3.2.4	Canal Limpio	30
3.2.5	Canal de Distorsión.....	30
3.2.6	Lazo de efectos	31
3.2.7	Etapa inversora de fase	31
3.2.8	Etapa de Salida	32
4	DISEÑO DEL AMPLIFICADOR OBJETO DEL PROYECTO	33
4.1	DESARROLLO TÉCNICO DEL PROYECTO	33
4.1.1	Introducción	33
4.1.2	Etapa de entrada	33
4.1.3	Canal Limpio	36
4.1.4	Canal de Distorsión.....	42
4.1.5	Lazo de Efectos	52
4.1.6	Etapa inversora de fase	53
4.1.7	Etapa de Salida	55
4.1.8	Circuito selector de Canal.....	58
4.1.9	Fuente de Alimentación	59
4.2	Consideraciones especiales de Implementación y distribución	62
4.2.1	Introducción	62
4.2.2	Interconexionado de placas y rutado de masas	62
5	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	63
5.1	Mediciones experimentales y evaluación de resultados	63
5.1.1	Introducción	63
5.1.1	Tensiones en reposo.....	63
5.1.2	Formas de onda en previos	64
5.1.3	Potencia real entregada en el primario y en la carga	65
5.2	Dificultades encontradas y soluciones implementadas.....	67
5.3	Especificaciones finales.....	67
6	CONCLUSIONES.....	68

6.1	Generales	68
6.2	Pràcticas	68
7	ANEJO I: HOJA DE DATOS	69
7.1	Hojas de datos	69
	<u>PLIEGO DE CONDICIONES.....</u>	74
8	PLIEGO DE CONDICIONES	75
8.1	PLIEGO DE CONDICIONES.....	75
8.1.1	Condiciones Generales	75
8.1.2	Condiciones de la etapa de entrada	75
8.1.3	Condiciones de los previos	75
8.1.4	Condiciones del ecualizador	75
8.1.5	Condiciones de la etapa de potencia.....	75
	<u>PRESUPUESTO</u>	76
9	PRESUPUESTO	77
9.1	PRESUPUESTO	77
9.1.1	Descripción	77
9.1.2	Presupuesto total	77
9.1.3	Desglose presupuestario	78
	<u>PLANOS.....</u>	82
10	PLANOS.....	83
10.1	Plano de la PCB de los previos	83
10.2	Plano de la PCB de la etapa de salida.....	84
10.3	Distribución de componentes de ambas PCB	85
10.4	Disposición de la conexión de los elementos	86
11	BIBLIOGRAFÍA	88



MEMORIA

RESUMEN

Este proyecto tiene como fin el estudio y la realización de un amplificador para guitarra, utilizando válvulas como elemento amplificador. Han sido analizados las distintas etapas presentes en el circuito completo, tanto matemática como conceptualmente.

Como referencia para el diseño, se ha utilizado el esquema eléctrico de un amplificador ya existente, denominado Marshall® JCM 900. Dicho esquema ha sido modificado ligeramente, dado que era monocanal. Por lo tanto, se han añadido distintos componentes a lo largo del circuito. Así se obtendrá el selector de canal y una modificación en el esquema de la fuente de alimentación.

Como resultados de este estudio, cabe destacar la importancia que tienen las tensiones de trabajo en las válvulas de vacío. Éstas permiten a la válvula entrar a distintas zonas de trabajo independientemente de la amplitud de la señal de entrada.

También cabe destacar que se ha realizado un amplificador clase AB con una potencia de 100W RMS, una banda pasante comprendida entre los 70 Hz y los 8 KHz, con dos canales para modular de manera distinta la señal de la guitarra, controles de ganancia y volumen y control de tonos.

ABSTRACT

This Project has been developed to study the realization of a guitar amplifier, using valves as a Volt booster element. The different stages have been analyzed one by one.

It is used a schematic that already exist, named Marshall JCM 900 to make the PCB's of this project, which it has been modified for adding a channel selector specified later.

As a result of this study, is important to highlight the work's voltage value in the valves, which led the valve to work in different zones independently from the input signals with.

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1.1 INTRODUCCIÓN AL PROYECTO

Hoy en día la necesidad de las válvulas de vacío está obsoleta, dado que el uso del transistor se ha generalizado desde la década de los 70 del siglo pasado. Sin embargo, hay todavía ciertos campos donde se siguen utilizando, siendo la amplificación de instrumentos musicales uno de los más destacados. Por este motivo, a continuación se presenta un estudio de estos componentes electrónicos, de su uso en la actualidad en el campo de la amplificación de señales de audio, y de sus principales diferencias con respecto a los transistores.

Uno de los principales motivos de reemplazar las válvulas de vacío por los transistores es porque éstos últimos poseen una mayor eficiencia y así como su linealidad en su respuesta. Sin embargo, dada su perfección ha hecho que en los equipos de audio la amplificación, desde el punto de vista del músico, quede de una manera fría, con poco carácter. Esta designación es bastante típica dentro de este ámbito respecto a los instrumentos amplificadores con el uso de transistores. Con los amplificadores de válvulas se obtiene un resultado diferente, en el punto de saturación se obtienen armónicos que en los transistores no se encuentran, además de dar un sonido con carácter. En los equipos de sonido de alta fidelidad que se utilizan para reproducir archivos de audio, no es de interés emplear válvulas. Pero para los instrumentos musicales, tal como la guitarra eléctrica, donde el objetivo es distorsionar la señal según las necesidades y los requerimientos del usuario, cobra protagonismo. En general los músicos encuentran una mayor musicalidad en las válvulas que en los transistores, aunque son criterios que se escapan del alcance de este trabajo. Por eso, se siguen comercializando este tipo de amplificadores, los cuales son considerados como de alta gama.

1.2 OBJETIVO DEL PROYECTO

1.2.1 *Objetivos*

En este proyecto han sido realizados los siguientes puntos:

- Estudio de las distintas etapas presentes en el amplificador a válvulas para guitarra.
- Diseño y construcción de las PCB a partir del esquema citado anteriormente y sus modificaciones.
- Análisis práctico de los resultados obtenidos.
- Mediciones y contraste de los resultados prácticos con los calculados teóricamente.

2 LAS VÁLVULAS DE VACÍO

2.1 Principios de funcionamiento

2.1.1 *Introducción*

A continuación se describen los principios básicos de funcionamiento de las válvulas de vacío y los fenómenos físicos que hacen posible su funcionamiento.

2.1.2 *Emisión Termoiónica*

El principio básico de funcionamiento de las válvulas es el fenómeno de la emisión termoiónica, también conocido como “efecto Edison”. Consiste en el flujo inducido por la temperatura de portadores de carga desde la superficie de un material conductor hacia un elemento que se encuentra a un mayor potencial. Este fenómeno se empezó a investigar a finales del siglo XIX, patentándose el primer prototipo en 1873.

La emisión termoiónica es un fenómeno que se produce principalmente en los metales. Los átomos de éstos forman una red cristalina. En ella existe una nube de electrones con un movimiento arbitrario, cuya velocidad depende de la temperatura. A medida que ésta aumenta, crece su velocidad y, por tanto, su energía, pudiendo ser lo suficientemente grande como para que abandonen la superficie metálica. [1]

2.1.3 *El diodo de Vacío*

Dentro de las válvulas de vacío, éste es el elemento más sencillo. Consta de dos electrodos: el cátodo, un filamento caliente o un pequeño tubo de metal caliente que emite electrones mediante el fenómeno ya comentado de emisión termoiónica; y el ánodo, una placa que funciona como elemento colector de electrones. El cátodo es calentado mediante una resistencia de tungsteno puro, toriado o recubierto de una capa de óxido de bario que se denomina “filamento”.

En los diodos de vacío, los electrones emitidos por el cátodo son atraídos por el ánodo sólo si se aplica una tensión positiva entre ánodo y cátodo (V_{ak}), produciéndose una corriente eléctrica denominada corriente de placa. Cuando este potencial V_{ak} es negativo, los electrones emitidos por el cátodo son repelidos por el ánodo. En este caso, NO circula corriente por el dispositivo. Si se aplica un potencial alterno a la placa, la corriente circulará por la válvula solamente durante la mitad positiva del ciclo, actuando así como rectificador.

Si se aumenta la tensión V_{ak} (positiva), se produce un aumento de la corriente de placa (I_a), hasta alcanzar el valor de saturación, en el que la corriente no aumenta por mucho que subamos la tensión aplicada. Esto es debido a que la placa recoge todos los electrones emitidos por el cátodo y, por tanto, no es posible aumentar la corriente a menos que se aumente la emisión de electrones subiendo la temperatura de trabajo.

Existen dos tipos de cátodo atendiendo al modo en que se calienta:

- Cátodo de **caldeo directo**: El filamento que fija la temperatura de trabajo de la válvula es a la vez el emisor o cátodo. Suele tratarse de un simple filamento de tungsteno.
- Cátodo de **caldeo indirecto**: Las funciones de caldeo y emisión han sido separadas, el filamento realiza únicamente la función de fijar la temperatura de trabajo del cátodo, siendo éstos dos electrodos claramente diferenciados. En este caso el filamento está recubierto de óxido de bario e introducido en un pequeño cilindro de níquel para evitar que los electrones que pudieran escapar de la superficie del filamento alcancen el ánodo. El filamento y este cilindro están eléctricamente aislados. Este efecto se puede ver en la Figura 2.1:

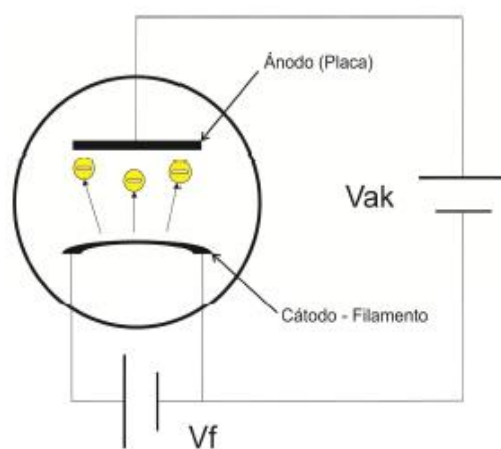


Figura 2.1: Esquema del diodo de vacío.

2.1.4 El tríodo

En el año 1906 Lee de Forest añadió un tercer electrodo al diodo de vacío, conformando con esto el denominado "tríodo". Este tercer electrodo se denomina rejilla de control (*control grid*). Está constituida por un conductor fino dispuesto helicoidalmente alrededor del cátodo, y muy próximo a éste. La disposición física de estos electrodos se muestra en la Figura 2.2???.

El cátodo emite electrones por el efecto termoiónico formando una carga espacial o nube electrónica. Como la rejilla tiene grandes espacios entre los hilos, los electrones logran circular a través de ella sin dificultad, llegando al ánodo cuando la rejilla no está polarizada. En este caso el dispositivo funciona como el diodo mencionado anteriormente. Pero si se aplica una tensión negativa a la rejilla, los electrones encontrarán una oposición a su desplazamiento natural desde el cátodo al ánodo, y se verán repelidos hacia el cátodo de nuevo, con mayor fuerza cuanto más negativa sea la tensión que polariza la rejilla (V_g). Esto se traduce en una disminución de la corriente de placa la.

Si la tensión en la rejilla es positiva, entonces algunos electrones circularían por este electrodo, pero esta polarización no es la habitual. Tal y como se ve en la Figura 2.2, el esquema de un tríodo:

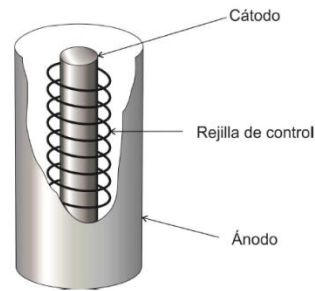


Figura 2.2: Esquema de un triodo.

Lo que se obtiene es un dispositivo en el cual al variar la tensión en la rejilla V_g , provoca una variación de la corriente de placa I_a . La aplicación de esto es inmediata. Si conectamos una resistencia en la placa, la variación de corriente en esta, que sigue los cambios producidos en la tensión de rejilla, se reflejará en una diferencia de potencial en la resistencia de placa. La amplitud de ésta es mayor que la señal original de entrada. Por lo tanto, se tiene un circuito amplificador.

- Características y parámetros del triodo.

Las características fundamentales del triodo expresan el comportamiento del dispositivo, y sirven para el diseño de circuitos. Dependen en gran manera de la geometría de los electrodos, disposición, tamaño y distancia que se guardan entre sí. Los parámetros principales que los definen son:

- **Factor de amplificación (μ):** Transtensión. Mide como varía la tensión de placa en función de la tensión de rejilla, manteniendo la corriente de placa constante. Matemáticamente se expresa como:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} (I_a = cte.)$$

- **Conductancia mutua o pendiente (S , P , o g_m):** Transconductancia. Representa la variación de la corriente de placa en función de la tensión de rejilla, manteniendo constante la tensión de placa.

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} (V_a = cte.)$$

- **Resistencia interna (r_a o R_p):** Transimpedancia. Representa la relación de la variación de tensión de placa en función de la corriente de placa, manteniendo constante la tensión de rejilla.

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_g} (V_g = cte.)$$

La resistencia interna representa la resistencia entre placa-cátodo cuando se produce un pequeño cambio en la tensión de placa, y no guarda relación con la resistencia que existe entre dichos electrodos en condiciones de reposo (denominada resistencia equivalente).

- **Relación entre parámetros:** Conocidos dos parámetros cualquiera es posible deducir el tercero valiéndose de la expresión que los relaciona.

$$\mu = gm \cdot ra$$

2.1.5 El tetrodo

Uno de los principales inconvenientes del tríodo es su elevada capacidad rejilla-placa (C_{ga}) que limita su funcionamiento en altas frecuencias, pudiendo originar que una etapa amplificadora oscile a causa de la realimentación que se produce a través precisamente de esta capacidad interna. Para remediar este efecto, se inserta un nuevo electrodo: la rejilla pantalla. Éste se sitúa entre la rejilla de control y la placa. Está formada por una hélice de conductor fino, siendo el espacio entre las espiras consecutivas muy grandes en relación con el diámetro del conductor. De este modo, no obstaculiza el paso de los electrones hacia la placa. Según la Figura 2.3, la cual representa el esquema de un tetrodo:

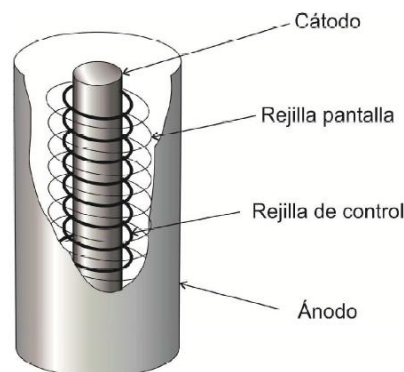


Figura 2.3: Dibujo de un tetrodo.

La rejilla pantalla (*screen grid*) tiene un potencial positivo respecto al cátodo en condiciones normales de funcionamiento, y para señales alternas se desacopla con un condensador de capacidad suficientemente grande. La pantalla constituye un blindaje eléctrico entre rejilla y placa, y la capacidad que forman ambos electrodos queda muy disminuida. En el tríodo, C_{ga} es del orden de algunos picofaradios, mientras que en el tetrodo es unas cien veces menor.

En el tetrodo, los electrones de la carga espacial están sometidos en primer lugar, y al igual que en el tríodo, a la acción de la rejilla de control. Y en segundo lugar, a la acción de la placa y de la pantalla, polarizadas ambas a potencial positivo respecto al cátodo. Como la pantalla está mucho más cerca

del cátodo que la placa, su acción es mucho más enérgica, teniendo en cuenta además el efecto blindaje de la pantalla, que aísla al cátodo de la influencia del ánodo o placa. Por tanto, se podría considerar que en el tetrodo, la corriente emitida por el cátodo está casi exclusivamente gobernada por rejilla de control y rejilla pantalla (g_1 y g_2), constituyendo casi un tríodo virtual estos tres electrodos. Pero como la rejilla pantalla es tan fina y existe una gran separación en la espiral que la conforma, los electrones no se detienen en este punto, sino que colisionan con el ánodo que está a potencial positivo, que los recoge finalmente.

- Emisión secundaria

Si observamos la familia de curvas $I_a=f(V_a)$ de un tetrodo, observamos que tiene un comportamiento anómalo en la región que comprende la polarización de la placa en bajas tensiones. Tal y como se observa en la Figura 2.4, la cual muestra las curvas características de un tetrodo:

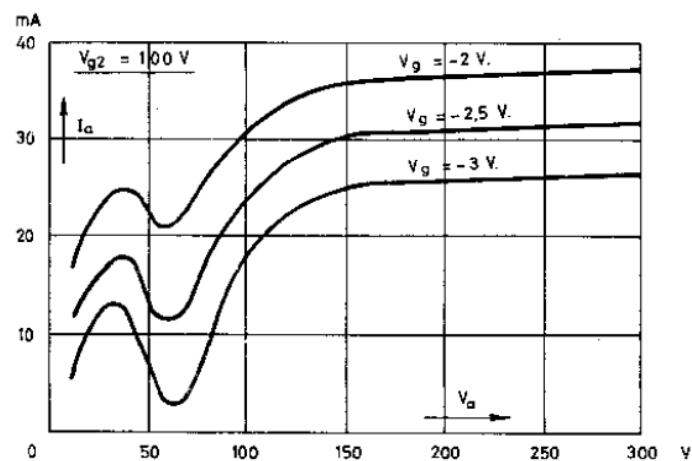


Figura 2.4. Curvas IV de un tetrodo típico.

Esto es debido al efecto denominado "emisión secundaria" de electrones por parte del ánodo. Este fenómeno consiste en que al llegar un electrón con una velocidad muy elevada al ánodo provoca el desprendimiento de algunos electrones de su superficie, pudiendo suceder que se desprendan mayor número de electrones de los que llegan inicialmente emitidos desde el cátodo.

Estos electrones desprendidos por emisión secundaria son atraídos por la rejilla pantalla, que está a una mayor tensión positiva que la placa. A medida que aumenta la tensión de placa el fenómeno va disminuyendo hasta su desaparición. Debido a la emisión secundaria el tetrodo es inutilizable a efectos prácticos en la zona anómala de funcionamiento, es decir, a tensiones de placa bajas. Para mejorar el comportamiento del tetrodo, se desarrolló el denominado tetrodo de haces dirigidos (*beam tetrode*).

El tetrodo de haces dirigidos presenta características muy similares a las del pentodo, al suprimir el inconveniente de la emisión secundaria de electrones mediante unas placas deflectoras conectadas interiormente al cátodo de la válvula que canalizan el flujo de electrones hacia la placa en unos haces

en los que la concentración de estas partículas es muy elevada, y es tan grande el campo eléctrico generado que es suficiente para repeler nuevamente hacia el ánodo a los electrones generados por emisión secundaria. Tal y como se indica en las Figuras 2.5 y 2.6, las cuales enseñan las características de un pentodo:

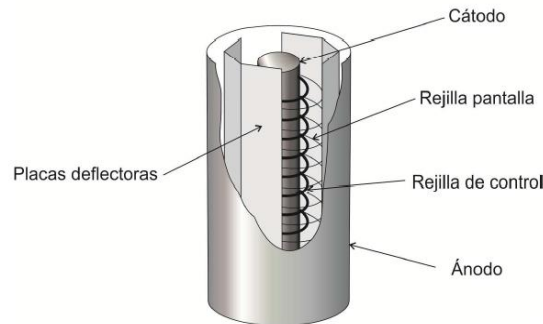


Figura 2.5. Esquema de un pentodo.

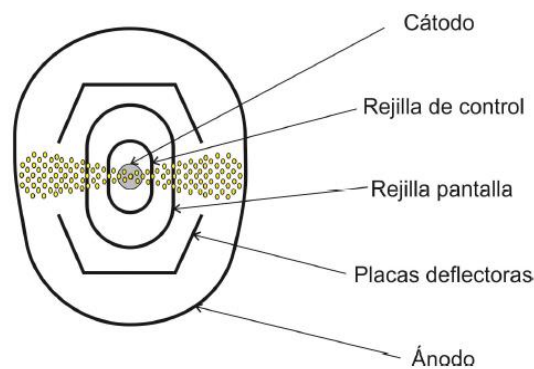


Figura 2.6: Vista superior de un pentodo.

Los parámetros fundamentales del tetrodo son diferentes a los del triodo, siendo su factor de amplificación Z mucho mayor, así como la resistencia interna R_i .

2.1.6 El pentodo

Debido al fenómeno de la emisión secundaria de electrones, cuando la tensión de ánodo no es suficientemente elevada se produce la distorsión no lineal. Ésta puede observarse en la curva característica del tetrodo presente en la Figura 2.6. Para evitar precisamente este inconveniente, se desarrolló un nuevo dispositivo denominado pentodo, al que se le añadió un nuevo electrodo entre ánodo y rejilla pantalla, llamado rejilla supresora (g_3). Para que la rejilla supresora cumpla su cometido, tiene que estar al mismo potencial que el cátodo, es decir, negativo con respecto a la placa. Como cátodo y rejilla supresora tienen que estar al mismo potencial, generalmente estos

dispositivos presentan estos dos electrodos conectados internamente. Aunque existen modelos en los que ambos terminales son independientes y accesibles para posibilitar que rejilla supresora y cátodo sean polarizados de distinto modo, debido a requerimientos de circuitos especiales.

El funcionamiento del pentodo es similar al del tetrodo, con la diferencia de que la inclusión de la rejilla supresora evitará que los electrones secundarios emitidos por la placa lleguen a la rejilla pantalla (g_2). Los electrones, que parten del cátodo lo hacen con una elevada energía cinética y atraviesan el campo eléctrico de la rejilla supresora con relativa facilidad, a pesar de estar a potencial negativo. Los electrones originados por emisión secundaria, procedentes del ánodo, poseen una energía cinética menor y en su trayecto hacia el cátodo se encuentran con la barrera electrostática que forma la rejilla supresora. Ésta se encuentra a un potencial negativo suficiente para rechazarlos de nuevo hacia la placa. Como consecuencia de ello, se elimina el efecto de emisión secundaria y la familia de curvas $f(V_a)=I_a$ aparecen libres de la distorsión anómala, tal y como aparece en las curvas características de un pentodo de la Figura 2.7:

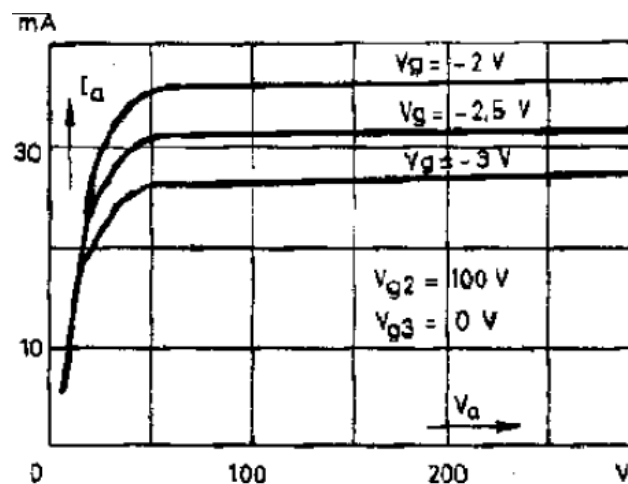


Figura 2.7: Curva IV característica de un pentodo.

Como se observa en la Figura 2.7, cuando la tensión de placa (V_a) es pequeña, la corriente I_a es muy sensible a los cambios de ésta. Y aumenta rápidamente a medida que aumentamos la tensión de placa. Cuando V_a alcanza los 50 voltios aproximadamente, un aumento de V_a no produce apenas cambios en la corriente de placa. La curva permanece horizontal. Y por mucho que aumentemos V_a , la corriente permanece prácticamente constante presentando un comportamiento muy similar al de una fuente de corriente. Por otra parte, las curvas del pentodo son de unas características muy similares a las que muestran los dispositivos semiconductores BJT (*Bipolar Junction Transistor*), o transistores bipolares.

Al eliminar la zona anómala que tenía el tetrodo se extiende la zona útil de funcionamiento del dispositivo hasta las bajas tensiones de placa. Además, debido a la inclusión de la rejilla supresora, el efecto blindaje entre placa y rejilla de control es aún mayor. Como consecuencia, disminuye la capacidad que forman ambos electrodos (C_{ga}) hasta el orden de una milésima de picofaradio.

También aumenta la resistencia interna, puesto que la curva es casi horizontal cuando $V_a > 50$ V, puesto que $R_i = dV_a/dI_a$ y el cociente es muy pequeño en esta expresión. Otro tanto ocurre con el factor de amplificación, que es mayor en los pentodos en contraste con los triodos genéricos.

2.2 Construcción de la válvula y efectos que afectan a la señal

2.2.1 Filamentos

El filamento es el órgano calefactor que proporciona la energía suficiente para que el cátodo, fijando la temperatura de trabajo, emita una cantidad de electrones adecuada.

Como ya se ha descrito anteriormente, existen distintos tipos de caldeo según la naturaleza del filamento. El amplificador presente en este proyecto se centra principalmente en las válvulas de caldeo indirecto, método que simplifica notablemente el diseño de los circuitos, y que permite optimizar cada uno de los electrodos que componen la válvula, dado que el electrodo empleado para el cátodo solamente tiene esa única función, independiente del filamento encargado del caldeo.

El filamento, al estar caliente, se ve sometido al efecto de sublimación del material de su superficie. Es decir, a su paso al estado gaseoso, lo que va reduciendo su sección en ciertos puntos que se calientan más que el resto, aumentando la sublimación en ellos hasta que el filamento se rompe. Este efecto disminuye enormemente si se trabaja a temperaturas bajas y con materiales de alto punto de fusión como el wolframio. Por ello ha sido posible que la temperatura de trabajo de los filamentos haya ido descendiendo.

- Efecto microfónico:

Un efecto a considerar en las válvulas de vacío que afecta directamente sobre la señal consiste en la transmisión al filamento de vibraciones mecánicas. Cuando el filamento vibra, debido a la propia construcción física de la válvula las oscilaciones se transmiten al cátodo, variando su distancia con la rejilla. Esto produce una modulación en la corriente de electrones. En el ánodo la señal útil aparece modulada por las vibraciones mecánicas, siendo especialmente desagradable en el caso de amplificadores de audio, ya que las vibraciones que se acoplan suelen provenir del propio altavoz, pudiendo incluso realimentar el amplificador y producir oscilaciones en el circuito.

Los campos magnéticos también pueden crear oscilaciones del filamento. Por ello algunas válvulas se encierran en tubos de gran permeabilidad magnética, o se aíslan las posibles fuentes de radiación magnética con láminas de dicho material (principalmente los transformadores existentes en los equipos).

- Alimentación del filamento:

La alimentación del filamento suele estar normalizada, y requiere en la mayoría de los casos una tensión eficaz de 6.3V (12,6Vef en algunas válvulas de doble triodo, en las que ambos filamentos se encuentran en serie sin ser accesible el punto intermedio). Dicha alimentación es la responsable de fijar la temperatura de trabajo de la válvula y con ello la cantidad de flujo de electrones que se emiten del cátodo y fluyen por la válvula. Esta tensión puede ser suministrada tanto en alterna (AC) como en continua (DC) presentando ambos métodos sus ventajas e inconvenientes.

La alimentación en AC resulta, en primer lugar, mucho más sencilla de implementar. Es debido a que en la mayoría de los amplificadores, la alimentación para circuitos valvulares incorporan un bobinado auxiliar, con terminal intermedio accesible o no, que proporcionan tensiones alternas de 6,3Vef o 12,6Vef a la frecuencia de la red existente.

El problema que podría presentar una válvula con filamento alimentado con AC es zumbido de red (*hum*), debido a las variaciones de temperatura entre ciclo y ciclo. En la práctica, las variaciones de temperatura en el filamento son muy lentas. Por lo tanto, este efecto es mínimo para frecuencias de red de 50/60Hz.

Por otro lado, **la alimentación en DC** requiere circuitos adicionales que acondicionen y regulen la tensión de los filamentos para su correcto funcionamiento. Sin embargo, con ello se obtiene la ventaja de reducir al mínimo la influencia del zumbido de red en la parte de señal del circuito, y con ello el ruido de fondo existente.

2.2.2 Tolerancias

La estructura base de una válvula es metálica y esta ensamblada íntegramente de forma mecánica. Esto hace que las tolerancias de fabricación sean elevadas, así como la posibilidad de defectos. Estos defectos de fabricación suelen aparecer en las quince o veinte primeras horas de funcionamiento. Por ello es recomendable adquirir válvulas que hayan sido sometidas a un funcionamiento de al menos 24 horas, tras lo cual puede ser desechada hasta un 25% de la producción. Estas tolerancias en la mayoría de los casos obligan a tomar en cuenta ciertas consideraciones.

- Válvulas aparejadas (*Matching*):

En ciertos circuitos valvulares es necesario, en la medida de lo posible, el uso de componentes idénticos para obtener el resultado deseado. Algunos ejemplos son los espejos de corriente, los pares diferenciales, las etapas de en *push-pull*, etc. En estos circuitos las tolerancias van a jugar un papel esencial en la señal, ya que pequeñas diferencias en las tolerancias de las válvulas desencadenarán en distorsiones indeseadas en la señal.

Un ejemplo claro de esto se tiene en una etapa de potencia en *push-pull* (Figura 2.8). Si en ella existe una desviación en el factor de amplificación (ganancia en tensión) entre la válvula que trabaja sobre los semiciclos positivos de la señal (U1) y la que trabaja sobre los semiciclos negativos (U2), se tendrá una distorsión asimétrica en la señal de salida, tal y como se observa en el esquema de la configuración push-pull de la Figura 2.9:

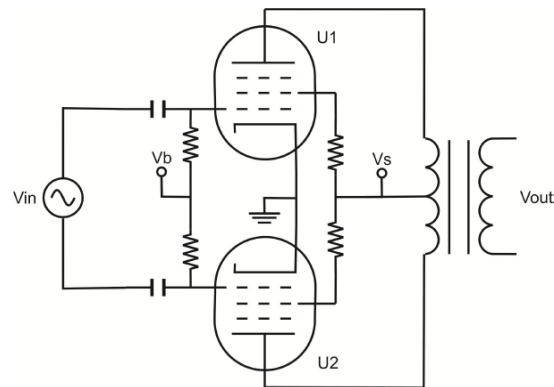


Figura 2.8: Esquema típico de un amplificador en configuración push-pull.

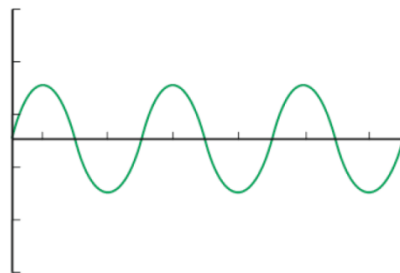


Figura 2.9: Distorsión asimétrica de la señal de salida.

2.3 Distorsión

2.3.1 Introducción

Al contrario que en la mayoría de los circuitos electrónicos, la presencia de determinadas distorsiones en un amplificador a válvulas en una proporción adecuada es deseable, modificando la señal de forma que “enriquezca” o modifique el sonido original de la manera buscada, generando un determinado timbre.

Como ya se ha comentado y descrito en la introducción al proyecto, para este tipo de aplicaciones, “alta fidelidad” no es necesariamente un sinónimo de “subjetiva calidad del sonido”. Y se habla de subjetividad debido a que los gustos y requerimientos del usuario no son una verdad absoluta.

Aun teniendo en cuenta esa subjetividad, existen unas pautas genéricas a seguir para conseguir sonidos más acertados. Por lo cual, en la mayoría de los casos se buscan determinados tipos de distorsión que son las que resultan más agradables o “musicales”. Precisamente es este uno de los grandes motivos por lo cual las válvulas de vacío han sobrevivido en el tiempo en diversos tipos de amplificadores de audio, imponiéndose incluso sobre tecnologías posteriores como los transistores o los amplificadores operacionales, los cuales están diseñados para la alta fidelidad.

A continuación se describen cuáles son los tipos de distorsión comúnmente presentes en un amplificador valvular, su clasificación y el motivo de la búsqueda de determinados tipos de distorsión, y cuáles deben evitarse.

2.3.1 Presencia de armónicos y musicalidad

El contenido en armónicos de una señal perfectamente sinusoidal se reduce únicamente a un armónico en su frecuencia fundamental. Pero a medida que esta es distorsionada, aparecen armónicos correspondientes a múltiplos de esta frecuencia, en mayor o menor peso, en función del tipo de distorsión existente. Las frecuencias de estos tonos generados corresponden a determinadas notas musicales, las cuales deben cumplir determinadas pautas y relaciones para que en conjunto concluyan en un sonido “afinado” y aceptable. Estas relaciones o intervalos de frecuencias son lo que se denomina en términos musicales como la “octava” y la “quinta”.

- La “octava”:

Desde el punto de vista musical, la “octava” de una determinada nota es aquella que se encuentra distanciada de ésta de seis tonos. Es decir, es el intervalo que comprende ocho notas de la escala musical.

Matemáticamente son aquellas frecuencias que guardan una relación $2N$ respecto a la frecuencia de referencia, siendo N un número natural.

Todas las octavas de una determinada nota musical son tonos más agudos correspondientes a esa misma nota de referencia, también llamada “tónica”.

- La “quinta”:

Desde el punto de vista musical, la “quinta” de una determinada nota es aquella que se encuentra distanciada de ésta tres tonos y un semitono. Es decir, es el intervalo que comprende cinco notas de la escala musical.

Matemáticamente son aquellas frecuencias que guardan una relación $(3/2)N$ respecto a la frecuencia de referencia, siendo N un número natural.

- Armónicos pares e impares: Relaciones musicales.

Tomando como ejemplo una señal de frecuencia 220Hz y sus primeras ocho componentes espectrales, la cual corresponde a frecuencia del tono de la nota musical “LA”, sus armónicos aparecerían en las frecuencias mostradas a continuación en la *Tabla 2.1*.

Armónico	Frecuencia (Hz)	Nota musical
1	220	La (Octava)
2	440	La (2ª Octava)
3	660	Mi (1ª Quinta)
4	880	La (3ª Octava)
5	1100	Do# (-)
6	1320	Mi (2ª Quinta)
7	1540	Fa#/Sol (-)
8	1760	La (4ª Octava)

Tabla 2.1: Armónicos.

Por tanto, si una señal de frecuencia fundamental 220Hz es distorsionada y su contenido en armónicos comprende tanto armónicos pares como impares, aparecerían frecuencias correspondientes a la nota musical “Do” sostenido y un tono comprendido entre “Fa” sostenido y “Sol”. Estos sonidos se encontrarían por tanto desentonados al no cumplir con las relaciones musicales nombradas, encontrándose fuera de las frecuencias correspondientes a las octavas de “La” o de sus quintas. Por tanto, no toda distorsión introduce un contenido armónico deseable por lo que pueden desembocar en la producción cacofonías desde el punto de vista musical, además de otros efectos no deseables como intermodulación de estas frecuencias que desemboca en otros tonos fuera de escala [2].

La quinta, junto a la frecuencia fundamental (y/o sus octavas) conformarían las dos primeras notas de un acorde. Por tanto, si ante la entrada de una señal pura correspondiente a un tono musical a la salida se obtiene una señal cuyos armónicos componen su acorde natural, es normal que se perciba un tono más rico y melódico. Es por eso por lo que coloquialmente se hable de amplificadores que “engruesan” o proporcionan “cuerpo” al sonido de la guitarra.

Es posible concluir entonces que todo armónico par guarda una relación de “octava” o “quinta” (predominantemente de octava) respecto a la fundamental, por lo cual estos siempre son aceptables desde el punto de vista musical.

También, es importante destacar de la *Tabla 2.1* la excepción de como el tercer armónico guarda una relación de “quinta” respecto a la frecuencia fundamental. Por tanto, también es aceptable desde el punto de vista musical.

En resumen, siempre que se busque la alteración del sonido original mediante el uso de distorsión, se debe procurar que se trate ser distorsiones generadoras de armónicos predominantemente pares, o de tercer armónico, limitando en la medida de lo posible el peso de los impares de alto orden.

2.3.2 Distorsión en tríodos

- Distorsión genérica en tríodos

Las válvulas, debido a su no idealidad, generan distorsiones incluso cuando se encuentran en su zona de trabajo lineal. En el caso de los tríodos, estas distorsiones son principalmente de segundo armónico, aunque también pueden incluir otros tanto pares como impares de bajo orden y menor peso.

El hecho de la señal adquiera armónicos pares se debe a que la resistencia interna (R_i) del tríodo es función de la corriente de ánodo (I_a), la atenuación en la tensión de placa debida a divisor de tensión formado por R_i y la resistencia de ánodo (R_a) cambia, siendo esta atenuación mayor en un semiciclo de la señal que en el otro. Esta dependencia de la resistencia interna puede observarse fácilmente en la familia de curvas V_a - I_a de un tríodo, donde la concavidad de las curvas refleja su tendencia a generar armónicos pares [3].

Este efecto es más notable para tensiones de placa más altas, donde la no linealidad de estas curvas es más evidente. Este hecho se puede observar en la curva característica de un tríodo representada en la Figura 2.10.

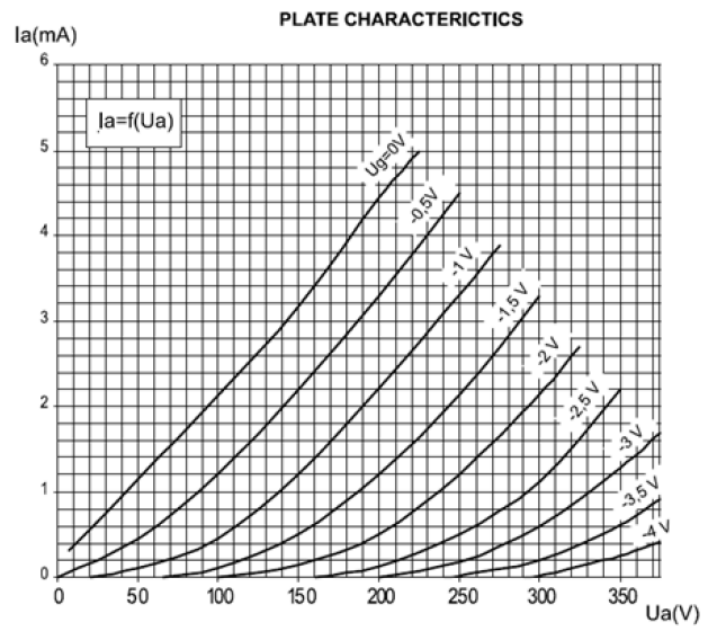


Figura 2.10: Curva característica de un triodo ECC83.

Este tipo de distorsión siempre está presente en los triodos de vacío, en mayor o menor medida dependiendo del punto de trabajo. Y es la responsable del tono y el timbre característicos que adquiere una señal de audio en un amplificador valvular. Por lo tanto, se puede decir que se trata de una distorsión que dentro de unos rangos es deseable, ya que la alta fidelidad no es el cometido de los amplificadores a la guitarra eléctrica.

- Distorsión debida a la saturación

Generalmente, en un dispositivo, como podría ser un transistor genérico, a medida que aumenta la amplitud de la señal en la entrada, esta es reproducida a la salida de manera lineal hasta llegar a un umbral, delimitado generalmente por la alimentación, en el cual se produce una saturación. En ella se recorta la señal de forma abrupta, denominado generalmente como *Hard clipping*.

Sin embargo, en las válvulas de vacío esta saturación empieza a producirse mucho antes de llegar a ese umbral. Y se produce distorsionando la señal siguiendo una curva suave en lugar de un recorte rápido. Es por esto que la distorsión producida en las válvulas de vacío debida a este fenómeno se denomina *soft-clipping* [4]. La diferencia entre ambos conceptos puede observarse de forma gráfica en las Figura 2.11 y Figura 2.12:

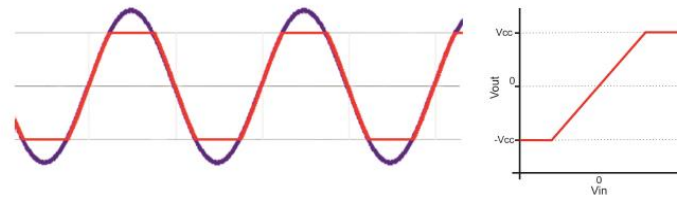


Figura 2.11: Hard clipping.

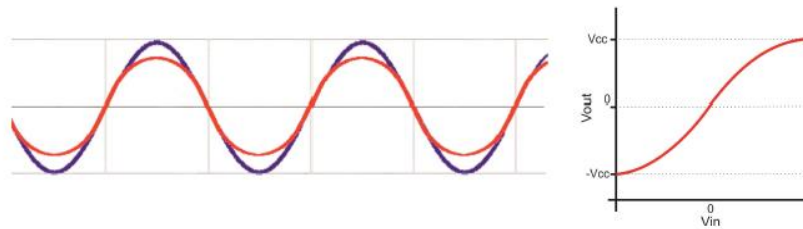


Figura 2.12: Soft clipping.

El espectro que generan ambos fenómenos es distinto. Un recorte brusco como el de la *Figura 2.11* creará un gran número de armónicos impares. Éstos se extienden hasta altas frecuencias que tendrán un gran peso en la composición de la señal, no correspondiendo a relaciones musicales deseadas.

En cambio, una saturación de compresión de ganancia, como la que ocurre en los equipos valvulares, desemboca en una distorsión suave. Los armónicos producidos son de bajo orden, incluso cuando la amplitud de la señal se acerca a la zona de saturación. Por lo tanto, los armónicos no deseados que pudieran producirse tendrían un menor peso en el timbre del sonido generado, quedando realizadas las componentes armónicas buscadas.

- Distorsión debida a la corriente de rejilla

Ante una entrada alterna de tensión de suficiente amplitud, a medida que la tensión V_{gk} (rejilla-cátodo) se aproxima a 0V, una mayor corriente de rejilla comienza a circular debido a que la resistencia de entrada de la válvula se reduce dramáticamente. Si la impedancia de salida de la fuente de entrada (R_g) fuese cero, este efecto no sería un problema. Pero lejos de ello, la impedancia de salida de estas etapas dista mucho de ser ideal. Así, el divisor de tensión que se forma momentáneamente hace que la señal de entrada caiga y se recorte bruscamente (Figura 2.13):

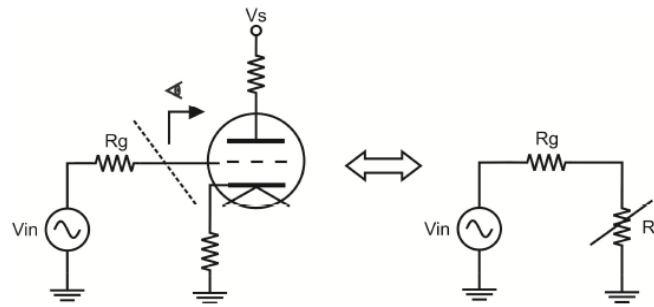


Figura 2.13: Divisor de tensión formado por impedancias de salida y entrada.

Un recorte simétrico únicamente generaría armónicos impares. Sin embargo, la distorsión debida a la falta de tensión V_{gk} afecta tan solo a los semiciclos positivos de la señal. Por lo tanto, también es de esperar que se generen armónicos pares. Desde el tipo de vista musical este tipo de distorsión resulta tan abrupta que es molesta y no deseable, al generar armónicos de alto orden. Éstos producen un sonido poco definido, coloquialmente denominado como “sucio” o “embarrado”, al camuflar en exceso el timbre y tono original de la señal de la guitarra. En Figura 2.14 [3] es posible observar un ejemplo en el cual una leve distorsión de rejilla (2%) llega a introducir armónicos hasta de veinteavo orden.

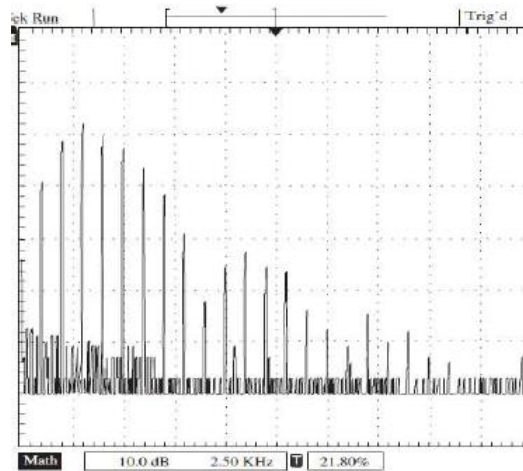


Figura 2.14: Espectro de la señal resultante al someter una sinusoidal de 1Khz a distorsión de rejilla.

2.3.3 Distorsión en pentodos y tetrodos de haces dirigidos

- Distorsión genérica en pentodos y tetrodos de haces dirigidos

Al analizar las características del ánodo en un pentodo se puede observar como las curvas que produce son prácticamente horizontales, y es posible sacar conclusiones útiles de este hecho. Como se puede ver en la Figura 2.15:

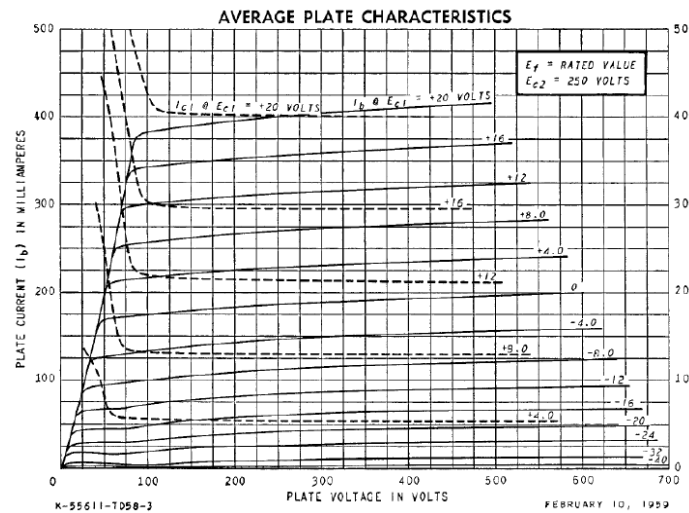


Figura 2.15: Curvas características de un pentodo.

En primer lugar, las características de un pentodo (o un tetrodo de haces dirigidos), son similares a las de un transistor bipolar. E indican que posee una resistencia interna que es lo suficientemente elevada como para ser considerada infinita para la mayoría de las aplicaciones. Se puede considerar que la impedancia de salida de un pentodo es, por lo tanto, la resistencia de carga en el ánodo, RL.

En segundo lugar, es posible que la tensión de la señal adopte valores menores que en un triodo, más cercanos a 0V, al carecer del problema de la distorsión anómala producida por la emisión secundaria del ánodo [ya tratada en el apartado 2.1.2. Emisión Termoiónica]. Así que de este modo es posible obtener una mayor tensión pico-pico a la salida.

En tercer lugar, es posible observar que la forma de la curva Va-Ia es exponencial. Por lo tanto:

$$I_a \propto (1 - \exp^{-k \cdot V_a}) \quad (2.3.3.1)$$

Descomponiendo esta relación en series de Fourier, no solo determina que un pentodo produce una cantidad significativa de distorsión por armónicos impares, si no que estos se extienden en frecuencia en mayor medida que en el espectro de un triodo [3].

2.3.4 Conclusiones sobre la distorsión

Teniendo en cuenta los criterios de distorsión y musicalidad comentados en los apartados anteriores, y basándose en esos conceptos, es posible concluir que:

- **Es necesario buscar distorsiones generadoras de armónicos pares:** siendo éstas las que realizan modificaciones de ganancia, escalado o desplazamiento de fase de forma asimétrica. Claros ejemplos de estas distorsiones son las producidas por el balanceo de grandes

amplitudes de señal en la tensión de placa de una válvula que trabaja en zona lineal (compresión de ganancia), o en saturación (compresión de ganancia y recorte de la señal en sus semiciclos positivos).

- **La generación de armónicos impares no es el objetivo de este tipo de amplificadores:** debido a que éstos no guardan una correlación musical valida respecto a la frecuencia fundamental de la señal original, lo cual desemboca en sonidos “fuera de armonía” o “desafinados”. Según esto, es necesario que se evite por ejemplo las distorsiones presentes en los pentodos de potencia, sobre los cuales se procurará maximizar la linealidad. Una excepción a esta norma es el tercer armónico, el cual sí guarda una relación musical de quinta respecto a la fundamental.
- **Se debe procurar minimizar la presencia de armónicos de alto orden:** especialmente de los impares. La introducción de grandes cantidades de armónicos de alto orden “camufla” en exceso el sonido original del instrumento, restando peso a las frecuencias fundamentales producidas por este, y desembocando en sonidos poco definidos y “artificiales”. Este efecto es particularmente nocivo en el caso de los armónicos impares, donde las señales generadas se encuentran desentonadas.

Por lo tanto, el diseño de un amplificador valvular de guitarra eléctrica debe ir encaminado a la generación de distorsiones con presencia de armónicos pares, principalmente de segundo armónico. Distorsiones que combinen armónicos pares y tercer armónico son igualmente aceptadas, la cual presentara un resultado tímbrico obviamente distinto al de una distorsión de componentes predominantes pares. En un sistema valvular real, es de esperar la presencia de todo tipo de armónicos. Sin embargo, es deseable que sean aquellos que cumplan las pautas descritas anteriormente los responsables en gran parte del peso total de la distorsión.

Estas son las pautas seguidas en el diseño clásico de amplificadores de guitarra eléctrica, y en el desarrollo de este Trabajo de Fin de Grado. Sin embargo, es necesario nuevamente recalcar la fuerte componente subjetiva de cada individuo respecto a la consideración de un resultado sonoro, debido a que no se puede hablar de una verdad absoluta respecto a los requerimientos concretos deseados por cada usuario.

3 ESTUDIO DEL AMPLIFICADOR A VÁLVULAS PARA GUITARRA ELÉCTRICA

3.1 Estructura básica

3.1.1 Introducción

Tal y como se muestra en la Figura 3.1, la estructura clásica de un amplificador se puede dividir en distintas etapas:

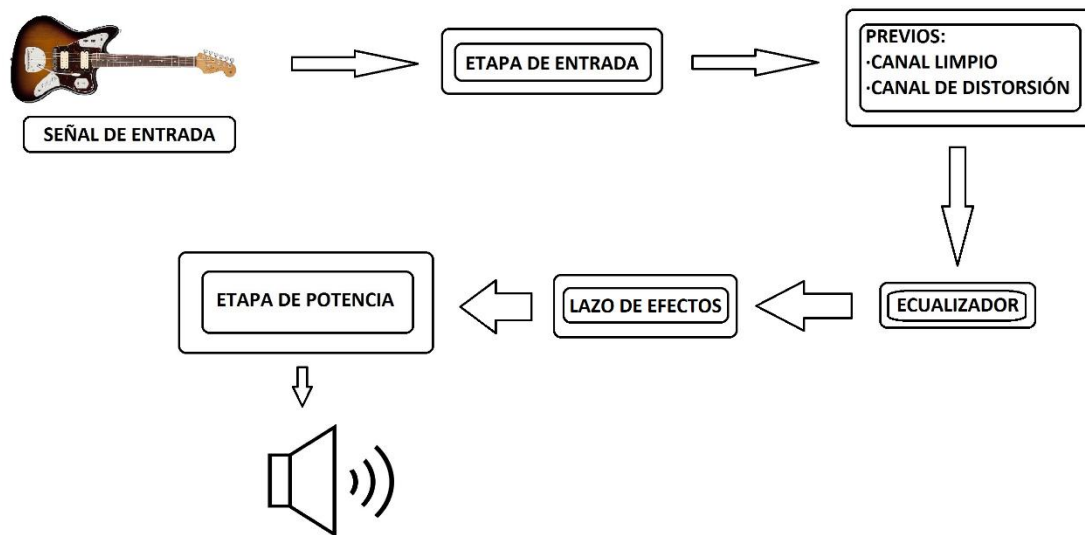


Figura 3.1: Estructura clásica de un amplificador de guitarra.

A continuación se presentan las características de cada una de las etapas que componen el amplificador.

3.1.2 Etapa de Entrada

La etapa de entrada es la primera etapa del amplificador. En ella, la señal de la guitarra recibe un primer aumento de voltaje.

La guitarra eléctrica funciona a base de electroimanes, de bobinado simple o doble, dependiendo de la capacidad de alterar la señal que se quiera tener. El movimiento de las cuerdas genera una alteración en el campo magnético del bobinado, por lo que se traduce en una señal entre 100 mVrms y 1 Vrms de amplitud, según el tipo de bobinado. Ésta señal se amplifica en la etapa de entrada hasta el orden de 10 Vrms o un orden mayor, para poder trabajar con ella de una forma adecuada.

Las señales procedentes de la guitarra son muy propensas a incluir ruido. Es debido a que su amplitud es baja. Este inconveniente es necesario tenerlo en cuenta en la etapa de entrada, ya que al amplificar dicha señal, todo el ruido que tenga superpuesto también se amplifica. Por ello, en esta etapa es muy importante evitar toda fuente de ruido.

Para ello se han tomado diferentes medidas, como las siguientes:

- Uso de cables apantallados, para evitar que ruidos (eléctricos) ambientales se acoplen con la señal de interés.
- Para atenuar la señal parásita de 50 Hz proveniente de la red eléctrica, se empleará un filtro paso alto de segundo orden con la frecuencia de corte situada en 70 Hz.

3.1.3 *Previos*

En esta etapa se procesa la señal para luego enviarla a la etapa de Potencia. Es aquí donde se añade la distorsión deseada mediante el ajuste de ganancia (se emplea un divisor de tensión a la entrada de cada una de las siguientes etapas). Es en esta etapa donde el amplificador recibe el carácter propio del sonido, es decir, donde recibe la mayor parte del contenido armónico, configurando entonces el timbre que obtendrá finalmente.

En la mayoría de amplificadores hay dos etapas en el Previo, dando una finalidad distinta a cada una de ellas. Se suelen denominar respectivamente canal Limpio y canal Lead o de Distorsión. El primero de ellos mantiene la señal emitida por la guitarra prácticamente intacta, mientras que en el canal Lead se modifica para que suene distorsionado, saturando las válvulas. Se obtiene de este modo una distorsión de armónicos pares, los cuales son más agradables para el oído que los armónicos impares, que son generados por los transistores. Además, cabe la posibilidad de añadir más efectos, dependiendo del tipo de amplificador (Reverberaciones, Retardos...).

3.1.4 *Lazo de Efectos*

El lazo de efectos (FX Loop) es un elemento el cual se utiliza comúnmente en el mundo de la música. Permite al usuario añadir más efectos a la señal ya modificada en el previo. En esta etapa es cuando los pedales de efectos hacen su función, modificando aún más la señal antes ser enviada a la etapa de potencia.

Los elementos denominados "Pedales" son circuitos modificadores de la señal que permiten, al igual que los canales que existen en el preamplificador, modular la señal de manera que se consiga el efecto que se desee. Existen infinidad de tipos de pedales, desde ecualizadores paramétricos hasta octavadores (desplazan la frecuencia de la señal a una octava más aguda), generadores de distorsión, etc.

Sin embargo, gran parte de los músicos suelen utilizar los pedales de efectos entre la señal de la guitarra y la etapa de entrada. En este caso la señal se modifica antes de entrar en el previo, tanto en la respuesta en frecuencia como en amplitud, por lo que puede modificar la cantidad de distorsión aplicada en el previo. Si en lugar de añadir los efectos antes de la etapa de entrada se añaden en el

lazo, permite distorsionar primero la señal en el previo y luego modificar la señal a la salida. Con ello, se tendrán unos niveles de señal más fieles a la salida de los previos del amplificador.

3.1.5 Ecuador

El ecualizador es la etapa donde se define la tonalidad y respuesta en frecuencia de la señal de la guitarra. Normalmente en este tipo de amplificadores se suele usar un ecualizador de tres bandas: un filtro paso alto, paso bajo y uno paso banda (Treble, Bass and Mid respectivamente) Están gobernados distintos potenciómetros, pudiendo variar la situación en frecuencia de los polos dominantes, la frecuencia de corte de cada una de las bandas, así como la ganancia.

En lugar de tener un ecualizador de tres bandas, cabe la posibilidad de utilizar un ecualizador paramétrico. Éste permite la modificación de la frecuencia de corte, del factor de calidad y de la ganancia de cada filtro, dando por ello una respuesta en frecuencia más controlada. Si bien, en este proyecto se empleará el ecualizador de tres bandas comentado en el párrafo anterior. Sin embargo, este proyecto se va a centrar en el estudio de distintas etapas asociadas a las válvulas. No se estudiará por lo tanto el ecualizador, a pesar de estar incluido en los esquemas eléctricos.

3.1.6 Etapa de salida

Es en esta etapa donde la señal modificada de la guitarra se amplifica y se prepara para ser enviada a los altavoces. En general, esta etapa posee una impedancia de salida muy elevada, por lo que los amplificadores utilizan un transformador para adecuar la impedancia a valores normalizados (4Ω , 8Ω ó 16Ω). Para amplificar la señal se utilizan válvulas de potencia, las cuales tienen diferencias respecto a las utilizadas en el previo. Con posterioridad se explica su funcionamiento en el anejo correspondiente.

3.2 Especificaciones del diseño del amplificador

3.2.1 Introducción

Una vez descrito el esquema típico de un amplificador de guitarra eléctrica, se definen las especificaciones de diseño del objeto del proyecto.

Éste tendrá un esquema como el mencionado anteriormente, en este caso con dos canales en el previo (Limpio y Distorsión). Se podría haber introducido un tercer canal, denominado Crunch, el cual es una ligera modificación del canal Limpio, haciendo saturar un poco más la válvula. Sin embargo, se ha optado finalmente a integrar éste en el canal Limpio, ya que con una ganancia suficiente, se satura la válvula de la misma manera. También incorporará un lazo de efectos para aportar una mayor flexibilidad en la configuración de la señal.

Por último, la etapa de potencia suministrará 100W RMS sobre una carga de 4, 8 ó 16 ohmios, y estará formada por dos parejas de válvulas 5881 en configuración de *push-pull* operando en clase AB.

3.2.2 Especificaciones Iniciales

De acuerdo con el pliego de condiciones, se numeran a continuación las especificaciones iniciales del amplificador:

- Previo con dos canales: Limpio y Lead.
- Ajuste de ganancia y volumen por cada canal.
- Lazo de efectos en serie.
- Ecualizador de 3 bandas (Treble, Mid y Bass).
- Etapa de potencia de 100W RMS a 4, 8 o 16 ohmios.

3.2.3 Etapa de Entrada

La función de esta etapa es aportar una alta ganancia en tensión a la señal sin introducir apenas distorsión, por ello es necesario aportar ciertas consideraciones.

Se utilizará uno de los tríodos de una válvula de tipo ECC83 preparada específicamente para estas primeras etapas amplificadoras, la cual es sensible a las microfónías. Para ello se ha seleccionado una válvula TAD® RT008.

3.2.4 Canal Limpio

Éste es el primer previo que aborda el proyecto. Es común encontrar este tipo de canal en los amplificadores, dado que entrega una señal fiel a la producida por la guitarra. Para ello, se utiliza el segundo tríodo de la válvula anterior, haciéndolo trabajar en su zona lineal y próxima a la saturación. El objetivo, además, es añadirle una riqueza tonal a la señal mediante filtros paso bajo y alto, como se puede observar en el esquema eléctrico presente en el apartado dedicado a su estudio [4.1.3 Canal Limpio]. Para trabajar correctamente la ganancia de este canal, se añadirá un potenciómetro. Éste permite controlar la amplitud de la señal a la entrada de la válvula. En el diseño presentado en este proyecto, estar al 70% el potenciómetro, la válvula entrará en la zona de saturación y distorsionará ligeramente la señal, dando el sonido característico del canal Crunch.

3.2.5 Canal de Distorsión

También se puede describir como canal Lead. En esta etapa se utiliza un puente de diodos para generar una señal cuadrada, dando una distorsión considerable a la señal. Más adelante se le añade un seguidor catódico para adaptar las impedancias del circuito y añadirle cierta ganancia a la señal.

Así se consigue una señal totalmente diferente a la de entrada, pero con la misma frecuencia. Eso permite modificar el sonido natural de la guitarra de una manera considerable, afectando de la misma manera a los armónicos. [5]

3.2.6 Lazo de efectos

También se incorpora un lazo de efectos, dada la necesidad a añadir nuevas modificaciones a la señal después del previo. Esto se consigue mediante dos conectores estéreo conectados entre sí. La señal es mono, pero se utilizan estos conectores para conseguir hacer un puente si no hay nada conectado, es decir, continúa la señal desde el previo a la siguiente etapa. Se utilizan dos potenciómetros (uno para la entrada y otro para la salida) para regular correctamente la señal a la salida de esta etapa. Es decir, el potenciómetro de la entrada se encarga de ajustar el nivel de señal ya tratada en los previos, mientras que el potenciómetro de la salida ajusta la amplitud de la señal de acuerdo con la del lazo de efectos externo al circuito. A la salida de ésta se añade un amplificador operacional operando como amplificador no inversor, dado que siempre hay pérdidas de voltaje en la etapa asociada a los efectos. A continuación, en la *figura 3.2* se presenta el esquema del lazo de efectos:

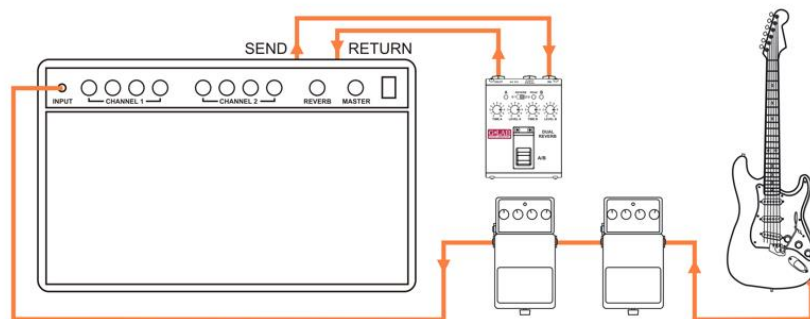


Figura 3.2: Lazo de efectos.

Nota: En este caso los pedales que se añaden en la entrada del amplificador son distintos a los del lazo de efectos. Particularmente en este caso se utiliza la señal distorsionada de los pedales, omitiendo la saturación del propio amplificador. Los pedales del lazo de efectos son modificaciones de la señal que no afectan a la distorsión (Delay, Reverb, etc.)

3.2.7 Etapa inversora de fase

Esta etapa se encarga de enviar a la etapa de salida dos señales, una en fase y otra desfasada en π radianes (un ángulo de 180°). El circuito es comúnmente conocido como “amplificador diferencial”. Esto quiere decir que amplifica la diferencia de voltaje existente entre dos entradas. Técnicamente se trata de un amplificador de entrada diferencial y de salida diferencial, pero una de ellas se encuentra desfasada 180° como se ha mencionado anteriormente.

La señal de entrada y la de salida tienen prácticamente una ganancia de 10 constantes. Para ello se encarga una válvula ECC83, utilizando cada tríodo para cada señal.

3.2.8 Etapa de Salida

Esta es la etapa final del amplificador, donde se amplifica la señal del previo, y suministra la potencia requerida por los altavoces. En este caso, la configuración utilizada es la de *push-pull*, y el amplificador es de clase AB. Para ello, se han utilizado dos parejas de válvulas de potencia 5881 seleccionadas expresamente al ser virtualmente idénticas, y distribuidas en contraposición. Una pareja se encarga del semiciclo positivo de la señal de audio, mientras que la otra lo hace del semiciclo negativo, aportados en la fase anterior.

Para el diseño de nuestro amplificador se han escogido las válvulas 5881 de la casa Bugera, por su alto rendimiento y su buena respuesta en bajas frecuencias.

Sin embargo, cabe destacar la alta impedancia de salida de esta etapa, de en torno a 1900 ohmios. Ésta se ha obtenido en la hoja de características del transformador de salida. Dicha alta impedancia hay que adecuarla a la de los altavoces, los cuales son de 4, 8 o 16 ohmios. Para ello se coloca un conversor AC/AC basado en un transformador a la salida de la etapa. Éste transforma los altos voltajes y bajas corrientes presentes en la señal de salida del amplificador, en altas intensidades y tensiones adecuadas para ser tratadas directamente por altavoces comerciales.

4 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR OBJETO DEL PROYECTO

4.1 DESARROLLO TÉCNICO DEL PROYECTO

4.1.1 *Introducción*

En los siguientes apartados se aborda el diseño del amplificador, siguiendo el esquema del modelo Marshall© JCM 900 descrito en [10. Planos]. Sin embargo, se han añadido ciertas modificaciones que más adelante serán descritas. El estudio abordado en este proyecto pasa por el cálculo de rectas de carga, los puntos de polarización de las válvulas de vacío, el estudio de los modelos en pequeña señal, y la estimación de la distorsión en cada una de las etapas.

Estas etapas a tratar, descritas en el apartado anterior, serán las siguientes:

- Etapa de Entrada
- Previo del Canal Limpio
- Previo del Canal Lead
- Lazo de efectos
- Etapa inversora de fase
- Etapa de salida
- Fuente de alimentación

También se incluye el estudio de la fuente necesaria para alimentar a toda la circuitería.

4.1.2 *Etapas de entrada*

a) Consideraciones iniciales

La función de esta etapa consiste en proporcionar una alta ganancia en tensión a la señal de entrada de la guitarra, por lo que la distorsión armónica debe de ser mínima. Para ello se ha seleccionado una válvula RT008, fabricada por TAD, especialmente diseñada para este ámbito. La hoja de datos está en el apartado [7. Notación y hojas de datos].

b) Esquemático y topología

Tal y como aparece en la Figura 4.1, en este caso se ha empleado una topología de cátodo común con polarización por cátodo. Es decir, la corriente irá en el sentido que marque la resistencia situada en la zona del cátodo, R3 en este caso.

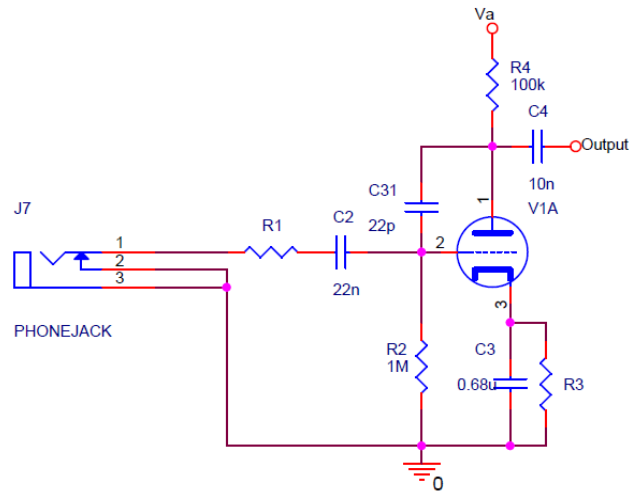


Figura 4.1: Esquema elèctric de la Etapa de Entrada.

c) Punto de polarización

En esta etapa es de interés que el triodo de la válvula esté polarizado en su zona lineal, para evitar distorsiones, como se ha mencionado anteriormente. Se ha tomado $V_a = 360\text{ V}$ dado que es la tensión que es suministrada a la válvula por la fuente de alimentación. En la Figura 4.2 se puede ver la recta de carga:

$V_a = 360\text{ V}$	@	$I_a = 0\text{ A}$
$I_a = \frac{360\text{ V}}{100\text{K}\ \Omega} = 3,60\text{ mA}$	@	$V_a = 0\text{ V}$

$$y = -0,01x + 3,6$$

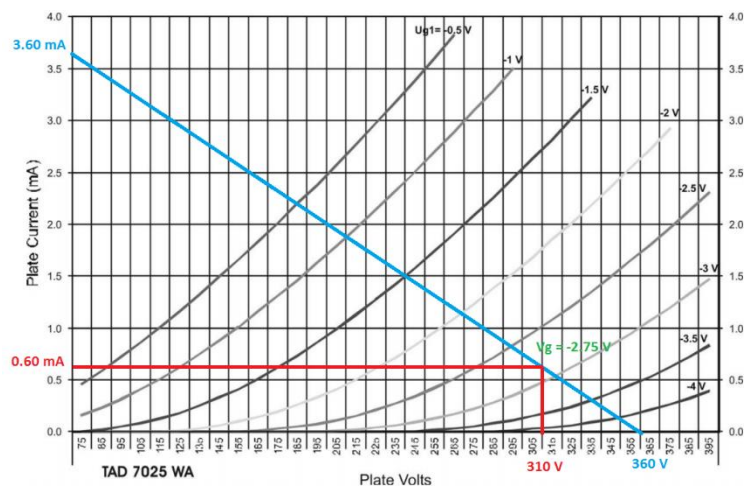


Figura 4.2: Recta de carga de la etapa de entrada.

En nuestro caso $V_p = 310 V$ (medido con el voltímetro directamente al ánodo del tríodo), por lo que gracias a la recta de carga podemos obtener la Intensidad $I_a = 0,60 mA$.

d) Trabajo en pequeña señal

El esquema eléctrico del modelo de pequeña señal de la etapa de entrada aparece expuesto en la **Figura 4.3**:

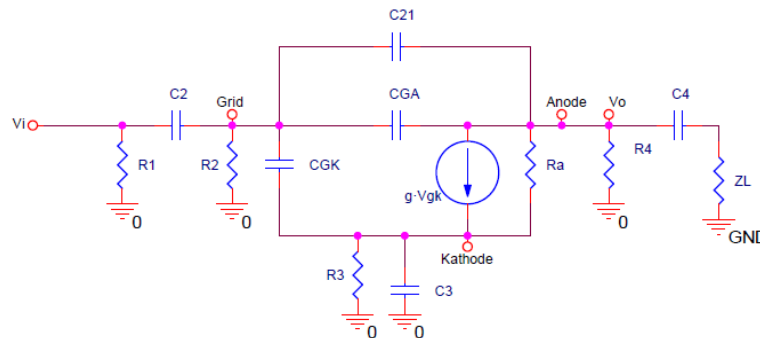


Figura 4.3: Modelo de Pequeña Señal de la Etapa de Entrada.

- **Ganancia** ($\Delta V = \frac{V_o}{V_i}$)

En nuestro caso, $V_o = (-gm \cdot V_{GK}) \cdot (R_a || R_4)$ (3.1.1) y $V_i = V_{GK}$ (4.1.2.1) por lo que:

$$\Delta V = \frac{-gm \cdot V_{GK} \cdot (R_a || R_4)}{V_{GK}} \text{ (4.1.2.2), eso da lugar a: } \Delta V = -gm \cdot (R_a || R_4) \text{ (4.1.2.3)}$$

- **Impedancia de Entrada Zi**

Nota: A continuación aparece R_g , la cual no es más que la resistencia existente en la etapa previa a la etapa de entrada. Es decir, en nuestro caso se trata de la resistencia existente del bobinado de las pastillas de la guitarra eléctrica. Por lo tanto, es un valor variable dependiendo de qué modelo de pastillas se escojan para su uso.

Otro elemento que aparece es Z_L , que no es más que la representación de la resistencia de la siguiente etapa reflejada en ésta.

$$Z_i = \frac{V_{aux}}{I_{aux}} \text{ (4.1.2.4)}$$

$$Z_i = R_g + R_1 \text{ (4.1.2.5)}$$

- **Impedancia de Salida Zo**

$$Z_o = R_4 || R_a \text{ (4.1.2.6)}$$

e) Distorsión

La señal de las pastillas de la guitarra eléctrica posee una amplitud inferior o igual a 1 Vrms (pueden surgir picos de tensión y se estudia el caso más desfavorable). Dicha amplitud será la máxima disponible a la entrada de esta etapa. Podemos ver la recta de carga de la etapa de entrada en la Figura 4.4:

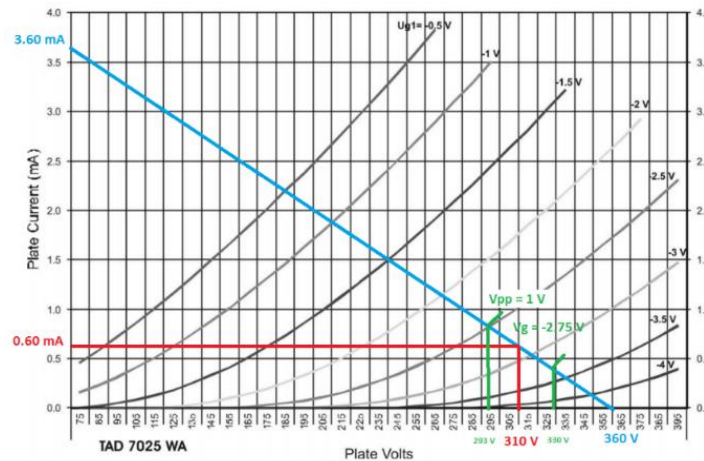


Figura 4.4: Distorsión en las curvas características del triodo.

$$D2^{\circ} = \frac{V_{Aneg} - V_{Apos}}{2 \cdot (V_{Aneg} + V_{Apos})} \cdot 100$$

Donde V_{Aneg} es la amplitud de los semiciclos negativos a la salida y V_{Apos} la de los positivos, y $D2^{\circ}$ es la distorsión del segundo armónico. Por tanto:

$$D2^{\circ} = \frac{(310 - 293) - (330 - 310)}{2 \cdot ((310 - 293) + (330 - 310))} \cdot 100 = 4.05\%$$

El resultado el cual es aceptable para una variación de 1 Voltio en la entrada de la etapa en este tipo de dispositivos.

4.1.3 Canal Limpio

a) Consideraciones Iniciales

Este es el primer canal que hay después de la etapa de Entrada, por lo que es el primero de los dos canales en abordar en este proyecto. El objetivo de esta etapa es añadir riqueza tonal al sonido. Para ello, las válvulas operan solamente en la zona lineal, como en la etapa anterior. Con este fin, se utiliza el segundo triodo de la misma válvula que se utilizó en la etapa de Entrada, la RT008. La amplitud de la señal de salida de este canal será modificada por un potenciómetro, dando la posibilidad de disponer de una ligera saturación de la válvula en sus niveles máximos. Este hecho es crucial a la hora de elegir el sonido que se desea, pues el añadirle mayor o menor amplitud a la señal hará que sea modificada la señal en las etapas posteriores.

b) Esquemático y topología

En el canal Limpio encontramos un potenciómetro donde se controla la amplitud de la señal de entrada al segundo tríodo de la válvula. Actúa como un divisor de tensión. Como en el caso anterior, la resistencia en el cátodo dirige la dirección de la corriente. Según la Figura 4.5 se puede observar el esquema del canal limpio:

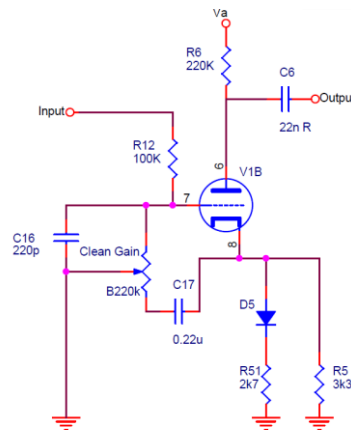


Figura 4.5: Esquema de la etapa del Canal Limpio

c) Punto de polarización

En este caso también interesa polarizar la válvula en su etapa lineal. Sin embargo, como la amplitud de la señal de entrada varía en una mayor medida respecto a la anterior etapa, es mayor la posibilidad de que la válvula entre en la zona de saturación, dando lugar a una distorsión de la señal. Este efecto realmente es buscado en este canal, puesto que le da a la señal un toque rudo a altos niveles de ganancia. En la Figura 4.6 se puede ver la recta de carga:

$V_a = 360 V$	@	$I_a = 0 A$
$I_a = \frac{360 V}{220K \Omega} = 1.63 mA$	@	$V_a = 0 V$

$$y = -4,53 \cdot 10^{-3}x + 1,63$$

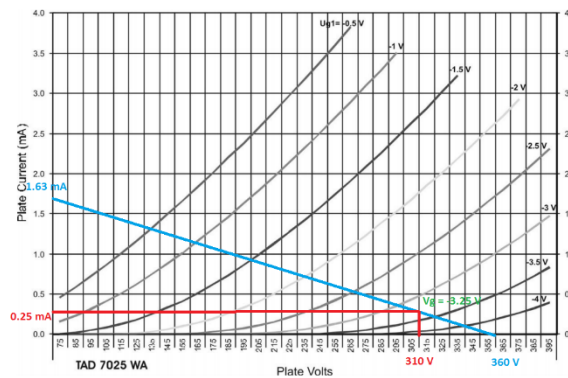


Figura 4.6: Recta de carga del canal Limpio.

d) Trabajo en pequeña señal

El esquema eléctrico en pequeña señal del canal Limpio se muestra en la Figura 4.7:

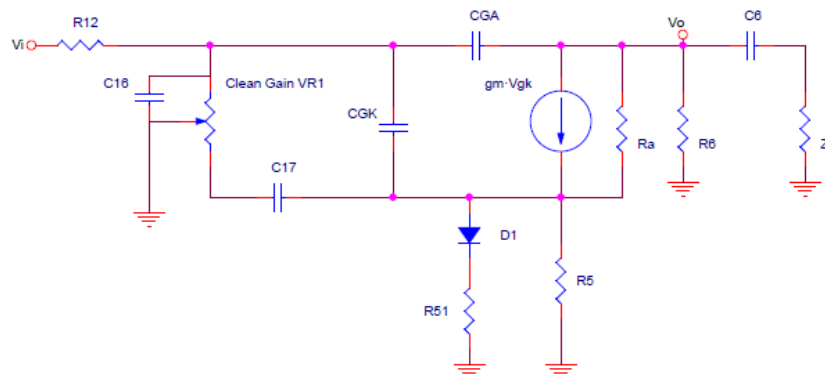


Figura 4.7: Modelo de pequeña señal del canal Limpio.

- **Ganancia** ($\Delta V = \frac{V_0}{V_i}$)

El estudio de la ganancia se ha realizado para tensiones continuas. En este caso, los condensadores presentan una impedancia infinita. Es decir, pueden ser considerados como circuitos abiertos.

Al dejar en circuito abierto los condensadores, el circuito queda separado en dos. Empezando por la derecha, para calcular V_0 se obtiene el circuito de la Figura 4.8:

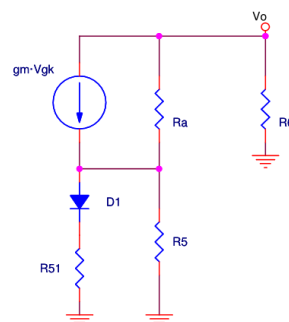


Figura 4.8: Primera simplificación.

Una vez llegado a este punto, para resolver el circuito de una forma más sencilla, se ha transformado la fuente de corriente en paralelo con una resistencia en una fuente de tensión en serie con la misma resistencia, R_a . La tensión generada en esa rama se puede definir a partir de la ley de Ohm. El circuito resultante se muestra en la Figura 4.9:

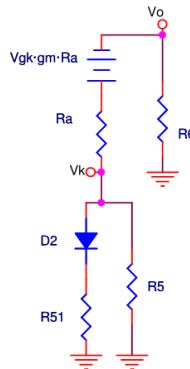


Figura 4.9: Segunda simplificación.

NOTA: En este caso es posible apreciar la existencia de un diodo. Este diodo actuará si el voltaje en el cátodo es mayor que su tensión umbral (0.7 V), recortando ligeramente la amplitud de la onda en el semiciclo negativo y un poco del positivo, hasta que la amplitud llega a 0.7V (se recuerda que $V_{umbral}=0.7V$ en los diodos convencionales). Llegados a este paso, y asumiendo que la corriente generada por la fuente auxiliar irá hacia el ánodo del diodo, y que su resistencia interna es despreciable, podemos obtener una resistencia equivalente $R_{eq} = R_a + (R_{51} || R_5)$ (4.1.3.1). El circuito queda según se muestra en la Figura 4.10:

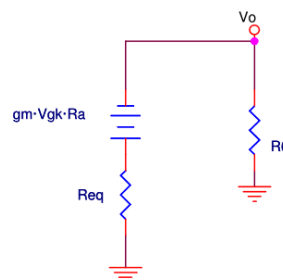


Figura 4.10: Tercera simplificación.

Obtenido este esquema, podemos ver que circulará una corriente I con la cual, y mediante la 2ª Ley de Kirchhoff se podrá obtener dos expresiones para la tensión de salida V_0 .

$$V_0 = I \cdot R_{eq} - gm \cdot V_{GK} \cdot R_a \quad (4.1.3.2)$$

$$V_0 = -I \cdot R_6 \quad (4.1.3.3)$$

Despejando ambas expresiones, obtenemos que $I = -\frac{V_0}{R_6}$ (4.1.3.4).

Calculando V_i :

En este caso se obtiene un divisor de tensión asociado al potenciómetro presente en la entrada. Con una simplificación obtenemos el circuito equivalente de la Figura 4.11:

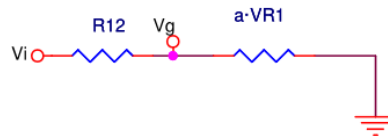


Figura 4.11: Cuarta simplificación.

Para obtener V_{GK} , de acuerdo con la Figura 4.10, se obtiene que $V_K = I \cdot (R_5 || R_{51})$ (4.1.3.5). V_G se deduce a partir de la expresión asociada a un divisor de tensión. Entonces:

$$V_G = V_i \cdot \frac{\alpha \cdot VR_1}{\alpha \cdot VR_1 + R_{12}} \quad (4.1.3.6)$$

$$V_{GK} = V_G - V_K = V_i \cdot \frac{\alpha \cdot VR_1}{\alpha \cdot VR_1 + R_{12}} - I \cdot (R_5 || R_{51}) \quad (4.1.3.7)$$

Sustituyendo la ecuación (4.1.3.7) en (4.1.3.2) se obtiene:

$$V_0 = I \cdot ((R_5 || R_{51}) + R_a) - gm \cdot (V_i \cdot \frac{\alpha \cdot VR_1}{\alpha \cdot VR_1 + R_{12}} - I \cdot (R_5 || R_{51})) \cdot R_a \quad (4.1.3.8)$$

Y ahora, operando con las ecuaciones (4.1.3.8) y (4.1.3.4) se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 = -\frac{V_0}{R_6} \cdot ((R_5 || R_{51}) + R_a) - gm \cdot (V_i \cdot \frac{\alpha \cdot VR_1}{\alpha \cdot VR_1 + R_{12}} + \frac{V_0}{R_6} \cdot (R_5 || R_{51})) \cdot R_a$$

La cual, despejando, se acaba obteniendo:

$$V_0 \cdot \left(1 + \frac{((R_5 || R_{51}) \cdot (1 + gm \cdot R_a) + R_a)}{R_6} \right) = V_i \cdot \left(gm \cdot \frac{\alpha \cdot VR_1}{\alpha \cdot VR_1 + R_{12}} \right) \quad (4.1.3.9)$$

Con lo que la expresión de la ganancia queda del siguiente modo:

$$\Delta V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{gm \cdot \frac{\alpha \cdot VR_1}{\alpha \cdot VR_1 + R_{12}}}{1 + \frac{((R_5 || R_{51}) \cdot (1 + gm \cdot R_a) + R_a)}{R_6}} \quad (4.1.3.10)$$

- **Impedancia de Entrada Z_i**

Haciendo que $V_0 = 0$ y anulando las capacidades se puede deducir la impedancia de entrada según la Figura 4.12:

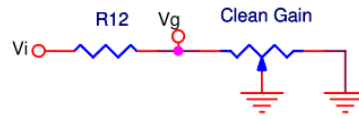


Figura 4.12: Simplificación para obtener la impedancia de Entrada.

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_{12} + \alpha R_1, 0 < \alpha < 1 \quad (4.1.3.11)$$

- Impedancia de Salida $Z_O = \frac{V_{aux}}{I_{aux}}$

En este caso $V_i = 0$ y se añade una fuente de alimentación auxiliar a la salida, haciendo fluir una corriente auxiliar, parámetros los cuales son necesarios para determinar Z_O .

El esquema eléctrico queda tal y como se muestra en la figura 4.13:

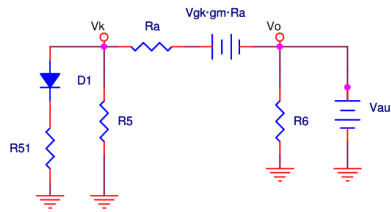


Figura 4.13: Simplificación para obtener la impedancia de Salida.

$$V_{aux} = (i_{aux} - i_0) \cdot R_6 \quad (4.1.3.12) \quad V_{aux} = -gm \cdot V_{GK} \cdot R_a + (R_a \cdot (R_5 || R_{51})) \cdot i_0 \quad (4.1.3.13)$$

$$V_{GK} = V_G - V_K = 0 - i_0 \cdot (R_5 || R_{51}) \quad (4.1.3.14)$$

$$V_{aux} = gm \cdot i_0 \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + i_0 \cdot (R_a + (R_5 || R_{51})) = i_0 \cdot (gm \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + R_a + (R_5 || R_{51})) \quad (4.1.3.15)$$

$$i_0 = \frac{V_{aux}}{gm \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + R_a + (R_5 || R_{51})} \quad (4.1.3.16) \text{ y se junta (4.1.3.12) con (4.1.3.16):}$$

$$V_{aux} = \left(i_{aux} - \frac{V_{aux}}{gm \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + R_a + (R_5 || R_{51})} \right) \cdot R_6 \quad V_{aux} \cdot \left(1 + \frac{R_6}{gm \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + R_a + (R_5 || R_{51})} \right) = R_6 \cdot i_{aux}$$

$$Z_0 = \frac{V_{aux}}{i_{aux}} = \frac{1}{\frac{1}{R_6} + \frac{1}{gm \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + R_a + (R_5 || R_{51})}} \text{ y teniendo en cuenta las propiedades de la asociación de componentes en paralelo, podemos escribir:}$$

$$Z_0 = R_6 || (gm \cdot (R_5 || R_{51}) \cdot R_a + R_a + (R_5 || R_{51})) \quad (4.1.3.17)$$

e) Diagrama de Bode (obtenido experimentalmente)

En la Figura 4.14 se muestra el diagrama de bode experimental del canal limpio:

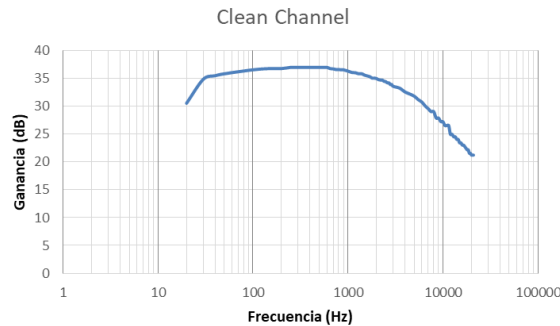


Figura 4.14: Diagrama de bode experimental del Canal Limpio.

4.1.4 Canal de Distorsión

a) Consideraciones Iniciales

En esta etapa tenemos el segundo canal del amplificador. Dicho canal tiene como finalidad distorsionar de una manera muy agresiva la señal. Esto se consigue mediante la implementación de los dos tríodos de la válvula, en este caso es usada una válvula RT080, de la marca TAD.

También se estudiará el conjunto de resistencias y condensadores previo al puente de diodos de manera separada, puesto que aporta a la señal un filtro paso bajo y otro filtro de frecuencia de corte variable, formado por el potenciómetro y el condensador C181.

b) Esquemático y tipología

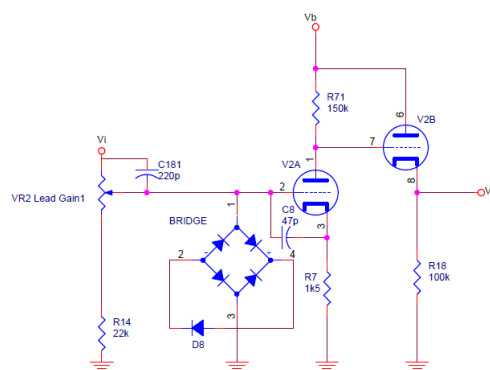


Figura 4.15: Esquema de la etapa del Canal de Distorsión.

Como se puede observar en la Figura 4.15, en la entrada del tríodo V2a se tiene un puente de diodos. Su función en este caso es generar una onda cuadrada, dado que los diodos estarán conduciendo si y sólo si la amplitud de la señal a la entrada del puente es mayor de 2,1 V. Dicha tensión se obtiene de la conducción de tres diodos, situados en serie, en cada semiciclo de la señal de entrada cuando ésta

tiene una amplitud superior a la comentada. Con ello se pretende distorsionar aún más la señal de entrada.

El primer tríodo actúa como amplificador de la señal, mientras que el segundo hace función de seguidor catódico. Éste permite tener una impedancia de salida baja, y mucho menor que la impedancia de entrada. Lo cual es necesario en circuitos amplificadores de señal.

En este caso se estudia el modelo de pequeña señal de los dos tríodos a la vez.

c) Punto de polarización

Dado que se estudia el segundo tríodo de una manera especial, se procederá a analizar el punto de polarización solamente del primer tríodo obtenemos la recta de carga de la Figura 4.16:

$V_b = 381 V$	@	$I_b = 0 A$
$I_b = \frac{381 V}{150K \Omega} = 2.54 mA$	@	$V_b = 0 V$

$$y = -6 \cdot 10^{-3}x + 2,54$$

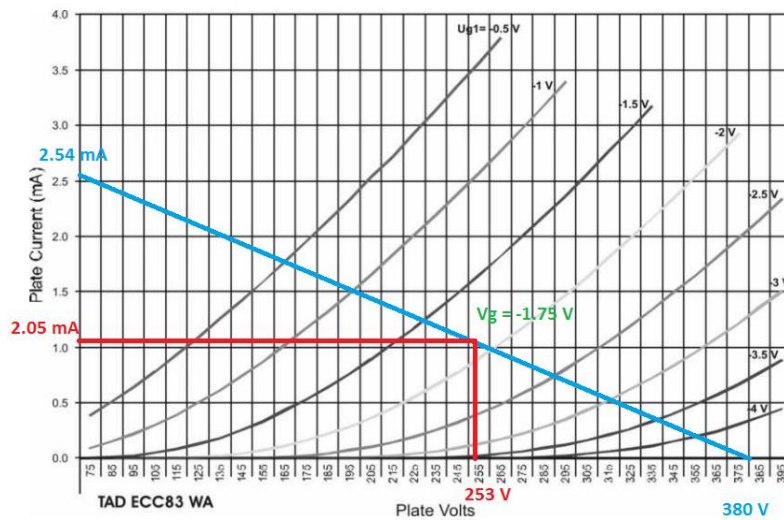


Figura 4.16: Recta de carga del canal de distorsión del primer tríodo.

d) Modelo de pequeña señal

El modelo de pequeña señal de esta etapa se presenta en la *Figura 4.17*:

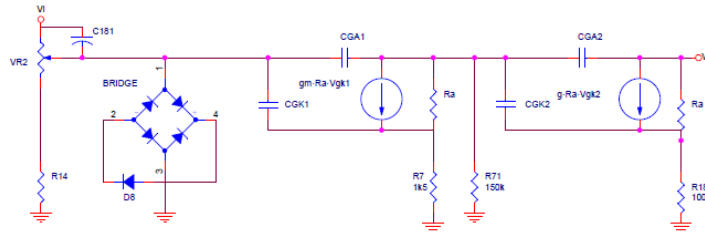


Figura 4.17: Modelo de pequeña señal del canal de Distorsión.

Como se puede observar, se ha obviado el condensador C8, dado que está en paralelo con CGK1. Ambos dan lugar a un condensador equivalente de capacidad C8+CGK1.

Por otra parte, para facilitar el análisis y teniendo en cuenta la existencia del puente de diodos, se estudiará el circuito en dos partes: entre Vi y VG1, y entre VG1 y Vo. Como resultado se tiene que la impedancia de la primera parte coincide con la impedancia de entrada de la etapa global. Y la ganancia de la etapa será el producto de la ganancia de las dos sub-etapas. Es decir: $\Delta V = \frac{V_{G1}}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_{G1}} = \frac{V_o}{V_i}$. En cuanto la impedancia de salida de la segunda parte será la impedancia de salida de la etapa.

• **Ganancia**

Ganancia de la primera sub-etapa: $\Delta V = \frac{V_{G1}}{V_i}$

En primer lugar, se realiza el estudio del conjunto de resistencias y condensadores previo al puente de diodos, quedando según se muestra en la *figura 4.18*:

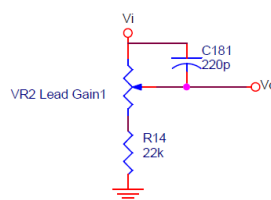


Figura 4.18: Primera simplificación.

Agrupando valores, se tiene que $R = (1 - \alpha) \cdot R_2 + R_{14}$ y $Z_{eq} = \alpha R_2 || Z_{C181} = \frac{\alpha R_2}{1 + \alpha R_2 C p}$, dejando un divisor de tensión de valor: $\frac{V_{G1}}{V_i} = \frac{R}{R + Z_{eq}}$. Se tiene en cuenta que el potenciómetro, entre sus tres terminales se tiene dos resistencias de valor αR_2 y $(1 - \alpha)R_2$, donde $0 \leq \alpha \leq 1$. Sustituyendo valores se obtiene:

$$\frac{V_{G1}}{V_i} = \frac{R}{R + \frac{\alpha R_2}{1 + \alpha R_2 C p}} = \frac{R \cdot (1 + \alpha R_2 C p)}{R + \alpha R_2 R C p + \alpha R_2} \quad (4.1.4.1)$$

Debido a la presencia de números complejos, para obtener la ganancia de esta parte se procederá a obtener el módulo, es decir:

$$\left| \frac{V_{G1}}{V_i} \right| = \left| \frac{R \cdot (1 + \alpha R_2 C \omega j)}{R + \alpha R_2 R C \omega j + \alpha R_2} \right| = \frac{\sqrt{R^2 + (\alpha R R_2 C \omega)^2}}{\sqrt{(R + \alpha R_2)^2 + (R R_2 C \omega)^2}} \quad (4.1.4.2)$$

$$\left| \frac{V_{G1}}{V_i} \right| = \sqrt{\frac{R^2 (1 + (\alpha R_2 C \omega)^2)}{R^2 (1 + (R_2 C \omega)^2) + 2 \alpha R_2 + R_2^2}} \quad (4.1.4.3)$$

Ganancia de la segunda parte: $\Delta V = \frac{V_{G1}}{V_o}$

NOTA: Aunque en los esquemas eléctricos aparezcan las expresiones R_{a1} y R_{a2} , se puede aproximar que ambos triodos de las válvulas son idénticos. Por lo tanto, tienen la misma resistencia parásita. Por ello, se puede indicar que $R_{a1} = R_{a2} = R_a$. Esto será tenido en cuenta en los próximos cálculos.

Dejando atrás el divisor de tensión ya estudiado, se obtiene el esquema de la figura 4.19:

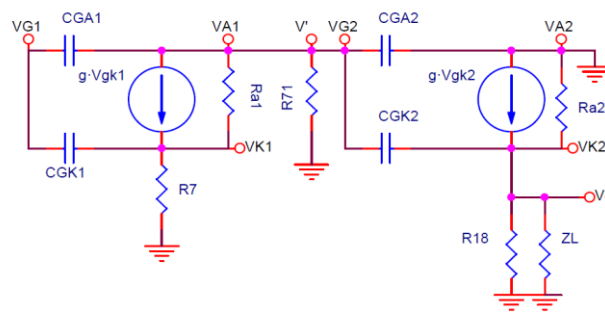


Figura 4.19: Segunda simplificación.

Esta parte se abordará en dos etapas, empezando desde V_o y tomando V' como primera tensión parcial. En este sentido, la Figura 4.20 presenta el esquema eléctrico asociado:

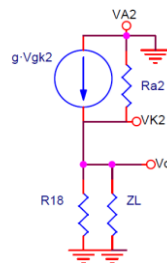


Figura 4.20: tercera simplificación.

Como se hizo en la etapa del canal limpio, se sustituye el generador de corriente en paralelo con una resistencia, por un generador de tensión en serie con la misma resistencia. De este modo, según la Figura 4.21:

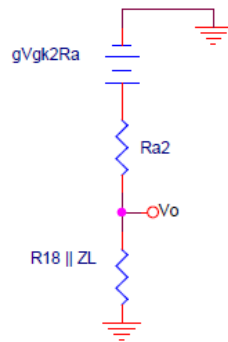


Figura 4.21: Cuarta simplificación.

$$\begin{cases} V_o = -i_2 \cdot R_a + gV_{GK2}R_a & (4.1.4.4) \\ V_o = -i_2 \cdot (R_{18} || Z_L) & (4.1.4.5) \end{cases}$$

$$-i_2(R_{18} || Z_L) + i_2R_a = gV_{GK2}R_a \quad (4.1.4.6)$$

Juntando (4.1.4.5) y (4.1.4.6) obtenemos:

$$i_2 = \frac{-V_o}{(R_{18} || Z_L)} \quad (4.1.4.7)$$

Una vez obtenida la expresión de i_2 , damos paso a la entrada del segundo triodo de la válvula, siguiendo el siguiente esquema mostrado en la Figura 4.22:

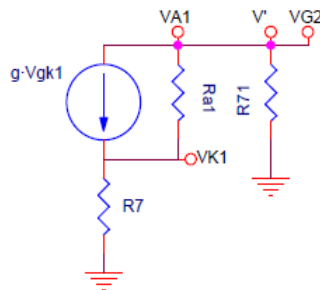


Figura 4.22: Quinta simplificación.

Procediendo de la misma manera que en la anterior etapa obtenemos el esquema mostrado en la Figura 4.23:

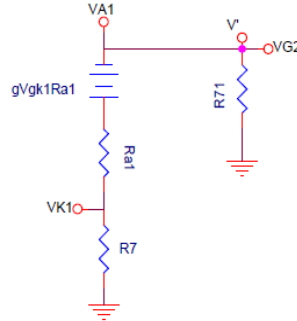


Figura 4.23: Sexta simplificación.

$$\begin{cases} V' = -i_1 R_{71} & (4.1.4.8) \\ V' = i_1 (R_7 + R_a) - gV_{GK1} R_a & (4.1.4.9) \end{cases} \quad \text{De (4.1.4.8) obtenemos } \boxed{i_1 = -\frac{V'}{R_{71}} \quad (4.1.4.10)}$$

$$V_{GK1} = V_{G1} - V_{K1} = V_i - i_1 R_7 = V_{G1} - \frac{V_{G2}}{R_{71}} R_7 \rightarrow V_{GK1} = V_{G1} - \frac{V_{G2}}{R_{71}} R_7 \quad (4.1.2.11)$$

Sustituyendo (4.1.4.10) y (4.1.2.11) en (4.1.2.9) obtenemos:

$$V_{G2} = -\frac{V_{G2}}{R_{71}} (R_{71} + R_a) - g(V_{G1} - \frac{V_{G2}}{R_{71}} R_7) R_a \quad V_{G2} = -V_{G2} \left(\frac{1}{R_{71}} (R_7 + R_a) \right) - gV_i R_a + V_{G2} \left(\frac{g}{R_{71}} R_7 \right) R_a$$

$$V_{G2} = V_{G2} \left(\frac{g}{R_{71}} R_7 R_a - \frac{R_7 + R_a}{R_{71}} \right) - gV_{G1} R_a \quad V_{G2} \left(-\frac{R_7 + R_a}{R_{71}} + \frac{gR_7 R_a}{R_{71}} - 1 \right) = gR_a V_{G1}$$

$$V_{G2} = V_{G1} \cdot \frac{1}{-\frac{R_7 + R_a}{R_{71} g R_a} + \frac{R_7}{R_{71}} - \frac{1}{g R_a}} = \frac{1}{-\frac{R_7 + R_a}{R_{71} g R_a} + \frac{R_7 g R_a}{R_{71} g R_a} - \frac{R_{71}}{R_{71} g R_a}} = \frac{R_{71} g R_a}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}}$$

$$\boxed{V_{G2} = \left(\frac{R_{71} g R_a}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right) \cdot V_{G1} \quad (4.1.4.12)}$$

$$V_{GK2} = V_{G2} - V_{K2} = \left(\frac{R_{71} g R_a}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right) \cdot V_{G1} - V_o, \quad -\frac{V_o}{R_{18} || Z_L} (R_a - (R_{18} || Z_L)) = gR_a \left(\frac{R_{71} g R_a}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right) \cdot V_{G1} - V_o$$

$$V_o \cdot \frac{1}{(R_{18} || Z_L)} \cdot ((R_{18} || Z_L) - R_a) = gR_a \left(\frac{R_{71} g R_a}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right) V_{G1} - V_o$$

$$V_o \left(1 - \frac{R_a}{(R_{18} || Z_L)} \right) = \left(\frac{R_{71} (gR_a)^2}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right) \cdot V_i - V_o gR_a$$

$$V_o \left(gR_a + 1 - \frac{R_a}{(R_{18} || Z_L)} \right) = \left(\frac{R_{71} (gR_a)^2}{R_{71} g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right) \cdot V_{G1}$$

Dando como resultado el valor de la ganancia en esta etapa:

$$\frac{V_o}{V_{G1}} = \frac{\left(\frac{R_{71}(gR_a)^2}{R_7 g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right)}{gR_a + 1 - \frac{R_a}{(R_{18} || Z_L)}} \quad (4.1.4.13)$$

Como se ha comentado anteriormente, la ganancia total de la etapa viene dada por el producto de las ganancias de ambas subetapas, dando como resultado la siguiente expresión:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{G1}}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_{G1}} = \sqrt{\frac{R^2(1+(\alpha R_2 C \omega)^2)}{R^2(1+(R_2 C \omega)^2)+2\alpha R_2+R_2^2}} \cdot \frac{\left(\frac{R_{71}(gR_a)^2}{R_7 g R_a - R_7 + R_a - R_{71}} \right)}{gR_a + 1 - \frac{R_a}{(R_{18} || Z_L)}} \quad (4.1.4.14)$$

- **Impedancia de Entrada**

Como se ha dicho anteriormente, la impedancia de entrada es calculada a partir de la impedancia de entrada de la primera parte del circuito. Es decir, del conjunto de resistencias y condensadores previo al puente de diodos.

Volviendo a la *figura 4.18* se le añade una fuente auxiliar de tensión continua en la entrada V_i , y se eliminan los condensadores. El circuito quedaría según se muestra en la *Figura 4.24*:

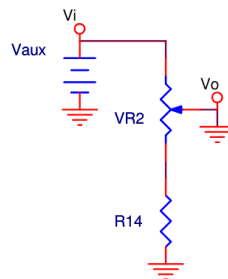


Figura 4.24: Séptima simplificación.

$$V_{aux} = i_{aux}(R_{15} + \alpha R_2)$$

Dando como resultado la siguiente expresión:

$$Z_i = [\alpha R_2] \quad (4.1.4.15)$$

- **Impedancia de Salida**

En este caso se utilizará la salida del segundo tríodo para calcular la impedancia de salida. El esquema quedaría tal y como se muestra en la *Figura 4.25*:

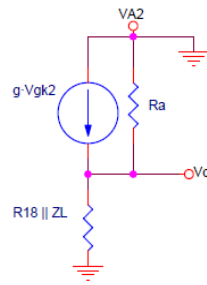


Figura 4.25: Octava simplificación.

Como en situaciones anteriores, sustituimos la fuente de corriente por una fuente de tensión continua y añadimos una fuente auxiliar en la salida Vo de manera que $Z_o = \frac{V_{aux}}{i_{aux}}$. El esquema eléctrico resultante se muestra en la Figura 4.26:

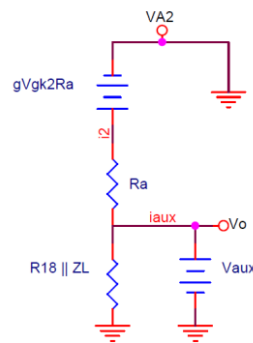


Figura 4.26: Novena simplificación.

$$\begin{cases} V_{aux} = (i_2 + i_{aux})(R_{18} || Z_L) & (4.1.4.16) \\ V_{aux} = -gV_{GK2}R_a - i_2R_a & (4.1.4.17) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} V_{GK2} &= V_{G2} - V_{K2} = 0 - V_{aux} \\ V_{GK2} &= -(i_2 + i_{aux})(R_{18} || Z_L) & (4.1.4.18) \end{aligned}$$

Juntando (4.1.4.16) con (4.1.4.17) se obtiene:

$$V_{aux} = g(i_2 + i_{aux})(R_{18} || Z_L) - i_2R_a \rightarrow V_{aux} = gi_2(R_{18} || Z_L) + gi_{aux}(R_{18} || Z_L) - i_2R_a$$

$$V_{aux} = i_{aux}(R_{18} || Z_L) + i_2(-R_a + g(R_{18} || Z_L)) \quad (4.1.4.19)$$

Empleando la 2ª Ley de Kirchhoff entre Vo y VA2:

$$V_{aux} - i_2R_a + gV_{aux}R_a = 0 \rightarrow i_2 = V_{aux} \frac{1+gR_a}{R_a} \quad (4.1.4.20)$$

Sustituyendo en (4.1.4.17):

$$V_{aux} = i_{aux}(R_{18} || Z_L) + V_{aux} \frac{1 + gR_a}{R_a} (-R_a + g(R_{18} || Z_L))$$

$$V_{aux} \left(1 - \frac{1 + gR_a}{R_a} \left(-R_a + g(R_{18} || Z_L)\right)\right) = i_{aux}(R_{18} || Z_L)$$

$$Z_o = \frac{V_{aux}}{i_{aux}} = \frac{(R_{18} || Z_L)}{2 + g \left(R_a - \frac{(R_{18} || Z_L)}{R_a}\right)} \quad (4.1.4.21)$$

e) Diagrama de Bode

En este canal del previo se ha realizado un estudio más extenso respecto al conjunto de resistencias y condensadores previo a la entrada de la primera válvula, recordando lo analizado en el apartado [3.1.4 Canal de Distorsión]:

La ganancia de la primera sub-etapa queda así: $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R(1 + \alpha R_2 C p)}{R + \alpha R_2 C p + \alpha R_2}$ (4.1.4.22), con lo que se puede observar que hay un polo y un cero. A continuación se identificarán las frecuencias de corte de cada uno

- Cero:

$$R(1 + \alpha R_2 C p) = 0 \rightarrow p = -\frac{1}{\alpha R_2 C} \quad (4.1.4.23)$$

Tomando valores para α :

$$si \begin{cases} \alpha = 0 \rightarrow \omega = \infty \\ \alpha = 0.5 \rightarrow \omega = \frac{1}{0.5 R_2 C \cdot 2\pi} = 1447 \text{ Hz} \\ \alpha = 1 \rightarrow \omega = 724 \text{ Hz} \end{cases}$$

- Polo:

$$R + \alpha R_2 R C p + \alpha R_2 = 0 \rightarrow p = \frac{-\alpha R_2 + (1 - \alpha) R_2 + R_{14}}{\alpha ((1 - \alpha) R_2 + R_{14}) R_2 C} \rightarrow p = \frac{R_2 + R_{14}}{\alpha R_2 C ((1 - \alpha) R_2 + R_{14})} \quad (4.1.4.24)$$

$$si \begin{cases} \alpha = 0 \rightarrow \omega = \infty \\ \alpha = 0.5 \rightarrow \omega = \frac{1 \cdot 10^6 + 22 \cdot 10^3}{0.5 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 220 \cdot 10^{-12} \cdot (0.5 \cdot 1 \cdot 10^6 + 22 \cdot 10^3) \cdot 2\pi} = 2.83 \text{ kHz} \\ \alpha = 1 \rightarrow \omega = 33.6 \text{ kHz} \end{cases}$$

Como podemos observar tenemos un potenciómetro que modula la frecuencia de corte del cero y del polo, pudiendo realizar una tabla con las frecuencias de corte de ambos dependiendo de la posición del potenciómetro:

Valor de α	f_c del cero	f_c del polo
0	∞	∞
0.5	1.45 kHz	2.83 kHz
1	725 Hz	33.6 kHz

Tabla 4.1: Valores de las frecuencias de corte.

Dando como resultado de la simulación el diagrama de Bode que a continuación en la Figura 4.27 se detalla:

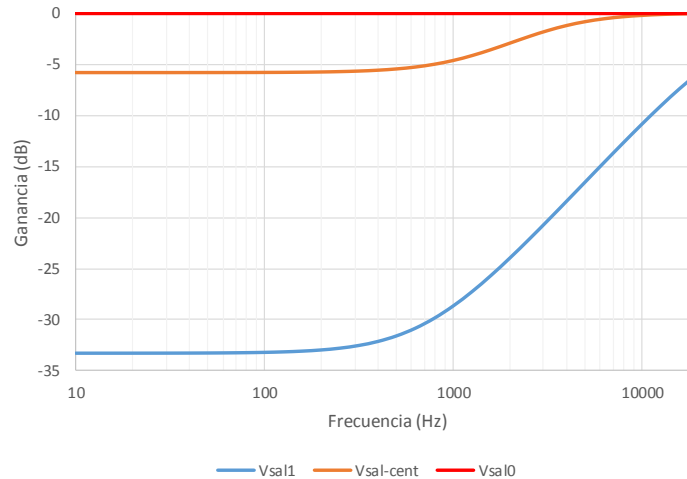


Figura 4.27: Diagrama de Bode teórico

Como se puede observar, existen dos zonas en las que la ganancia es constante en esta parte del circuito. También se aprecia que las posiciones del polo y del cero coinciden con los presentados en la tabla 4.1.

Para calcular la ganancia:

$$A_v = \frac{R}{R + \alpha R_2} \cdot (1 + \alpha R_2 C p) \cdot \frac{1}{1 + \frac{\alpha R_2 R C p}{R + R_2}} \quad (4.1.4.25)$$

- Si $\alpha = 0$: $A_v = \frac{R}{R} = 1$, por lo que $|A_v| = 0$ dB.
- Si $\alpha = 1$: $A_v = \frac{R}{R + R_2} \cdot (1 + R_2 C p) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2 R C p}{R + R_2}}$ y la ganancia resulta ser un número complejo.

Calculando el módulo de la función de transferencia:

$$|A_v| = 20 \log \frac{R}{R + R_2} + 20 \log \sqrt{1 + (R_2 C \omega)^2} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{R_2 R C \omega^2}{R + R_2}} \quad (4.1.4.26)$$

Para $\omega < \omega_c$, solo se tiene consideración el factor constante de la ganancia, donde $R = R_{14}$, al ser $\alpha=1$. Se recuerda que $R = (1 - \alpha) \cdot R_2 + R_{14}$.

Entonces: $|A_{v1}| = -33.33$ dB, el cual coincide con la simulación.

Para $\omega > \omega_p$, consideramos los dos primeros términos:

$$|A_{v2}| = 20 \log \sqrt{1 + (R_2 \omega)^2}, \omega = \omega_p = \frac{R + R_2}{R R_2 C} \rightarrow |A_{v2}| = 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{R_{14} + R_2}{R_{14}}\right)^2} = 33.33 \text{ dB} \quad (4.1.4.27)$$

Por lo tanto, $|A_v| = |A_{v1}| + |A_{v2}| = -33.33 + 33.33 = 0$ dB $(4.1.4.28)$

A continuación, en la Figura 4.28 se detalla la gráfica del diagrama de bode obtenido experimentalmente tras el paso por las válvulas de vacío de esta etapa:

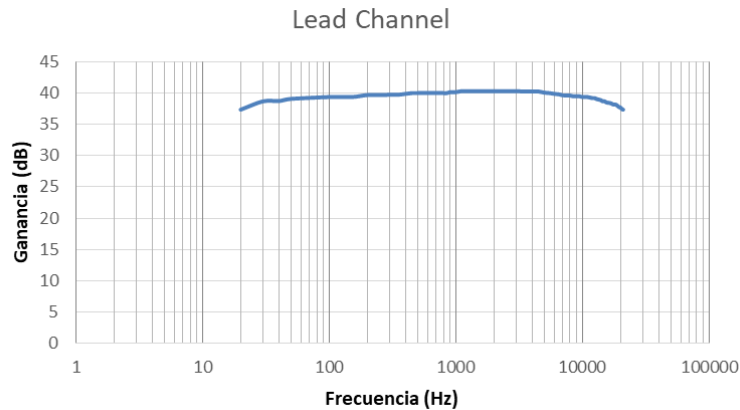


Figura 4.28: Diagrama de bode experimental.

Resultado el cual es bastante coherente dado que el puente de diodos recorta bruscamente la señal, haciendo la ganancia homogénea en todo el recorrido de la frecuencia.

4.1.5 Lazo de Efectos

a) Consideraciones Iniciales

En esta etapa, como se describió anteriormente, se considera el uso de efectos externos para modular la onda de la señal de la guitarra. Para llevarlo a cabo se usa un puente entre la entrada y la salida. De este modo, en el caso de que no esté nada conectado la señal no se modificará ni tendrán efecto los potenciómetros, por lo que seguirá intacta en la salida de esta etapa.

Como se puede apreciar en el esquemático hay un divisor de tensión tanto en la entrada como en la salida de los jacks de entrada y de salida "send" y "return", respectivamente. Esto sirve para ajustar los volúmenes de entrada y salida de la señal, en el caso de modularla.

b) Esquemático y tipología

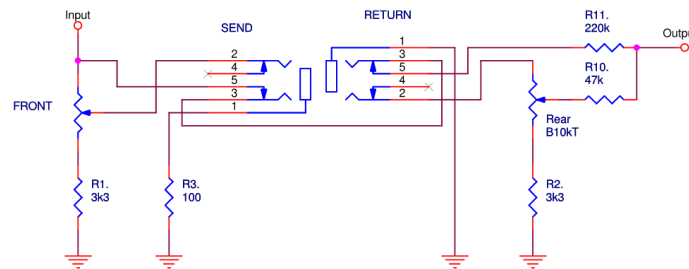


Figura 4.29: Esquema eléctrico del lazo de efectos.

4.1.6 Etapa inversora de fase

a) Consideraciones Iniciales

Esta etapa es necesaria para el tipo de amplificador que presente en este proyecto. Desfasa la señal 180º para conseguir producir una salida diferencial con la que sea posible trabajar en la configuración *push-pull*.

Una vez desfasada, se envía a la etapa de amplificación tanto la señal desfasada como la señal original. Sin embargo, en general el segundo tríodo tiene una menor ganancia (en torno al 0,95). Dicha diferencia no resulta demasiado relevante en este tipo de amplificadores, donde la distorsión de la señal original es una de sus características.

b) Esquemático y tipología

En la Figura 4.30 podemos observar el esquema de la etapa inversora:

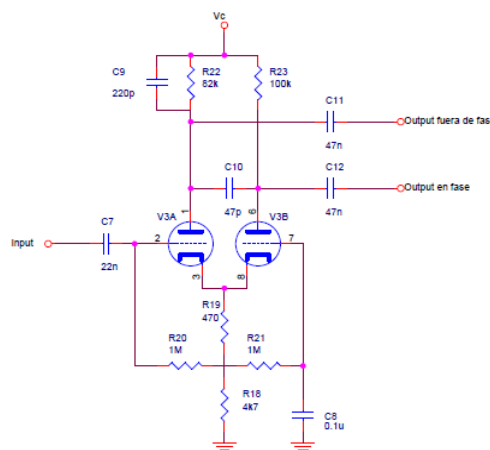


Figura 4.30: Esquema eléctrico de la etapa inversora de fase.

c) Punto de Polarización

La tensión del ánodo es suministrada a través de las resistencias R22 y R23. Es proporcional a los cambios de corriente de los triodos, en función de las tensiones presentes en las rejillas. Los valores de estas resistencias han sido calculados mediante el estudio de la recta de carga, considerando la amplificación deseada y el rango de salida. Idealmente las resistencias de placa de ambos triodos deberían ser idénticas para producir una salida compensada y libre de distorsiones no deseadas. Sin embargo, la resistencia de ánodo del primer triodo (R22 en V3a), el cual se ocupa de invertir la salida, debe ser ligeramente menor que la del segundo triodo (R23 en V3b), en torno a un 20%. Esto es así para compensar las desigualdades en ganancia presentes en las dos secciones que conforman los triodos dentro de la válvula, con el fin de obtener dos salidas de amplitudes lo más parecidas posible.

Teniendo los valores de las resistencias de placa R22 y R23 podemos obtener una aproximación de la recta de carga:

Para V3a se tiene:

$V_a = 400 V$	@	$I_a = 0 A$
$I_a = \frac{400 V}{82K \Omega} = 4.87 mA$	@	$V_a = 0 V$

$$y = -12,175 \cdot 10^{-3}x + 4,87$$

Y para V3b se obtiene:

$V_a = 400 V$	@	$I_a = 0 A$
$I_a = \frac{400 V}{100K \Omega} = 4 mA$	@	$V_a = 0 V$

$$y = -10 \cdot 10^{-3}x + 4$$

Lo que da las siguientes rectas de carga y puntos de funcionamiento en la Figura 4.31:

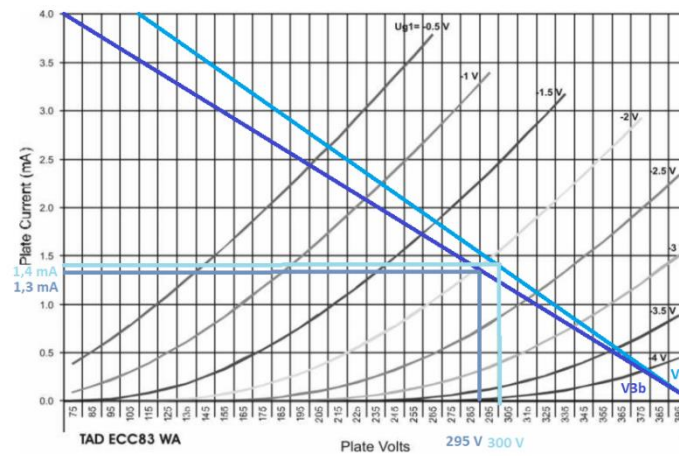


Figura 4.31: Recta de carga de los triodos V3a y V3b

4.1.7 Etapa de Salida

a) Consideraciones Iniciales

El elemento final de la cadena de audio es esta etapa, la de salida. Es la encargada de entregar la potencia necesaria para mover los altavoces. Es decir, suministrar potencia suficiente a la carga. Para ello se han utilizado 4 pentodos de potencia del tipo 5881 de la marca Bugera, entregando una potencia máxima de 100W RMS.

Esta forma de amplificación utiliza una señal doble en contrafase, de tal modo que cada par de válvulas amplifica una de estas dos señales obtenida en la etapa anterior.

La señal obtenida tras la amplificación tiene una amplitud bastante alta, del orden de 50 V, pero corriente muy baja (30 mA en este diseño). Es por eso que hay la necesidad de acoplar un convertor AC/AC en esta etapa final. Se utiliza para ello un transformador. A la salida se tiene una señal de mejor tensión y mayor corriente. Además, este transformador cambia las impedancias del circuito anterior (del orden de 1K9 o 2K, descritos en la hoja de especificaciones técnicas del transformador de salida) a unas más bajas (4, 8 o 16 ohmios), que son valores típicos en los altavoces.

b) Esquemático y tipología

En la Figura 4.32 podemos observar el esquema de la etapa de salida:

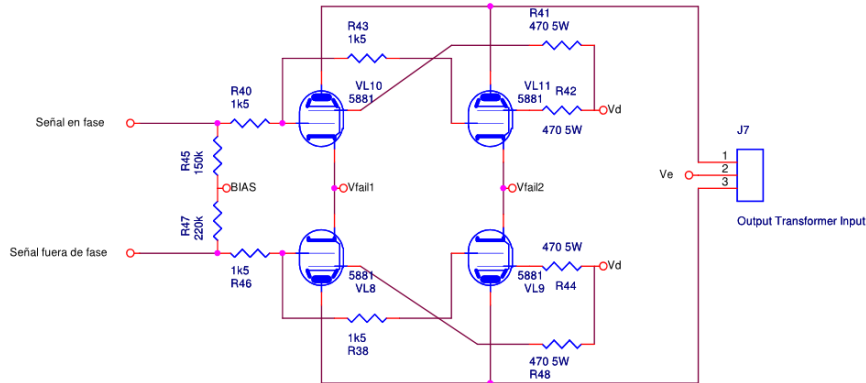


Figura 4.32: Esquema eléctrico de la etapa de salida.

c) Punto de Polarización

Estas válvulas, al ser de potencia (pentodos), trabajan de distinta manera a las anteriores. Por ello, las tablas empleadas también son diferentes. La alta tensión se le aplica en la segunda rejilla, siendo la primera rejilla usada para la señal de entrada y el ánodo para la señal de salida. Además se le aplica un offset en la primera rejilla, para encontrar el punto óptimo de trabajo.

La potencia máxima disipada en el ánodo por cada válvula de potencia, según la hoja de especificaciones, es de 23W. Por lo que la potencia disipada en reposo se requiere que sea aproximadamente el 70% de esta potencia, es decir, 16W. Teniendo una tensión en el ánodo de 478V medidos en el ánodo del pentodo se obtiene una corriente de salida de 33.47mA, que es la corriente en la que debe de trabajar la válvula normalmente. Un exceso de corriente disminuiría las horas de trabajo útil de ésta.

A partir de estos datos, se mide en las curvas características de la válvula el voltaje de offset necesario aplicable en la primera rejilla, como se ve en la Figura 4.33:

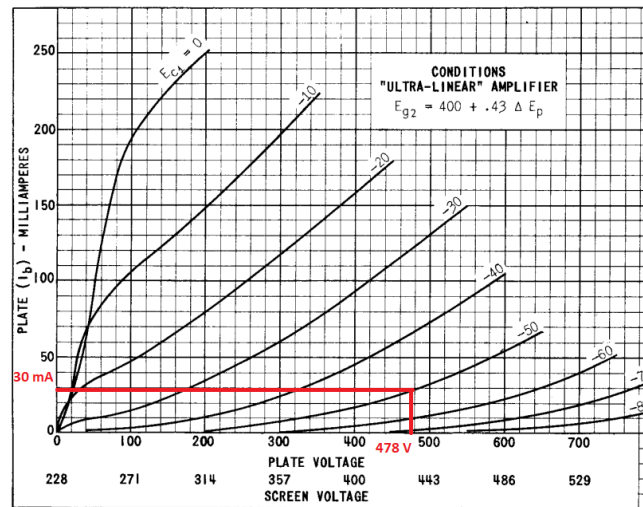


Figura 4.33: Curva característica de un pentodo 5881

Según los resultados del gráfico, al aplicar un offset de -50V se obtendrá una respuesta de 30mA en la salida del ánodo. Esto hace que la válvula trabaje aproximadamente al 65% de su capacidad. Es decir, disipará una potencia de $P = 0.03A \cdot 478V = 14.34W$.

En el caso de la etapa de salida, la recta de carga viene determinada por la impedancia del bobinado primario del transformador de salida. Para el caso del transformador seleccionado, diseñado para etapas en *push-pull* conformadas por pentodos 5881 InMadOut© TU3260 la impedancia que presenta es igual a 1680 Ω cuando se encuentra conectada la carga en el secundario, por lo que cada pareja de válvulas en paralelo observa la impedancia equivalente a medio bobinado.

Debido a que la impedancia del transformador depende directamente del número de espiras al cuadrado, esta puede calcularse fácilmente como $R_p = (\frac{1}{2})^2 \cdot 1680 \Omega = 420 \Omega$.

Según estas equivalencias, y teniendo en cuenta la posición de las válvulas, podemos ver que por cada válvula tenemos:

$$R_p'' = 2R_p' = 0.5R_p = 840 \Omega$$

Gracias a eso se puede obtener la recta de carga de la válvula, y su tensión mínima admisible en el ánodo, según indica la Figura 4.37:

$V_a = 478 V$	@	$I_a = 30 mA$
$I_a = 569 mA$	@	$V_a = 0 V$

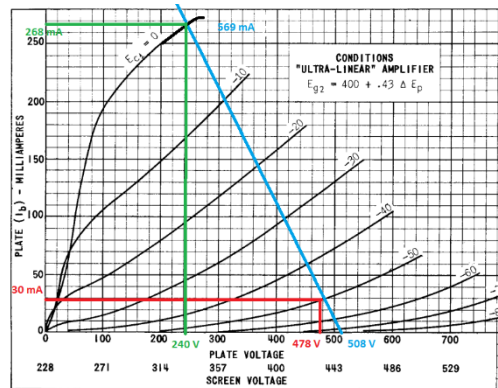


Figura 4.37: Recta de carga de un pentodo 5881

Con lo que podemos obtener aproximadamente la tensión mínima de 240 V. Con estos datos podemos obtener la potencia disipada por cada pareja de válvulas:

$$P'_{RMS} = \frac{V_{ap}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{ap}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ap} \cdot I_{ap}}{2} = \frac{(478 - 240) \cdot 268 \cdot 10^{-3}}{2} = 31.892 \text{ W}$$

Trabajando dos parejas de válvulas: $P_{RMS} = 31.892 \cdot 2 = 63.8 \text{ W}$, siendo ésta la potencia entregada por el primario.

4.1.8 Circuito selector de Canal

a) Consideraciones Iniciales

Dadas las características necesarias en el Pliego de Condiciones, es necesario un selector de canales, para poder alternar el uso de una o dos válvulas del previo, dependiendo del uso que se quiera dar al amplificador. Para ello se han utilizado dos relés, uno simple y otro doble, para poder alternar tanto el uso de las válvulas como el control de volúmenes, siendo ambas filtradas por la misma ecualización.

El **Relé 1** gobierna el cambio de válvula, si se usa solamente la V1 o también la V2. Este elemento permite que la señal pase directamente de la salida de la Válvula 1 al ecualizador.

El **Relé 2** sin embargo gobierna el control de volumen, después de la etapa de lazo de efectos, permitiendo un control independiente de volumen para cada canal, dado que las ganancias son distintas. Esto permite un control de ganancia independiente para cada canal. Más adelante en la Figura 4.38 se puede visualizar de una manera clara en el esquemático.

Para alimentar los relés se ha utilizado una de las salidas de la fuente de alimentación de los amplificadores operacionales (+15 VDC). Para activarlos o desactivarlos se emplean dos pulsadores. Uno se sitúa en el panel frontal. Sin embargo, el otro irá conectado mediante un conector tipo Jack a un interruptor de pie, también denominado Footswitch o FS en el esquema, para una mayor comodidad para el cambio de canal. Tal como se observa en las Figura 4.38 y Figura 4.39:

b) Esquemático y tipología

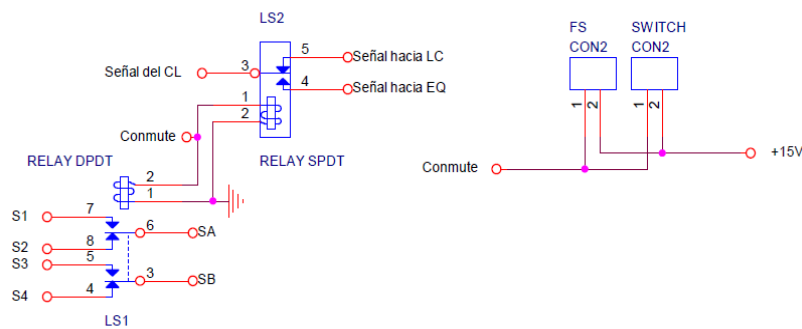


Figura 4.38: Conexión de los Relés

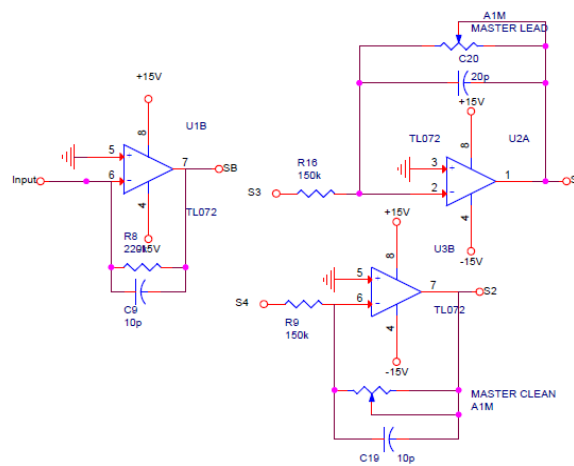


Figura 4.39: Amplificadores operacionales que van ligados a los relés.

Nota: La salida SB va conectada a la salida de la PCB de los previos. Y el Input observado en la Figura 4.39 es la salida del lazo de efectos, que va directamente a los otros amplificadores operacionales, pasando por el relé DPDT. Desde el relé SPDT la señal va hacia el canal de distorsión, denominado LC en el esquema de la Figura 4.38.

4.1.9 Fuente de Alimentación

a) Consideraciones iniciales

Para alimentar tanto las válvulas como el circuito con los amplificadores operacionales, se necesita una fuente de alimentación que aporte los siguientes voltajes:

- 490 VDC para la correcta alimentación de las rejillas de las válvulas, de una manera desglosada:
 - 310V para V1
 - 253V para V2a
 - 381V para V2b
 - 369V para V3a
 - 400V para V3b

- 478V para los pentodos V4, V5, V6 y V7 (voltajes ligeramente reducidos respecto a la tensión de 490V debido a la inclusión de resistencias para la correcta polarización de los pentodos)
- -60VDC para el offset de la etapa de salida (BIAS).
- Esta tensión negativa es necesaria para los pentodos de potencia del circuito amplificador. Como se explica en [1.1.4 Pentodo] y en [1.1.3 Trío], es necesario que la rejilla de control esté a una tensión negativa respecto al cátodo para poder repeler correctamente los electrones dirigidos del cátodo al ánodo, siendo este efecto mayor cuanto más diferencia de voltaje. En los tríodos no es necesario este offset negativo. Sin embargo para los pentodos, dado que trabajan a mayores tensiones, sí es necesario.
- $\pm 15VDC$ para los amplificadores operacionales de la parte del previo
- 6.3 VAC para los calentadores de las válvulas

Por ello se ha escogido un transformador de potencia especialmente diseñado para amplificadores con estas características, concretamente el TU325-JCM900 de la casa InMADout®. Éste proporciona los siguientes voltajes de salida:

- 350-0 VAC
- 20-0-20 VAC
- 3.15-0-3.15 VAC

Con la configuración adecuada, que a continuación se detalla, se alcanzan los valores deseados.

Para la rectificación de la señal se han utilizado dos puentes de diodos, uno para la alta tensión de 350 V (con diodos separados) y otra para la tensión de $\pm 15VDC$. Para esta última se ha utilizado un esquema básico de convertidor AC-DC con reguladores como el 7815 y el 7915, para las tensiones positivas y negativas, respectivamente.

Sin embargo, para la alta tensión sólo se ha recurrido a la etapa de filtrado, dado que la tensión es demasiado alta (y se disipa demasiado potencia) como para añadir componentes parecidos a los 78XX o diodos zéner, por lo que se han ido añadiendo condensadores a lo largo del circuito para minimizar el rizado de la tensión de alimentación.

- b) Esquemático y tipología
- **Toma de alta tensión (HT)**

Para clasificar correctamente las tensiones de alta tensión, se han etiquetado de la siguiente manera:

- Va, para la toma de V1
- Vb, para la toma de V2
- Vc, para la toma de V3
- Vd, para la toma de V4, V5, V6 y V7
- Ve, para la toma central del transformador de salida
- V BIAS, para la toma de tensión negativa

El esquema de la fuente de alimentación se presenta en la Figura 4.40:

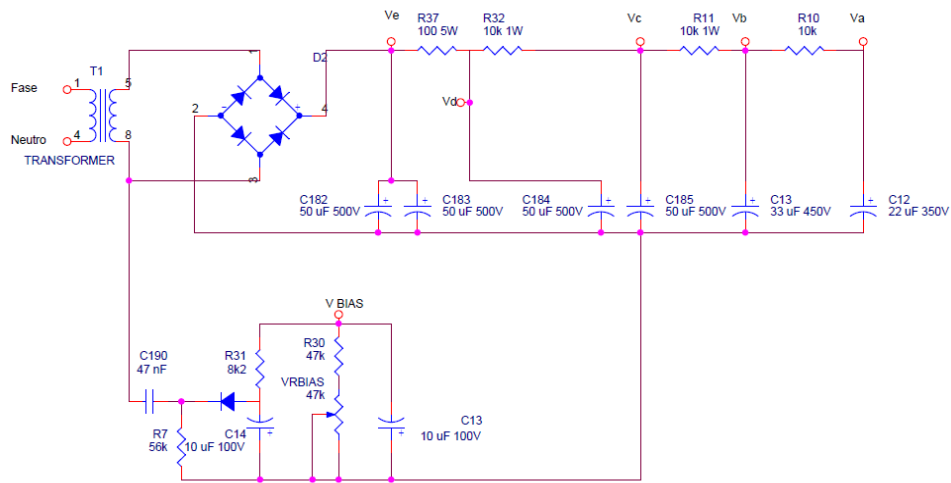


Figura 4.40: Esquema eléctrico de la fuente de alimentación de alta tensión.

- **Toma de $\pm 15V$ para los elementos del previo**

En este caso se ha utilizado un esquema típico de una fuente de alimentación de $\pm 15V$. Aunque en la Figura 4.41 no se encuentre, el transformador posee un terminal asociado a la masa del circuito.

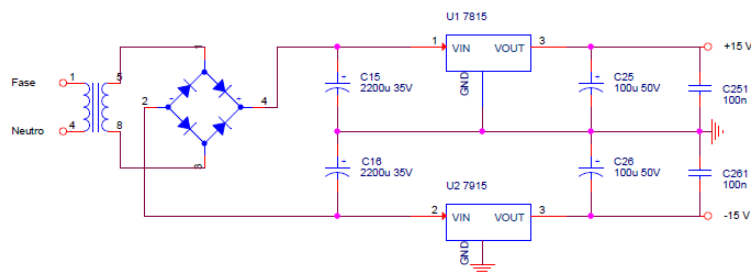


Figura 4.41: Esquema eléctrico de la fuente de alimentación de $\pm 15V$.

- **Toma de 6.3V para el calentamiento de los filamentos**

En este caso solamente se ha procedido a conectar en paralelo los bornes de los filamentos de cada válvula directamente a la toma del transformador. Este tipo de conexión es común en estos elementos de vacío, dado que solamente sirve para calentar los filamentos y no influye en los demás elementos del amplificador, como se ha descrito en el apartado 1. Como se puede ver en la Figura 4.42, el esquema eléctrico de esta toma:

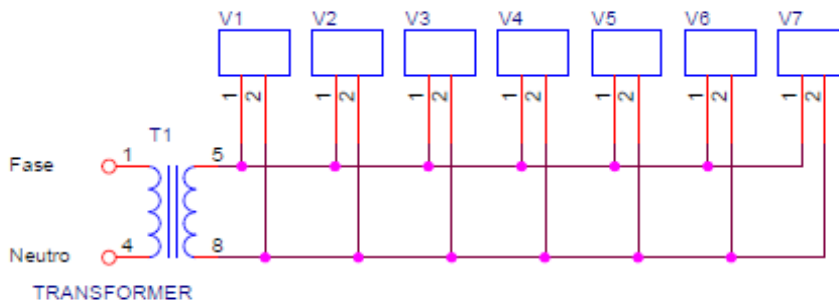


Figura 4.42: Esquema eléctrico de la fuente de alimentación de los filamentos.

NOTA: Cabe decir que los elementos encargados de la rectificación de los voltajes y su posterior tratado están ubicados entre las PCB de la etapa de potencia y la del previo, a excepción de la toma de calentamiento de los filamentos, por lo que el esquema enseñado no corresponde al diseñado en las PCB, es sólo expuesto para su mejor comprensión.

4.2 Consideraciones especiales de Implementación y distribución

4.2.1 Introducción

Dados los esquemáticos del circuito, se procede a definir el proceso de fabricación del mismo. El circuito en total estará formado en tres placas PCB, las cuales estarán conectadas tanto por masa como por la señal a amplificar. La primera PCB estará formada por todas las etapas del previo, a excepción de la etapa inversora de fase, y la rectificación de la fuente de alimentación de $\pm 15 V$.

La segunda PCB contendrá la etapa inversora de fase y la etapa de salida, con sus respectivas salidas al chasis, la salida al transformador de salida, la rectificación de la señal de alta tensión y la alimentación del Offset negativo (BIAS).

La tercera y última PCB solamente servirá como puente para el calentador de los filamentos de las válvulas, por lo que no contendrá ningún componente electrónico en sí. Se ha realizado una PCB solamente para una conexión más ordenada de estos elementos.

El software utilizado para realizar los esquemas eléctricos y los posteriores circuitos impresos ha sido OrCAD versión 16.

4.2.2 Interconexión de placas y rutado de masas

Las PCB del previo y de la etapa de salida están conectadas mediante un cable apantallado, donde la pantalla está conectada a la masa de ambas PCBs. Los otros dos cables están conectados a la salida del previo y a la entrada de la etapa inversora de fase. Además, la masa está conectada a tierra mediante su conexión al chasis y a la toma de tierra del enchufe como medida de seguridad.

5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 Mediciones experimentales y evaluación de resultados

5.1.1 Introducción

Una vez desarrollado el diseño y la realización del amplificador, se han llevado a cabo su estudio experimental. Para ello se han obtenido las tensiones de salida en las distintas etapas del circuito, incluida la etapa inversora de fase.

También se ha estudiado la ganancia y la potencia real del amplificador, en base a las tensiones de trabajo.

5.1.1 Tensiones en reposo

En este apartado se recogen todos los valores de las tensiones obtenidas experimentalmente en los terminales de las válvulas, y también en las tensiones de alimentación del circuito.

a) Tensiones de alimentación

	Tensión (V)	Detalle
<i>V_e</i>	490	Voltaje del primer rectificado
<i>V_c</i>	425	Voltaje del previo
<i>V_b</i>	381	Voltaje de V2
<i>V_a</i>	320	Voltaje de V1
<i>V BIAS</i>	-50	Voltaje del BIAS
<i>V15</i>	+15	Voltaje de alimentación de los AO
<i>V_{fil}</i>	5.4	Voltaje de los filamentos

Tabla 5.1: Tensiones de alimentación

NOTA: Estas tensiones son las tomadas para el mismo estudio teórico del amplificador, es decir, el punto de funcionamiento de los elementos como las válvulas de vacío son exactamente los prácticos.

b) Tensiones en los ánodos de las válvulas

		Medición
<i>V1</i>	<i>V1a</i>	310 V
	<i>V1b</i>	312 V
<i>V2</i>	<i>V2a</i>	253 V
	<i>V2b</i>	381 V
<i>V3</i>	<i>V3a</i>	369 V
	<i>V3b</i>	401 V
<i>V4, V5, V6, V7</i>		478 V

Tabla 5.2: Tensiones en los ánodos de las válvulas.

5.1.2 Formas de onda en previos

Una vez fabricada la PCB del previo, se ha procedido a estudiar las formas de onda en cada una de las etapas que forman el previo del amplificador. La señal de entrada (a la entrada de la PCB) tiene las siguientes características:

- Tipo de señal: sinusoidal de 220 Hz.
- Amplitud de la señal: 500 mVrms
- **Forma de onda a la salida de la etapa de entrada (Figura 5.1)**

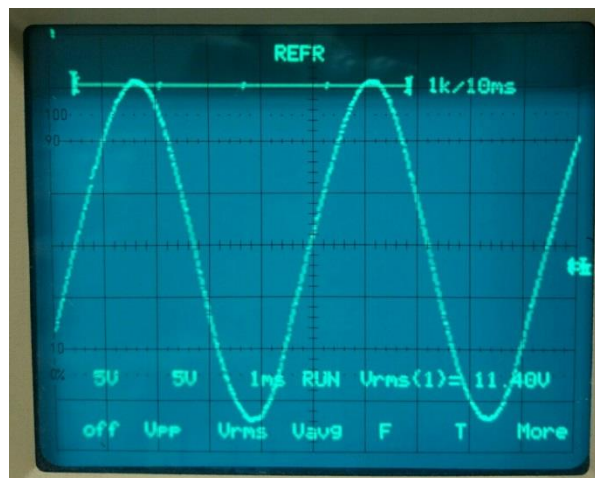


Figura 5.1: Forma de onda de la señal de salida de la etapa de entrada.

- **Forma de onda a la salida del canal limpio (Figura 5.2)**

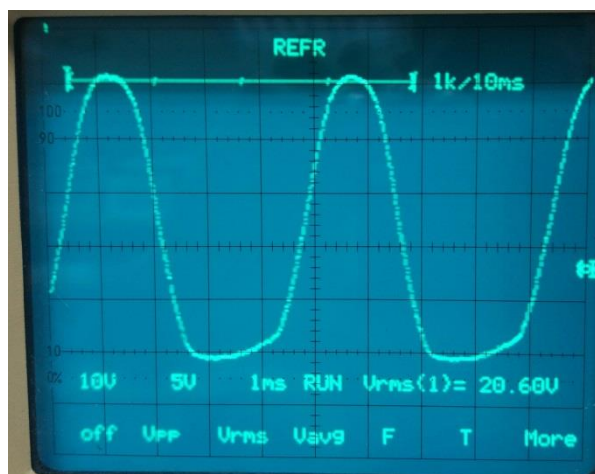


Figura 5.2: Forma de onda asociada al canal limpio.

Aquí ya se puede observar el recorte del semiciclo negativo comentado en el apartado [2.3 Distorsión].

- Forma de onda en el canal de distorsión (Figura 5.3)

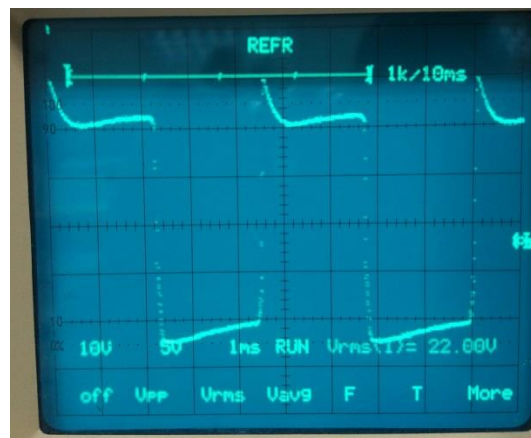


Figura 5.3: Forma de onda del canal de distorsión.

- Formas de onda en la salida de los previos (Figura 5.4)

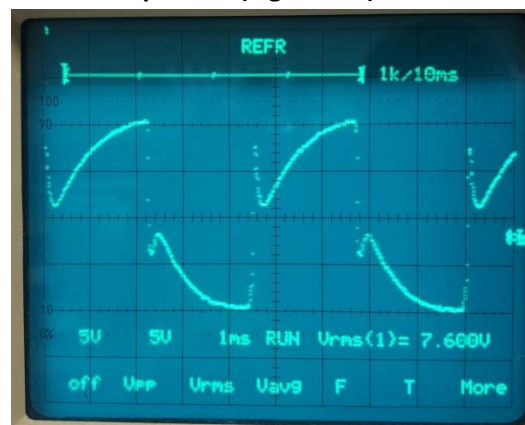


Figura 5.4: Forma de onda a la salida de los previos.

5.1.3 Potencia real entregada en el primario y en la carga

- Potencia real entregada en el primario

Una vez terminada la etapa de salida se procede a medir la potencia máxima disipada mediante la siguiente fórmula:

$$P_{RMS} = 2 \cdot \left(\frac{V_{fp}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_{prim}} = 2 \cdot \left(\frac{478-240}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{840} = 67.43 \text{ Wrms}(5.1.3.1)$$

- Potencia real entregada en la carga

Midiendo la amplitud de la onda en la carga (una resistencia de 16Ω), se ha obtenido un valor de 31.5V_{RMS}, por lo que se puede calcular la potencia entregada a la carga:

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{31.5^2}{16} = 62 \text{ Wrms}(5.1.3.2)$$

Por lo que se puede deducir que el transformador de salida tiene una gran eficiencia, dado que la potencia entregada por las válvulas es de 63.8W obtenido en el apartado [4.1.5: Etapa de potencia].

- **Relación Señal-ruido**

La relación señal-ruido (SNR) es el cociente entre la amplitud de la señal en la carga con la señal de entrada activa, y con la señal de entrada conectada a masa. Esto es un parámetro bastante común para diagnosticar la calidad del amplificador. En los resultados experimentales hemos obtenido lo siguiente:

$SNR = \frac{V_{señal}}{V_{ruido}} = \frac{31.5}{0.077} = 409$ que, representado en dB, da como resultado: $SNR = 52.23 \text{ dB}$. Este es un resultado esperable, dado que el amplificador todavía no dispone de carcasa para minimizar las interferencias, y tampoco cuenta de un filtro paso alto que anule las frecuencias no deseadas.

- **Respuesta en frecuencia del previo**

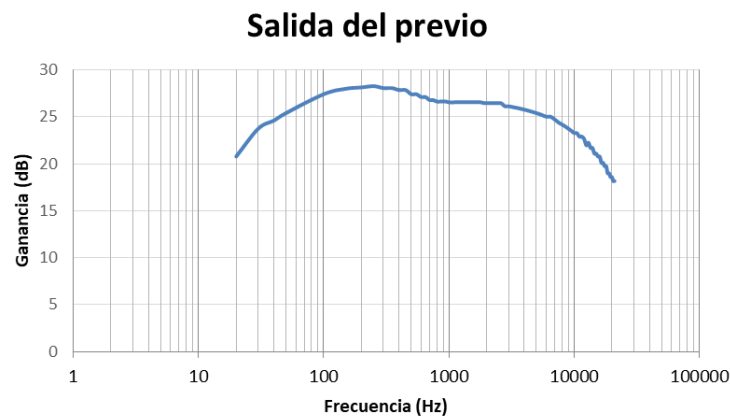


Figura 5.5: Diagrama de bode experimental de la salida del previo

- **Respuesta en frecuencia del amplificador en la carga**

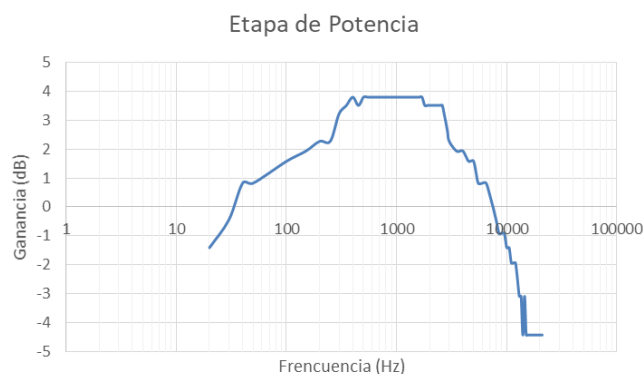


Figura 5.6: Diagrama de bode experimental en la carga.

NOTA: En este caso, se ha medido el voltaje directamente en la carga, por lo que los valores de la amplitud son similares a la entrada de la etapa de potencia, dado que el transformador secundario permite obtener de esa gran amplitud de onda una corriente mayor a costa de una disminución de tensión.

5.2 Dificultades encontradas y soluciones implementadas

- Error en el esquema eléctrico asociado a la etapa de potencia

Analizando más en profundidad el esquema eléctrico correspondiente en la etapa de potencia presente en la Figura 4.40, se encontró que los condensadores electrolíticos C13 y C14 estaban conectados al revés. Por lo que la tensión negativa tenía amplitudes incorrectas. Una vez descubierto este fallo se procedió a buscar otro esquema, en el cual se comprobó que los condensadores sí que estaban conectados correctamente.

- Ruido de 50 Hz presente en la etapa de salida

Una vez construida la etapa de salida y su puesta en funcionamiento, se ha detectado un ruido de 50Hz procedente de la red eléctrica. Por lo que próximamente se procederá a instalar un filtro paso alto de 2º orden de tipo Butterworth a la entrada de la etapa de amplificación. La frecuencia de corte se situará en 70Hz. Teniendo en cuenta que el rango de frecuencias emitido por la guitarra eléctrica varía entre los 74 Hz y 5000 Hz, la presencia de dicho filtro no afectará a la señal deseada.

Con esto, y junto a la construcción del chasis metálico conectado a masa, se pretende minimizar las comentadas señales parásitas.

5.3 Especificaciones finales

Una vez realizado el montaje, y pese a todas las dificultades encontradas, se adjunta el cuadro de especificaciones finales respecto a las indicadas en el pliego de condiciones:

Especificaciones reales	Especificaciones del pliego
Previo con dos canales: Limpio y <i>Lead</i> (2 canales independientes).	Previo con dos canales: Limpio y <i>Lead</i> (2 canales independientes).
Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal	Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal
Ecuador de 4 bandas (Agudos, Medios y Graves en el previo y Presencia en la etapa de potencia).	Ecuador de 3 bandas (Agudos, Medios y Graves en el previo).

Tabla 5.3: Especificaciones finales.

6 CONCLUSIONES

6.1 Generales

Teniendo en cuenta los resultados finales, y el proceso de diseño y construcción del amplificador valvular para guitarra eléctrica objeto de este proyecto, es posible destacar las siguientes conclusiones:

En términos generales, respecto a los resultados obtenidos se considera que se ha cumplido con los objetivos planteados.

6.2 Prácticas

En el diseño y realización de un prototipo, siempre se presentan dificultades. Y este proyecto no es una excepción. De los inconvenientes surgidos, que han sido solventados, cabe destacar la corrección de la conexión de los condensadores asociados al offset negativo, descrito en el apartado **[4.2: Consideraciones especiales de Implementación y distribución]**.

Respecto a la experiencia de trabajo obtenida tras la elaboración de este proyecto, también ha supuesto un enorme aprendizaje, y no solo en cuestiones técnicas. Se ha considerado el diseño y la realización de circuitos reales, la presencia de errores, y las estrategias abordadas para solucionarlos. También se han dedicado muchos esfuerzos en la resolución de las ecuaciones (funciones de transferencia, impedancias de entrada y salida), que acercan el diseño teórico al resultado experimental.

Por último, cabe decir que se ha planteado el añadir un filtro de paso alto Butterworth de 2º orden para eliminar el zumbido de la red eléctrica de 50 Hz. Los siguientes pasos a dar entonces, es añadir dicho filtro e instalar el amplificador en un chasis de metal, para así obtener un apantallamiento que permita impedir ruidos de señales externas al objeto del proyecto.

7 ANEJO I: HOJA DE DATOS

7.1 Hojas de datos

TECHNICAL DATA



TAD – 7025WA High Performance High-Mu Twin Triode

The TAD™ 7025WA is a miniature, high-mu twin triode for use in first preamp stages of high-gain audio frequency amplifiers. The TAD 7025 WA delivers full gain with smooth top end. No microphony issues even with the most sensitive preamps due to triple mica construction. The TAD 7025 WA supports a fat midrange and creates a bold tone with lots of overtones. Played clean the TAD 7025 WA delivers a warm liquid tone which is very responsive to dynamic playing. Overdriven the 7025 WA provides lots of sustain with well defined mid-range punch. Recommended choice for most demanding guitar amp input/V1 stages. Selection includes balanced systems for superior performance in High-End applications or Stereo applications and high performance phase inverter systems. Upgrades first stages in Phono and CD amplifiers.

The TAD™ 7025WA replaces any 12AX7, 12AX7A/WAWBWC, ECC83, 7025, 6PAX7-A

We recommend the RT080 TAD 7025WA as input tube for guitar amplifiers like Diezel ("Pit Spezial"), Blackstar, Brunetti, ENGL, Fender, Marshall, Mesa Boogie, Orange etc.



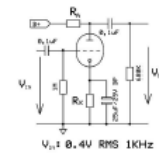
Characteristics of a bogey tube:

Electrical	Series	Parallel
Heater:		
Voltage (AC or DC)	12.5V +/-1.0	6.3+/-0.5
Current	0.15	0.3
Heating	Indirect	
Cathode-to-heater potential, max.	150V	
Direct interelectrode capacitances, max.***		
Grid to plate	1.8pF	
Grid to cathode	2.0pF	
Grid to heater	2.0pF	
Plate to cathode	2.1pF	
Mechanical		
Operating Position	Any	
Base	E9-1, Small Button 9 Pin	
Dimensions:		
Height	58 mm	
Sealed height	51 mm	
Diameter	22.5 mm	
Cooling	conventional	
Approximate net weight	13 g	
***Without external shielding, nominal values		
AF Power Amplifier		
Maximum ratings		
DC plate voltage	330 V	
Positive DC Grid Voltage	0 V	
Negative DC Grid Voltage	-55 V	
DC cathode current	8 mA	
Plate dissipation	1.2 W	
Bulb temperature (surface hottest point)	160°C	

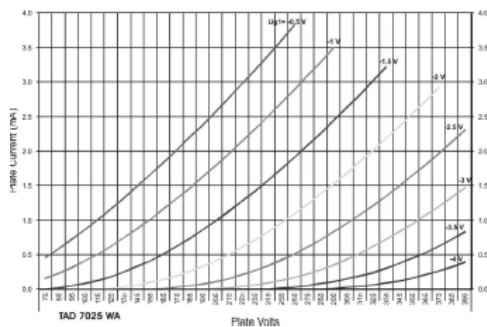
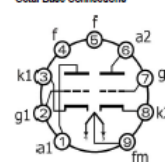
RT080,7025WA

B+ / V	R _{g1} / kΩ	R _{g2} / kΩ	V _{g2} / V _{max}	V _{g1} / V _{g2}	THD / %	I _b / mA
200	47	1.50	14.1	35.3	5.6	0.8
250	47	1.20	15.6	39.0	4.0	1.1
300	47	1.00	16.8	42.0	3.1	1.4
350	47	0.82	17.9	44.8	2.4	1.9
400	47	0.68	18.6	46.3	2.0	2.3
200	100	1.80	19.9	47.3	5.0	0.6
250	100	1.50	20.6	51.5	3.7	0.9
300	100	1.20	22.0	55.0	2.8	1.1
350	100	1.00	23.1	57.8	2.3	1.4
400	100	0.82	24.1	60.3	1.8	1.7
200	220	2.70	21.4	53.5	5.5	0.4
250	220	2.20	23.5	58.8	4.3	0.5
300	220	1.90	25.4	63.5	3.1	0.7
350	220	1.20	26.7	66.8	2.5	0.9
400	220	1.00	27.7	69.3	2.1	1.0

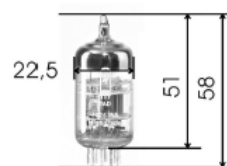
Test arrangement:



Bottom View
Catal Base Connections



Outline View



TECHNICAL DATA



ECC83 WA TAD Premium Selected High Performance High-Mu Twin Triode

The TAD™ ECC83 WA is a miniature, high-mu twin triode for use in first preamp stages of high-gain audio frequency amplifiers. The new TAD ECC83 WA Selected provides a stunning warm tone, thick midrange and sweet natural overtone harmonics. It has been designed by TAD with triple mica construction for low noise performance. Perfect for clean or moderate gain preamps as well as for high-gain amps from V2 position (for V1/Input stage or phono amplifier the HIGHGRADE selection RT080 is recommended)

It's great dynamics, low noise operation and warm tone makes the TAD ECC83 WA to be an excellent all-rounder with great value for money. Selected for 5% balanced systems to suit phase inverter systems or high end stereo applications

The TAD™ ECC83 WA replaces any 12AX7, 12AX7A/WA/WB/WC, ECC83, 7025, SPAX7-A

We recommend the RT008 TAD ECC83 WA especially for guitar amplifiers like Blackstar, Brunetti, Diezel, ENGL, Fender, Hlwatt, Laney, Marshall, Mesa Boogie, Orange, VOX etc.



Characteristics of a bogey tube:

Electrical

Heater:	Series	Parallel
Voltage (AC or DC)	12.6V +/-1.0	6.3+/-0.5
Current	0.15	0.3
Heating	Indirect	
Cathode-to-heater potential, max.	150V	
Direct interelectrode capacitances, max.***		
Grid to plate	1.8pF	
Grid to cathode	2.0pF	
Grid to heater	2.0pF	
Plate to cathode	2.1pF	

Mechanical

Operating Position	Any
Base	E9-1, Small Button 9 Pin
Dimensions:	
Height	58 mm
Seated height	51 mm
Diameter	22.5 mm
Cooling	conventional
Approximate net weight	13 g

***Without external shielding, nominal values

AF Power Amplifier

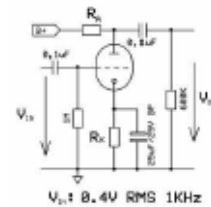
Maximum ratings

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

RT008, ECC83WA

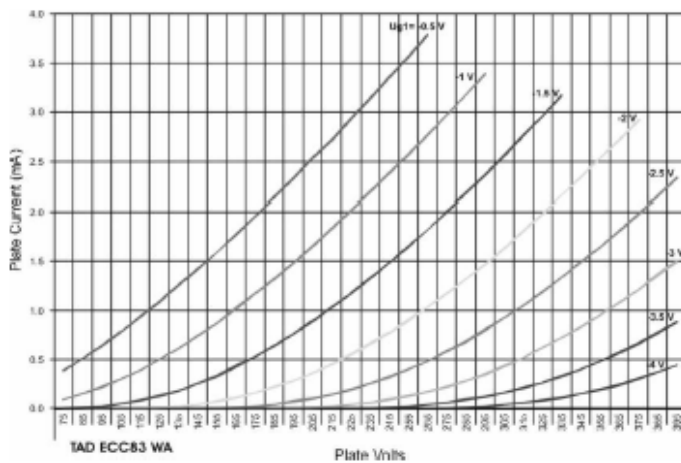
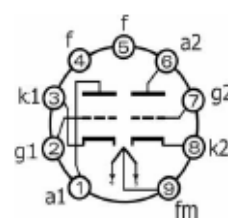
B+ / V	R _k / kΩ	R _g / kΩ	V _{out} / V _{RMS}	V _{out} / V _{in}	THD / %	I _b / mA
200	47	1.50	14.0	35.0	5.7	0.8
250	47	1.20	15.5	38.8	4.0	1.1
300	47	1.00	16.6	41.5	3.0	1.5
350	47	0.82	17.7	44.3	2.1	1.8
400	47	0.68	18.2	45.5	1.8	2.3
200	100	1.80	18.5	46.3	5.3	0.6
250	100	1.50	20.2	50.5	3.8	0.8
300	100	1.20	21.5	54.0	2.8	1.1
350	100	1.00	22.6	56.5	2.2	1.4
400	100	0.82	23.6	59.0	1.7	1.7
200	220	2.70	20.8	52.0	5.7	0.4
250	220	2.20	22.8	57.0	4.2	0.5
300	220	1.50	24.8	62.0	3.1	0.7
350	220	1.20	25.5	63.8	2.6	0.8
400	220	1.00	27.0	67.5	2.0	1.0

Test arrangement:

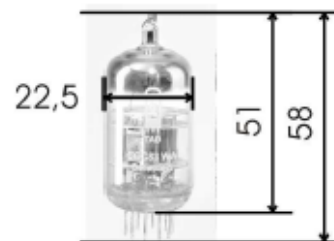


V₁: 8.4V RMS 1KHz

Bottom View
Octal Base Connections



Outline View



TUNG-SOL

CONTINUED FROM PRECEDING PAGE

CLASS AB₁ PUSH-PULL AMPLIFIER - TRIODE CONNECTION

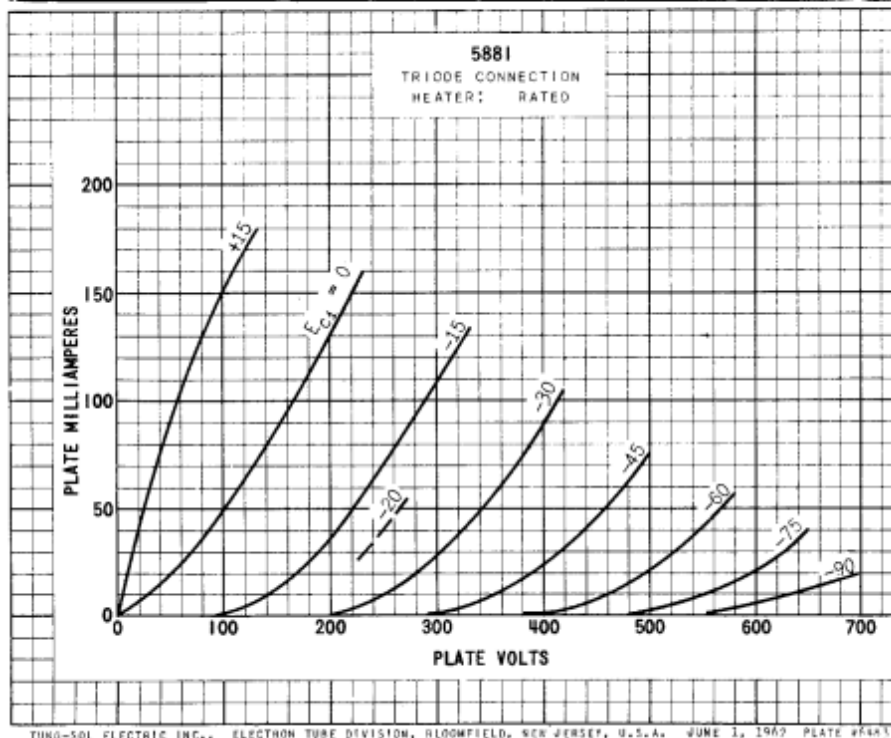
GRID #2 CONNECTED TO PLATE
VALUES ARE FOR TWO TUBES

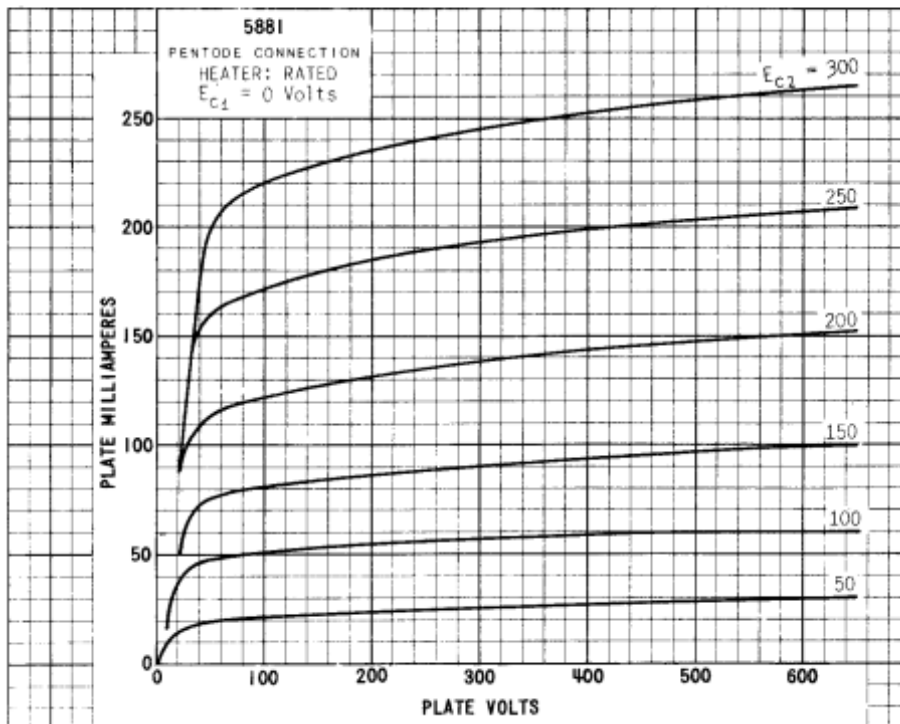
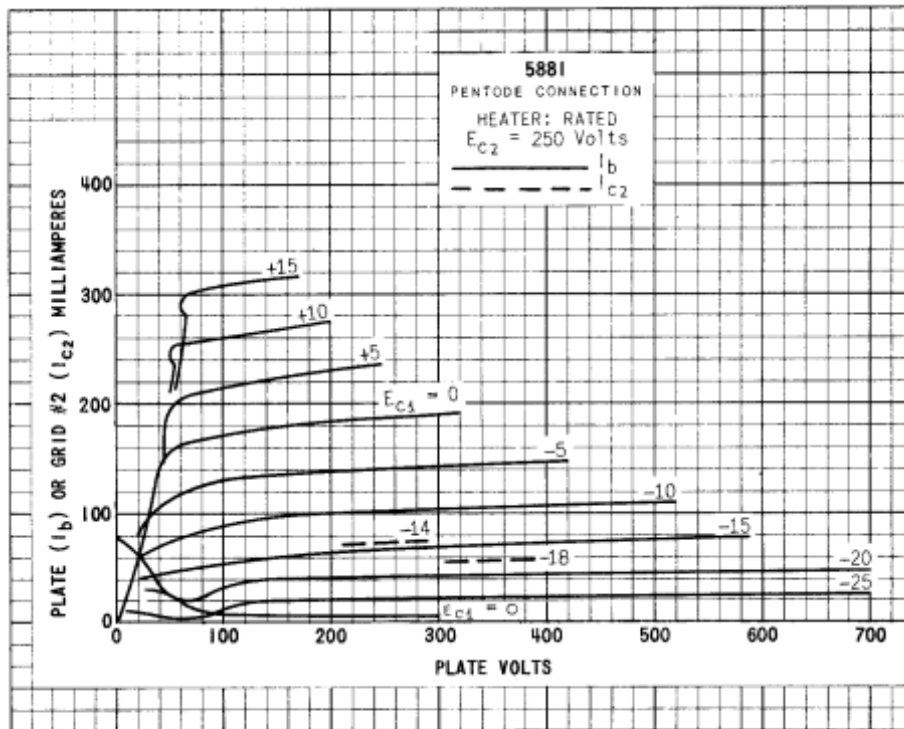
HEATER VOLTAGE	6.3	VOLTS
HEATER CURRENT	0.9	AMP.
PLATE VOLTAGE	400	VOLTS
GRID VOLTAGE	-45	VOLTS
PEAK AF GRID TO GRID VOLTAGE	90	VOLTS
ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	65	MA.
MAXIMUM SIGNAL PLATE CURRENT	130	MA.
LOAD RESISTANCE	4 000	OHMS
TOTAL HARMONIC DISTORTION	4.4	PERCENT
POWER OUTPUT	13.3	WATTS

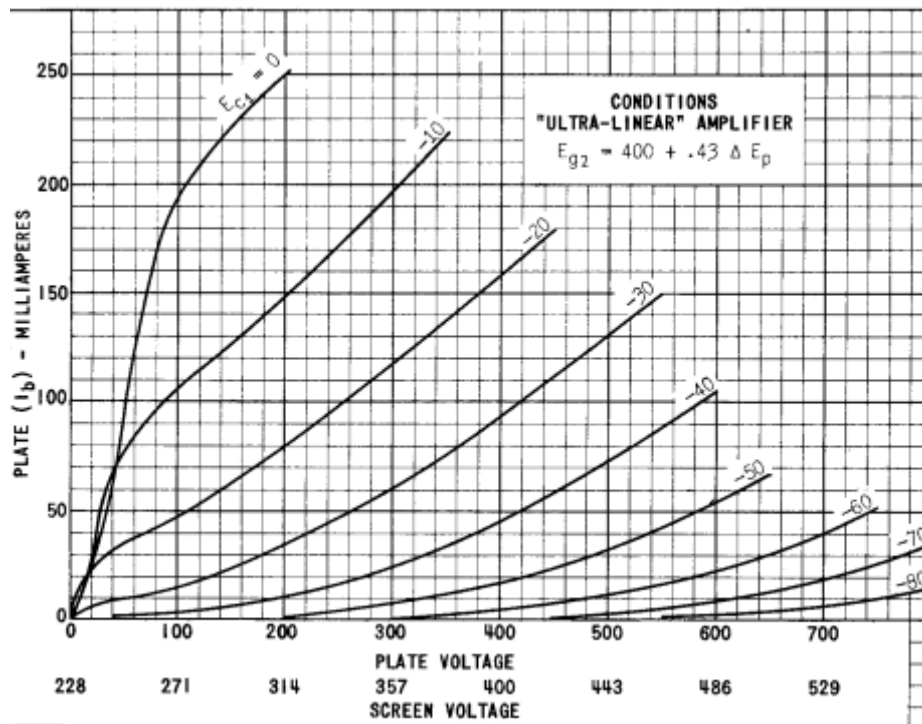
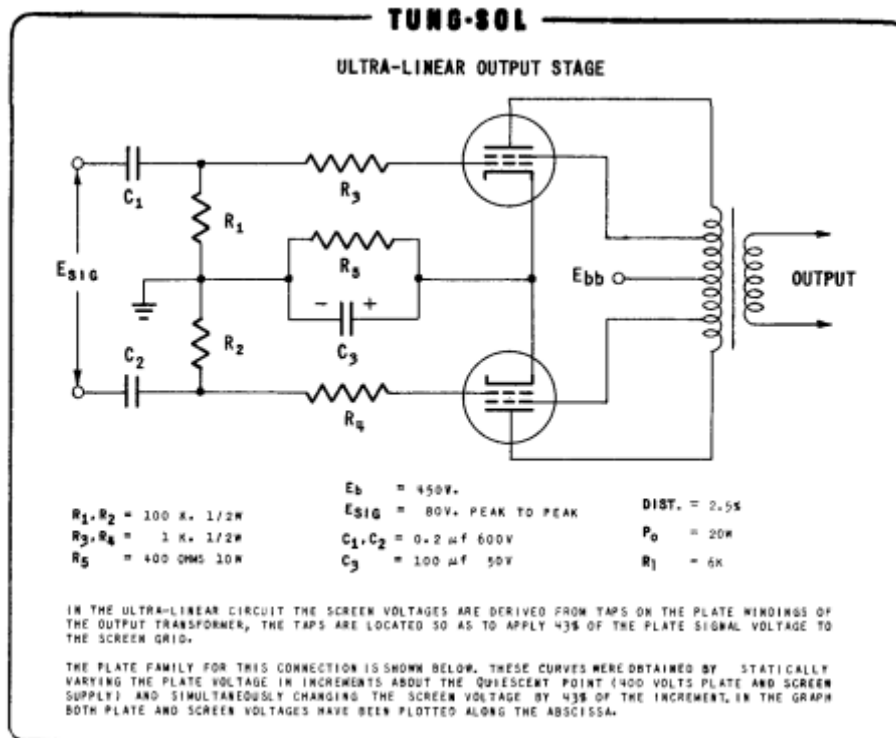
CLASS AB₂ PUSH-PULL AMPLIFIER

VALUES ARE FOR TWO TUBES

HEATER VOLTAGE	6.3	6.3	VOLTS
HEATER CURRENT	0.9	0.9	AMP.
PLATE VOLTAGE	360	360	VOLTS
GRID #2 VOLTAGE	225	270	VOLTS
GRID #1 VOLTAGE	-18	-22.5	VOLTS
PEAK AF GRID TO GRID VOLTAGE	52	72	VOLTS
ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	78	88	MA.
ZERO-SIGNAL GRID #2 CURRENT	3.5	5	MA.
MAXIMUM SIGNAL PLATE CURRENT	142	205	MA.
MAXIMUM SIGNAL GRID #2 CURRENT	11	16	MA.
LOAD RESISTANCE	6 000	3 800	OHMS
POWER OUTPUT	31	47	WATTS
TOTAL HARMONIC DISTORTION	2	2	PERCENT









PLIEGO DE CONDICIONES

8 PLIEGO DE CONDICIONES

8.1 PLIEGO DE CONDICIONES

8.1.1 Condiciones Generales

- Previo con tres canales: Limpio, *Crunch* y *Lead* (2 canales independientes).
- Ajuste de ganancia y volumen independiente por canal.
- Lazo de efectos en serie 100% valvular.
- Ecuador de 3 bandas (Agudos, Medios y Graves).
- Etapa de potencia de 100W RMS @ 4 u 8 ohmios.

8.1.2 Condiciones de la etapa de entrada

- Etapa de amplificación a válvulas

8.1.3 Condiciones de los previos

- Canal Limpio
 - Etapa de amplificación a válvulas.
 - Proporcionar una salida cuya distorsión sea suave, que se limite a la introducida por la válvula en su zona lineal (compresión de ganancia).
 - Sistema de control de ganancia/distorsión.
 - Sonido característico de un canal de este estilo, cercano al producido de forma natural por el instrumento
- Canal de distorsión
 - Etapa de amplificación a válvulas
 - Sistema de control de ganancia/distorsión
 - Sonido característico de un canal saturado a válvulas (*distortion*).

8.1.4 Condiciones del ecualizador

- Ecualizador de tres bandas:
 - Agudos (1.5 kHz a 20 kHz)
 - Medios (300 Hz a 2 kHz)
 - Graves (10 Hz a 200 Hz)

8.1.5 Condiciones de la etapa de potencia

- Etapa de potencia a válvulas
- Clase de operación AB
- Configuración en *push-pull*
- Potencia entregada a la carga: mínimo 50W RMS a altavoces con impedancias de 4, 8 o 16Ω



PRESUPUESTO

9 PRESUPUESTO

9.1 PRESUPUESTO

9.1.1 Descripción

- **Título del proyecto**

Diseño y fabricación de un amplificador de Audio optimizado para Guitarra eléctrica.

- **Duración**

6 meses.

- **Autor**

David Moreno Valls.

- **Descripción**

En este proyecto se ha realizado el diseño de un amplificador de guitarra, y se ha llevado a cabo su fabricación. Para ello se han tenido en cuenta la selección de componentes, características y técnicas descritas en la memoria del proyecto. Se han asociado una serie de costes indirectos (5%), que comprenden gastos tales como administración, material de oficina, servicios de instalaciones, posibles desviaciones en el precio de los componentes electrónicos, y otros gastos derivados del proceso.

9.1.2 Presupuesto total

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	PRECIO TOTAL (€)
7	TOTAL CAPÍTULOS	
7.01	PREAMPLIFICADOR, LAZO DE EFECTOS Y ECUALIZADOR	27.65
7.02	FUENTE DE ALIMENTACIÓN	185.38
7.03	ETAPA INVERSORA DE FASE Y ETAPA DE SALIDA	15.60
7.04	VÁLVULAS DE VACÍO	132.05
7.05	FERRETERÍA, CABLEADO Y DISTRIBUCIÓN	22.30
7.06	MANO DE OBRA	12500.00
7.07	COSTES INDIRECTOS (5%)	19.15
	TOTAL	12902.13 €

Tabla 9.1: Presupuesto Total del proyecto.

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad total de 12902.13€.

9.1.3 Desglose presupuestario

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
1	PREAMPLIFICADOR, LAZO DE EFECTOS Y ECUALIZADOR				
1.01	ELEMENTOS PASIVOS:				
1.01.01	Resistencia de carbón de 1/4W y 1/2W de distintos valores	Ud.	27	0.02	0.54
1.01.02	Condensadores cerámicos monocapa de distintos valores (pF)	Ud.	8	0.51	4.08
1.01.03	Condensadores de Poliéster de distintos valores (nF)	Ud.	7	0.73	5.11
1.01.04	Potenciómetros lineales de distintos valores	Ud.	10	0.69	6.90
1.01.07	Condensador electrolítico 22uF 25V	Ud.	1	0.27	0.27
1.01.08	Terminal para PCB de 2 Vías	Ud.	1	0.20	0.20
1.01.09	Terminal para PCB de 3 Vías	Ud.	5	0.45	2.25
1.01.10	Conector JACK para PCB mono	Ud.	3	1.00	3.00
1.02	ELEMENTOS ACTIVOS Y SEMICONDUCTORES:				
1.02.01	Amplificador Operacional TL072	Ud.	2	0.51	1.02
1.02.02	Diodo 1N4007	Ud.	2	0.05	0.10
1.02.03	Diodo Zener 9v	Ud.	2	0.03	0.06
1.02.04	Relé DPDT	Ud.	1	1.85	1.85
1.02.05	Relé SPST	Ud.	1	2.27	2.27
TOTAL	CAPÍTULO 1				27.65 €
2	FUENTE DE ALIMENTACIÓN				
2.01	TRANSFORMADORES				
2.01.01	Transformador de potencia TU325-JCM900 InMadOut©	Ud.	1	82.00	82.00

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
2.01.02	Transformador de salida TU360-JCM900 InMadOut©	Ud.	1	82.00	82.00
2.02	ELEMENTOS PASIVOS				
2.02.01	Resistencia de carbón de 1/4W, 1/2W y 1W de distintos valores	Ud.	6	0.02	0.12
2.02.02	Potenciómetro de carbón de 52K	Ud.	1	0.69	0.69
2.02.03	Resistencia de potencia 5W de 100 ohm	Ud.	1	1.03	1.03
2.02.04	Condensador electrolítico 22uF 350V	Ud.	1	0.92	0.92
2.02.05	Condensador electrolítico de aluminio 33uF 450V	Ud.	1	1.26	1.26
2.02.06	Condensador electrolítico de aluminio 56uF 500V	Ud.	4	1.98	7.92
2.02.07	Condensador electrolítico de aluminio 10uF 100V	Ud.	2	0.05	0.10
2.02.08	Condensadores de Poliéster de distintos valores (nF)	Ud.	3	0.73	2.19
2.02.09	Condensador electrolítico de aluminio 2200uF 35V	Ud.	2	0.97	1.94
2.02.10	Condensador electrolítico de aluminio 100uF 50V	Ud.	2	0.29	0.58
2.02.11	Terminal para PCB de 2 Vías	Ud.	14	0.20	2.80
2.02.12	Terminal para PCB de 3 Vías	Ud.	1	0.45	0.45
2.02.13	Fusible de 3A	Ud.	1	0.03	0.03
2.03	ELEMENTOS ACTIVOS Y SEMICONDUCTORES				
2.03.01	Diodo 1N4007	Ud.	9	0.05	0.45
2.03.02	Regulador de tensión 7815	Ud.	1	0.45	0.45
2.03.03	Regulador de tensión 7915	Ud.	1	0.45	0.45
TOTAL	CAPÍTULO 2				185.38 €
3	ETAPA INVERSORA DE FASE Y ETAPA DE SALIDA				

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
3.01	ELEMENTOS PASIVOS				
3.01.01	Resistencia de carbón de 1/4W y 1/2W de distintos valores	Ud.	14	0.02	0.28
3.01.02	Condensadores cerámicos monocapa de distintos valores (pF)	Ud.	4	0.51	2.04
3.01.03	Condensadores de Poliéster de distintos valores (nF)	Ud.	4	0.73	2.92
3.01.04	Terminal para PCB de 2 Vías	Ud.	7	0.2	1.40
3.01.05	Terminal para PCB de 3 Vías	Ud.	14	0.45	6.30
3.01.06	Resistencia de potencia de 5W 470ohm	Ud.	4	0.58	2.32
3.02	ELEMENTOS ACTIVOS Y SEMICONDUCTORES				
3.02.01	Diodo LED rojo	Ud.	2	0.17	0.34
TOTAL	CAPÍTULO 3				15.60 €
4	VÁLVULAS DE VACÍO				
4.01	VÁLVULAS DE VACÍO PARA LA ETAPA DEL PREVIO				
4.01.01	Válvula ECC83 WA TAD RT080	Ud.	1	17.40	17.40
4.01.02	Válvula ECC83 WC TAD RT008	Ud.	1	12.40	12.40
4.02	VÁLVULAS DE VACÍO PARA LA ETAPA INVERSORA Y ETAPA DE SALIDA				
4.02.01	Válvula ECC83 Electro Harmonix	Ud.	1	13.00	13.00
4.02.02	Tetrodo de potencia 5881 Bugera	Ud.	4	18.75	75.00
4.03	ZÓCALOS				
4.03.01	Zócalo base octal para válvulas del tipo	Ud.	3	1.95	5.85

CÓDIGO	DESCRIPCIÓN	UD.	MEDICIÓN	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL (€)
	ECC83				
4.03.02	Zócalo base noval para tetrodos de potencia	Ud.	4	2.10	8.40
TOTAL	CAPÍTULO 4				132.05 €
5	FERRETERÍA, CABLEADO Y DISTRIBUCIÓN				
5.01.01	PCB virgen doble cara fotosensible	Ud.	1	20.00	20.00
5.01.02	Cable unipolar de 0.2 mm ²	m	5	0.33	1.65
5.01.03	Cable bipolar apantallado	m	1	0.65	0.65
TOTAL	CAPÍTULO 5				22.30 €
6	MANO DE OBRA				
6.01.01	Ingeniero Industrial	h	300	35.00	10500.00
6.01.02	Técnico de laboratorio	h	100	20.00	2000.00
TOTAL	CAPÍTULO 6				12500.00 €

El Ingeniero Industrial:

David Moreno Valls, a 5 de septiembre de 2017.

PLANOS

10 PLANOS

10.1 Plano de la PCB de los previos

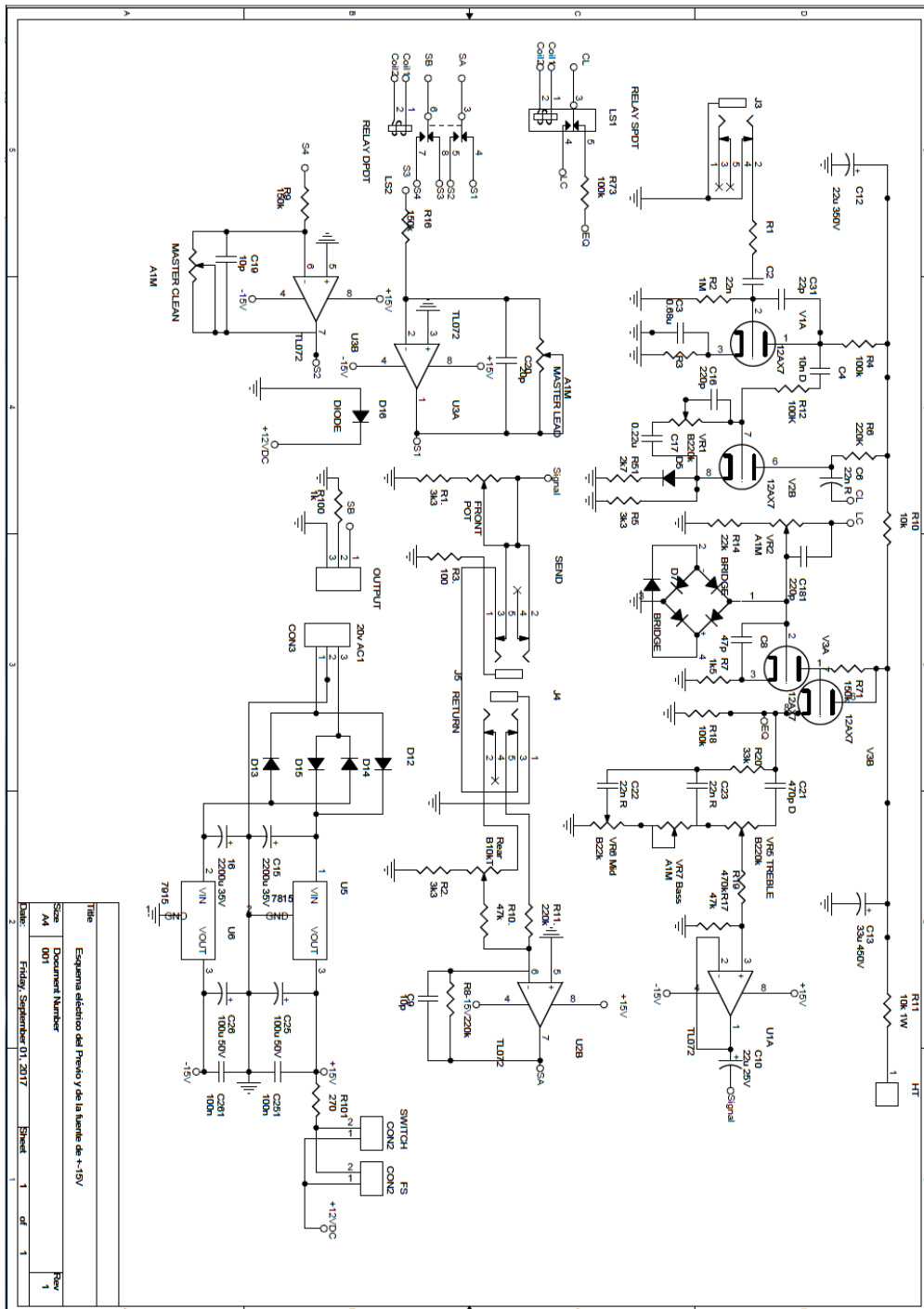


Figura 10.1: Plano de la PCB de los previos

10.2 Plano de la PCB de la etapa de salida

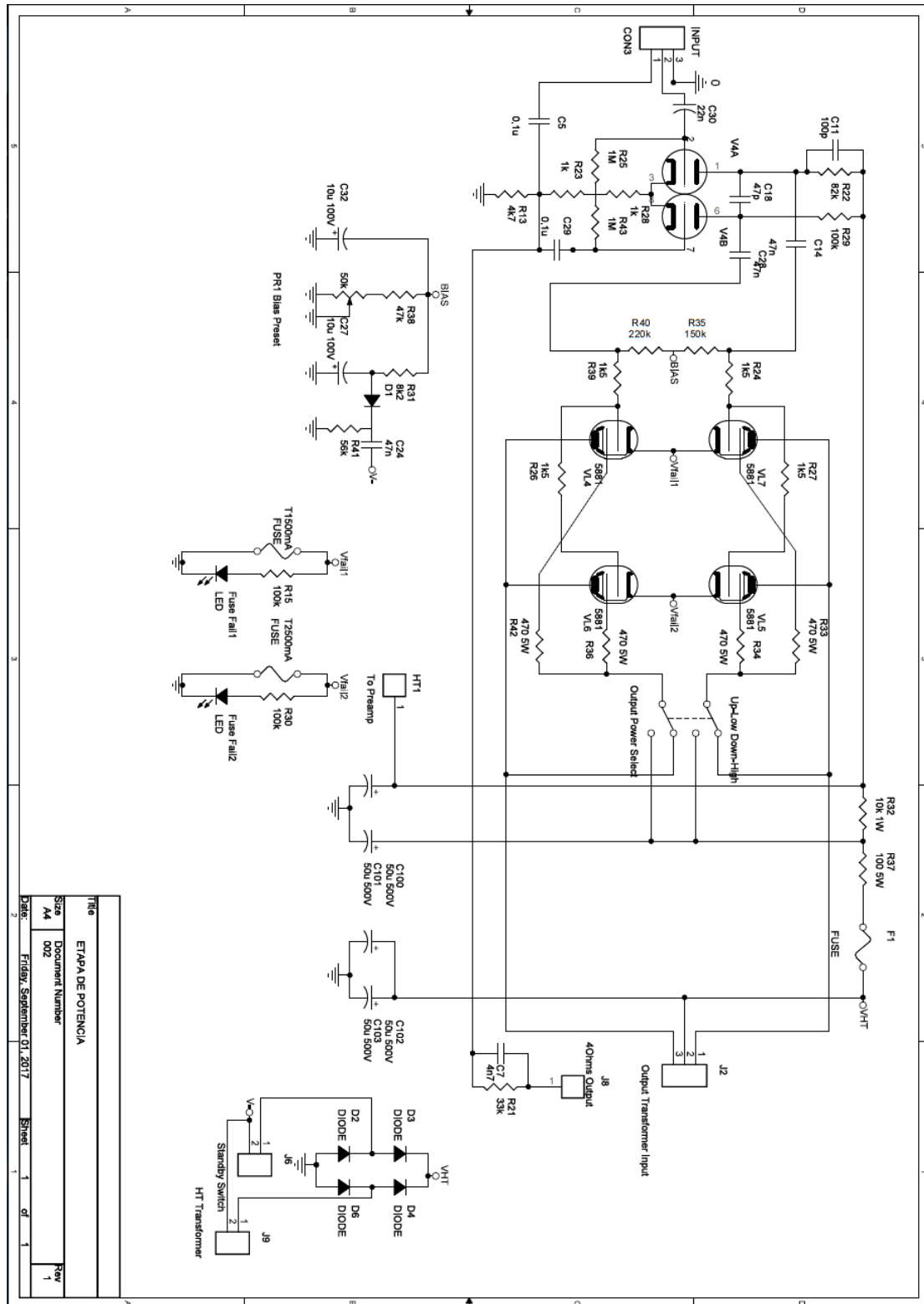


Figura 10.2: Plano de la PCB de la etapa de salida.

10.3 Distribución de componentes de ambas PCB

a) PCB del previo (Figura 10.3)

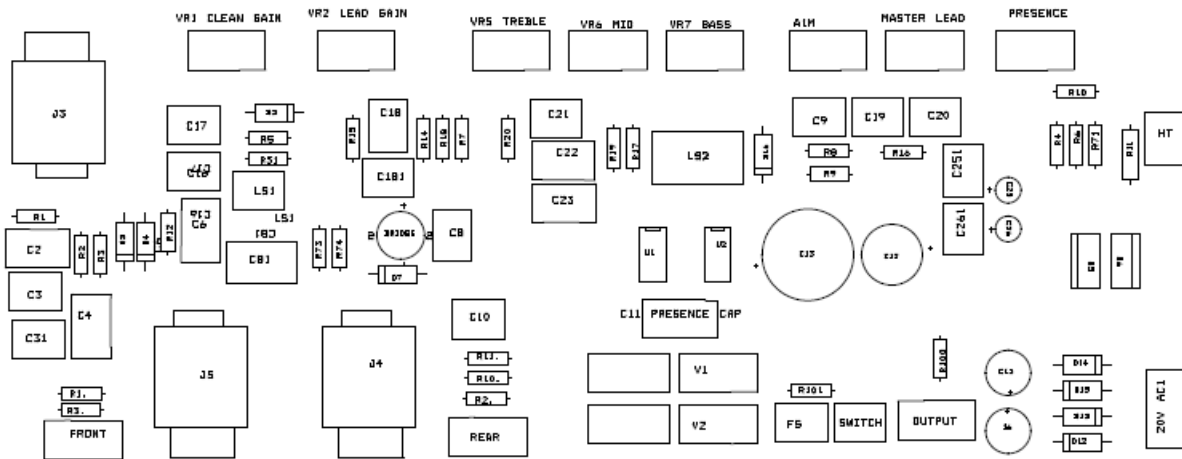


Figura 10.3: Distribución de elementos de la PCB del previo.

b) PCB de la etapa de salida (Figura 10.4)

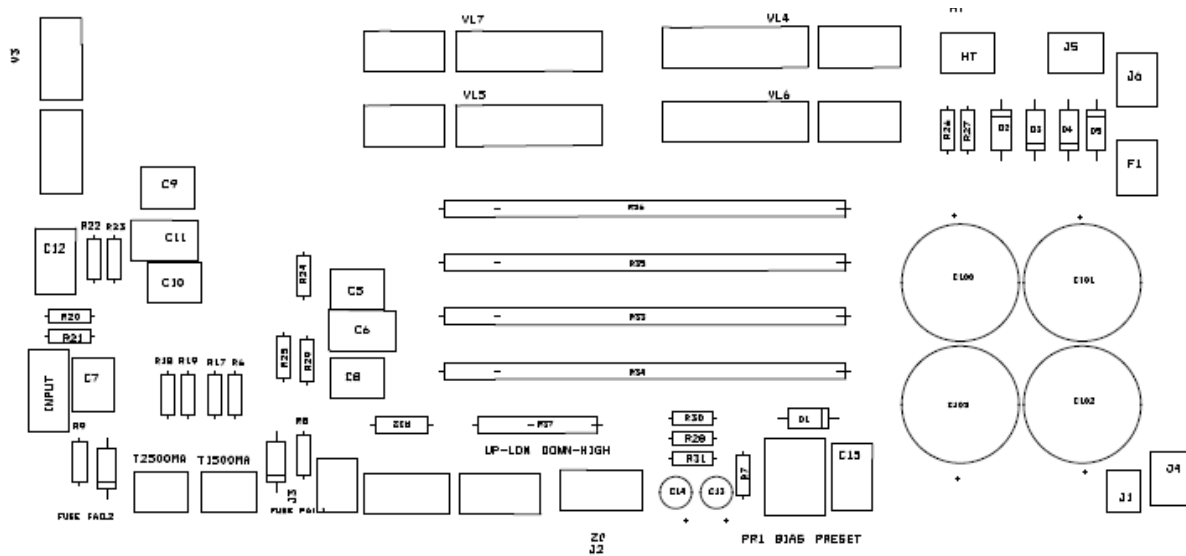


Figura 10.4: Distribución de elementos de la PCB de la etapa de Salida y de la etapa inversora de fase.

10.4 Disposición de la conexión de los elementos

a) PCB del previo. Conexionado de elementos.

- Cara superior (Figura 10.5)

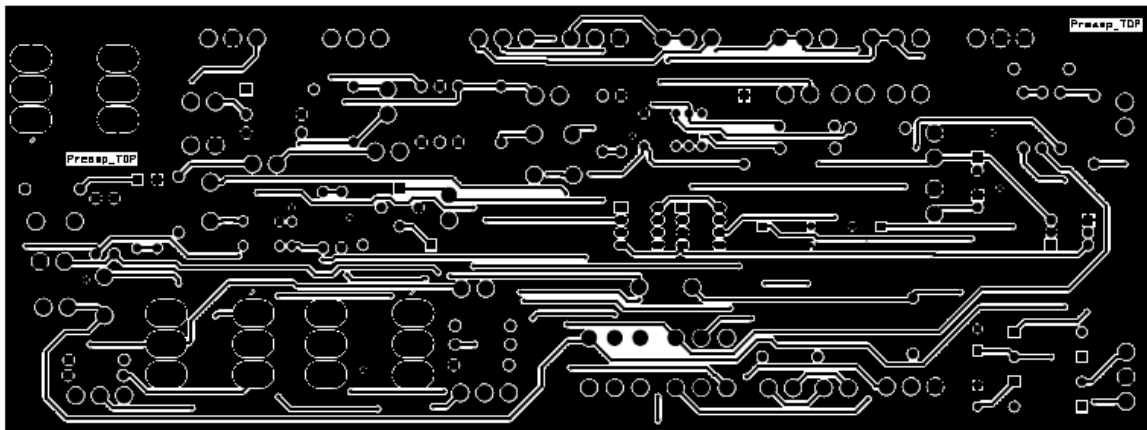


Figura 10.5: Negativo de la cara superior de la PCB del previo.

- Cara inferior (Figura 10.6)

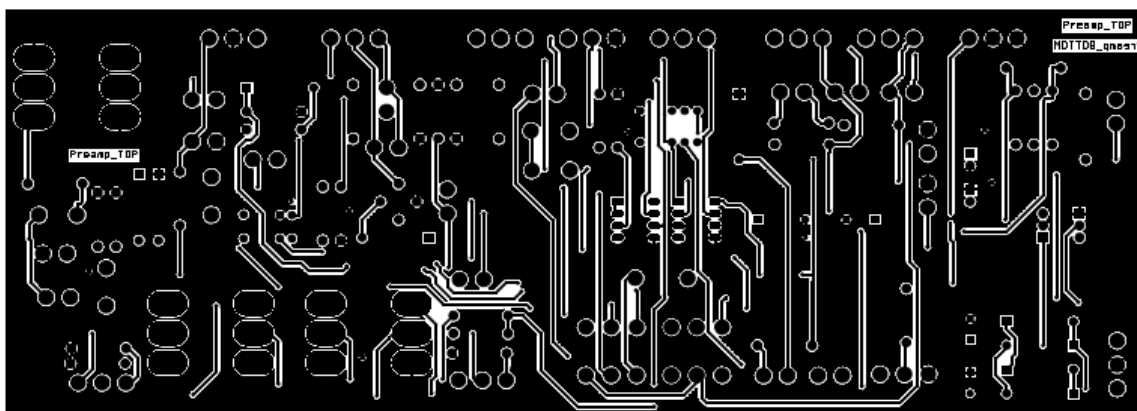


Figura 10.6: Negativo de la cara inferior de la PCB del previo.

b) PCB de la etapa de salida. Conexionado de elementos.

- Cara superior (Figura 10.7)

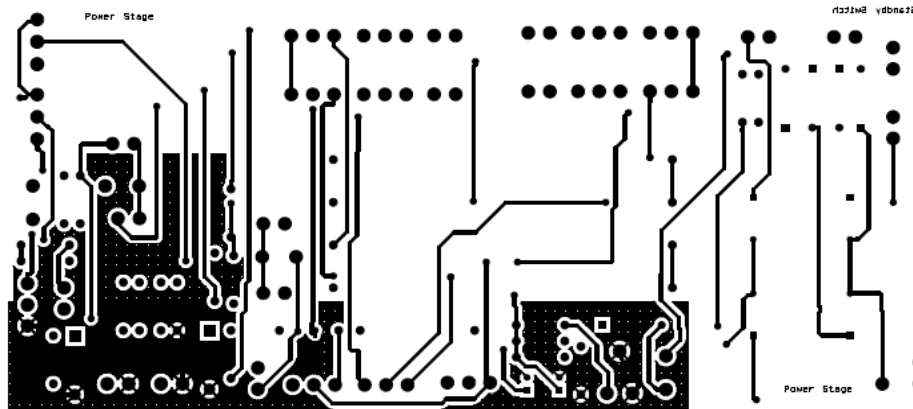


Figura 10.7: Negativo de la cara superior de la PCB de la etapa de Salida y la etapa inversora de fase.

- Cara inferior (Figura 10.8)

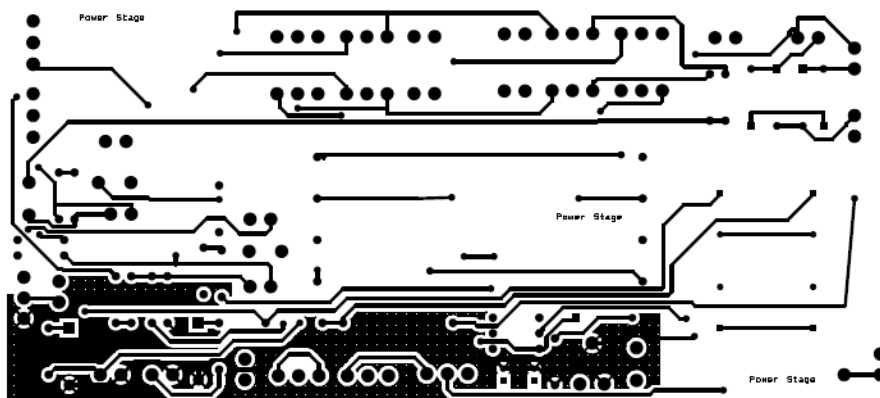


Figura 10.8: Negativo de la cara superior de la PCB de la etapa de Salida y la etapa inversora de fase.

c) PCB del calentador de los filamentos. Conexionado de elementos. (Figura 10.9)

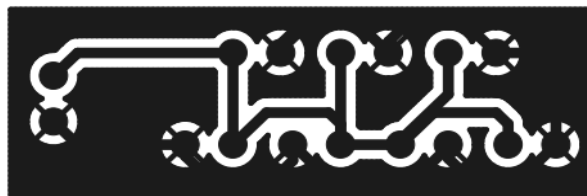


Figura 10.9: Negativo de la cara única de la PCB de los filamentos.

11 BIBLIOGRAFÍA

[1] Física. Fundamentos Cuánticos y Estadísticos. Marcelo Alonso. Edward J. Finn. Fondo Educativo Interamericano. (1971)

[2] SANTAFÉ & CASTERAD, “¿Por qué las válvulas suenan mejor?”, Junio de 2005.

[3] MORGAN JONES, “Valve Amplifiers” 3rd Edition 2003. ISBN 0-7506-56948.

[4] Article on “Wikipedia”: “Gain compression” Last modified September 2010
http://en.wikipedia.org/wiki/Gain_compression

[5] Artículo en “Guitarristas.info”, “Válvulas: Teoría y fundamentos”,
<https://www.guitarristas.info/tutoriales/valvulas-teoria-fundamentos/178#>