

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

DIMENSIONADO Y ENSAMBLADO DE UN AMPLIFICADOR A VÁLVULAS

Titulación: Grado en Ingeniería en Tecnologías de la
Telecomunicación

Autor: Anouar Dinar Villarreal

Tutor: José María Cabrera Peña

Fecha: Septiembre 2015



ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

DIMENSIONADO Y ENSAMBLADO DE UN AMPLIFICADOR A VÁLVULAS

HOJA DE FIRMAS

Alumno:

Tutor:

Fdo.: Anouar Dinar Villarreal

Fdo.: José María Cabrera Peña

Fecha: Septiembre 2015



ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

DIMENSIONADO Y ENSAMBLADO DE UN AMPLIFICADOR A VÁLVULAS

HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación: _____

Presidente

Fdo.: Nombre del Presidente

Vocal

Secretario/a

Fdo.: Nombre del vocal

Fdo.: Nombre del secretario

Fecha: Septiembre 2015

Índice

1. INTRODUCCIÓN	11
1.1. OBJETIVOS	11
1.2. ESTRUCTURA DE LA MEMORIA	11
1.3. HISTORIA Y EVOLUCIÓN DE LAS VÁLVULAS DE VACÍO	12
1.4. FUNDAMENTOS FÍSICOS	14
2. CARACTERÍSTICAS DE LAS VÁLVULAS	19
2.1. CURVAS CARACTERÍSTICAS	19
2.2. TOPOLOGÍAS	19
2.2.1. AMPLIFICADOR EN CÁTODO COMÚN	19
2.2.2. EL CASCODO	38
2.2.3. EL SEGUIDOR DE CÁTODO	44
2.2.4. EL SEGUIDOR μ	51
2.2.5. EL SEGUIDOR B	56
2.2.6. EL PAR DIFERENCIAL	57
2.2.7. EL INVERSOR DE FASE CATHODYNE	60
3. ETAPAS DE POTENCIA DE AUDIO	65
3.1. INTRODUCCIÓN	65
3.2. TIPOS DE AMPLIFICADOR	65
3.2.1. CLASE A	65
3.2.2. CLASE B	65
3.3. ELECCIÓN DE LA VÁLVULA DE SALIDA	67
4. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR	71
4.1. DIMENSIONADO DE LA ETAPA PREAMPLIFICADORA	71
4.2. DIMENSIONADO DE LA ETAPA INVERSORA DE FASE	76
4.3. DIMENSIONADO DE LA ETAPA DE DRIVERS	81
4.4. DIMENSIONADO DE LA ETAPA DE POTENCIA	87
5. DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN	97
5.1. INTRODUCCIÓN	97
5.2. LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN LINEAL	97
5.3. CÁLCULO DE LOS COMPONENTES	97
6. SIMULACIONES	101
6.1. AMPLIFICADOR	101
6.1.1. PREAMPLIFICADOR	102
6.1.2. INVERSOR DE FASE	103
6.1.3. DRIVERS	104
6.2. FUENTE DE ALIMENTACIÓN	105
7. DISEÑO DE LAS PLACAS DE CIRCUITOS IMPRESOS	109
8. MONTAJE Y MEDIDAS	115
8.1. MONTAJE	115
8.2. MEDIDAS	118
8.2.1. ETAPA PREAMPLIFICADORA E INVERSOR DE FASE	118

8.2.2. ETAPA DE DRIVERS	120
8.2.3. ETAPA DE POTENCIA	122
8.3. RESUMEN DE RESULTADOS	124
9. CONCLUSIONES	127
10. BIBLIOGRAFÍA	131
11. PLIEGO DE CONDICIONES	135
12. PRESUPUESTO	139
12.1. INTRODUCCIÓN	139
12.2. TARIFA DE HONORARIOS POR TIEMPO EMPLEADO	139
12.2.1. DISTRIBUCIÓN DE LA TEMPORIZACIÓN DEL PROYECTO	140
12.2.2 CÁLCULO DE TARIFA DE HONORARIOS POR TIEMPO EMPLEADO	141
12.3. AMORTIZACIÓN DE LOS MEDIOS EMPLEADOS	141
12.4. COSTES DE FABRICACIÓN	143
12.5 COSTE TOTAL	144
12.5. REDACCIÓN DE LA DOCUMENTACIÓN	144
12.6. PRESUPUESTO FINAL	145
13. ESQUEMÁTICO	149

Introducción

1. Introducción

1.1. Objetivos

El objetivo del presente Trabajo Fin de Grado es el diseño y ensamblado de un amplificador para instrumento musical con tecnología de válvulas con los siguientes requisitos:

- Tensión de alimentación: 230 V de la red.
- Ancho de banda que cubra como mínimo el de una guitarra: 4,5 kHz.
- Potencia: 35 W.
- Controles de distorsión y volumen.

El proceso se dividirá en cálculo teórico de cada una de las etapas, simulación, prototipado en placa perforada, medidas, montaje final y puesta en marcha.

1.2. Estructura de la memoria

Los apartados en los cuales se ha dividido esta memoria son:

- **Apartado 1 – Introducción:** Se fijan los objetivos de la memoria y su estructura. Además se ofrece una pequeña introducción histórica y algunas nociones sobre válvulas.
- **Apartado 2 – Características de las válvulas:** En esta sección se explican las distintas configuraciones de amplificación posibles con válvulas de vacío.
- **Apartado 3 – Etapas de potencia de audio:** Una vez conocidas las topologías de amplificación se pasan a explicar las distintas etapas de potencia que se pueden implementar.
- **Apartado 4 – Diseño del amplificador:** Con los conocimientos adquiridos en las dos secciones anteriores se pasa a hacer el cálculo teórico de cada una de las etapas presentes en el amplificador.
- **Apartado 5 – Diseño de la fuente de alimentación:** Se hace una breve introducción al tipo de fuente de alimentación que se empleará para suministrar tensión al amplificador y cómo se calculan cada uno de sus parámetros.
- **Apartado 6 – Simulaciones:** Ya calculados de forma teórica todos los componentes del proyecto se procederá a hacer diversas simulaciones para refrendar los resultados obtenidos.

- **Apartado 7 – Diseño de las placas de circuitos impresos:** Se explican las estrategias seguidas para generar los layout de las PCBs y su resultado.
- **Apartado 8 – Montaje y medidas:** Se explican las estrategias seguidas durante el montaje final del proyecto y las medidas llevadas a cabo.
- **Apartado 9 – Conclusiones.**
- **Apartado 10 – Bibliografía.**
- **Apartado 11 – Pliego de condiciones.**
- **Apartado 12 – Presupuesto.**
- **Apartado 13 – Esquemático.**

1.3. Historia y evolución de las válvulas de vacío

La válvula de vacío fue el primer componente electrónico que posibilitó la amplificación de señales eléctricas. Previamente se amplificaban señales haciendo uso de sistemas mecánicos, los cuales tenían unas prestaciones limitadas [1].

Los orígenes de la válvula de vacío los podemos encontrar en la invención del fototubo, un dispositivo transductor que transforma la luz en corriente eléctrica, por parte de G.R. Carey en 1875 [2]. Casi paralelamente, Frederic Guthrie realizó experimentos a mitad del Siglo XIX que sentarían las bases de la válvula de vacío. En ellos observó que cuando una esfera de acero al rojo vivo era cargada negativamente se podía descargar, sin embargo si dicha esfera se cargaba positivamente, no se descargaba.

En 1883 Edison siguió indagando en el tema, buscando solucionar la corta vida que presentaban sus sistemas de iluminación eléctrica, lo cuales se ennegrecían en un corto período de tiempo. Descubrió que esto era debido a la colisión de partículas negativas contra la superficie de las bombillas, con lo cual decidió situar en su interior cargas positivas para prevenir que dichas partículas llegasen al cristal. Además, al introducir dichas cargas positivas (en forma de un elemento cargado positivamente) se producía una corriente eléctrica en el interior, sin embargo al cambiar la polaridad esto no ocurría [3].

Más adelante, en 1889, mientras estudiaba el Efecto Edison (nombre que se le dio al fenómeno), John Ambrose Fleming llegó a la conclusión de que del filamento incandescente de las bombillas se emitían electrones, los cuales eran los responsables de la circulación eléctrica. Trabajó junto a Marconi para mejorar el alcance de la transmisión sin cables de señales. Fue durante esta colaboración que a Fleming se le ocurrió aplicar el Efecto Edison a la resolución del problema y tuvo como resultado la invención de la

válvula de Fleming, sin embargo estaba lastrada por el alto consumo que requerían para su funcionamiento [4].

No fue hasta 1906 cuando apareció la primera válvula de vacío tal y como la conocemos hoy en día. Basándose en los trabajos descritos anteriormente, el ingeniero eléctrico norteamericano Lee De Forest desarrolló lo que se conoció como válvula Audion. Partiendo de la válvula de Fleming, De Forest desarrolló una válvula que consistía en tres electrodos, un filamento incandescente, una malla y una placa. Gracias a esta configuración era posible amplificar cualquier señal eléctrica aplicada a la malla, controlando una corriente mayor que fluía entre el filamento y la placa. Esta nueva válvula además tenía un consumo mucho menor que su predecesora.

A diferencia de otras válvulas desarrolladas posteriormente, el Audion contenía en su interior una pequeña cantidad de gas, lo cual limitaba su rango dinámico, además de provocar problemas de linealidad. Fue a partir de 1912 cuando se reconoció su utilidad para amplificar señales eléctricas, hasta entonces su uso se había limitado como detector para recepción de ondas de radio [3][5].

El primer uso masivo que se le dieron a las válvulas de vacío para amplificación de audio fue para telefonía. El uso de amplificadores a válvula fue esencial para el desarrollo de las líneas telefónicas de larga distancia y el uso de cables submarinos. Más adelante se popularizó su uso en circuitos de radio, tanto para la parte de audio como para las etapas de radiofrecuencia.

Con la invención de la guitarra eléctrica por parte de Rickenbacker en 1930 (si bien no fue popularizada hasta los modelos desarrollados por Fender y Gibson en la década de los 50) se comenzaron a usar equipos de amplificación basados en válvula en el mundo de la música. Los primeros amplificadores no estaban pensados específicamente para estos instrumentos, sino que fueron adaptados.

A diferencia que en otras aplicaciones de audio, en los que se desea conseguir una reproducción lo más fidedigna de la señal original a través de equipos de alta fidelidad (hi-fi), los amplificadores que se desarrollaron posteriormente estaban más orientados a satisfacer las expectativas de los músicos del sonido que querían alcanzar. Tomemos como ejemplo el caso de la distorsión, en un equipo hi-fi es algo a evitar a toda costa, mientras que en música puede ser un efecto deseado.

Con ese fin, se diseñaban circuitos con una ganancia lo suficientemente alta como para superar el rango dinámico de las válvulas y crear cantidades considerables de distorsión armónica. La característica que hace especial esta distorsión en válvulas es que genera armónicos pares, que son los mismos que en las octavas musicales, provocando un efecto deseado por parte de los músicos [1].

En resumen, los amplificadores de audio a válvulas para instrumentos musicales están diseñados de tal manera que, cuando el usuario así lo requiera, puedan generarse distorsiones y otro tipo de efectos [6].

Con la invención del transistor en los años 50 las válvulas empezaron a caer en desuso. Este nuevo elemento consumía mucha menos potencia y ocupaba mucho menos espacio, además de carecer de la fragilidad de su predecesor [7]. Sin embargo, la válvulas seguían encontrando campo de aplicación en equipos hi-fi y amplificadores de alta gama, ya que el sonido característico de los amplificadores a válvulas seguían siendo altamentepreciado por músicos.

A día de hoy podemos encontrar múltiples configuraciones de amplificadores, aquellos compuestos únicamente por transistores (estado sólido), puramente a válvulas o combinaciones de los casos anteriores, como podría ser el caso de una etapa de preamplificación a válvulas y una etapa de potencia a transistores [8].

1.4. Fundamentos físicos

Para entender exactamente cómo funciona una válvula de vacío deberemos conocer en primer lugar las partes que la componen. Nos centraremos primero en los triodos. Tal como su nombre indica, se trata de un dispositivo compuesto por tres electrodos: cátodo, ánodo y rejilla.

El cátodo es el electrodo emisor. De él emana un flujo de electrones debido a una reacción térmica. Este electrodo es calentado por los filamentos, lo cual lleva a que debido a las altas temperaturas, se desprendan electrones. Se encuentra a un bajo potencial (entre cero y unos pocos voltios).

El ánodo es el electrodo receptor. Se encuentra a un potencial mucho más elevado que el cátodo, del orden de centenas de voltios. Debido a esta gran diferencia de potencial los electrones que se desprenden del cátodo son atraídos por el ánodo.

La rejilla es el electrodo de control. Se encuentra a un potencial inferior al del cátodo. Variando la tensión en la rejilla es posible controlar el flujo de electrones que existe entre el cátodo y el ánodo.



Ilustración 1: Símbolo del triodo

De esta manera, si la tensión de la rejilla es cada vez más positiva, los electrones se verán atraídas por ella y aumentará el flujo que va hacia el ánodo. Por el contrario, si la tensión en la rejilla comienza a ser negativa, los electrones se ven repelidos y se reduce la cantidad que llegan al ánodo.

Esta propiedad es la que nos permite que aplicando pequeñas tensiones en la rejilla podamos controlar el flujo de una corriente superior en el ánodo. Si además no permitimos que la tensión en la rejilla sea nunca positiva, ningún electrón fluirá por ella y tendremos una impedancia de entrada idealmente infinita [13].

Características de las válvulas

2. Características de las válvulas

2.1. Curvas características

Para poder usar de manera correcta una válvula de vacío en aplicaciones de amplificación de señales necesitamos saber como polarizarla correctamente, a fin de tener una linealidad lo mayor posible y reducir los efectos de la distorsión.

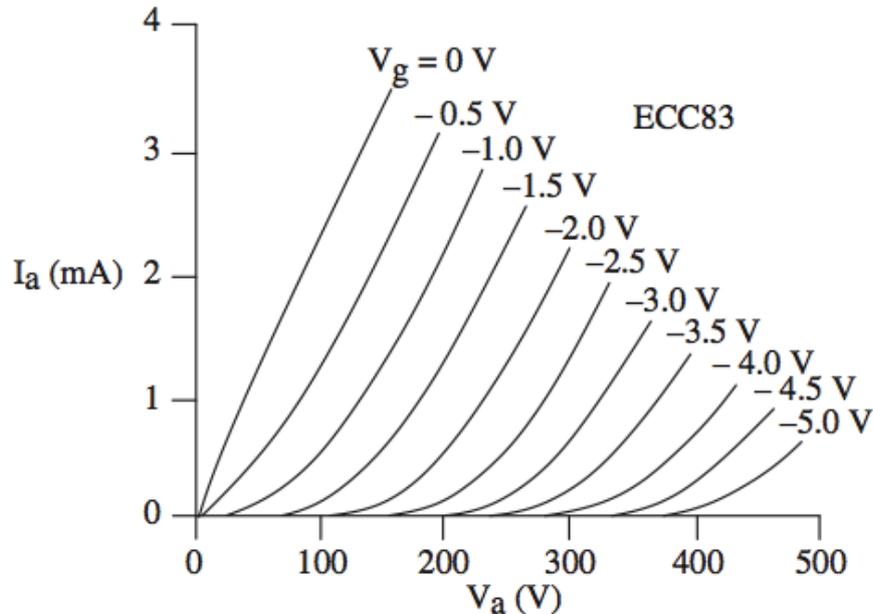


Ilustración 2: Curvas características del ánodo (ECC83)

El primer parámetro en el que debemos fijarnos es de las características del ánodo. Se trata de una serie de curvas que son de alta utilidad en el que se representan la corriente de ánodo (I_a) frente a su tensión (V_a), a medida que variamos la tensión de rejilla-a-cátodo (V_{gk}). Otra consideración que se debe tener es que, a diferencia de los transistores, las válvulas operan con altas tensiones y bajas corrientes, asimismo en caso de que no haya tensión de polarización ($V_{gk} = 0$) se produce una alta corriente de ánodo.

2.2. Topologías

2.2.1. Amplificador en cátodo común

Una etapa típica de amplificación tiene una resistencia de carga en el ánodo (R_L), conectada entre el ánodo y la fuente de tensión. Asumimos que la fuente de tensión no tiene ninguna resistencia de salida (si bien habría que reconsiderar esto ante un caso práctico). Al aplicar una tensión entre la rejilla y el cátodo modulamos V_{gk} , y por tanto

controlamos las condiciones del ánodo. Esta reja se conoce comúnmente como reja de control en válvulas multirreja, como los tetrodos y pentodos.

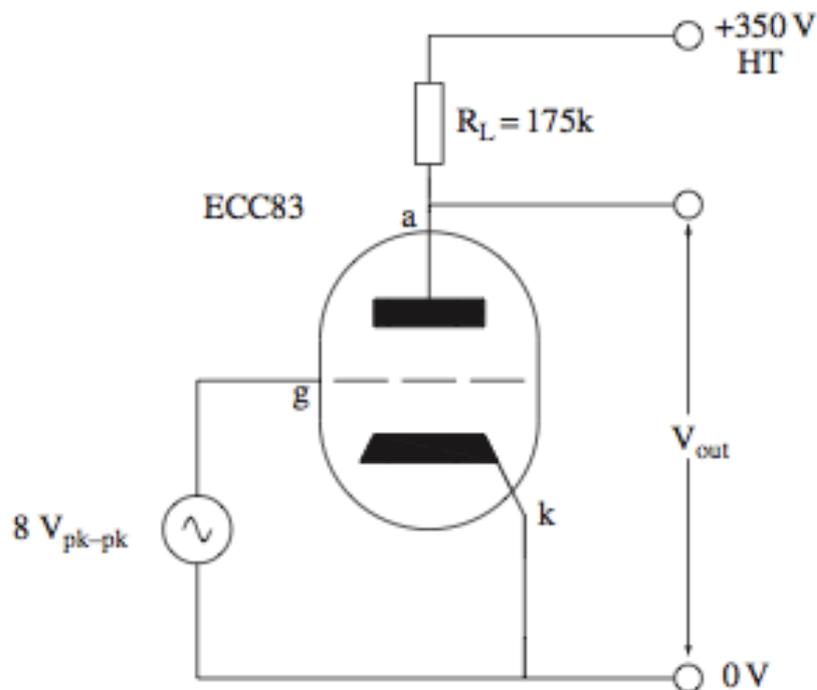


Ilustración 3: Amplificador en cátodo común

Haciendo uso de la Ley de Ohm podemos prever que si no hay una circulación de corriente por la resistencia (y por tanto, la válvula) no habrá por tanto una caída de tensión en la misma.

Entonces podremos concluir que toda esa caída de tensión se da en la propia válvula, de esta manera podremos tomar la anterior gráfica (ver *Ilustración 1*) y marcar el siguiente punto ($V_a = HT = 350\text{ V}$, $I_a = I_R = 0\text{ A}$). De la misma manera podemos partir de la base de que toda la tensión está cayendo en la resistencia de carga, tenemos por tanto ($R_L = 175\text{ k}\Omega$, $HT = 350\text{ V}$, $I_a = 2\text{ mA}$). Con estos dos puntos podremos trazar una recta.

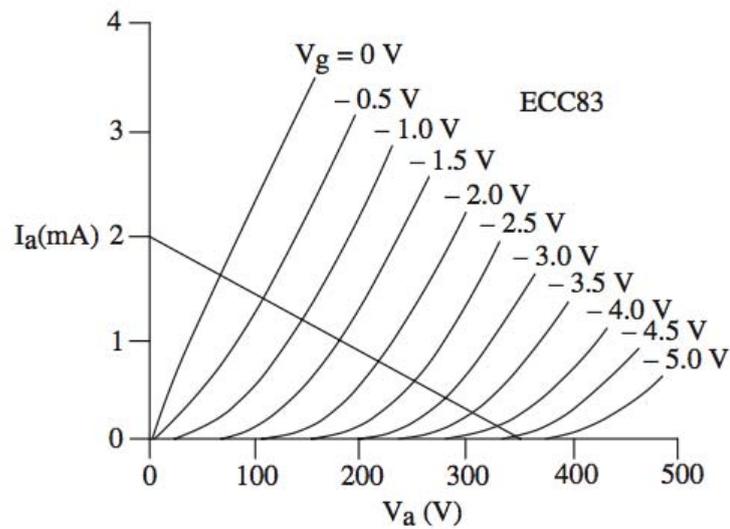


Ilustración 4: Recta de carga

Dicha recta es conocida como recta de carga (del inglés *loadline*), que es posiblemente uno de los análisis más útiles que se pueden hacer a una etapa de amplificación a válvula. Evidentemente, dicha recta es sólo válida para la R_L con la que ha sido calculada, en caso de cambiar la carga habría que volver a trazarla.

Podemos observar como nuestra recta de carga cruza varias curvas de ánodo para cada uno de los posibles valores de V_{gk} , esto implica que para uno de estos valores podremos predecir la ganancia de la etapa.

Pongamos por ejemplo una tensión de 8 V sinusoidal entre la rejilla y el cátodo. Empezando en 0 V, observamos que el primer corte con la recta de carga se produce en $V_a = 72$ V. Cuando la tensión pasa a -4 V tenemos $V_a = 332$ V. Por tanto para una tensión de -4 V observamos un incremento positivo en la tensión de ánodo de 260 V, con lo cual podemos concluir que es un amplificador inversor y su ganancia es:

$$A_V = \frac{260 \text{ V}}{-4 \text{ V}} = -65$$

Sin embargo esto no es muy lineal. Cuando la tensión de entrada sigue aumentando más allá de 0 V veremos que la tensión de ánodo no es capaz de seguir la misma tendencia y por tanto la señal de salida no tendrá ninguna relación con la de entrada. Debemos, pues, polarizar la válvula a un punto en continua que permita amplificar tanto los semiciclos negativos como los positivos sin distorsionar.

2.2.1.1. Limitaciones en la elección del punto de trabajo

El anterior circuito no solo distorsionaba la señal a la salida, si no que también añadía una componente de continua a la misma, así pues debemos añadir un condensador y una resistencia a la salida para filtrar dicha tensión continua.

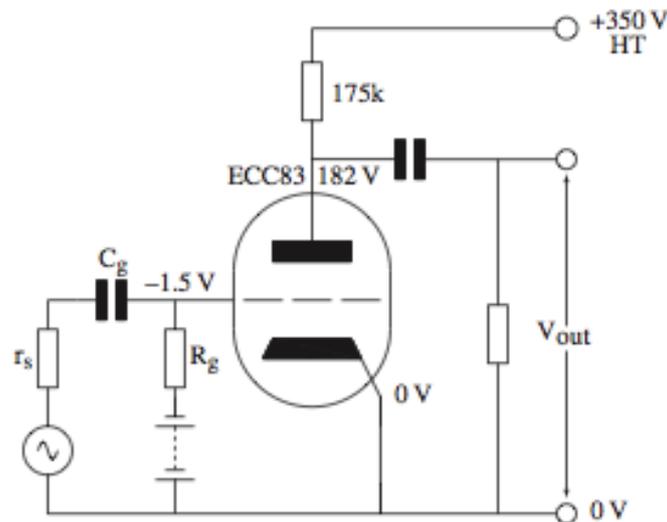


Ilustración 5: Polarización de la rejilla

La válvula es polarizada imponiendo una tensión de polarización a la rejilla a través de R_g , lo cual impide que la batería cortocircuite al oscilador. C_g es el condensador de acople que impide al oscilador cortocircuitar a la batería y r_s es la resistencia de salida asociada a dicho oscilador.

Volviendo a la recta de carga, podemos observar que a medida que aumenta V_a , las curvas comienzan a aproximarse entre sí, lo cual indica que la etapa no es lineal, esto se ve especialmente agravado cuanto más cerca se encuentre V_a de la tensión de alimentación. A esta región se la conoce como región de corte (del inglés *cut-off*). No es recomendable operar cerca de esta región si se requiere de un circuito lo más lineal posible. Si nos movemos en la dirección opuesta tendemos a que no exista caída de tensión en la válvula, sin embargo antes de que se dé este caso ocurrirá la llamada corriente positiva de rejilla, la cual tiene como consecuencia que los electrones liberados por el cátodo ya no son repelidos y controlados por la rejilla, sino que son atraídos por ella y de ahí van a tierra. La resistencia de entrada de la válvula, que en principio se puede considerar infinita, cae a un valor lo suficientemente bajo como para que la resistencia de salida del oscilador tenga una caída de tensión en sus bornes. Dado que esto sólo ocurre en los picos positivos de la señal se produce una distorsión en la entrada.

Si tenemos una caída de tensión en la válvula, y por tanto fluye corriente a través de ella, estará disipando potencia y habrá un umbral para el cual existe el riesgo de que la estructura interna de la misma se funda. A esto se le conoce como la máxima disipación de ánodo y viene dado por el *datasheet* de la válvula.

En dicho *datasheet* encontramos también dos restricciones relacionadas entre sí a la hora de elegir el punto de trabajo, la tensión máxima V_a y V_{ab} , donde V_a es la máxima tensión en continua en la que el ánodo puede trabajar y V_{ab} es el máximo rango dinámico de la válvula, limitando por tanto la tensión de alimentación de la misma. Ignorar estas restricciones llevará a la rotura de la válvula.

Una última limitación que debe ser tenida en cuenta es la máxima corriente de cátodo (I_{kmax}), sin embargo lo normal es que las otras condiciones de límite descritas anteriormente se den antes y por tanto es un valor que puede no aparecer en el *datasheet*. Si representamos todas estas limitaciones para la válvula ECC83 obtenemos el siguiente gráfico:

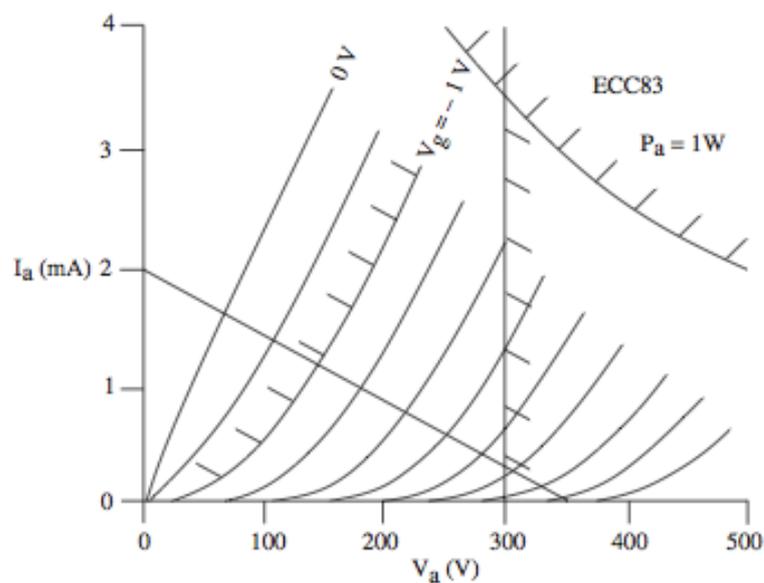


Ilustración 6: Zona de trabajo

2.2.1.2. Condiciones en la zona de trabajo

Si bien hasta ahora hemos visto que la elección de la zona de trabajo viene muy restringida, es posible optimizarlo un poco más.

Por regla general nos veremos siempre ante dos factores principales que suelen entrar en conflicto: rango dinámico y linealidad. Si quisiéramos polarizar la válvula para un máximo rango dinámico podríamos poner $V_a = 225$ V, de esta manera el ánodo podría oscilar entre 150 V y 300 V. Esto lo conseguimos polarizando la rejilla a -2,1 V. Sin embargo, si lo que queremos es tener una mayor linealidad deberemos seleccionar un punto de trabajo cuya línea de rejilla esté equidistante entre sus adyacentes. En este caso lo conseguiríamos aplicando -1,5 V como tensión de polarización de rejilla, alcanzando una tensión de ánodo de 182 V.

Partiendo de la base de que hemos decidido optar por una mayor linealidad el siguiente paso sería determinar las condiciones en corriente alterna de la etapa y comprobar que satisface nuestras necesidades.

El primer parámetro que determinaremos será la ganancia (A_v) de la etapa. Para ello miraremos a una distancia igual a cada lado del punto de trabajo la primera intersección con la línea de la rejilla y tomaremos nota de la tensión de ánodo correspondiente. En el caso de la Ilustración 6, si miramos a la derecha del punto de trabajo toparemos con la línea de rejilla de 2 V, la cual cruza con una tensión de 220 V, asimismo, la línea de 1 V cruza con la de 148 V. Conocidos estos datos, empleamos la siguiente expresión para determinar la ganancia:

$$A_v = \frac{\Delta V_A}{\Delta V_g} = \frac{(220 - 148) V}{(1 - 2) V} = -72$$

El siguiente parámetro que determinaremos es el rango dinámico, o sea, la máxima señal posible a la entrada sin distorsión a la salida. Nuevamente echamos un vistazo sobre la gráfica representada en la Ilustración 6, mirando a la izquierda de nuestro punto de trabajo y observamos que en 148 V nos acercamos a una corriente positiva en la rejilla. Hacia la derecha vemos que estamos únicamente limitados por la máxima tensión admisible en el ánodo. De aquí extraemos la conclusión que la válvula será capaz de seguir mejor los semiciclos positivos de la señal que los negativos, con lo cual estaremos limitados por esto último. En el caso que nos ocupa tendríamos pues una tensión pico a pico máxima de 72 V, expresado en RMS $25 V_{RMS}$.

En caso de que dicho valor no fuera suficiente para nuestro propósito convendría buscar un nuevo punto de trabajo, modificando la tensión de alimentación, la resistencia de carga o ambas.

El próximo parámetro a dimensionar es la resistencia de salida. Un triodo puede ser modelado como una fuente de tensión AC en combinación con una resistencia en serie, conocida como resistencia de ánodo (r_a). Dicha resistencia de ánodo se encuentra en paralelo con respecto a la resistencia de carga.

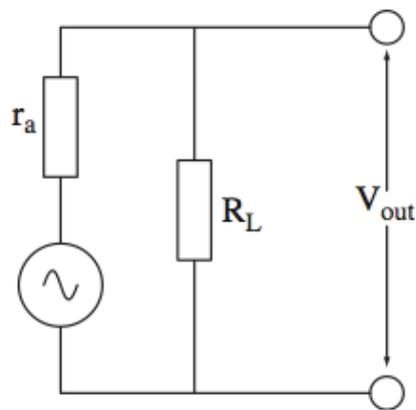


Ilustración 7: Equivalente Thévenin

El efecto que tiene dicha resistencia de ánodo ya se ha tenido en cuenta a la hora de trazar la recta de carga vista anteriormente. Ahora, para calcular el valor de r_a debemos trazar una línea tangente a nuestro punto de trabajo, tal que:

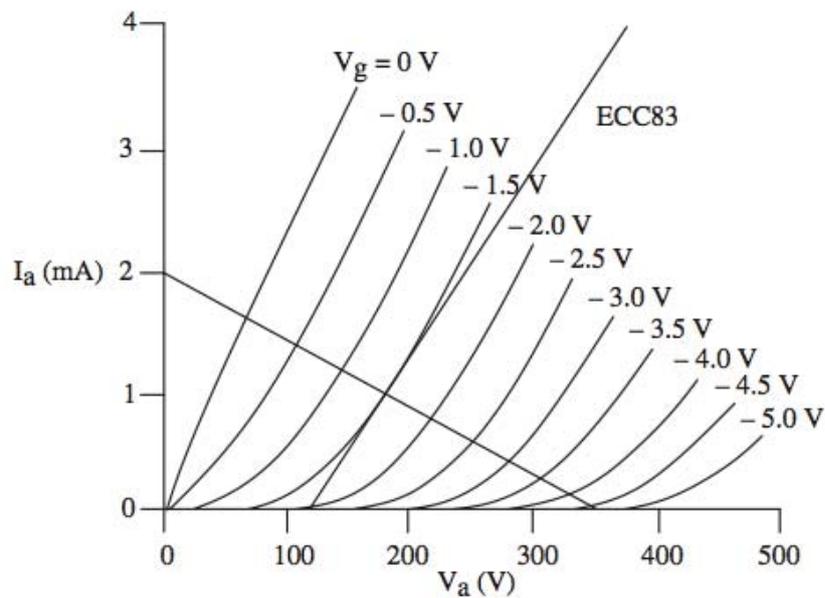


Ilustración 8: Cálculo de la resistencia de ánodo

Dicha recta deberá ir por todo el rango de la corriente de ánodo (de 0 a 4 mA) y tomaremos nota de las tensiones de ánodo para estas dos corrientes. Empleando la siguiente fórmula determinamos el valor de la resistencia:

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(382 - 121) V}{(4 - 0) mA} = 65 k\Omega$$

La resistencia de salida será pues la asociación en paralelo de la resistencia de ánodo y la resistencia de carga, siendo en este caso de 47 k Ω . Es un valor muy elevado para una resistencia de salida y se debe a que la válvula que se ha empleado para realizar estos cálculos posee una μ (más adelante se explicará el significado) elevada, lo cual lleva a una r_a igualmente elevada.

2.2.1.3. Parámetros dinámicos o en alterna

Hasta ahora nos hemos limitado a estudiar el comportamiento de una válvula de forma gráfica, pero no es el único método. Hay tres principales parámetros dinámicos que definen las características de una válvula. Los parámetros son los siguientes:

- μ = factor de amplificación (adimensional).
- g_m = conductancia mutua (mA/V).
- r_a = resistencia de ánodo (Ω , k Ω).

El factor de amplificación μ es el ratio que da cuenta de la relación entre un cambio de tensión en el ánodo (ΔV_a) cuando se produce otro en la rejilla (ΔV_g) a corriente constante. Dicho valor lo podemos sacar de la hoja de características, para el caso del ECC83, $\mu = 100$. Para determinar la ganancia total de una etapa podemos hacer uso de esta constante en la siguiente fórmula:

$$A_V = \mu \cdot \frac{R_L}{R_L + r_a} = 100 \cdot \frac{175 \text{ k}\Omega}{(175 + 65) \text{ k}\Omega} = 73$$

Este resultado no difiere mucho del calculado anteriormente (72) mediante la recta de carga. El valor de μ es uno de los parámetros más estables de una válvula y apenas cambia con la corriente de ánodo.

Otro parámetro importante es el de la conductancia mutua (gm), la cual se define como el ratio entre un cambio en la corriente de ánodo (ΔI_a) y el cambio en la tensión de rejilla (ΔV_g), con una tensión de ánodo constante:

$$gm = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

Finalmente también podemos definir r_a como el ratio que da cuenta de la relación entre un cambio en la tensión de ánodo (ΔV_a) al cambio en la corriente de ánodo (ΔI_a), con tensión de rejilla constante:

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

Estos tres parámetros que acabamos de describir además pueden ser relacionados mediante la siguiente ecuación:

$$gm = \frac{\mu}{r_a}$$

Típicamente encontramos estos tres valores indicados por el fabricante de la válvula en su correspondiente *datasheet*.

2.2.1.4. Polarización del cátodo

Ahora que hemos elegido un punto de trabajo y evaluado las características dinámicas de nuestra etapa de amplificación debemos buscar maneras prácticas de implementarla. Para polarizar el cátodo colocaremos una resistencia que conecte la rejilla a masa mediante, llamada resistencia de fuga de rejilla (del inglés *grid leak resistor*). Gracias a ello tendremos la rejilla a 0 V, haciendo innecesario el uso de un condensador de acople.

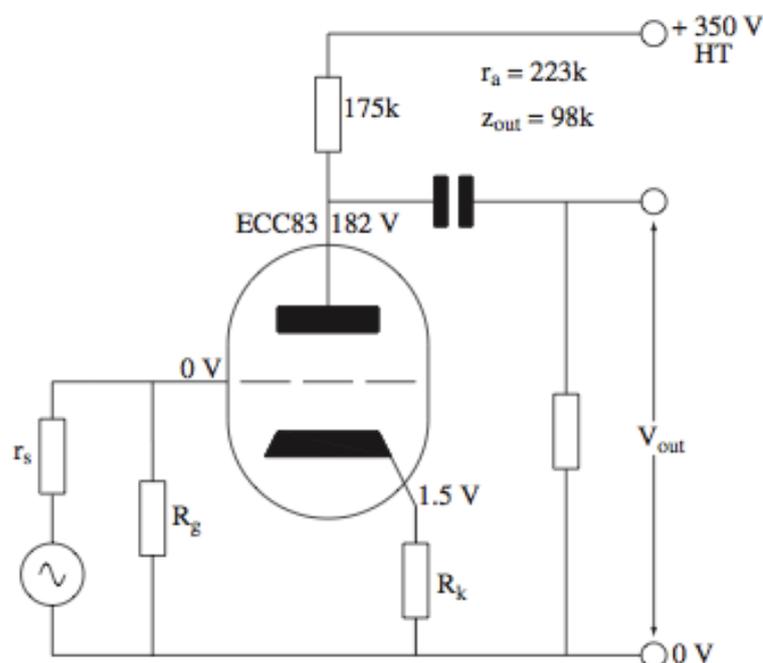


Ilustración 9: Polarización del cátodo

Para comprender como funciona esta etapa asumiremos una válvula ideal, en la cual no hay corriente de rejilla, incluso para $V_{gk} = 0$ V.

En un principio no hay corriente circulando por la válvula, por tanto no habrá caída de tensión en la resistencia de polarización del cátodo (R_k) y el cátodo también estará a 0 V. La rejilla también esta conectada a masa, por lo tanto V_{gk} será también 0 V. Esto tiene como resultado que por la válvula comienza a fluir una gran cantidad de corriente, la corriente de ánodo (en un tríodo es igual a la de cátodo) fluirá por la resistencia de polarización del cátodo, provocando una caída de tensión. Dicha caída lleva a un aumento

en la tensión de cátodo, la tensión V_{gk} cae y se alcanza un equilibrio en la corriente de ánodo.

Dado que conocemos nuestro punto de trabajo la corriente de ánodo (y por tanto la de cátodo) ya la tenemos fijada. Sabemos también que tensión necesitamos de V_{gk} . Si tenemos la rejilla a 0 V entonces el cátodo está a $+V_{gk}$. Conociendo tanto la corriente, como la tensión a través de dicha resistencia podremos dimensionarla fácilmente. Calculemos primero la corriente de ánodo para nuestro ejemplo:

$$I_a = \frac{HT - V_a}{R_L} = \frac{(350 - 182) V}{175 k\Omega} = 0,96 mA$$

Habíamos dicho que la tensión de cátodo era $V_{gk} = 1,5 V$, con lo cual la resistencia de polarización de cátodo es:

$$R_k = \frac{1,5V}{0,96mA} = 1,56 k\Omega$$

2.2.1.5. Los efectos sobre los parámetros dinámicos de una resistencia de polarización de cátodo sin desacoplar

Si bien la resistencia de cátodo estabilizaba y fijaba los parámetros de continua, lo hacía introduciendo realimentación negativa, así que previsiblemente tendrá un efecto sobre los parámetros dinámicos de nuestra etapa. Podemos hacer uso de la ecuación de realimentación para determinar dicho efecto:

$$A_{fbk} = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0}, \text{ donde } \beta = \frac{R_k}{R_L}$$

$$A_{fbk} = \frac{72}{1 + \frac{1,56 k\Omega}{175 k\Omega} \cdot 72} = 44$$

Como vemos, la ganancia se reduce notablemente, al ser una realimentación serie-serie, tanto las impedancias de entrada como de salida aumentan. Dado que la impedancia de

entrada de una válvula es prácticamente infinita, esto no afecta, pero la resistencia de ánodo aumenta.

Ahora trataremos de determinar el nuevo valor de la resistencia de ánodo. El único camino hacia tierra desde el ánodo es pasando a través del cátodo, pasando por la resistencia de ánodo. Siguiendo esta dirección, las resistencias aumentan en un factor de $(\mu+1)$, con lo cual la nueva resistencia de ánodo es:

$$r'_a = r_a + (\mu + 1) \cdot R_k = 65 \text{ k}\Omega + (100 + 1) \cdot 1,56 \text{ k}\Omega = 223 \text{ k}\Omega$$

Con lo cual tenemos un incremento de 65 k Ω a 223 k Ω . Esto, asociado en paralelo con R_L , nos da una nueva impedancia de salida de 98 k Ω , frente a los 47 k Ω anteriores. A partir de este valor también podríamos haber calculado la ganancia de realimentación, empleando la siguiente fórmula:

$$A_V = \mu \cdot \frac{R_L}{R_L + r'_a} = 100 \cdot \frac{175 \text{ k}\Omega}{(175 + 223) \text{ k}\Omega} = 44$$

2.2.1.6. El condensador de desacoplo de cátodo

Como comprobamos en el apartado anterior, la introducción de una resistencia de cátodo tiene como efecto una realimentación negativa y por tanto una reducción en la ganancia. Esto puede ser un efecto no deseado, así que buscaremos una forma de evitarlo.

Dado que la señal de salida proviene de la caída de tensión en R_L debido a la circulación de la corriente de ánodo y ahora dicha corriente también provoca una caída de tensión en R_k , la ganancia total se ve afectada. Para poder recuperar la ganancia anterior deberemos introducir un condensador de desacople en paralelo a dicha resistencia R_k . El valor de este condensador debe ser tal, que sea visto como un cortocircuito para todas las frecuencias de nuestro interés. Dicho condensador en conjunto con la resistencia de cátodo formará un filtro paso bajo.

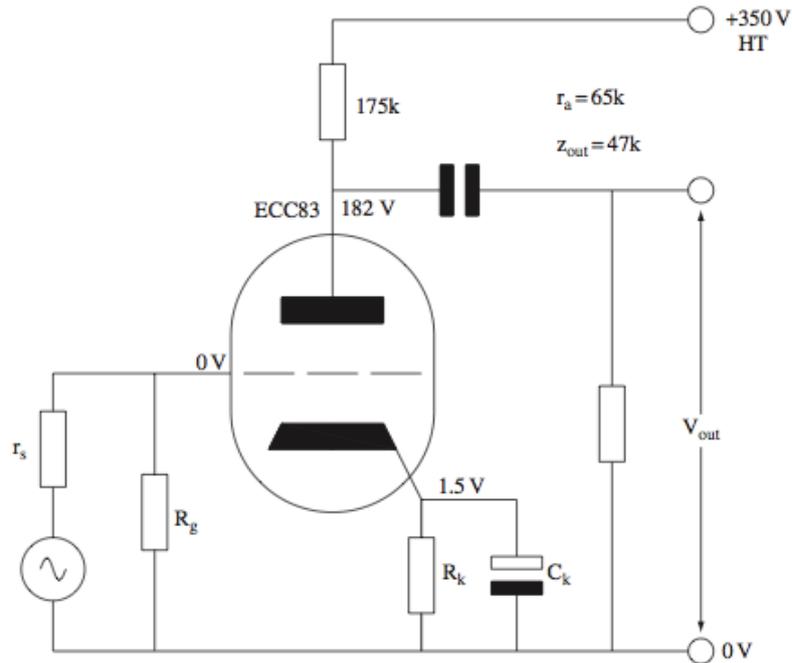


Ilustración 10: Resistencia de cátodo desacoplada

Ahora debemos determinar la resistencia que el condensador ve desde su terminal positivo hacia tierra. Por un lado tenemos la resistencia R_k , pero también está la resistencia del cátodo en sí mismo, la cual viene dada por:

$$r_k = \frac{R_L + r_a}{\mu + 1} = \frac{(175 + 65) \text{ k}\Omega}{100 + 1} = 2,38 \text{ k}\Omega$$

En paralelo con R_k tendremos una resistencia r'_k de 946Ω .

Dado que vamos a trabajar en una aplicación para audio consideraremos como frecuencia de interés mínima una de 20 Hz. Además hay que tener en cuenta que cada una de las siguientes etapas que vayamos añadiendo tendrán también sus propios filtros, y los efectos de éstos son acumulativos, así pues tendremos que elegir una frecuencia de corte lo más baja posible a fin de mantener una respuesta en baja frecuencia lo más satisfactoria. Dimensionaremos nuestro condensador con la siguiente fórmula, con una frecuencia de corte de 1 Hz:

$$C_k = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot r_k} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ Hz} \cdot 2380 \Omega} = 170 \mu\text{F}$$

Una vez calculado el valor del condensador, deberemos buscar el valor normalizado más cercano, este caso 220 μF .

2.2.1.7. Elección de la resistencia de fuga de rejilla

Si bien hemos colocado una resistencia de fuga de rejilla, no le hemos asignado valor alguno. Generalmente suele tomar un valor de 1 $\text{M}\Omega$ para etapas de pequeña señal, pero también valores más bajos para etapas de potencia.

Es recomendable que esta resistencia presente un valor lo más alto posible, por dos razones. Por un lado forma un divisor de tensión junto con la impedancia de salida de la etapa que le precede y por tanto debe tener un valor lo suficientemente alto (mucho más que la impedancia de salida que le precede) a fin de que la mayor parte de la tensión pase a la siguiente etapa. La segunda razón es que una resistencia de fuga grande permite que el condensador de acople entre etapas sea lo más pequeño posible para una cierta frecuencia de corte inferior.

Si echamos un vistazo al *datasheet* de la válvula podremos ver que hay un valor máximo que puede tomar dicha resistencia.

La razón por la que es necesaria la existencia de esta resistencia es que siempre hay una pequeña fuga de corriente entre la rejilla y tierra. Dicha corriente proviene de la presencia residual de gases en el interior de la válvula. Cuando se produce un intercambio de electrones entre el cátodo y el ánodo se da el caso de que ciertos electrones colisionan a alta velocidad contra las moléculas de gas, y al producirse dicha colisión es posible que desprenda un electrón de la capa exterior de la molécula, la cual se encuentra ahora cargada positivamente mientras ahora son dos los electrones que continúan su camino hacia el ánodo.

Dicha molécula cargada, conocida como ion, al estar cargada positivamente es rechazada por el ánodo y atraída por la rejilla. Al impactar este ion con la rejilla, ésta se carga positivamente, lo cual lleva a que un electrón fluya hasta la resistencia de fuga de rejilla.

Este proceso se repite constantemente durante el intercambio de electrones entre cátodo y ánodo, de manera que se produce una fuga de electrones a lo largo de la rejilla, lo cual

reduce la tensión V_{gk} y si el valor de la resistencia de fuga es lo suficientemente alto, este cambio en V_{gk} se vuelve significativo y la corriente de ánodo aumenta. Este aumento en la corriente lleva a un aumento en la temperatura interna de la válvula, que comienza a generar más gas lo cual conlleva a más colisiones y una mayor fuga de electrones, hasta que finalmente la integridad física de la válvula se ve afectada irremediablemente.

2.2.1.8. Dimensionado del condensador de acople de salida

Este condensador se coloca como protección para las válvulas. Este condensador debe ser capaz de soportar la tensión de la fuente de alimentación para que en el momento del encendido del equipo protejan a las válvulas, cuando el cátodo aun está frío (y por tanto no emite electrones). Al estar la fuente de alimentación sin ningún tipo de carga, toda la tensión aparecería en la rejilla de la válvula de la siguiente etapa y al estar a tan alto potencial comenzaría a circular una corriente tan alta que llevaría a la rotura de las válvulas.

En cuanto al valor de dicho condensador, vendrá dado por la fórmula:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$$

Dónde f representa la frecuencia de corte inferior del filtro que se formará debido al condensador C y la impedancia de entrada R de la etapa siguiente.

2.2.1.9. Efecto Miller

Hasta ahora nos hemos ocupado de todos los elementos externos de nuestro amplificador, elementos que introducimos porque son de nuestro interés. Ahora pasaremos a otro elemento que interviene en nuestro circuito pero no es del todo deseado, la capacidad de Miller.

Siempre habrá una cierta capacitancia entre el ánodo y la rejilla de control. Dicha capacitancia forma un filtro paso bajo junto a la impedancia de salida de la etapa anterior.

Pongamos el siguiente ejemplo, un amplificador de dos etapas conectadas en cascada, ambas idénticas tal que así:

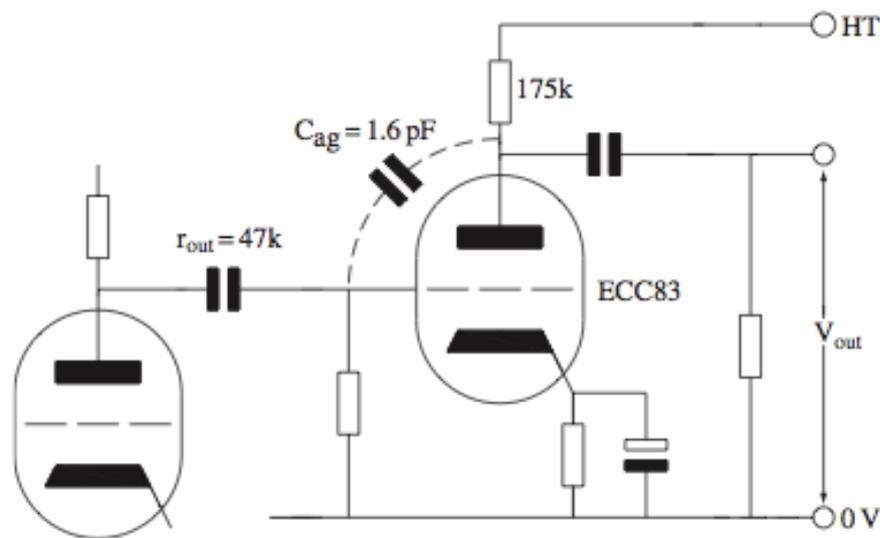


Ilustración 11: Capacidad de Miller

Cuando la segunda válvula amplifica la señal, los cambios en la tensión de ánodo fuerza la carga y descarga del condensador ánodo-a-rejilla (C_{ag}). Dicha corriente no puede circular por la rejilla debido a la alta impedancia que ésta presenta, así que debe ser adoptada por la etapa anterior. Observemos la ecuación de Miller [10]:

$$C_M = C_{ag} \cdot (1 + A_V)$$

De aquí podemos observar claramente como incluso un valor pequeño de C_{ag} puede tener un efecto bastante pronunciado sobre la respuesta en alta frecuencia. Para nuestro caso particular sería de 115 pF (siendo C_{ag} para la válvula ECC83 de 1,6 pF), esta capacidad asociada con la impedancia de salida de la etapa anterior nos da una frecuencia de corte superior de 29 kHz. Hay varias maneras de resolver este problema:

- Reducir la impedancia de salida de la etapa anterior.
- Reducir el valor de C_{ag} apantallando la rejilla del ánodo, o lo que es lo mismo, hacer uso de un tetrodo o pentodo).
- Reducir la ganancia de la etapa.

2.2.1.9.1. Reducir la impedancia de salida de la etapa anterior

Para ello podríamos hacer uso de la válvula E88CC en la etapa predecesora, con una correcta polarización es posible alcanzar una impedancia de salida de unos 10 kΩ. Si

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

además usamos esta misma válvula en la segunda etapa, la capacidad de Miller caería aproximadamente a 50 pF (debido a que también caería la ganancia a 30).

Otra alternativa es colocar un seguidor de cátodo entre las etapas. Esta configuración presenta fácilmente impedancias de salida del orden de 1 k Ω , que junto a la capacidad de Miller anterior (115 pF) daría como resultado una frecuencia de corte superior de 1,4 MHz.

2.2.1.9.2. Apantallar la rejilla del ánodo

2.2.1.9.2.1. El tetrodo

El tetrodo se desarrolló para evitar la reducción de la ganancia causada por la interacción del campo eléctrico del ánodo con el de la rejilla. Se colocó una rejilla auxiliar (g_2), o rejilla de apantallado, entre la rejilla de control y el ánodo. Para seguir atrayendo electrones, se conectaba dicha rejilla auxiliar a un potencial positivo ligeramente inferior al del ánodo.

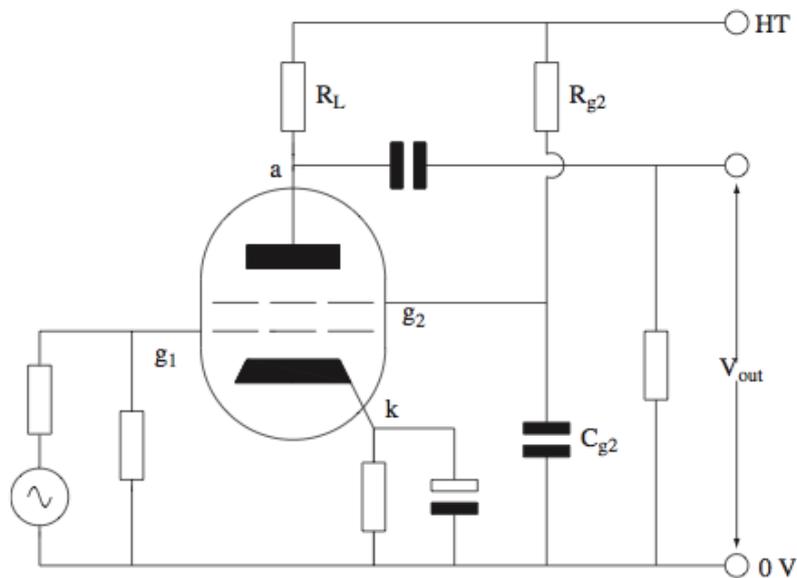


Ilustración 12: Tetrodo

Si bien en un principio lo que se quería alcanzar era una mayor ganancia, una de las ventajas más importantes de añadir una rejilla auxiliar es que apantallaba al ánodo de los efectos en alterna de la rejilla, reduciendo notablemente la capacidad de Miller, permitiendo amplificar señales de mayor frecuencia. Esto lleva también a cambios en las curvas características de ánodo.

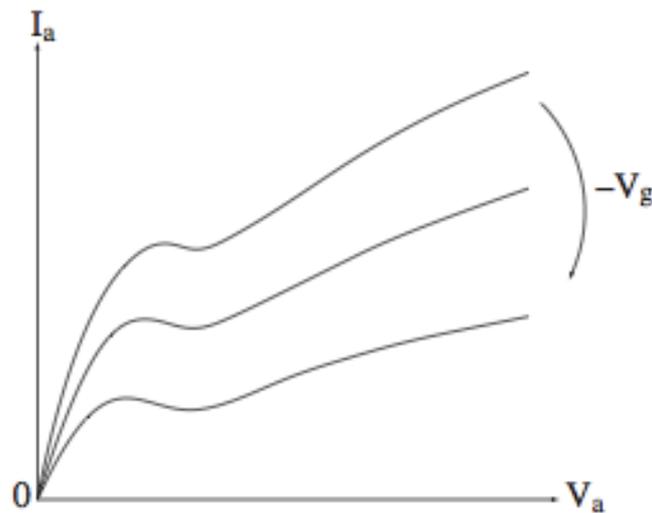


Ilustración 13: Curvas características de un tetrodo

La concavidad en las curvas es causada por la emisión secundaria. Cuando la tensión de ánodo es muy reducida, los electrones son emitidos por el cátodo de forma normal y recolectados por el ánodo. Sin embargo, con unas tensiones un poco más elevadas es posible que el electrón impacte de tal manera contra el ánodo que se desprendan dos electrones a baja velocidad, que se verán atraídos por la rejilla auxiliar. Con tensiones mucho más altas de ánodo, si bien se siguen produciendo estos desprendimientos de electrones, ahora el mayor potencial es capaz de atraerlos al ánodo.

Sin embargo la presencia de esa concavidad puede dar lugar a distorsiones en la señal y por tanto el uso de tetrodos puros fue limitado.

2.2.1.9.2.2. El pentodo

Esta válvula pretendía mantener las ventajas del tetrodo, una baja capacidad de Miller, evitando la gran desventaja que suponía la concavidad en las curvas características. Añade una tercera rejilla (g_3), la rejilla de supresión, conectada al cátodo. Ésta va situada entre el ánodo y la rejilla auxiliar (g_2). De esta manera es capaz de apantallar g_2 del ánodo, evitando que la colisión de los electrones produzca una pérdida de los mismos y por tanto, la concavidad que previamente tantos problemas causaba.

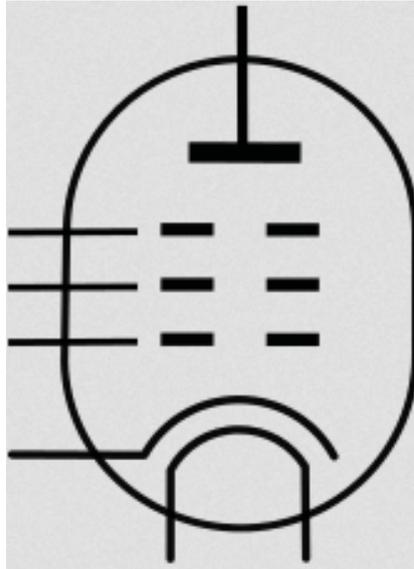


Ilustración 14: Símbolo del pentodo

Si echamos un vistazo a las curvas características del pentodo EF86 [11], podremos observar que son casi horizontales, con unas características parecidas a los transistores bipolares, lo cual indica una resistencia de ánodo lo bastante elevada como para poder ser considerada infinita. Esto lleva a que se pueda tomar como impedancia de salida el valor de R_L .

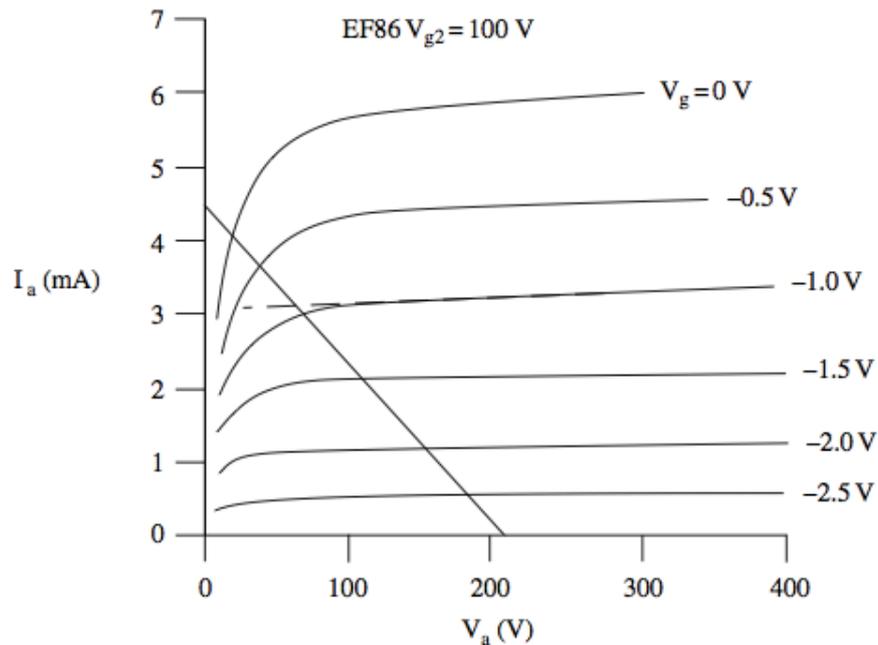


Ilustración 15: Curvas características de un pentodo

Otra característica es que el ánodo es capaz de oscilar mucho más cerca de los 0 V que el triodo, y por tanto obtener una tensión pico-a-pico de salida mucho mayor, lo cual hace de los pentodos una buena elección para etapas de alto voltaje.

Por último, la forma de las curvas de V_a e I_a del pentodo son exponenciales y además cumplen que:

$$I_a \propto (1 - e^{-k \cdot V_a})$$

Esta relación no solo conlleva a que el pentodo produzca una distorsión armónica impar significativa, si no que además tiene un espectro mucho más ancho que el del triodo. En contrapartida, el triodo produce distorsión armónica par e impar, pero que se atenúan rápidamente.

El tipo de distorsión que se produce es muy importante, dado que el oído humano es mucho más tolerante con respecto a los armónicos pares y a su vez produce por sí mismo impares. Además, los armónicos impares de órdenes altos suenan discordantes con respecto a la fundamental. En resumen, la THD (*Total Harmonic Distortion*) de un amplificador basado en pentodos debe ser mucho menor que la basada en triodos, dado que sus efectos subjetivos son mucho mayores.

Además de esto, habría que añadir que los pentodos generan muchísimo ruido en comparación con los triodos. Dicho ruido viene causado por la división del haz de electrones debido a las rejillas (ruido de partición). Este efecto se ve acentuado a medida que la frecuencia baja, con lo cual es especialmente molesto para el oído humano.

2.2.2. El cascodeo

Lo que pretendemos conseguir es una válvula, o dispositivo compuesto, que nos de las ventajas del pentodo (mayor ganancia, mayor rango de tensiones a la entrada y baja capacidad de Miller) sin ninguna de sus desventajas. Dicho dispositivo compuesto es el cascodeo.

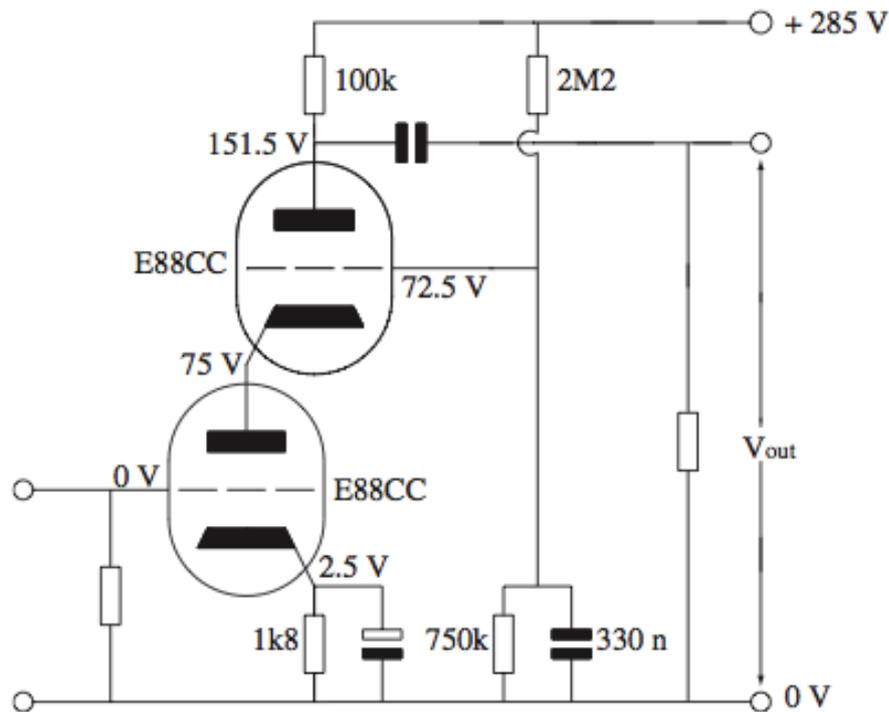


Ilustración 16: Cascodo

Este tipo de dispositivo posee una r_a muy elevada, aproximadamente la r_a de la válvula inferior multiplicada por $(\mu+1)$ de la válvula superior. Esta configuración funciona de la siguiente manera:

La válvula tiene como carga en el ánodo la resistencia R_L , como anteriormente, sin embargo en lugar modular V_{gk} variando el voltaje de rejilla y manteniendo el del cátodo constante, lo que hace es variar la tensión de cátodo y mantiene constante la de rejilla. Esta rejilla estará polarizada a un voltaje que estimemos necesario para una operación lo más lineal posible por parte de la válvula y estará conectada a tierra mediante un condensador. Esto es importante, ya que de esta manera el cátodo está debidamente apantallado del ánodo y por tanto la capacidad de Miller no es un problema. Además, ya que es la tensión de cátodo la que varía, esta etapa es no inversora. A pesar de haber una rejilla en la válvula superior, al no atraer corriente, no se produce el ruido de partición anteriormente mencionado.

La válvula inferior funciona igual que lo visto anteriormente en la configuración de cátodo común, excepto que la carga de su ánodo es el cátodo de la válvula superior. Dado que la resistencia dinámica hacia el cátodo es baja, la ganancia de la válvula inferior, y por tanto

también lo es la capacidad de Miller. Además, debido a la baja impedancia de la carga de la válvula inferior, esta generaría mucha distorsión en caso de que hubiesen grandes tensiones de pico-a-pico, sin embargo es la etapa superior la encargada de proporcionar la mayor parte de la ganancia, con lo cual no es un problema.

Otro detalle muy importante a tener en cuenta en la configuración en cascodo es la elección de válvula, las únicas válvulas que fueron diseñadas específicamente para funcionar bien bajo esta configuración son la ECC88 y la E88CC.

Ahora pasaremos a ver cómo se dimensiona un cascodo. Lo normal es tener el ánodo inferior a una tensión de 75 V, así pues, si tenemos una tensión de alimentación de 285 V, nos deja 210 V para la válvula superior (ver *Ilustración 16*).

Podemos elegir una carga de ánodo para la válvula superior y trazar su recta de carga correspondiente como de costumbre. Para este caso, $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ y $V_g = -2,5 \text{ V}$, lo cual lleva a un valor de $V_a = -76,5 \text{ V}$, alcanzado un punto de trabajo lineal. La corriente de ánodo vale, por tanto, $I_a = 1,34 \text{ mA}$.

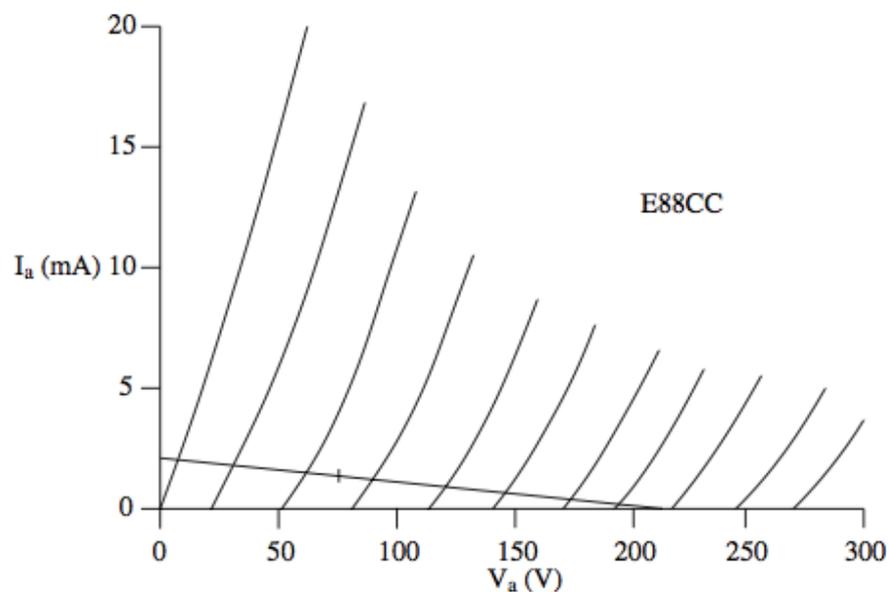


Ilustración 17: Selección del punto de trabajo (válvula superior)

Si el ánodo de la válvula inferior se encuentra a 75 V y la tensión V_{gk} de la superior es de -2,5 V, entonces la tensión de rejilla $V_g = 72,5 \text{ V}$. Dado que la rejilla de la válvula superior no atrae cargas (recordemos que está derivada a tierra mediante un condensador), esta

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

tensión determinará las condiciones de la etapa superior, la cual opera con una rejilla con polarización fija. Aún así debemos tener cuidado con no superar la máxima resistencia de fuga permitida, cuyo valor es de $1\text{ M}\Omega$ para el modelo E88CC. No es el caso, dado que la resistencia Thévenin del divisor de potencial es de $560\ \Omega$ (asumimos que la resistencia de la fuente de alimentación es nula). Con respecto al condensador de derivación a tierra de la rejilla, con un valor de $0,33\ \mu\text{F}$ tendríamos una frecuencia de corte inferior de 1 Hz .

Para dimensionar la etapa inferior no nos será de mucha utilidad echar un vistazo a las curvas características del ánodo. En su lugar, haremos uso de las características mutuas de la corriente de ánodo frente a la tensión de rejilla.

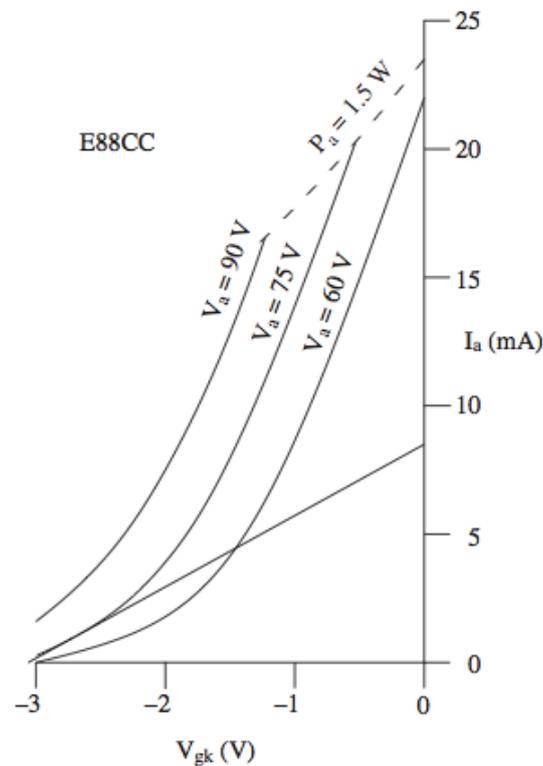


Ilustración 18: Características mutuas

Como sabemos, la V_a de la etapa inferior es 75 V , así que seguimos la curva de 75 V hasta alcanzar la corriente de ánodo $I_a = 1,34\text{ mA}$ (la corriente de ánodo de ambas etapas es la misma). Este será el punto de trabajo de la válvula inferior, lo cual nos da una $V_{gk} = 2,6\text{ V}$. Si cruzamos los puntos de $V_a = 75\text{ V}$ con el de $I_a = 1,34\text{ mA}$ en la gráfica nos da un valor de $2,4\text{ V}$ para V_{gk} . Tomaremos un valor medio de $2,5\text{ V}$, y calcularemos el valor de R_k a $1,8\text{ k}\Omega$.

Dado que el cascodo está formado por una etapa no inversora y por otra inversora, la señal de salida final estará invertida. La ganancia total del cascodo, donde V_1 representa la válvula inferior y V_2 la superior es:

$$A_V = \frac{1}{\frac{1}{gm_1 \cdot R_L} + \frac{r_{a2} + R_L}{R_L} \cdot \frac{1}{\mu_1 \cdot (\mu_2 + 1)}}$$

Esta ecuación suele ser aproximada por la expresión:

$$A_V = gm_1 \cdot R_L$$

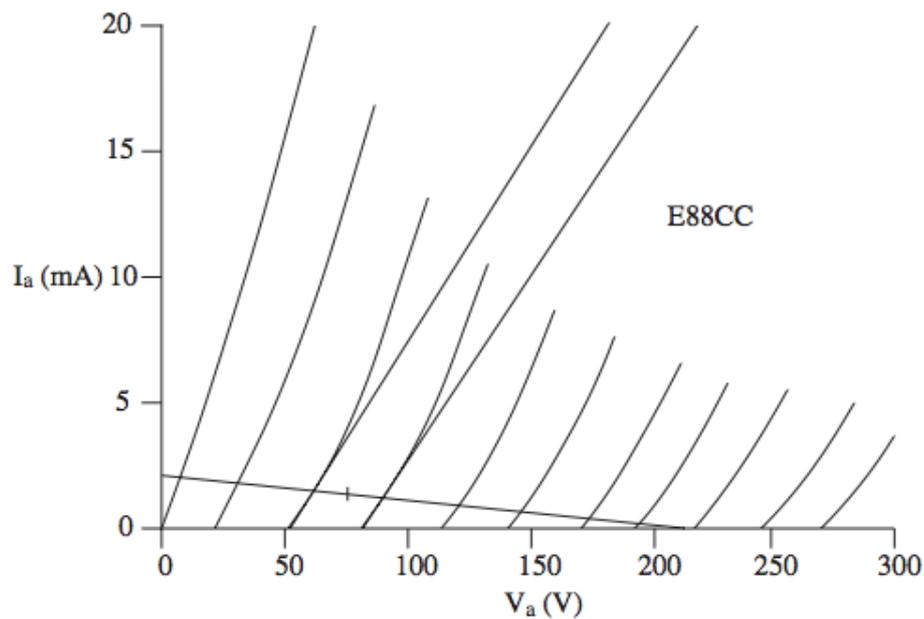
Por tanto ahora debemos determinar el valor de gm de la etapa inferior. Esto se puede hacer fácilmente haciendo uso de las características mutuas, midiendo el gradiente en el punto de trabajo.

$$gm = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{8,35 \text{ mA}}{3,08 \text{ V}} = 2,7 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

También debemos determinar la r_a de la válvula superior, pero dado que no estamos sobre una línea de tensión de rejilla específica, deberemos interpolar el valor de las dos adyacentes. De esta manera tenemos:

$$r_a(-2 \text{ V}) = 5,5 \text{ k}\Omega$$

$$r_a(-3 \text{ V}) = 6,45 \text{ k}\Omega$$

Ilustración 19: Aproximación de r_a

De aquí podremos aproximar un valor para r_a en $-2,5$ V de aproximadamente 6 k Ω . La μ de ambas válvulas es de $32,5$. Poniendo todos estos valores en la ecuación de ganancia del cascode obtenemos un valor de ganancia de 214 . Si hubiésemos hecho uso de la segunda expresión, obtendremos un resultado de 270 , que es 2 dB superior. Sin embargo nos sirve como una buena aproximación para decidir si queremos seguir adelante con el diseño u optar por otro.

Podemos hacer uso de este dato de la ganancia total del sistema para calcular la ganancia de la etapa inferior. Esto es de utilidad ya que nos servirá para conocer el valor de tensión pico-a-pico en el ánodo inferior, de aquí podremos extraer datos como la linealidad y la capacidad de Miller. El valor de la ganancia de la etapa superior podemos averiguarlo rápidamente a partir de la recta de carga, la cual nos indica una ganancia de 30 , con lo cual la ganancia de la etapa inferior debe ser $7,1$. A partir del *datasheet* de la válvula E88CC determinamos que $C_{ag} = 1,4$ pF, con lo cual la capacidad de Miller es:

$$C_M = (7.1 + 1) \cdot 1.4 \text{ pF} = 11,3 \text{ pF}$$

Debido al bajo valor, deberemos tener en cuenta otras capacidades parásitas presentes en la válvula, éstas son [12] los $3,3$ pF de cátodo a rejilla y los 3 pF del ánodo a la rejilla y el calentador, dando como resultado unos 18 pF.

El valor de la resistencia de polarización del cátodo y su condensador de desacople se calculan como visto anteriormente para el caso de tríodos.

No es estrictamente necesario que ambas válvulas tengan la misma corriente de ánodo. Añadiendo una resistencia desde la fuente de alimentación hacia el ánodo de la etapa inferior nos permite que fluya una mayor corriente hacia dicha válvula. Esto puede sernos de utilidad, dado que una mayor corriente en el ánodo inferior se traduce en una mejora en la ganancia (incrementando g_{m1}) y mejora la linealidad.

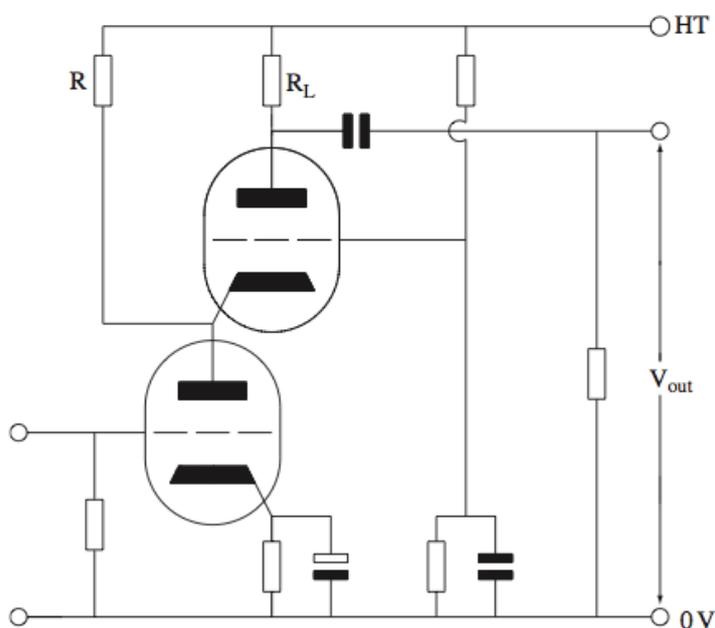


Ilustración 20: Inserción de R para aumentar la corriente de ánodo inferior

2.2.3. El seguidor de cátodo

Los circuitos que hemos venido considerando hasta ahora tan sólo se centran en ofrecer una ganancia en tensión. Sin embargo, a veces es necesario contar una etapa de *buffer*, cuya finalidad es ofrecer una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida, lo que en circuitos transistorizados se consigue con un amplificador operacional en seguidor de tensión. Al igual que éstos, el seguidor de cátodo tiene una ganancia ligeramente inferior a la unidad, una impedancia de salida de 1 k Ω y una alta impedancia de entrada de unos 500 M Ω . Consideraremos en un principio un diseño con polarización fija.

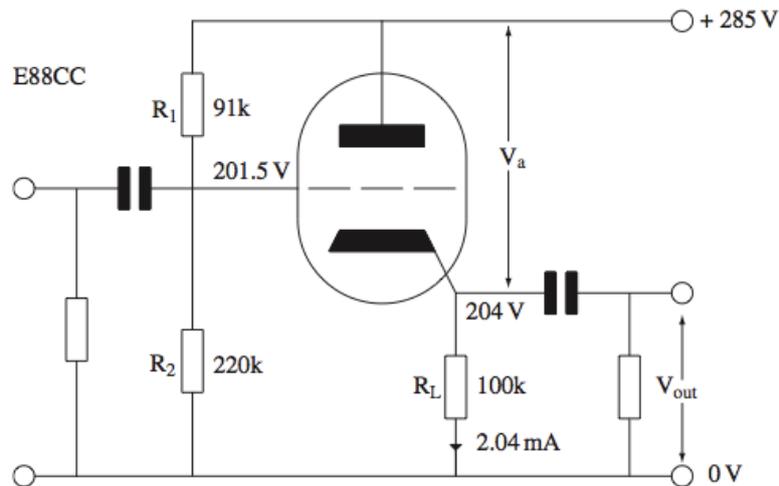


Ilustración 21: Seguidor de cascodo de polarización fija

Se ha cambiado la posición de la resistencia de carga, de manera que la salida de la señal se encuentra ahora en el cátodo, pero esto no tiene ninguna influencia sobre el procedimiento a seguir para el análisis del circuito.

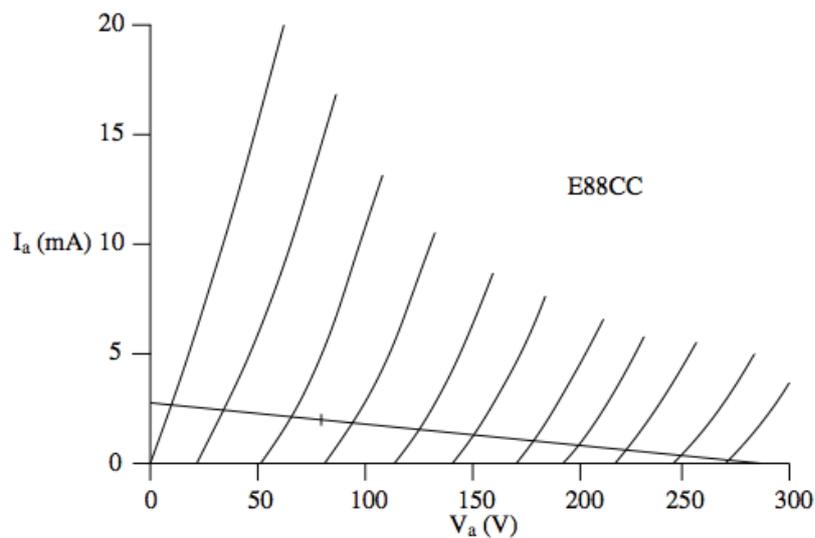


Ilustración 22: Elección del punto de trabajo

Tomamos $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ y dibujamos su recta de carga correspondiente, $V_g = -2,5 \text{ V}$, con $V_a = -81 \text{ V}$, esta región es muy lineal. Se debe recordar que V_a es la tensión entre el ánodo y el cátodo, con lo cual la tensión en el cátodo es $V_k = 285 \text{ V} - 81 \text{ V} = 204 \text{ V}$, y como la tensión $V_{gk} = -2,5 \text{ V}$, esto implica que la rejilla debe estar a 201,5 V para polarizar la válvula al punto escogido. Esta tensión la conseguiremos gracias al divisor de tensión que forman R_1 y R_2 .

El seguidor de cátodo no es más que un caso particular de la configuración de cátodo común, con realimentación negativa. Para calcular la ganancia total, medimos la ganancia a partir de la recta de carga ($A_v = 28,5$) y aplicamos la ecuación de realimentación, teniendo en cuenta que para este caso $\beta = 1$:

$$A_{fbk} = \frac{28,5}{1 + 1 \cdot 28,5} = 0,97$$

Asimismo, tal como vimos anteriormente, calcularemos la r_k . Sin embargo, para un seguidor de cátodo la R_L del ánodo a la fuente de alimentación es nula, con lo cual la ecuación se puede aproximar a $1/g_m$. De las características del ánodo podemos aproximar $g_m \approx 5 \text{ mA/V}$, obteniendo una impedancia de salida de unos 200Ω . A pesar de la que la manera de determinar g_m no fue del todo precisa esto no influye mucho, dado que en los seguidores de cátodo empleado en audio es normal colocar luego una resistencia de $1 \text{ k}\Omega$ en serie. Así pues tendríamos una impedancia total de salida de $1,2 \text{ k}\Omega$, lo cual para una etapa a válvulas es un valor bastante reducido.

Sin embargo, tal y como está planteado el diseño, esta etapa no presenta una gran impedancia de entrada (aproximadamente $64 \text{ k}\Omega$). Tendremos que cambiar el modo en que polarizamos la válvula para conseguir una alta impedancia de entrada.

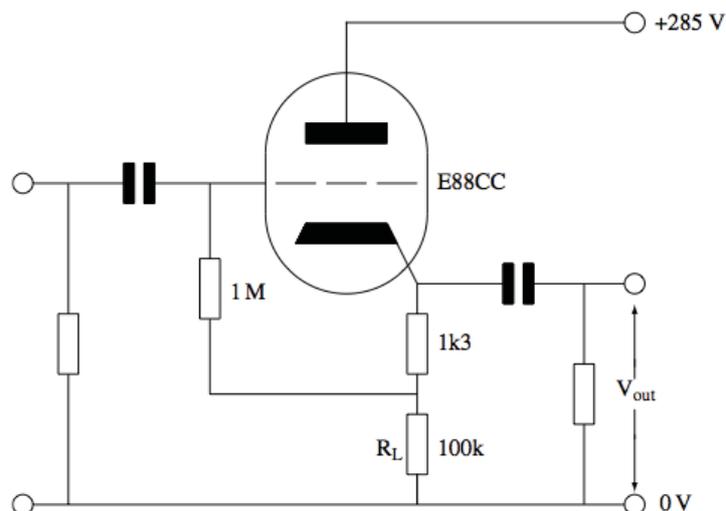


Ilustración 23: Polarización del cátodo

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

Gracias a la nueva resistencia de 1,3 k Ω , cuyo valor se ha calculado anteriormente conseguimos una autopolarización (del inglés *self bias*). Al añadir esta resistencia hemos aumentado ligeramente el valor de R_L , sin embargo apenas tendrá ningún efecto real sobre el circuito.

La primera impresión es que esta configuración es tan sólo ligeramente mejor que la anterior, con una impedancia de entrada de 1,1 M Ω . Sin embargo la resistencia de fuga de rejilla de 1 M Ω no está directamente derivada a tierra, sino que está a un potencial más alto, lo cual tiene como consecuencia que la señal de entrada apenas aparecerá por ella.

Funciona de la siguiente manera. Anteriormente calculamos la ganancia de la etapa, siendo el resultado 0,97. La atenuación provocada por el divisor de tensión que forma la resistencia de cátodo y R_L es de aproximadamente 0,987, con lo cual la proporción de señal en la resistencia de carga es de 0,96.

Ahora bien, dado que esta configuración es no inversora, eso significa que tan sólo tenemos una proporción de señal de 0,04 en la resistencia de fuga de rejilla. La corriente de la señal que cruza dicha resistencia es entonces tan sólo un 4% de lo que podría haber sido en caso de estar dicha resistencia derivada a tierra directamente. De aquí podemos decir entonces que la impedancia de entrada es aproximadamente 1 M Ω /0,04 = 25 M Ω . De una manera más formal:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - \left(A \cdot \frac{R_L}{R_L + R_k} \right)}$$

De manera similar podremos calcular la capacidad de entrada del seguidor de cátodo:

$$C_{in} \approx C_{ag} + (1 - A) \cdot C_{g-k}$$

Hay que tener en cuenta que el resultado será un valor aproximado, para nuestro caso con la válvula E88CC:

$$C_{in} \approx 1,4 \text{ pF} + (1 - 0,96) \cdot 3,3 \text{ pF} = 1,5 \text{ pF}$$

Tal como hicimos antes, deberemos añadir capacidades parásitas propias de la válvula, lo cual nos dejaría con un valor aproximado de 4,5 pF, menos de la mitad de lo calculado en el caso anterior.

Mirando la ecuación de la ganancia podemos llegar a la conclusión de que aumentando mucho R_L , haremos que r_a , uno de los parámetros más inestables en una válvula (y además causante de la distorsión), se vuelva despreciable y así conseguir un *buffer* con una distorsión mínima. Sin embargo, al aumentar R_L , también lo hace la tensión que caen en ella, y por tanto tendríamos que aumentar en la misma proporción la tensión de alimentación.

Debemos buscar la manera de solventar este problema, y para ello necesitaremos primero una serie de definiciones.

2.2.3.1. Fuentes y sumideros

Una fuente de tensión o de corriente es aquel elemento capaz de proveer de energía a una carga que esté conectada a tierra, mientras que un sumidero puede controlar las características de una fuente externa de energía. La electrónica de audio necesita de aproximaciones reales de estos dispositivos hipotéticos para mejorar sus características en alterna.

Una fuente (o sumidero) perfecta y constante de tensión es un cortocircuito (resistencia nula) y apoyándonos en la ley de Ohm sabemos que por ella fluirá una cantidad infinita de corriente y por tanto no habrá caída de tensión. Si bien dispositivos activos como los reguladores de tensión son por lo general mejores, condensadores bien dimensionados se suelen emplear como aproximaciones a fuentes y/o sumideros de tensión. Un ejemplo típico en audio es el condensador de desacople de cátodo como sumidero.

Por otro lado, una fuente (o sumidero) perfecta de corriente es un circuito abierto (resistencia infinita), por las cuales no fluye ninguna corriente por mucha tensión que se aplique. Como en el caso anterior, se hace uso de dispositivos activos, si bien también es común el uso de bobinas, como la inductancia primaria en un transformador de salida.

2.2.3.2. El amplificador en cátodo común como sumidero de corriente constante

Anteriormente vimos que si no desacoplábamos la resistencia R_k , el valor de r_a aumentaba debido a la realimentación negativa. Podemos valernos de esta propiedad para crear un sumidero constante de corriente.

Supongamos que necesitamos una corriente de 2 mA y disponemos de una válvula E88CC y una tensión de alimentación de 204 V disponibles para el sumidero.

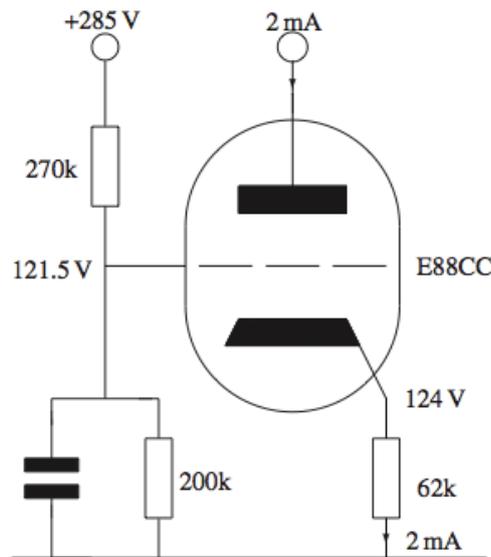


Ilustración 24: Sumidero constante de corriente

Podemos decir que $V_a = 204 \text{ V}$ e $I_a = 0 \text{ mA}$ como uno de los extremos de la recta de carga y marcar dicho punto en la gráfica. Sin embargo no tenemos información sobre el otro extremo de la misma. Lo que si sabemos es que queremos alcanzar una corriente de ánodo de 2 mA y debemos fijar nosotros mismos una tensión. En este caso $V_a = 81 \text{ V}$ es una buena opción para tener linealidad. La linealidad es especialmente importante en los sumideros de corriente dado que la tensión de ánodo modulará una señal de audio. Una mala linealidad significará que r_a no será constante, y si ésta está continuamente cambiando en función de la tensión de entrada, se producirán distorsiones.

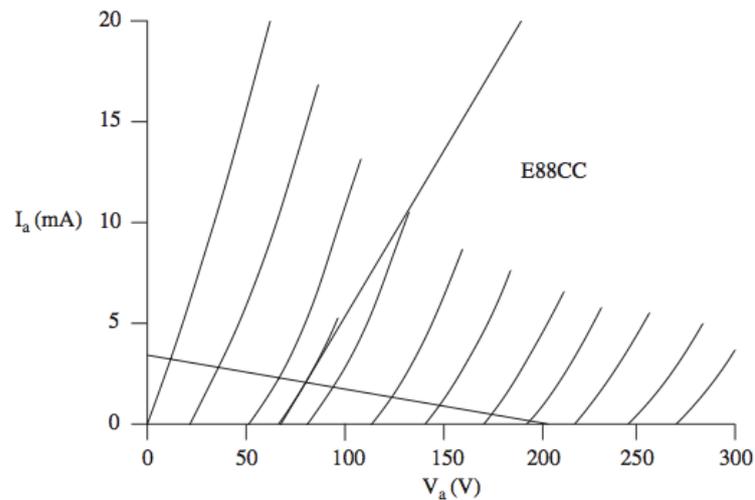


Ilustración 25: Punto de trabajo del sumidero de corriente

Si ahora trazamos nuestra recta de carga, podremos conocer la corriente a través de R_L , cuando $V_a = 0$. De aquí calculamos su valor:

$$R_L = \frac{(204 - 81) V}{2 mA} = 61,5 k\Omega$$

El valor normalizado más cercano es de 62 k Ω . Con $I_a = 2$ mA, tenemos una tensión de cátodo de 124 V. $V_{gk} = -2,5$ V, con lo cual la rejilla debe estar a 121,5 V. Esta tensión la conseguimos fácilmente con un divisor de tensión y un condensador de desacople en paralelo. La resistencia en alterna que veríamos ahora en la carga es de:

$$r_{sink} = r_a + (\mu + 1) \cdot R_L$$

Para el caso concreto de nuestro diseño, obtenemos un valor de aproximadamente 2 M Ω . Para conseguir este mismo resultado con el método anterior, puramente resistivo, habríamos necesitado de una fuente de alimentación de 4 kV.

2.2.3.3. El seguidor de cátodo con carga activa

A la hora de dimensionar el sumidero de corriente anterior hemos partido de los parámetros fijados en el diseño del amplificador en cátodo común anterior. Ahora combinaremos ambas configuraciones para formar el llamado amplificador en cátodo común con carga activa.

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

Dado que gracias a dicha carga activa hemos alcanzado una resistencia de carga de valor elevado, podemos calcular la ganancia como:

$$A_V = \frac{\mu}{\mu + 1}$$

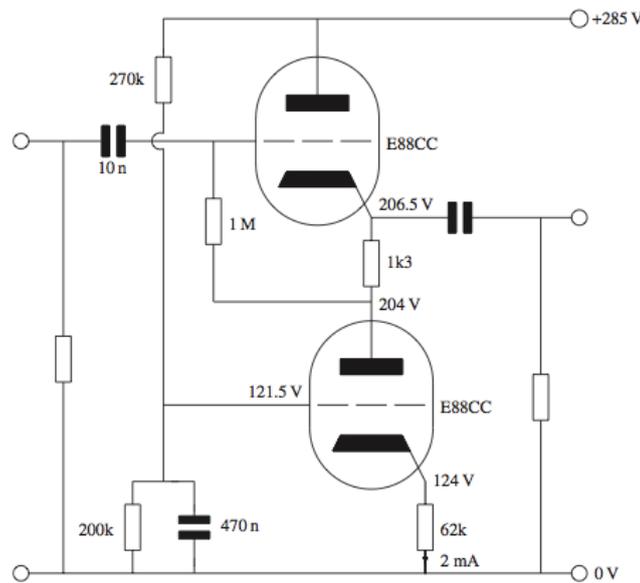


Ilustración 26: Seguidor de cátodo con carga activa

La ganancia resultante es de 0,97, ligeramente superior a la anterior, pero hemos conseguido reducir notablemente la distorsión, al hacerla independiente del valor de la resistencia de ánodo.

2.2.4. El seguidor μ

Se trata básicamente de un amplificador en cátodo común con carga activa. A diferencia del seguidor de cátodo, en el que apenas se obtenía beneficio en ese tipo de configuración, el diseño en cátodo común si que mejora gracias a la carga activa.

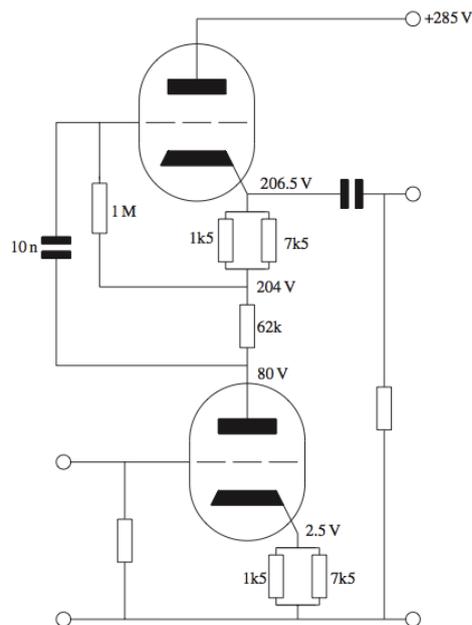


Ilustración 27: Seguidor μ

La válvula superior es un cátodo común autopolarizado, cuya entrada está acoplada mediante un condensador del ánodo de la etapa inferior, la cual se trata de un cátodo común.. Dado que el seguidor de cátodo tiene una ganancia aproximadamente unitaria y es no inversor, la señal de salida será prácticamente idéntica a la del cátodo común.

De la ecuación de la ganancia podemos aproximar que, debido al gran valor de R_L , la ganancia de esta configuración es μ , además de producir muy poca distorsión al ser r_a despreciable.

Si la válvula superior es una fuente constante de corriente, entonces podremos trazar la recta de carga de la válvula superior como una línea horizontal. Este es un ejemplo de línea de carga en alterna, en la que la pendiente de la recta no guarda relación con el punto de trabajo en continua, si bien debe pasar por dicho punto de trabajo. Podemos colocar esta recta en cualquier punto de trabajo que queramos, por ejemplo: podemos elegir una corriente de ánodo de 2 mA y una tensión de ánodo de 80 V, obteniendo $\mu=32,5$ y una ganancia aproximada de 32.

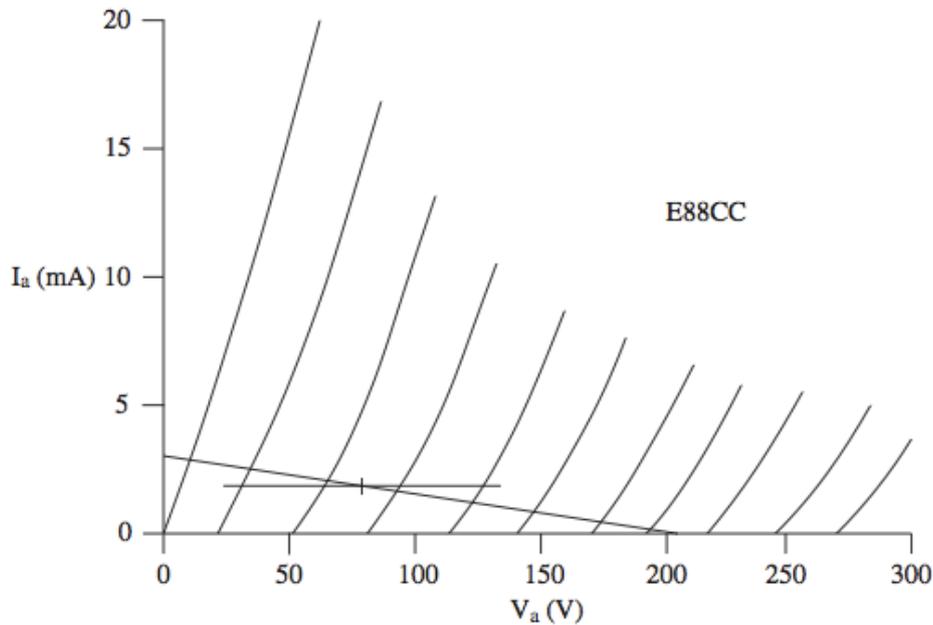


Ilustración 28: Línea de carga seguidor μ , etapa inferior

Ahora debemos determinar el punto de trabajo de la etapa superior. Alimentaremos a toda la etapa con una tensión de 285 V, lo cual nos deja con una tensión total de 205 V para la etapa superior. Dado que las tensiones de ánodo son idénticas, la etapa superior también tendrá 2 mA. Ahora deberemos decidir una tensión de ánodo para la etapa superior (para este caso se consideran 80 V) y con ella trazaremos la recta de carga para la etapa superior. Igual que se hizo anteriormente, calcularemos la resistencia de carga R_L , con un valor de 63 k Ω . Para poder tener una $V_{gk} = 2,5$ V y teniendo en cuenta que tenemos una corriente de ánodo de 2mA será necesario colocar una resistencia de polarización de cátodo de 1,25 k Ω (en la *Ilustración 27* representada como la asociación en paralelo de dos resistencias). Con todo esto ya tenemos bien definidas las condiciones en continua.

Una vez conocida la ganancia del seguidor de cátodo, podremos determinar el valor de la impedancia de entrada que presenta la carga activa, todo ello para poder dimensionar correctamente el condensador de acople antes mencionado.

Dado que la etapa superior (seguidor de cátodo) está realimentada, calcularemos su ganancia de realimentación:

$$A_V = \frac{32}{32 + 1} = 0,97$$

La impedancia de carga vista desde la válvula inferior viene determinada por:

$$r_{carga} = \frac{R_L + R_k}{1 - A} = \frac{(62 + 1,25) \text{ k}\Omega}{1 - 0,97} = 2,1 \text{ M}\Omega$$

Empleando la siguiente ecuación, calcularemos la impedancia de entrada presentada por la rejilla de la válvula superior:

$$Z_{in} = \frac{1 \text{ M}\Omega}{1 - \left(0,97 \cdot \frac{62 \text{ k}\Omega}{(62 + 1,25) \text{ k}\Omega}\right)} = 18,9 \text{ M}\Omega$$

Ahora podremos dimensionar el condensador de acople. Con estos datos y para una frecuencia de corte de 1 Hz, nos basta con 10 nF.

Otra ventaja muy útil de los seguidores μ es su alta inmunidad a ruido proveniente de la fuente de alimentación, parámetro conocido por PSRR (del inglés *Power Supply Rejection Ratio*), cuyo valor viene dado por:

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

Esto viene de que r_a y R_L forman un divisor de tensión y para un máximo rechazo del ruido producido por la fuente de alimentación, R_L debe ser lo más alta posible en comparación con r_a .

En nuestro ejemplo, en el cual tenemos la señal acoplada mediante un condensador, la resistencia de ánodo de la etapa inferior es de 6 k Ω , y la carga activa 2 M Ω , lo cual nos da un PSRR de 50 dB. Si eliminásemos dicho condensador, la resistencia de ánodo subiría hasta los 47 k Ω y el PSRR descendería hasta los 33 dB.

Otra particularidad de la configuración de seguidor μ es que presenta dos posibles salidas de señal, por un lado la salida del ánodo inferior o la baja impedancia de salida del seguidor de cátodo.

Si $R_g \geq 10 \cdot R_L$, se puede asumir que la impedancia de entrada de una etapa tiene poco efecto sobre la etapa anterior. Si cogiésemos como salida de nuestro amplificador la del

ánodo inferior, la impedancia efectiva que se vería estaría formada por el paralelo de la impedancia de carga ($2\text{ M}\Omega$) con la resistencia de fuga de rejilla ($1\text{ M}\Omega$), la cual tomaría un valor de $666\text{ k}\Omega$. Esto tendrá poco efecto sobre la ganancia, pero afectará a la distorsión, así que no es aconsejable usar esta salida.

2.2.4.1. Elección de válvula para el seguidor μ

A la hora de elegir una válvula para este tipo de configuración, lo primero que hay que tener en cuenta es que no tienen porque ser del mismo modelo forzosamente. Como regla general, la impedancia de carga vista por la válvula inferior es:

$$r_L = \mu_2 \cdot R_L$$

Maximizar r_L , minimiza la distorsión provocada en la válvula inferior, pero experimentalmente se ha comprobado que existe un límite a partir de $r_L \geq 50 \cdot r_a$, tras el cual realmente no se gana ningún beneficio notable. Dado que el seguidor de cátodo funciona con realimentación, aumentar μ lleva a un aumento en la realimentación y un descenso en la distorsión. Sin embargo, válvulas con un valor de μ alto también requieren un alto valor de V_a para evitar corriente a través de la rejilla, lo que va en detrimento de la tensión disponible para la válvula inferior y por tanto una menor tensión máxima pico-a-pico.

Un valor alto de g_m también es útil en la válvula superior si se pretende usar esa etapa para alimentar una red pasiva de ecualización, dado que se impedancia de salida será mucho menor en proporción a la resistencia serie de dicha red.

Ejemplos de válvulas apropiadas para esta configuración:

- 6C45II: se trata de un triodo con $\mu = 52$ y $g_m = 20\text{ mA/V}$. Su principal ventaja es que como válvula superior es capaz de oscilar mucho más cerca de $V_{gk} = 0$ sin distorsionar, permitiendo una gran tensión de salida.
- D3a: es un pentodo pero que se usa en configuración de triodo (cortocircuitando g_2 y g_3 al ánodo). Su μ es de 80 y $g_m = 20\text{ mA/V}$, incluso para corrientes bajas.

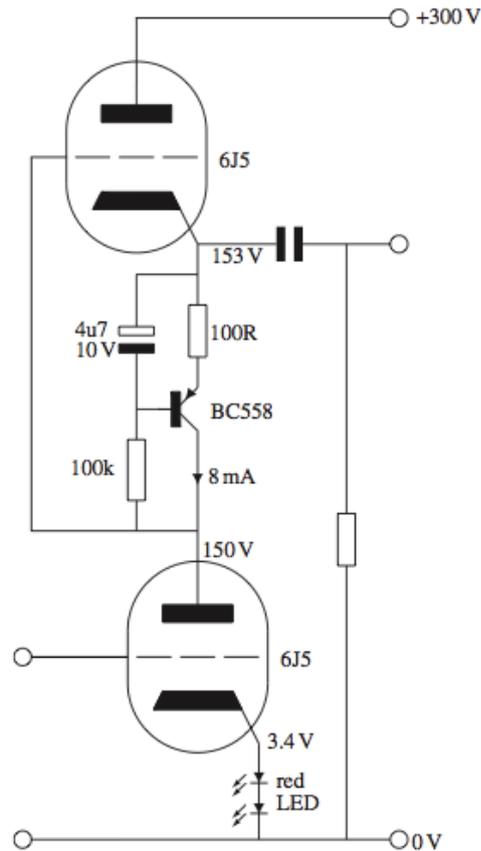
2.2.4.2. Limitaciones del seguidor μ

Si bien es una configuración excelente para ser empleada como etapa de ganancia, el seguidor μ tiene sus limitaciones. Tiene una baja impedancia de salida y baja distorsión. Sin embargo dicha baja impedancia puede resultar problemática para la impedancia de carga del seguidor de cátodo en la etapa superior, ya que como vimos anteriormente, se ve reducida notablemente y ello provoca distorsión.

2.2.5. El seguidor β

Esta configuración pretende mantener las ventajas del seguidor μ , pero además permitiendo que las válvulas estén también acopladas en continua. Para ello sustituye la resistencia de polarización de cátodo por un transistor bipolar, lo que permite desechar una alta resistencia de carga y evitar el desperdicio de tensión de la fuente de alimentación.

Mirando desde el ánodo, la válvula multiplica R_k por μ , de la misma manera un transistor bipolar multiplica la resistencia por β (un valor típico puede ser 400). De esta manera, una resistencia de tan solo 100Ω provocaría una carga vista desde el ánodo de unos $8 M\Omega$, resultado de multiplicar dicha resistencia por β y μ . Un valor muchísimo superior de lo que seríamos capaces de alcanzar con una configuración de seguidor μ .

Ilustración 29: Seguidor β

Además, esta configuración alcanza con mucha facilidad $r_L \geq 50 \cdot r_a$, incluso con una válvula superior de μ reducido. Así pues, dicha válvula debe ser escogida para mínima distorsión.

2.2.6. El par diferencial

Hasta ahora, todas las configuraciones vistas tan sólo tenían una única salida (en el caso del seguidor μ , si bien tenían dos, eran de la misma polaridad).

El par diferencial posee dos entradas y amplifica la diferencia entre las señales de cada una de ellas, dando lugar a dos salidas, una invertida con respecto a la otra.

El circuito consiste en dos tríodos idénticos, normalmente dentro del mismo encapsulado, cuyos cátodos están conectados entre sí, derivando la corriente de ánodo a tierra mediante un sumidero de corriente y cada una de ellas con resistencias de carga idénticas.

Si cortocircuitásemos la rejilla de la segunda válvula a tierra y aplicamos una señal sinusoidal a la rejilla de la primera, el cátodo seguirá las variaciones de dicha señal, se

comporta como un seguidor de cátodo. Esto funciona exactamente igual para el caso contrario.

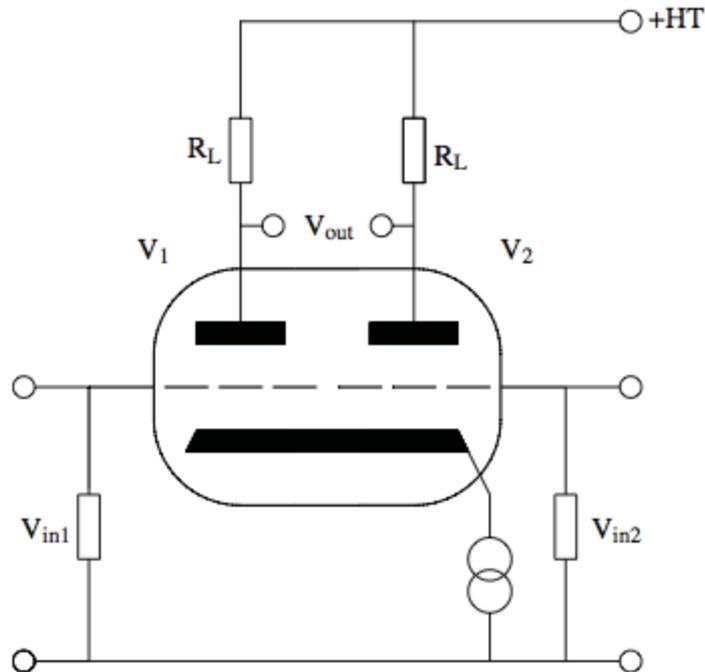


Ilustración 30: Par diferencial

2.2.6.1. Ganancia del par diferencial

Cuando se le aplica una señal conectada entre las dos rejillas, la ganancia del par diferencial es idéntica a la de una etapa en cátodo común, pero con la señal de salida entre los ánodos. De esta manera, si midiésemos la tensión entre uno de los ánodos y tierra, tan sólo observaríamos la mitad de la tensión de la señal.

Si usamos el par diferencial como un divisor de fase (del inglés *phase splitter*) y aplicamos la misma tensión entre una rejilla y tierra, en lugar de entre ambas rejillas, sólo una de ellas vería la totalidad de la señal de entrada y la otra nada. Como la diferencia de tensión entre ambas rejillas es la misma, la ganancia se mantiene igual.

2.2.6.2. Impedancia de salida del par diferencial

Partiendo de la base de que la salida está balanceada, la impedancia de salida de cada uno de los terminales es la misma e idéntica a la de una etapa en cátodo común ($r_a || R_L$).

Sin embargo, si sólo hay carga en una de las salidas la impedancia de salida aumenta considerablemente. Siguiendo la rama desde la fuente de alimentación a tierra, veríamos:

$$r_k = \frac{R_L + r_a}{\mu + 1}$$

También hay una rama en la que se encuentra R_k , que es paralela y va a tierra:

$$r'_k = \frac{R_k \cdot \frac{(R_L + r_a)}{\mu + 1}}{R_k + \frac{(R_L + r_a)}{\mu + 1}}$$

Multiplicando y dividiendo por $(\mu+1)$:

$$r'_k = \frac{R_k \cdot (R_L + r_a)}{R_k \cdot (\mu + 1) + R_L + r_a}$$

Si miramos hacia el segundo ánodo, vemos r_a en serie con r'_k , multiplicada por $(\mu+1)$:

$$r'_a = r_a + \frac{R_k \cdot (\mu + 1) \cdot (R_L + r_a)}{R_k \cdot (\mu + 1) + R_L + r_a}$$

Si dividimos entre $R_k \cdot (\mu+1)$, obtendremos:

$$r'_a = r_a + \frac{R_L + r_a}{1 + \frac{R_L + r_a}{R_k \cdot (\mu + 1)}}$$

Dado que R_k tiende a ∞ , el segundo sumando del divisor tiende a 0, dando un valor de r'_a aproximado de:

$$r'_a \approx R_L + 2r_a$$

Este alto valor de r_a se volverá significativo cuando determinemos el PSRR del par diferencial. Si $R_L \gg r_a$, entonces la impedancia de salida (con un solo terminal con carga) será:

$$Z_{out} \approx \frac{R_L \cdot (R_L + 2r_a)}{2 \cdot (R_L + r_a)} \approx \frac{R_L}{2}$$

2.2.6.3. Rechazo al modo común (CMMR)

Si aplicásemos 1 V a ambas rejillas, la tensión de cátodo aumentaría en 1 V, la corriente de cátodo permanecería constante y la tensión de ánodo no cambiaría, ya que no hemos modulado V_{gk} . El amplificador solo responde a diferencias entre sus terminales. Aplicar la misma señal a ambos terminales es lo que se conoce como señal de modo común.

La propiedad de rechazo al modo común es muy importante, ya que da cuenta de la capacidad del circuito de rechazar ruidos generados por la fuente de alimentación o la propia fuente de señal.

La señal de salida de cada una de las salidas puede ser expresada como:

$$v_{out1} = i_1 \cdot R_{L1}$$

$$v_{out2} = i_2 \cdot R_{L2}$$

Cada una de estas salidas será una réplica exacta e invertida de la otra, partiendo de la base de que las resistencias de carga son idénticas.

$$CMRR \approx \frac{\mu \cdot R_k}{R_L + r_a}$$

Si bien es importante que la μ sea lo más alta posible, la prioridad absoluta es que las válvulas que vayan a trabajar en modo diferencial sean idénticas.

2.2.7. El inversor de fase cathodyne

Vimos previamente que la topología de par diferencial nos permitía generar a su salida dos señales idénticas y amplificadas con respecto a la señal de entrada, pero desfasadas 180° entre sí.

Como ya veremos más adelante en la etapa de potencia, tener un inversor de fase en nuestro circuito puede ser de gran utilidad. Sin embargo no siempre necesitamos amplificar

la señal y es ahí donde entran en juego topologías más sencillas, como el inversor de fase cathodyne [17].

Esta configuración es un cruce entre una etapa de amplificación y un seguidor de cátodo con la resistencia de carga dividida en dos, entre el ánodo y el cátodo. Otra característica de este tipo de topología es que ya que no requerimos ningún tipo de ganancia, es posible implementarla haciendo uso de un único triodo (frente a los dos necesarios para el par diferencial).

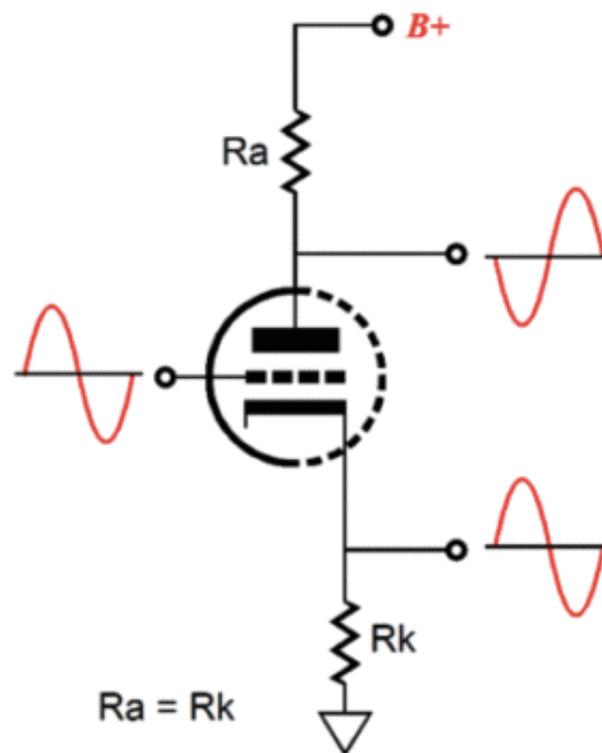


Ilustración 31: Inversor cathodyne

Cuando se produce una variación negativa de la señal de entrada, la corriente que circula por la válvula es menor y por tanto la caída de tensión en ambas resistencias de carga es menor, lo cual tiene como consecuencia una caída de tensión en el cátodo y una subida de tensión en el ánodo. Dado que la misma corriente circula por ambas cargas los que obtenemos en ellas son señales idénticas, pero desfasadas 180° .

La ganancia de esta etapa viene dada por la ecuación, asumiendo que las resistencias de carga de ánodo y cátodo son idénticas ($R_a = R_k = R$):

$$A_v = \frac{\mu \cdot R}{r_a + R(\mu + 2)}$$

Además, si $R \cdot \mu \gg r_a$, entonces esta expresión se puede aproximar a:

$$A_v = \frac{\mu}{\mu + 2}$$

Obteniendo así siempre una ganancia algo inferior a la unidad.

Etapas de potencia de audio

3. Etapas de potencia de audio

3.1. Introducción

La misión de la etapa de potencia es transmitir una señal ya procesada previamente y transmitir potencia a una carga, como podría ser un altavoz. Todo este proceso debe llevarse a cabo sin introducir ruido en la señal de salida. La elección del tipo de etapa de potencia determinará la topología del resto del circuito, con lo cual debe ser el primer elemento a dimensionar de todo el amplificador.

Las válvulas son dispositivos de alta impedancia en la que oscilan tensiones de cientos de voltios, pero sin embargo sólo fluyen decenas de miliamperios de corriente. Un altavoz estándar de entre 4Ω y 8Ω de impedancia requiere decenas de voltios y varios amperios de corriente. La solución a este problema es hacer uso de un transformador de salida, para adaptar la salida de las válvulas a la entrada de la carga.

3.2. Tipos de amplificador

El tipo de amplificador viene dado por la proporción entre la corriente de ánodo en reposo frente a la corriente de señal.

3.2.1. Clase A

La corriente de reposo de ánodo está a un nivel en el cual incluso con una máxima señal de entrada, la corriente de ánodo nunca es nula. En otras palabras, la válvula nunca entra en corte. Este tipo de amplificador tiene un rendimiento máximo del 50%.

3.2.2. Clase B

En este tipo de amplificador, la corriente de reposo es nula, y la corriente de ánodo sólo fluye durante los semiciclos positivos de señal. En otras palabras, la válvula entra en corte durante el semiciclo negativo de la señal de entrada, lo cual lleva a una fuerte distorsión. Existen técnicas para solventar este problema. El rendimiento máximo aproximado es de un 78%.

3.2.2.1. Configuración push-pull

Ya vimos anteriormente como el amplificador clase B introducía una distorsión muy grande, lo cual es un gran problema en un amplificador de audio.

Una solución a esto es hacer uso de dos válvulas de salida clase B, una de ellas recibiendo directamente la señal de entrada, mientras que la otra una versión invertida de la misma, de manera que mientras una de ellas se encuentra en corte, la otra provee a la salida la corriente.

Finalmente, se suma la salida de ambas válvulas, consiguiendo reproducir la señal de entrada original. Sin embargo, no se consigue eliminar completamente la distorsión con este tipo de configuración, esto se debe al fenómeno denominado distorsión de cruce. Esta tiene lugar en el momento en que una válvula entra en corte y la otra comienza a conducir, por ello rara vez se usa esta topología y se modifica ligeramente, permitiendo una cierta cantidad de corriente de ánodo en reposo (como en el clase A). Así se consigue una transición más suave, esta configuración se denomina clase AB.

En resumen, las funciones que debe cumplir esta configuración son:

- Dividir una señal de entrada en dos señales de igual amplitud, pero a contrafase.
- Hacer llegar dichas señales a la entrada de las válvulas de salida.
- Cada una de las válvulas amplificará la mitad de cada una de las señales, alternándose.
- Combinar las salidas de ambas válvulas para recuperar la señal original.
- Adaptar la alta impedancia de salida de la etapa a la baja impedancia de un altavoz.

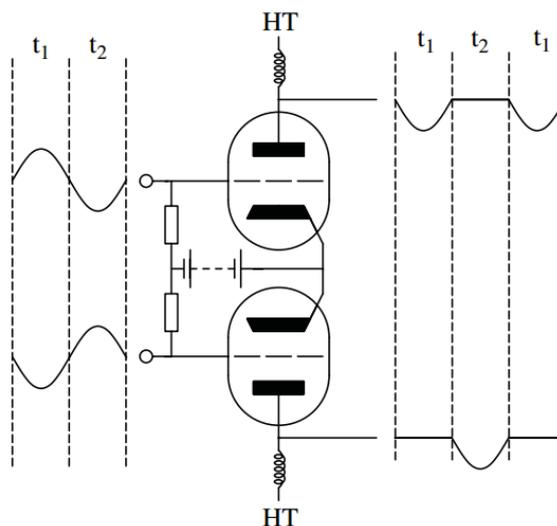


Ilustración 32: Topología Push-Pull

3.2.2.1.1. Configuración push-pull ultra lineal

Posteriormente se desarrolló lo que se conoció como la configuración push-pull ultra lineal. La filosofía de esta configuración consiste en distribuir la impedancia que presenta el transformador de salida entre el ánodo y la rejilla de apantallado de los pentodos.

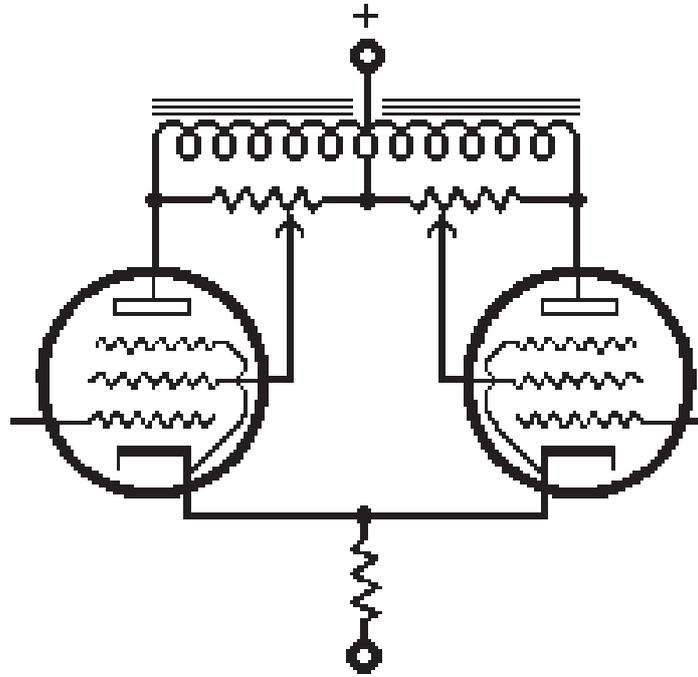


Ilustración 2: Topología Push-Pull Ultra Lineal

De esta manera se puede alcanzar, sacrificando un poco de potencia, una reducción notable en la distorsión presente en la salida [19]. Dicha distribución de impedancia se consigue conectando los rejillas de apantallado en unas tomas especiales del transformador.

3.3. Elección de la válvula de salida

A la hora de elegir qué válvulas usaremos para la etapa de potencia uno de los factores que debemos tener en cuenta es su máxima disipación de potencia. En nuestro caso dado que queremos alcanzar una potencia relativamente elevada (<30 W) la mejor opción es hacer uso de dos válvulas tipo EL34 en configuración push-pull. Cada una de estas válvulas es capaz de disipar hasta 25 W de potencia, con lo cual cumplen sobradamente con nuestras necesidades.

Diseño del amplificador

4. Diseño del amplificador

4.1. Dimensionado de la etapa preamplificadora

Usaremos tanto para la etapa preamplificadora una configuración en cátodo común, como la ya descrita en el apartado de topologías. Elegimos esta configuración ya que es la que más comúnmente encontramos en amplificadores de este estilo. Así pues, partimos del siguiente esquema:

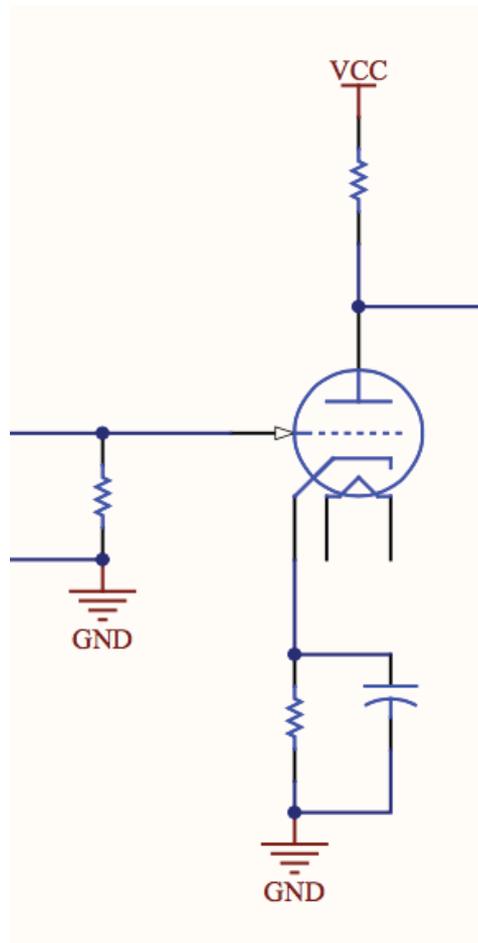


Ilustración 33: Esquema preamplificador

Lo primero que determinaremos será la corriente de polarización, dicho valor lo determinaremos a partir del datasheet de la válvula que vayamos a usar, en nuestro caso se trata del modelo ECC82.

Según su datasheet, la máxima corriente de cátodo soportada (y por tanto también aproximadamente de ánodo) son 20 mA. Tomamos un valor de 15 mA. También

conocemos el valor de alimentación de la etapa, 300 V. Con estos datos procedemos pues a calcular el valor de resistencia de ánodo que precisamos:

$$R_a = \frac{300 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 20 \text{ k}\Omega \rightarrow 22 \text{ k}\Omega$$

Ahora haciendo uso de las curvas características de la válvula, trazaremos nuestra línea de carga y de ella extraeremos el valor de la tensión de ánodo para la tensión de rejilla que elijamos, en nuestro caso -2 V.

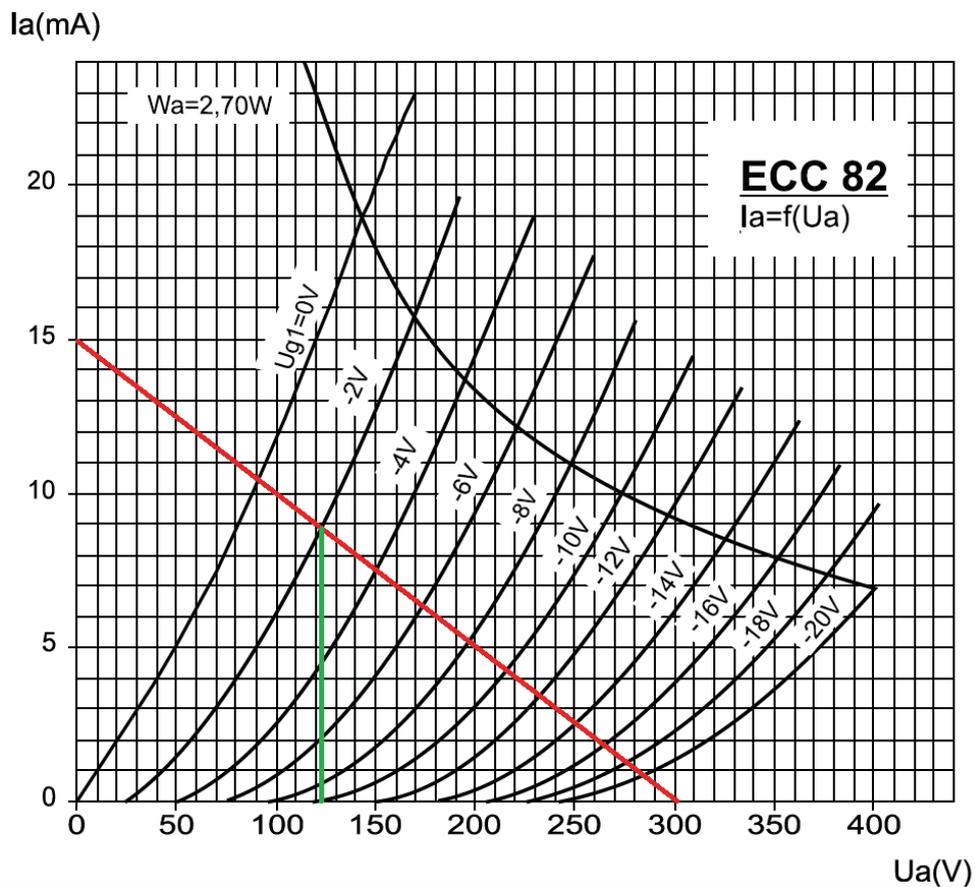


Ilustración 34: Punto de trabajo

Para dicha tensión de rejilla, obtenemos una tensión de ánodo de 120 V. Con este dato seremos capaces de calcular la corriente en continua de esta etapa:

$$I_{aq} = \frac{(300 - 120) \text{ V}}{22 \text{ k}} = 8,18 \text{ mA}$$

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

El siguiente paso es calcular la resistencia de cátodo que nos proporcionará esos 2 V de diferencia de potencial con respecto a la rejilla:

$$R_k = \frac{2 \text{ V}}{8.18 \text{ mA}} = 244 \Omega \rightarrow 220 \Omega$$

Nos resta por dimensionar el condensador de desacople de cátodo. Este elemento, sin embargo, es opcional. Su misión es evitar la realimentación que provoca la resistencia de cátodo, aumentando la ganancia total de la etapa.

Pero antes de calcular dicho condensador necesitamos una serie de parámetros previos: la resistencia de ánodo y el factor μ .

Para calcular la resistencia de ánodo, trazaremos una recta tangente a nuestro punto de trabajo en la gráfica de curvas características y anotamos las diferencias de tensión y corriente a lo largo de la recta.

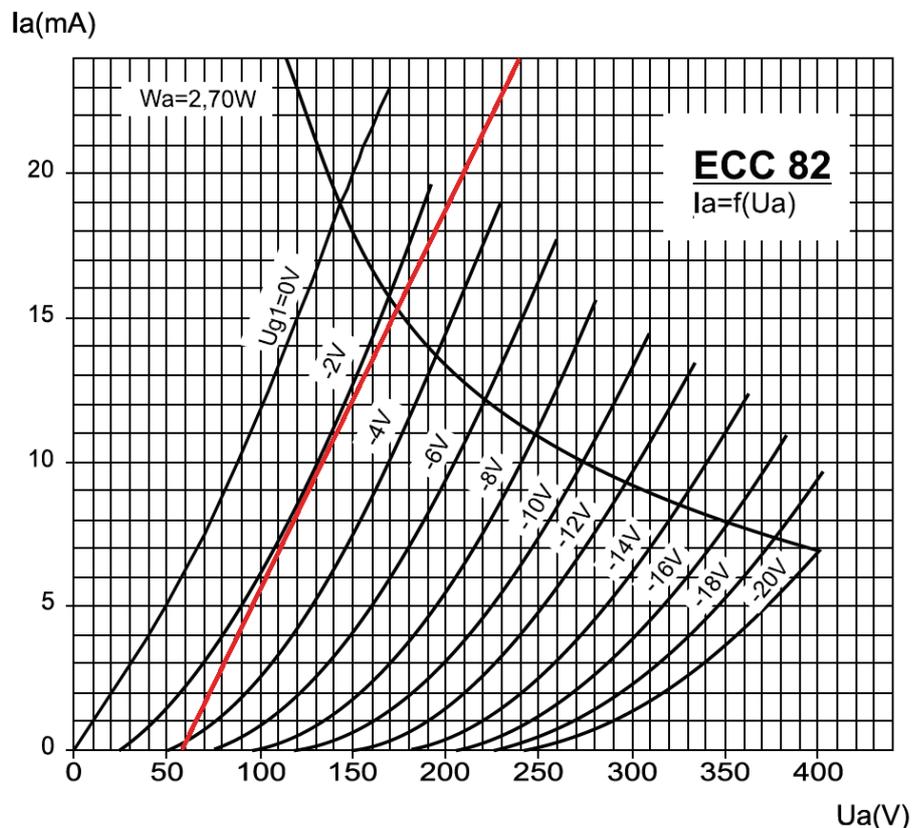


Ilustración 35: Recta resistencia de ánodo

Con estos datos podremos calcular la resistencia de ánodo:

$$r_a = \frac{(240 - 60) V}{25 mA} = 7,2 k\Omega$$

Ahora procederemos al cálculo del factor μ . Para ello nos ayudaremos también de la gráfica de curvas características, a partir de nuestro punto de trabajo, observamos el cambio de tensión de ánodo que se produce, con respecto a las dos curvas de tensión de rejilla adyacentes.

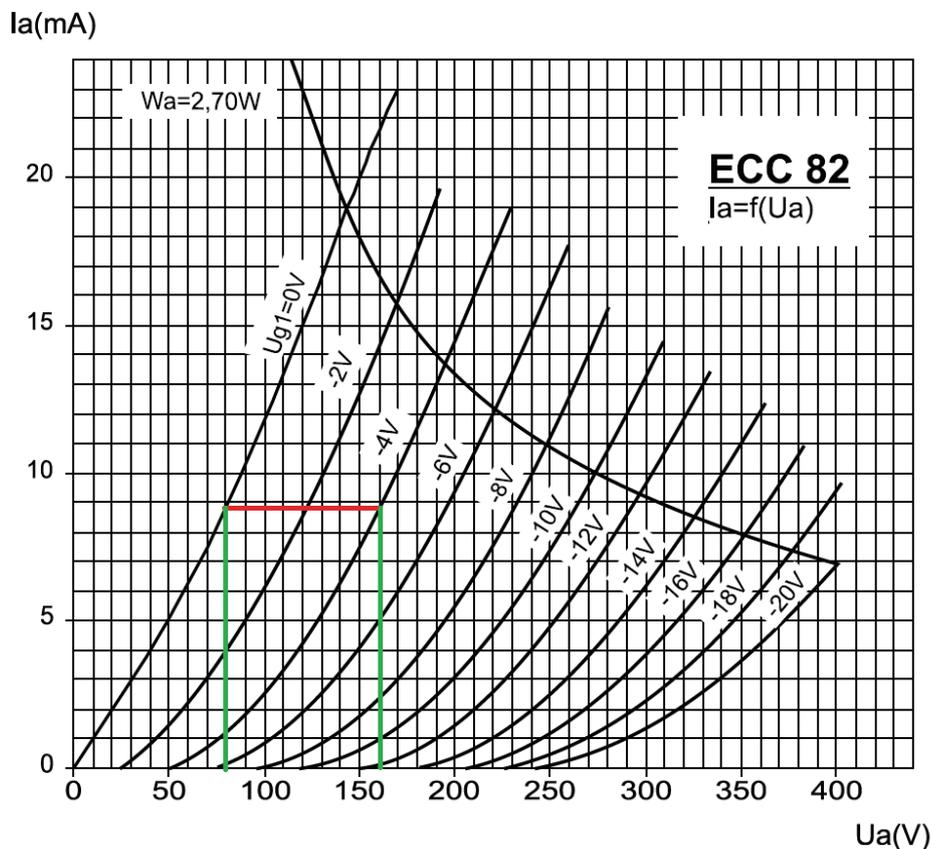


Ilustración 36: Factor μ

Con estos datos, calculamos el factor de amplificación μ :

$$\mu = \frac{(160 - 80) V}{4 V} = 20$$

Además ahora podremos calcular la ganancia de esta etapa:

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

$$A = \mu \cdot \frac{R_L}{R_L + r_a} = 20 \cdot \frac{22 \text{ k}\Omega}{(22 + 7,2) \text{ k}\Omega} = 15,06$$

Ahora tenemos los datos necesarios para determinar la resistencia propia del cátodo, dada por la siguiente expresión:

$$r'_k = \frac{(22 + 7,2) \text{ k}\Omega}{20 + 1} = 1,39 \text{ k}\Omega$$

Ahora calculamos la resistencia total de cátodo, formada por el paralelo de la resistencia anteriormente dimensionada y la propia del cátodo:

$$R_{Tk} = 1,39 \text{ k}\Omega || 220 \Omega = 189,93 \Omega$$

Ahora estamos en condiciones de calcular el condensador de desacople de cátodo. Para ello además nos queda por decidir un parámetro, el de la frecuencia de corte inferior que irremediablemente provocará. Se ha decidido un valor de 30 Hz (la nota más grave de un bajo de cuatro cuerdas oscila a 44 Hz).

$$C_k = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \text{ Hz} \cdot 189,93 \Omega} = 27,93 \mu\text{F} \rightarrow 47 \mu\text{F}$$

Este condensador es opcional, su función es evitar que debido a la presencia de la resistencia de cátodo se produzca realimentación y por tanto una menor ganancia. En nuestro caso, este condensador no se incluirá en el montaje final ya que el amplificador ofrece suficiente ganancia. Debido a esto debemos recalcular la ganancia total de esta etapa teniendo en cuenta los efectos de realimentación.

$$A_{fbk} = \frac{A_0}{1 + \frac{R_k}{R_L} \cdot A_0} = \frac{15,06}{1 + \frac{220 \Omega}{22 \text{ k}\Omega} \cdot 15,06} = 13,08$$

Finalmente, el último parámetro que nos queda por calcular es de la impedancia de salida de la etapa, este nos será de utilidad a la hora de dimensionar la impedancia de entrada de la próxima etapa.

$$R_{out} = r_a || R_a = 7,2 \text{ k}\Omega || 22 \text{ k}\Omega = 5,42 \text{ k}\Omega$$

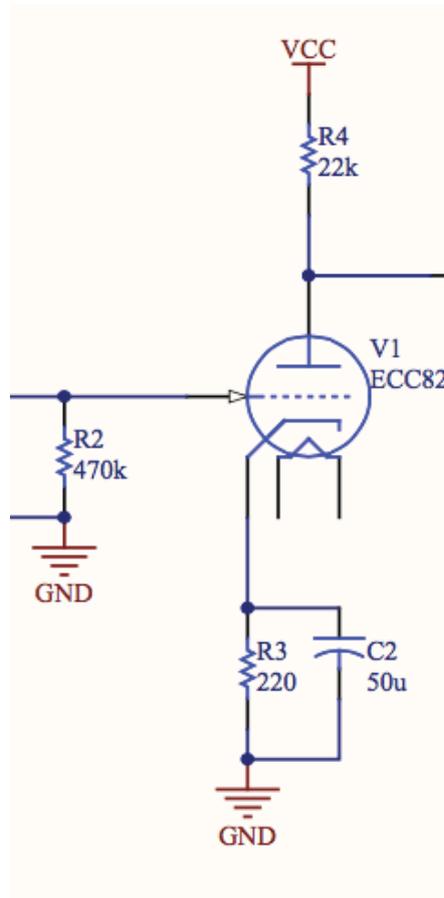


Ilustración 37: Etapa dimensionada

4.2. Dimensionado de la etapa inversora de fase

La siguiente etapa que pasaremos a calcular es la inversora de fase. Esta etapa será la encargada de producir a partir de una señal de entrada, dos salidas desfasadas 180° entre sí. Motivo de esto es que la etapa de potencia que se encontrará al final será de clase AB y para ello necesitamos dos señales idénticas con ese desfase.

Para esta etapa volveremos a hacer uso de una válvula tipo ECC82, usando así la otra mitad de la ya empleada en la etapa anterior. La topología que usaremos en este caso es la denominada cathodyne. Es una topología inversora de fase muy sencilla, que no produce amplificación y da como resultado dos señales de igual amplitud y a contrafase.

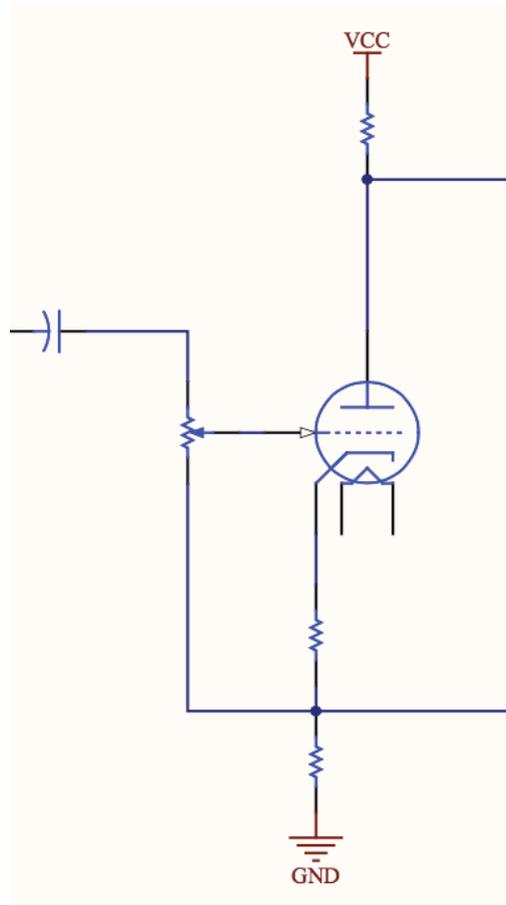


Ilustración 38: Esquema inversor de fase

Al igual que en la etapa anterior, deberemos decidir una corriente de polarización, la cual volvemos a fijar en 15 mA y la tensión de alimentación es la misma que antes, 300 V. Sin embargo ahora la resistencia de ánodo resultante se dividirá en dos, una para la señal que tomaremos desde el ánodo y otra desde el cátodo:

$$R = \frac{300 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 20 \text{ k}\Omega$$

Tendremos entonces una resistencia de ánodo y otra de cátodo de 10 kΩ.

Ahora pasaremos a trazar la recta de carga correspondiente, elegiremos una tensión de rejilla y calcularemos su tensión de ánodo asociada.

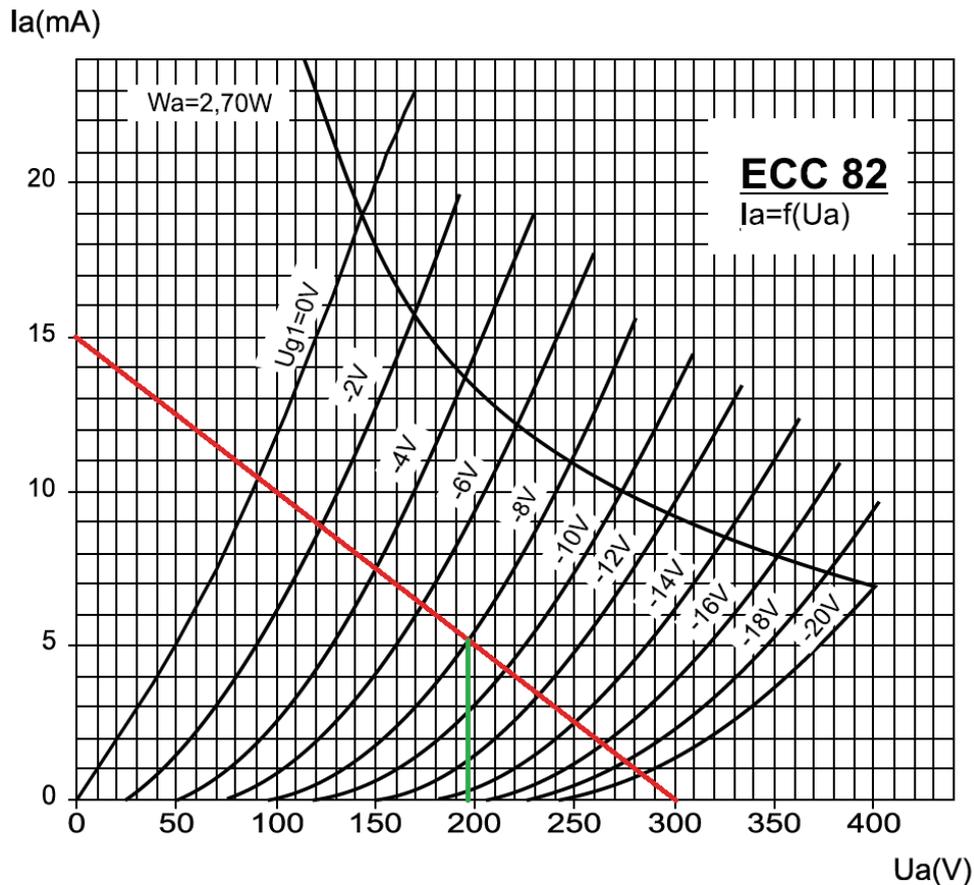


Ilustración 39: Punto de trabajo

Hemos tomado una tensión de rejilla de -8 V para permitir que haya bastante oscilación en la señal de entrada, ya que esta viene amplificada por la etapa anterior. Para dicha tensión observamos una tensión de ánodo de 200 V, con lo cual la corriente en continua de ánodo es:

$$I_{aq} = \frac{(300 - 200) V}{20 k\Omega} = 5 mA$$

Conocida dicha corriente, podremos dimensionar la resistencia de cátodo que nos permita conseguir la diferencia de potencial entre cátodo y rejilla seleccionada anteriormente:

$$r_k = \frac{8 V}{5 mA} = 1,6 k\Omega$$

Ahora pasaremos a calcular la resistencia que pondremos en la rejilla que será nuestra impedancia de entrada de la etapa. Dicha impedancia de entrada viene condicionada por la

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

de salida de la etapa anterior (5,42 kΩ) e idealmente debe ser al menos 10 veces dicho valor. Por simplicidad hemos escogido una resistencia de 100 kΩ.

Finalmente queda por calcular el condensador de acople entre esta etapa y la precedente, para ello usaremos la siguiente expresión:

$$C_{IN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ Hz} \cdot 100 \text{ k}\Omega} = 1,59 \mu\text{F} \rightarrow 1,5 \mu\text{F}$$

La razón de ser de este condensador no es otra que la de desacoplar la alta tensión de la fuente de alimentación y evitar que pudiera entrar por la rejilla, dañando la válvula.

Finalmente calcularemos las impedancias de salida para cada uno de los terminales, tanto ánodo como cátodo.

Para el ánodo, deberemos calcular primero la resistencia interna de ánodo de la válvula, como se hizo anteriormente:

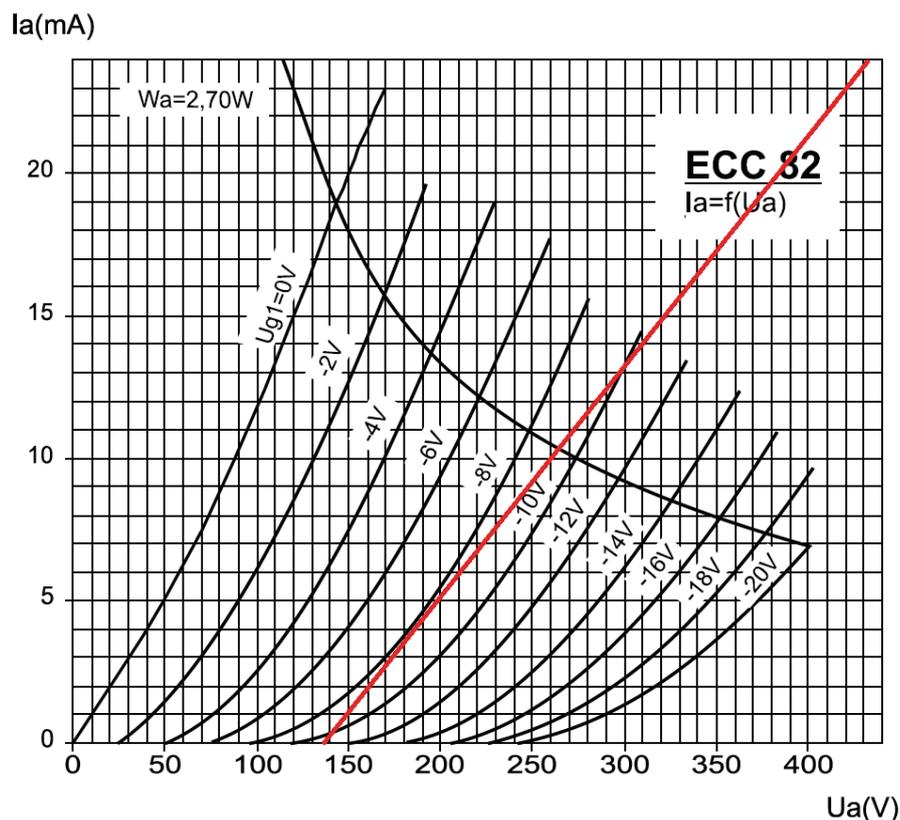


Ilustración 40: Recta resistencia de ánodo

$$r_a = \frac{(430 - 140) V}{25 mA} = 11,6 k\Omega$$

$$R_{a out} = 11,6 k\Omega || 10 k\Omega = 5,37 k\Omega$$

Ahora pasamos a calcular la impedancia de salida del cátodo. Para ello necesitamos la resistencia interna de cátodo y a su vez el factor de amplificación μ . Para ello volvemos a trazar una recta entre las dos curvas adyacentes a nuestro punto de trabajo.

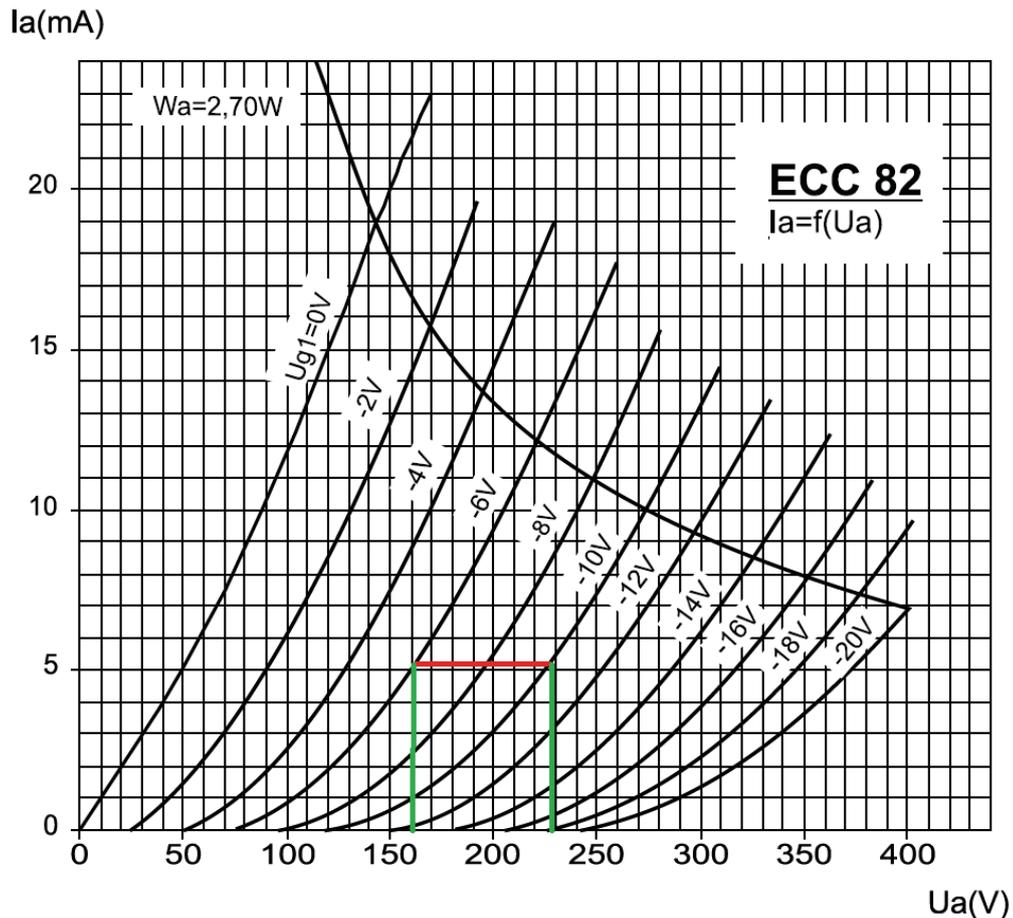


Ilustración 41: Factor μ

$$\mu = \frac{(230 - 160) V}{(-6 - (-10))V} = 17,5$$

$$r'_k = \frac{(20 + 7,2) k\Omega}{17,5 + 1} = 1,47 k\Omega$$

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

La impedancia total de salida de cátodo se compondrá de la asociación en paralelo de la resistencia interna recién calculada, la resistencia de polarización y la resistencia de carga del cátodo:

$$R_{k\ out} = 1,47\ k\Omega \parallel 1,6\ k\Omega \parallel 10\ k\Omega = 711,5\ \Omega$$

Igualmente podremos calcular la ganancia que se espera de esta etapa:

$$A_v = \frac{17,5}{17,5 + 2} = 0,89$$

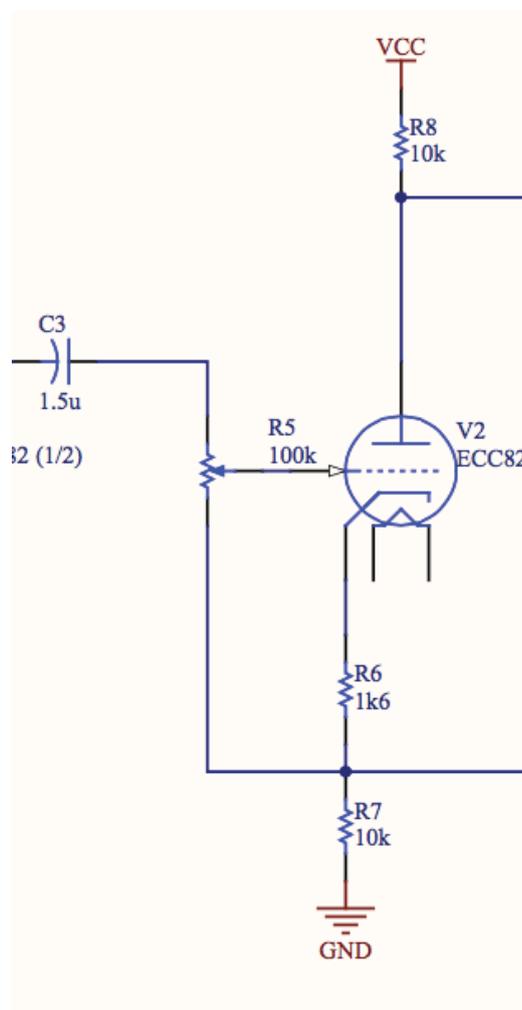


Ilustración 42: Etapa dimensionada

4.3. Dimensionado de la etapa de drivers

Ahora pasaremos a dimensionar la etapa de los drivers. La función de esta etapa será la de suministrar suficiente tensión a la etapa de potencia que la sigue. Para ello haremos uso esta vez de la válvula ECC83, la cual ofrece una amplificación mayor a la ECC82.

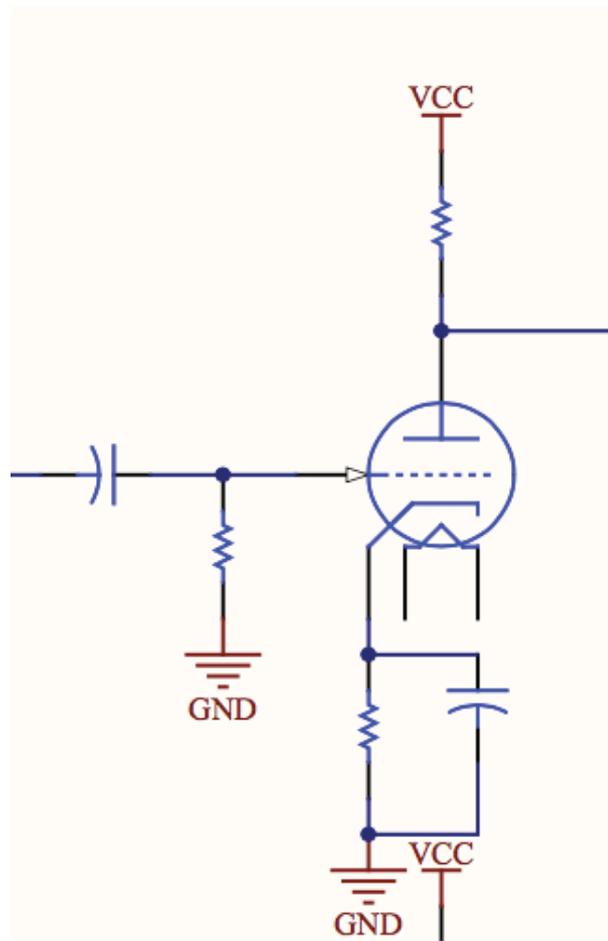


Ilustración 43: Esquema drivers

Análogamente a las etapas anteriores, comenzaremos por fijar una corriente máxima de ánodo, teniendo en cuenta los valores límites dados por el datasheet. Escogemos como valor de corriente de ánodo 3 mA (valor máximo, 8 mA). La tensión de alimentación es la misma que en etapas anteriores, con lo cual podremos calcular la resistencia de ánodo y trazar la recta de carga correspondiente.

$$R_a = \frac{300 V}{3 mA} = 100 k\Omega$$

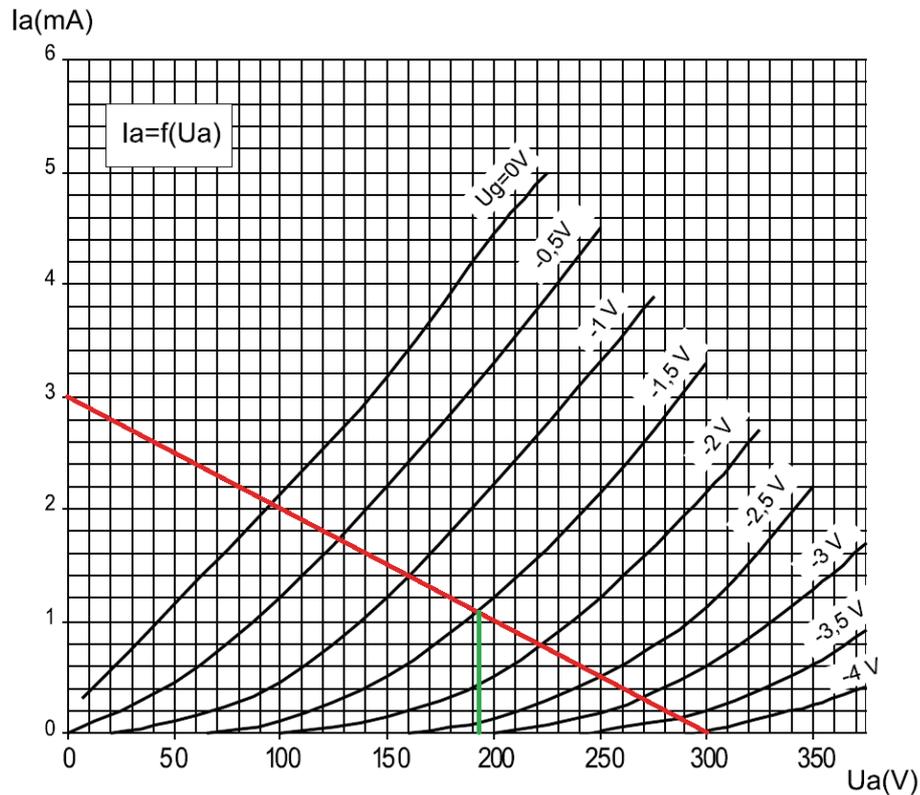


Ilustración 44: Punto de trabajo

A partir de la recta de carga, podemos determinar la tensión de ánodo para la tensión de rejilla que elijamos. Tal como hicimos en la etapa de inversora de fase, elegiremos una tensión de rejilla lo suficientemente negativa que permita a la señal oscilar sin problemas a la entrada.

Tomamos como valor $-1,5$ V, lo cual da como resultado una tensión de ánodo de 195 V. Ahora determinaremos la corriente de ánodo en continua, para posteriormente dimensionar la resistencia de cátodo que permita dicha diferencia de potencial entre cátodo y rejilla.

$$I_{aq} = \frac{(300 - 195) V}{100 k\Omega} = 1 mA$$

$$R_k = \frac{1,5 V}{1 mA} = 1,5 k\Omega$$

Dicha resistencia de cátodo puede llevar asociada un condensador de desacople si queremos aumentar la ganancia de la etapa, para ello calcularemos primero la impedancia total presentada por el cátodo, con todos los parámetros previos que debemos determinar.

Comenzaremos por calcular la resistencia interna de ánodo, la cual viene dada por la recta tangente a nuestro punto de trabajo:

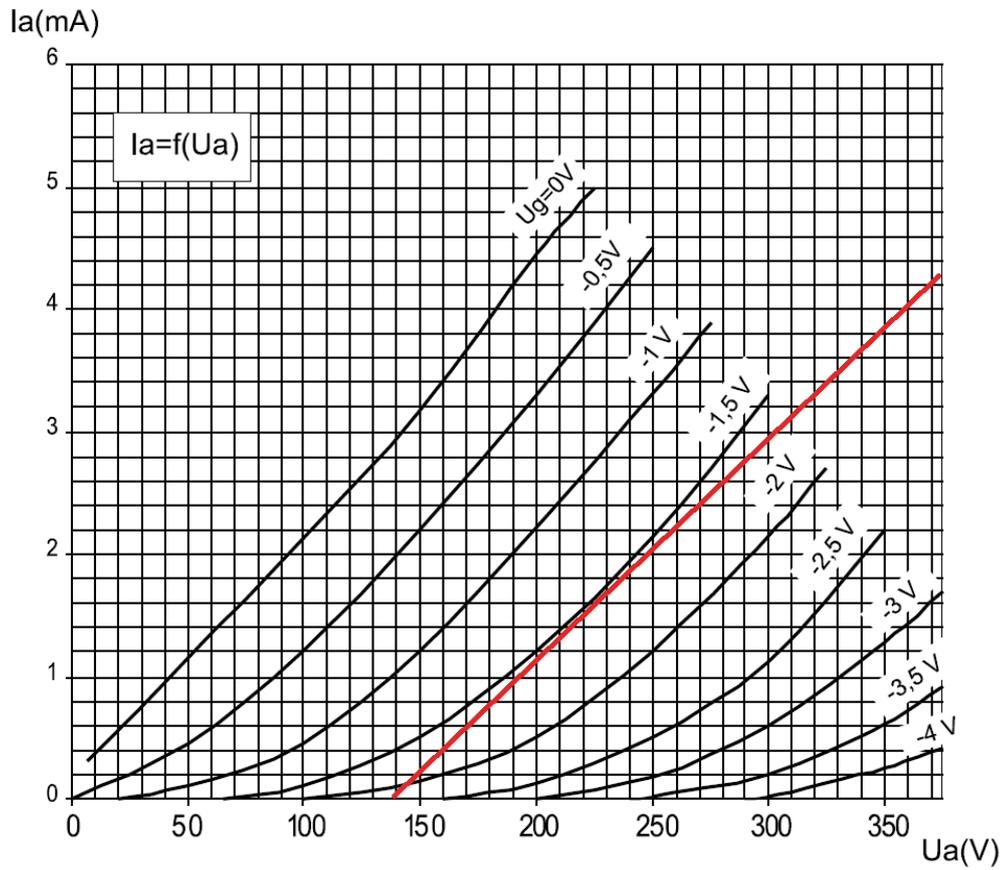
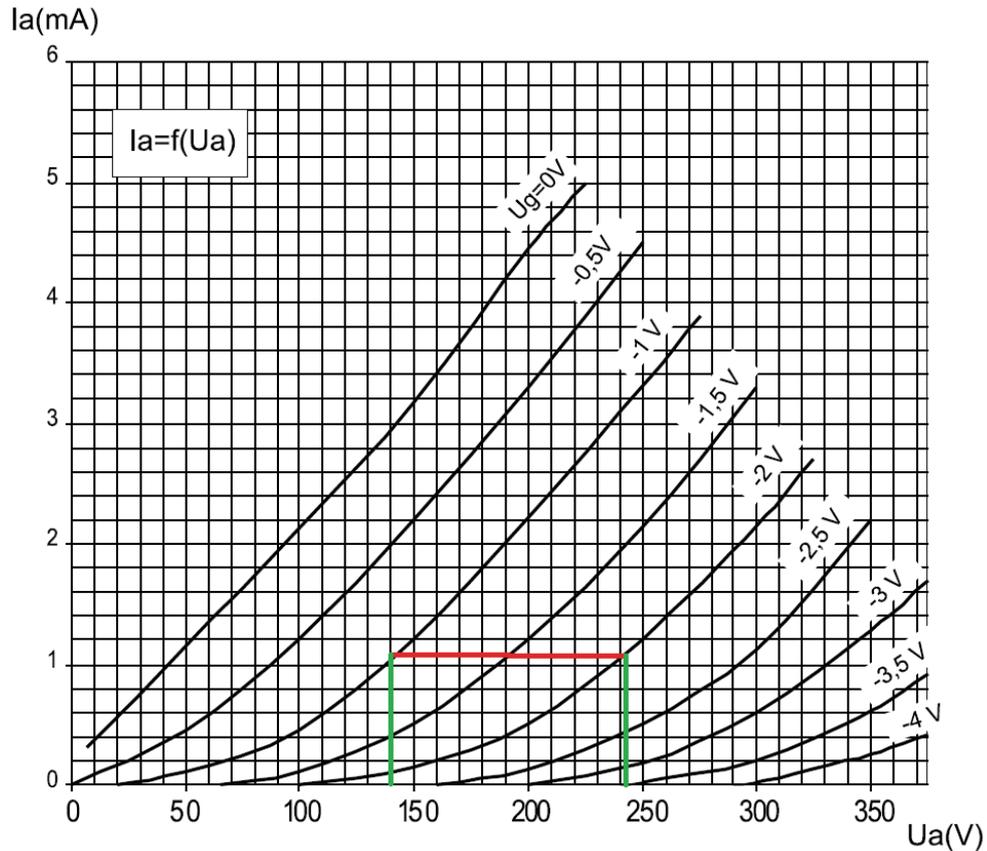


Ilustración 45: Recta resistencia de ánodo

$$r_a = \frac{(375 - 140) V}{4,3 mA} = 54,65 k\Omega$$

Ahora pasamos a calcular el factor de amplificación μ :

Ilustración 46: Factor μ

$$\mu = \frac{(240 - 140) V}{1} = 100$$

Al igual que en la etapa de preamplificación, calculamos ahora la ganancia:

$$A_V = 100 \cdot \frac{100 \text{ k}\Omega}{(100 + 54,65) \text{ k}\Omega} = 64,66$$

Ahora podemos calcular la resistencia interna de cátodo, y en consecuencia, la resistencia total de cátodo:

$$r'_k = \frac{(100 + 54,65) \text{ k}\Omega}{100 + 1} = 1,53 \text{ k}\Omega$$

$$R_{Tk} = 1,53 \text{ k}\Omega || 1,5 \text{ k}\Omega = 757 \Omega$$

Ahora podremos calcular el valor del condensador de desacople:

$$C_k = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \text{ Hz} \cdot 757 \Omega} = 7 \mu\text{F}$$

Nuevamente, este condensador es opcional y no se incluirá, quedando por tanto la ganancia:

$$A_{fbk} = \frac{64,66}{1 + \frac{1,5 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \cdot 64,66} = 32,82$$

Conocidas las impedancias de salida de la etapa anterior, calcularemos la resistencia de rejilla para cada uno de nuestros drivers. Como decíamos, la impedancia de entrada debe ser al menos 10 veces mayor que la de salida (4,18 k Ω y 670 Ω). Por simplicidad colocaremos una resistencia de 330 k Ω a la entrada de cada uno de los drivers, valor más que suficiente.

Conocido el valor de impedancia de entrada, podremos calcular el condensador de acople con la etapa anterior:

$$C_{IN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ Hz} \cdot 330 \text{ k}\Omega} = 0,48 \mu\text{F} \rightarrow 470 \text{ nF}$$

Finalmente, para terminar de caracterizar esta etapa, determinaremos el valor de la impedancia de salida:

$$R_{out} = 100 \text{ k}\Omega || 54,65 \text{ k}\Omega = 35,33 \text{ k}\Omega$$

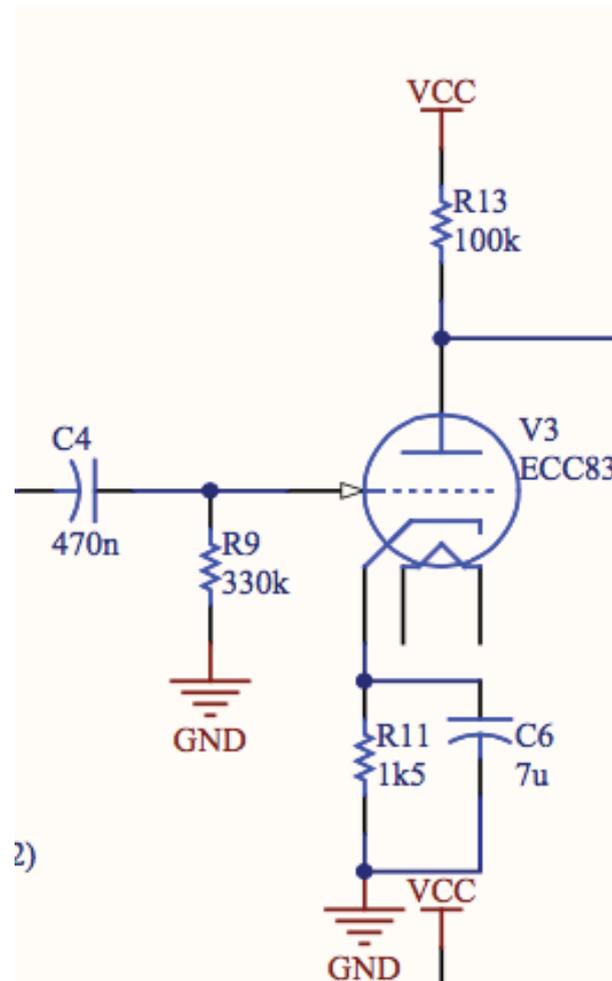


Ilustración 47: Etapa dimensionada

4.4. Dimensionado de la etapa de potencia

La última etapa previa al altavoz es la etapa de potencia. En esta etapa se pretende, como su propio nombre indica, proveer de la potencia suficiente a la señal de audio como para excitar al altavoz.

La configuración que usaremos para esta etapa será la de Push-Pull ultra lineal. Se trata de una clásica configuración de etapa de potencia en AB, en la cual trabajarán dos pentodos de salida, cada cual amplificando un semiciclo de la señal. Este tipo de configuración se hace necesario cuando se quiere alcanzar un buen rendimiento (típicamente del 80%) y además una potencia de salida relativamente elevada.

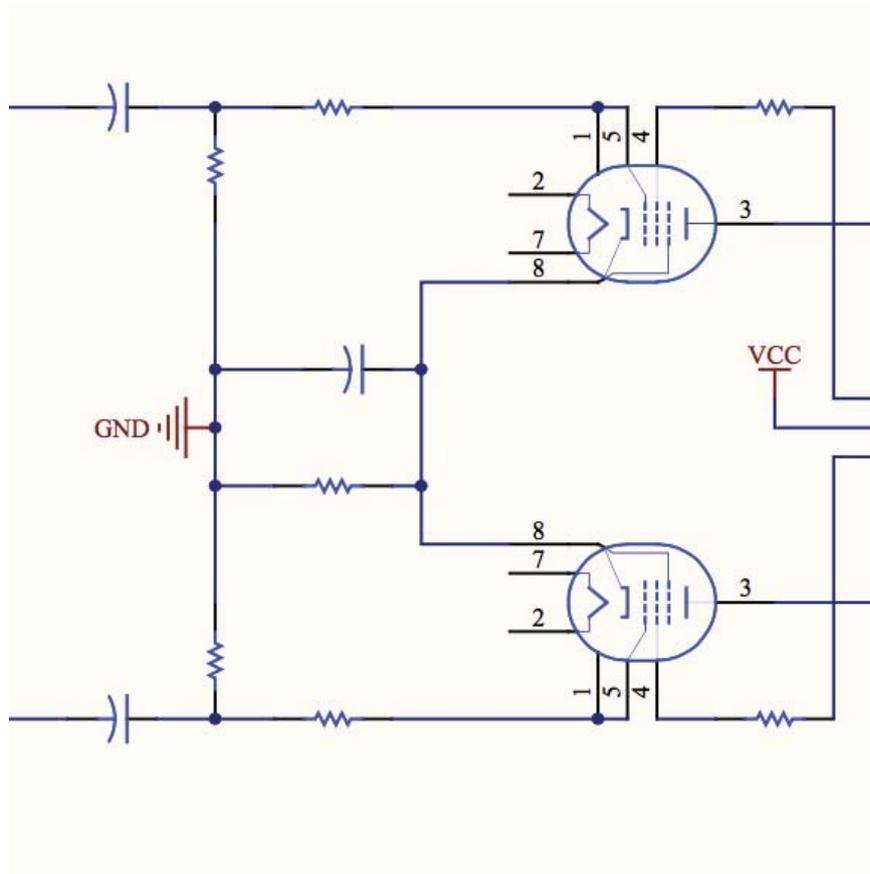


Ilustración 48: Esquema etapa de potencia

Las válvulas que emplearemos serán un par de EL34, se trata de pentodos de potencia, con capacidad de disipar hasta 25 W. Los otros parámetros que tendremos que tener en cuenta para el cálculo de esta etapa son la impedancia ánodo-ánodo que presente el transformador de salida que escojamos y la tensión de alimentación.

Para escoger un transformador deberemos prestar previamente atención a la cantidad de potencia que es capaz de disipar. En nuestro caso emplearemos como transformador el 53.86u de Reinhöfer Electronics, dicho transformador es capaz de disipar hasta 40 W de potencia y presenta una impedancia ánodo-ánodo de 6,6 k Ω . Además posee una toma en el 50% del bobinado primario que permitirá cumplir con la característica de ultra linealidad y su salida puede adaptarse para conos de 4, 8 y 16 Ω .

Con respecto a la tensión de alimentación, deberemos echar un vistazo al datasheet para determinar cuál es la máxima tensión que admiten las válvulas EL34. Según dicho documento el valor máximo de voltaje admisible es de 800 V con picos de hasta 2000 V, escogemos por tanto una tensión de alimentación de 400 V.

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

Con estos datos podremos comenzar a trazar las líneas de carga sobre la gráfica de curvas características, para ello tendremos que tener en cuenta lo siguiente:

Dado que operamos en clase AB, en ocasiones la impedancia que verán las válvulas variará según nos encontremos en ese momento en clase A o B.

Cuando ambas válvulas están en conducción estamos en clase A, durante este tiempo la impedancia vista por ambas válvulas es de la mitad de la impedancia ánodo-ánodo, en nuestro caso $3,3 \text{ k}\Omega$.

En el momento en que una de ellas entra en corte, la mitad de la impedancia que tiene asociada ya no forma parte del circuito y dado que la impedancia es la raíz cuadrada del número de vueltas tenemos un total de $1,65 \text{ k}\Omega$.

Con estos datos procedemos a trazar ambas rectas de carga para cada uno de los casos posibles.

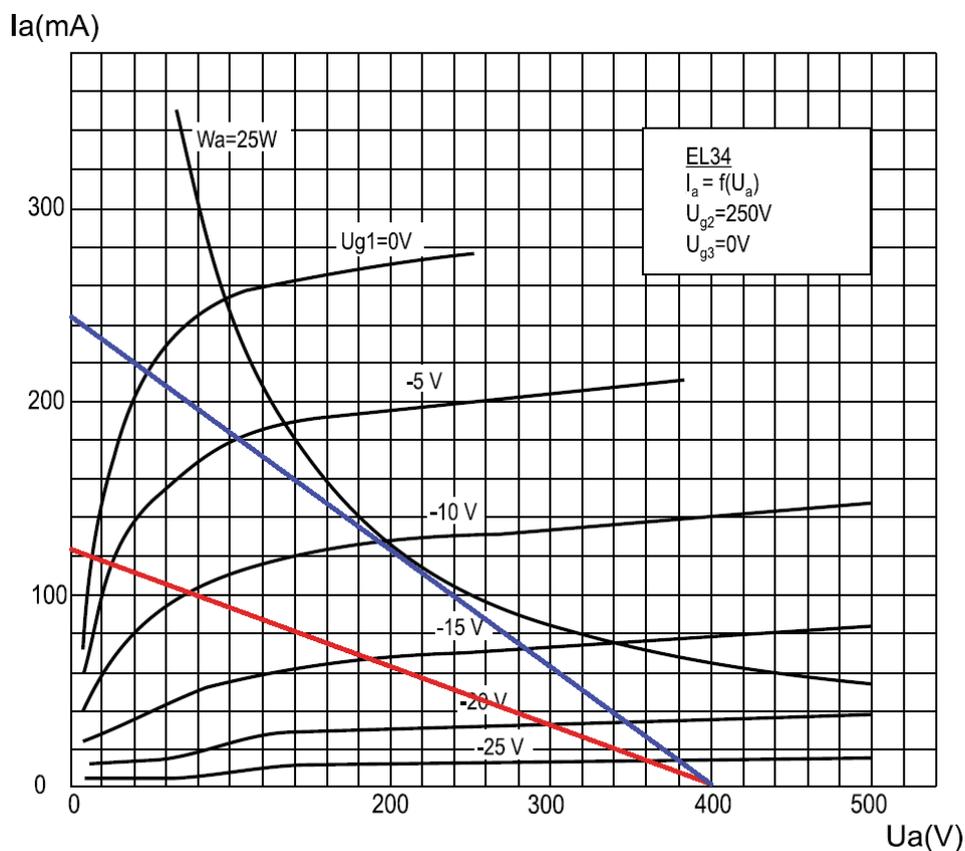


Ilustración 49: Rectas de carga. Clase A (rojo) y clase B (azul)

Tal como se encuentra la recta correspondiente a la clase A, para nuestra tensión de alimentación estaríamos continuamente en corte y por tanto tan sólo operaríamos en clase B.

Para corregir esto lo que haremos será introducir una tensión de polarización en nuestra etapa. Para hallar dicha tensión lo que debemos hacer es, manteniendo la pendiente de la recta correspondiente a la clase A, desplazarla lo más cerca posible de la curva de máxima disipación, sin excederla [18].

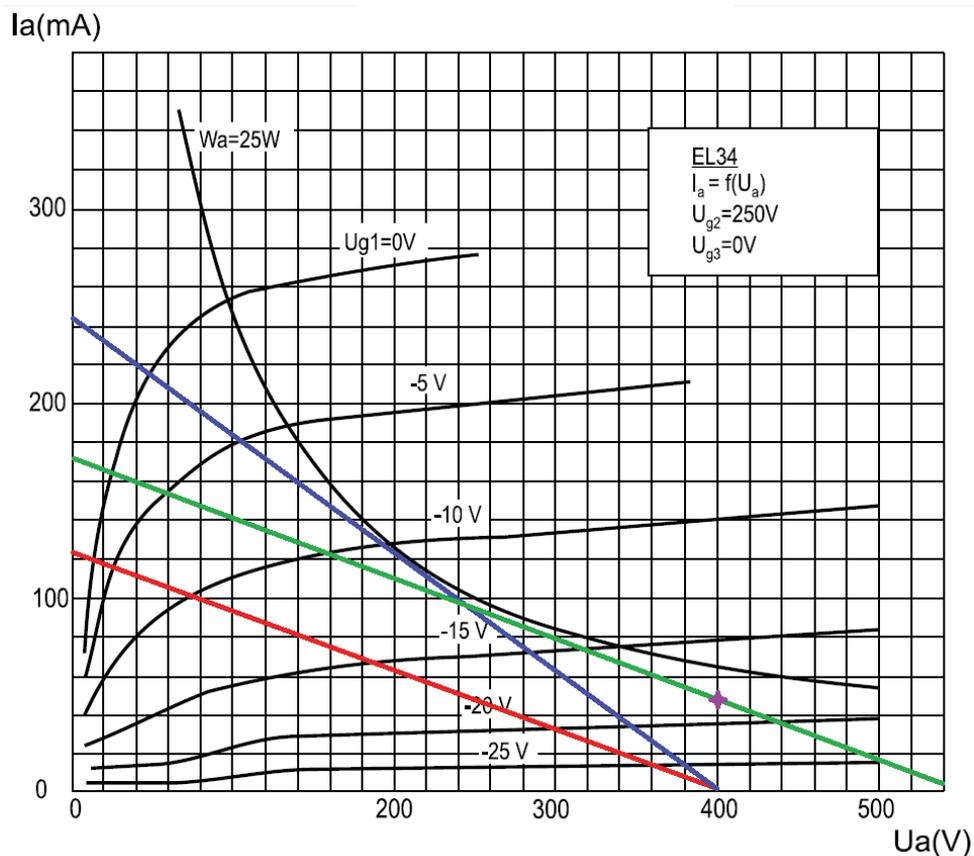


Ilustración 50: Desplazamiento recta de carga clase A (verde) y punto de trabajo

Como podremos observar, para una tensión de alimentación de 400 V, requeriremos una tensión de polarización de aproximadamente 18 V para poder operar en clase A.

Dicha tensión de polarización la podremos proveer de dos maneras:

- Por polarización directa, introduciendo una tensión negativa en la rejilla de control. Ofrece una polarización estable y mayor potencia a la salida. Tiene como

tenemos una corriente en la rejilla de pantalla de 14,9 mA, lo cual equivale a una proporción de 6,71:1, por tanto:

$$I_{gg2} = \frac{50 \text{ mA}}{6,71} = 7,45 \text{ mA}$$

Y por tanto la corriente total por el cátodo será:

$$I_{qk} = 50 \text{ mA} + 7,45 \text{ mA} = 57,45 \text{ mA}$$

Ahora podremos calcular la resistencia necesaria en el cátodo para polarizar correctamente la etapa de potencia:

$$R_k = \frac{18 \text{ V}}{57,45 \text{ mA}} = 313,3 \Omega$$

Ahora bien, como la resistencia que usaremos para polarizar dicha etapa será común a ambas válvulas circulará el doble de corriente, con lo cual emplearemos una resistencia de la mitad de valor pero doble capacidad de disipación, aproximadamente 150 Ω .

Ahora pasamos a calcular el condensador de desacople asociado, para ello emplearemos la fórmula vista en apartados anteriores para este tipo de condensador:

$$C_k = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot 150 \Omega} = 100 \mu\text{F}$$

Finalmente nos queda por dimensionar una serie de componentes. Comenzaremos por las resistencias de rejilla de pantalla. Con dichas resistencias lo que se pretende es alcanzar una tensión de rejilla de pantalla de 250 V. La razón de esto es que para que nuestro punto de trabajo calculado se cumplan las condiciones dadas por la gráfica que hemos usado, en la cual se especifica el voltaje que debe tener la rejilla de pantalla (U_{g2}).

Conocida la tensión de alimentación, la tensión que pretendemos alcanzar y la corriente que circula podremos determinar fácilmente el valor de la resistencia:

$$R_{g2} = \frac{(400 - 250) \text{ V}}{7,45 \text{ mA}} = 20 \text{ k}\Omega$$

Por otro lado también calcularemos los condensadores de acople a la etapa anterior, para ello debemos fijar previamente un valor de resistencia de entrada, la cual, como en otros casos, debe ser al menos 10 veces la impedancia de salida de la etapa anterior (35,33 kΩ). Elegimos por tanto una resistencia de entrada de 470 kΩ. Ahora podremos calcular los condensadores:

$$C_{IN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ Hz} \cdot 470 \text{ k}\Omega} = 0,33 \mu\text{F} \rightarrow 470 \text{ nF}$$

Para finalizar colocaremos sendas resistencias justo ante las rejillas de control. La misión de estas resistencias es simplemente para prevenir oscilaciones de alta frecuencia a la entrada de las válvulas, los valores típicos van desde 1 kΩ a 10 kΩ [14], para nuestro caso emplearemos resistencias de 4,7 kΩ.

Una vez hemos terminado de dimensionar nuestra etapa podremos calcular la potencia máxima que podemos esperar de ella. Para ello, además de conocer la tensión de alimentación, debemos conocer la corriente máxima y la mínima tensión de ánodo, éstas se pueden determinar a partir de la gráfica.

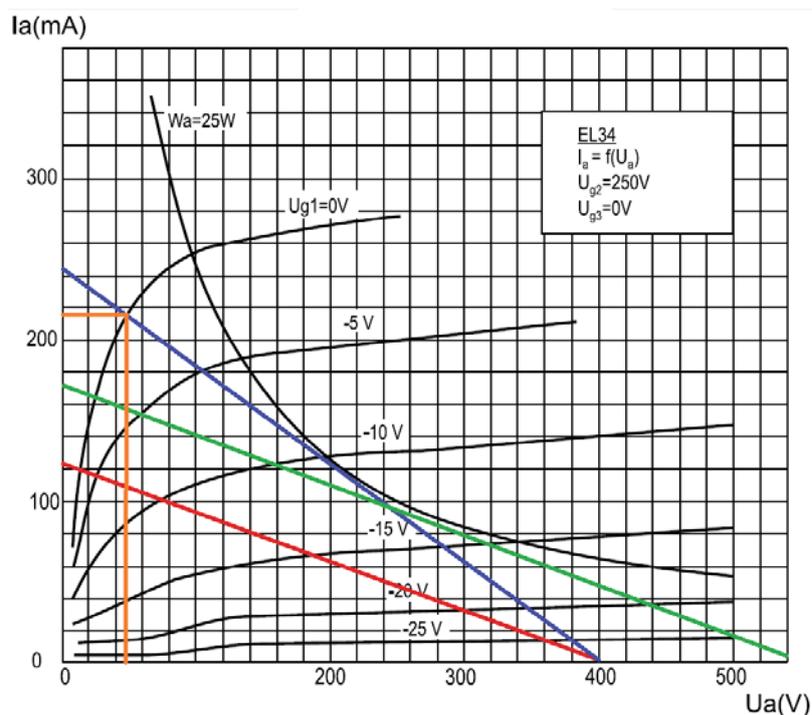


Ilustración 52: Cálculo de potencia

Vemos que tenemos una tensión de ánodo mínima de unos 50 V y una corriente máxima de unos 215 mA, empleando la siguiente fórmula [14]:

$$P = \frac{(V_{cc} - V_{a \text{ min}}) \cdot I_{a \text{ máx}}}{2} = \frac{(400 - 50) \text{ V} \cdot 210 \text{ mA}}{2} = 37,625 \text{ W}$$

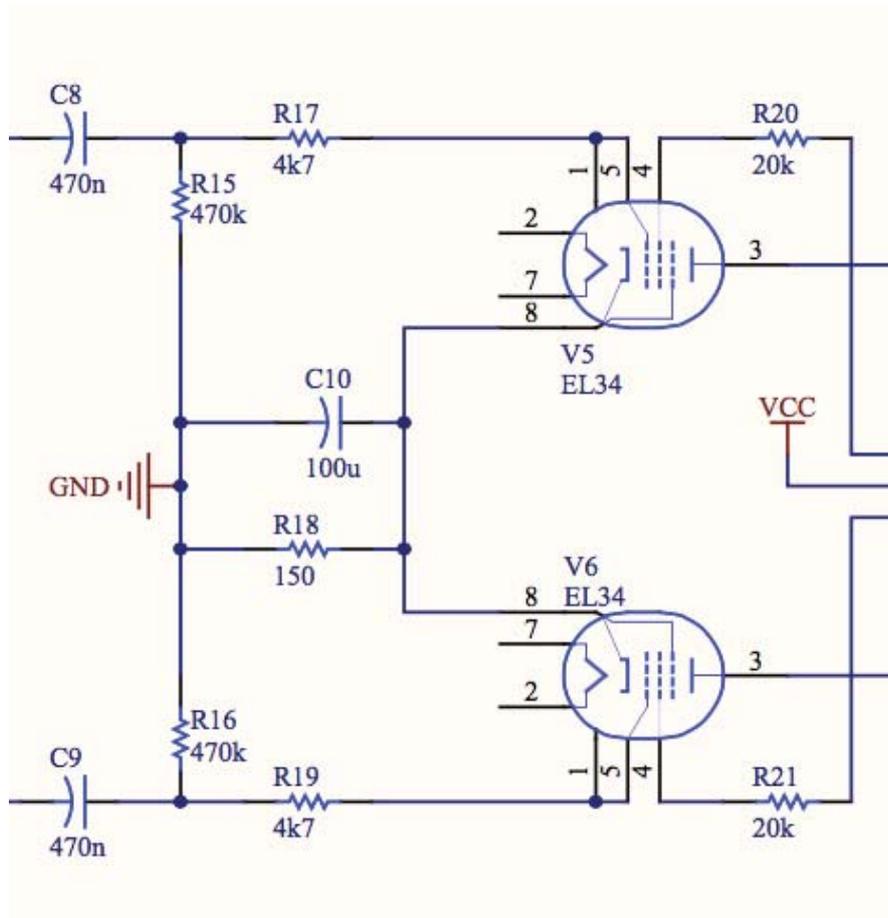


Ilustración 53: Etapa dimensionada

Diseño de la fuente de alimentación

5. Diseño de la fuente de alimentación

5.1. Introducción

La fuente de alimentación será el bloque encargado de alimentar nuestro amplificador. La tensión necesaria para alimentar las etapas previas y la de potencia a pesar de diferir, provendrán del mismo bloque, el cual también se encargará de operar los filamentos de las válvulas.

El parámetro más importante que debemos de fijar a la hora de diseñarla son las tensiones que deseamos obtener de ella. En nuestro caso se pretende proveer a las etapas preamplificadora, inversora de fase y de drivers con una tensión de 300 V, mientras que la etapa de potencia se alimentará con 400 V.

5.2. La fuente de alimentación lineal

El tipo de fuente que usaremos para hacer funcionar al amplificador será una fuente lineal. Este tipo de fuentes destacan por su simplicidad, componiéndose de un transformador, un puente rectificador y condensadores de filtrado, tal como muestra el siguiente esquema:

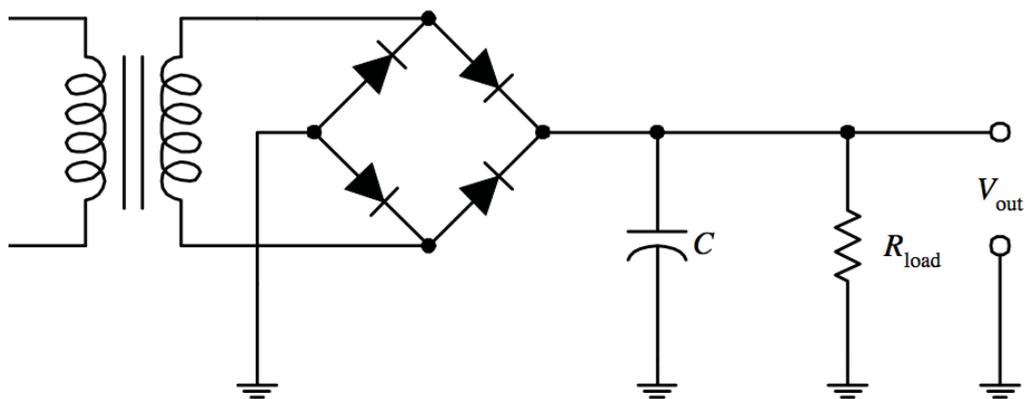


Ilustración 54: Fuente de alimentación lineal

5.3. Cálculo de los componentes

Como ya decíamos, el circuito amplificador se alimentará a dos tensiones distintas, 300 V y 400 V. Para ello necesitamos en primer lugar un transformador que sea capaz de alcanzar estas tensiones. El modelo que se eligió para ello fue el Hammond 372JX, capaz de proporcionar las siguientes tensiones:

- Tensión primaria: 230 V

- Tensión primer secundario: 424 V @ 288 mA
- Tensión segundo secundario: 6,3 V @ 8 mA

La tensión proveniente del primer secundario será rectificada mediante un puente rectificador, posteriormente se introducirá una pequeña resistencia para bajar de 424 V hasta los 400 V necesarios. Una vez alcanzados estos 400 V tendremos que dimensionar un condensador de filtrado, el encargado de estabilizar la alimentación lo máximo posible, para ello empleamos la siguiente fórmula:

$$C = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_r} = \frac{1 A}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 3 V} = 1 \text{ mF}$$

De esta manera, con un condensador de 1mF conseguimos una salida de 400 V con una tensión de rizado (V_r) de unos 3 V.

Por otra parte debemos hacer una segunda toma de alimentación para 300 V, para ello debemos reducir los 400 V mediante una resistencia. Para ello estimaremos el consumo de corriente de toda la etapa previa (preamplificador, inversor y drivers) y calcularemos una resistencia que provoque la caída de tensión necesaria:

$$I_{q \text{ pre}} = 8.18 \text{ mA} + 5 \text{ mA} + 1 \text{ mA} + 1 \text{ mA} = 15,18 \text{ mA}$$

Dado que necesitamos una caída de tensión de unos 100 V:

$$R = \frac{100V}{15,18 \text{ mA}} = 6,6 \text{ k}\Omega$$

Finalmente calcularemos un segundo condensador de filtrado, razón de ello es que el rizado admisible en la etapa previa es mucho menor que el de la etapa de potencia:

$$C = \frac{15,18 \text{ mA}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 1 V} = 470 \text{ nF}$$

La tensión que proviene del segundo secundario se empleará directamente para calentar los filamentos de las válvulas, ya que están pensados especialmente para ello.

Simulaciones

6. Simulaciones

Una vez hechos todos los cálculos teóricos de cada uno de los módulos que compondrán nuestro amplificador pasaremos a realizar simulaciones que refrenden dichos resultados.

Para realizar las simulaciones emplearemos los programas LTSpice y PowerSim. El primero será el encargado de hacer los cálculos referentes al amplificador, mientras que con el segundo simularemos la fuente de alimentación.

6.1. Amplificador

La razón de que usemos LTSpice para simular el amplificador es debido a que para dicho programa existen modelos [15] de las válvulas que se emplearán en el mismo. Sin embargo, tan sólo se simularán las etapas de preamplificador, divisor de fase y drivers ya que para la etapa de potencia no se han encontrado modelos que funcionen correctamente. La precisión de dichas simulaciones vendrá condicionada por la calidad del modelo empleado.

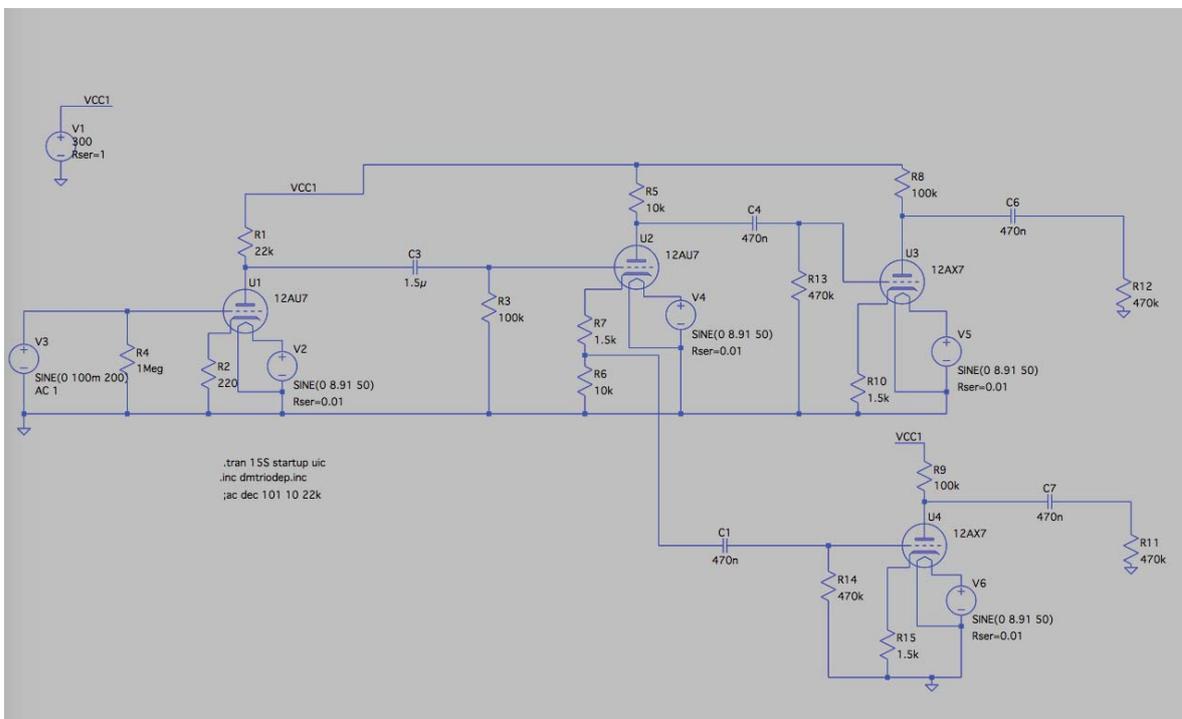


Ilustración 55: Esquemático a simular

6.1.1. Preamplificador

Las condiciones bajo la que discurre esta simulación son las siguientes:

- Amplitud de señal: 100 mV
- Frecuencia: 200 Hz

Se obtiene el siguiente resultado:

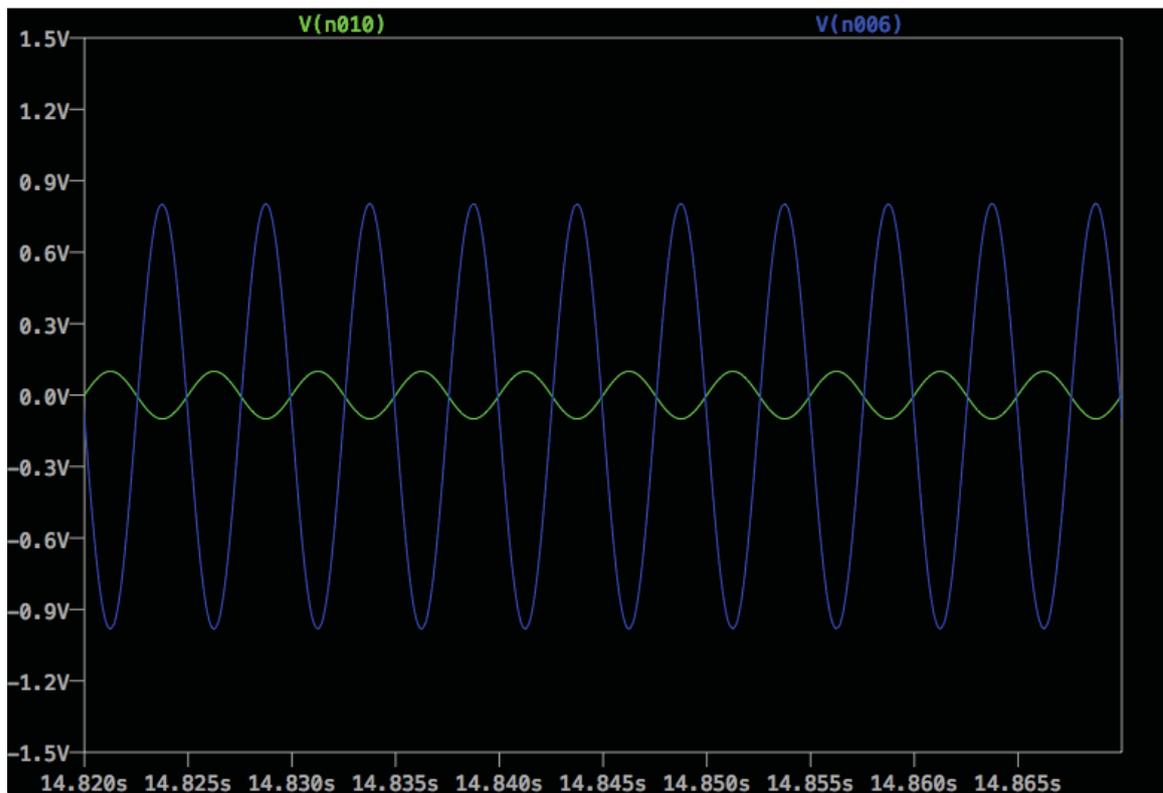


Ilustración 56: Simulación preamplificador

La traza verde representa la señal de entrada, mientras que la azul representa la salida del preamplificador. Se observa a primera vista que efectivamente se trata de una etapa inversora. Los niveles de señal son los siguientes:

- Señal de entrada: 100 mV
- Señal de salida: 800 mV

Tenemos pues una ganancia de aproximadamente 8, frente a los 13,08 que se habían calculado teóricamente.

6.1.2. Inversor de fase

Pasamos con la siguiente etapa de nuestro amplificador, el inversor de fase. De ella esperamos que a la salida se observen dos señales de amplitud ligeramente inferior a la entrada y fases opuestas.

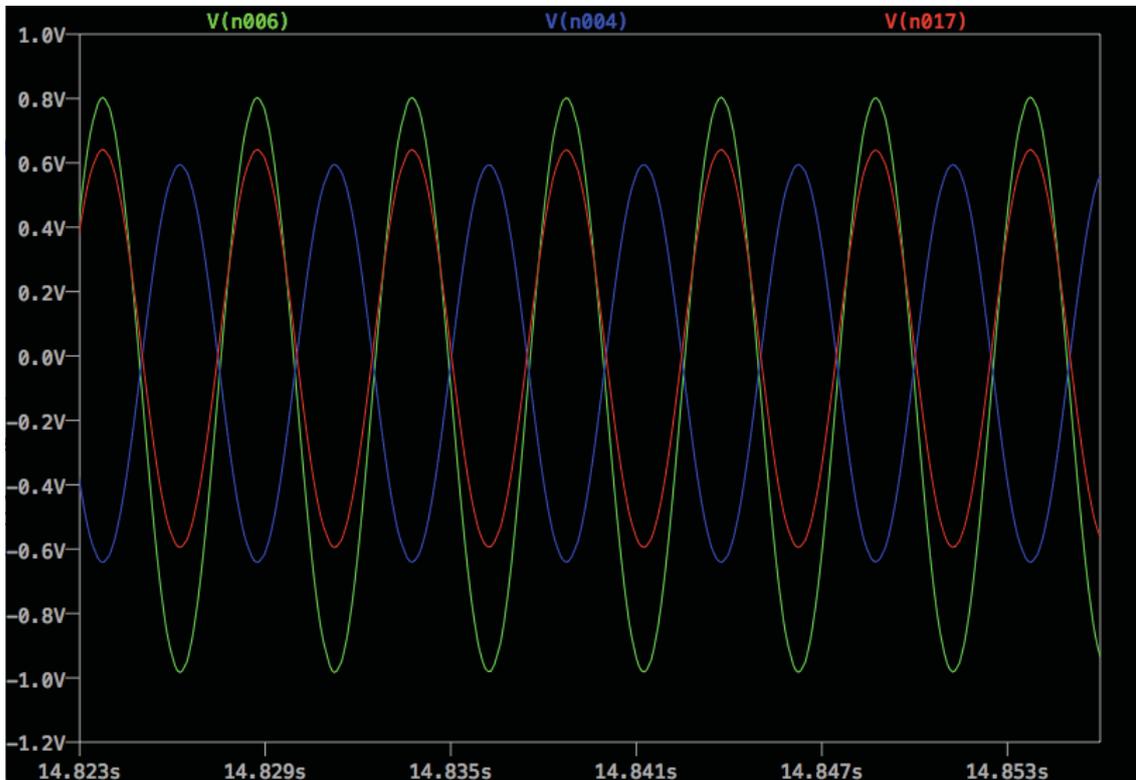


Ilustración 57: Simulación inversor de fase

Tenemos como señal de entrada la traza verde y las salidas quedan representadas por las trazas roja y azul, presentando los siguientes niveles:

- Señal de entrada: 800 mV
- Señales de salida: 600 mV

Tenemos pues una ganancia de aproximadamente 0,75 (se esperaba 0,89) y además dos señales de salida desfasadas 180°.

6.1.3. Drivers

Finalmente, la última etapa que nos queda por simular es la de los drivers, la etapa previa a la de potencia.

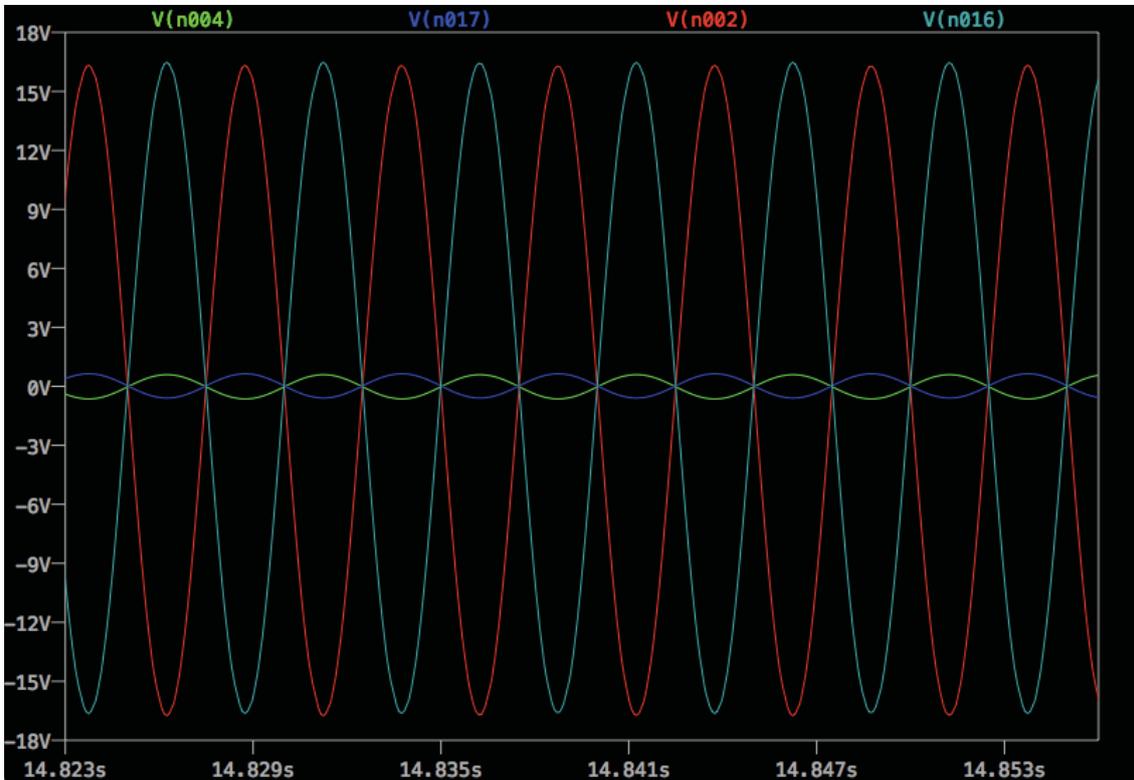


Ilustración 58: Simulación drivers

Se observa que en esta etapa obtenemos una gran amplificación de la señal, comprobemos sus niveles:

- Señales de entrada: 600 mV
- Señales de salida: 16,5 V

Tenemos por tanto una ganancia de aproximadamente 27,5, frente a los 32,82 que se habían calculado teóricamente.

6.2. Fuente de alimentación

Finalmente vamos a simular la fuente de alimentación que dimensionamos anteriormente, partiendo de este esquemático:

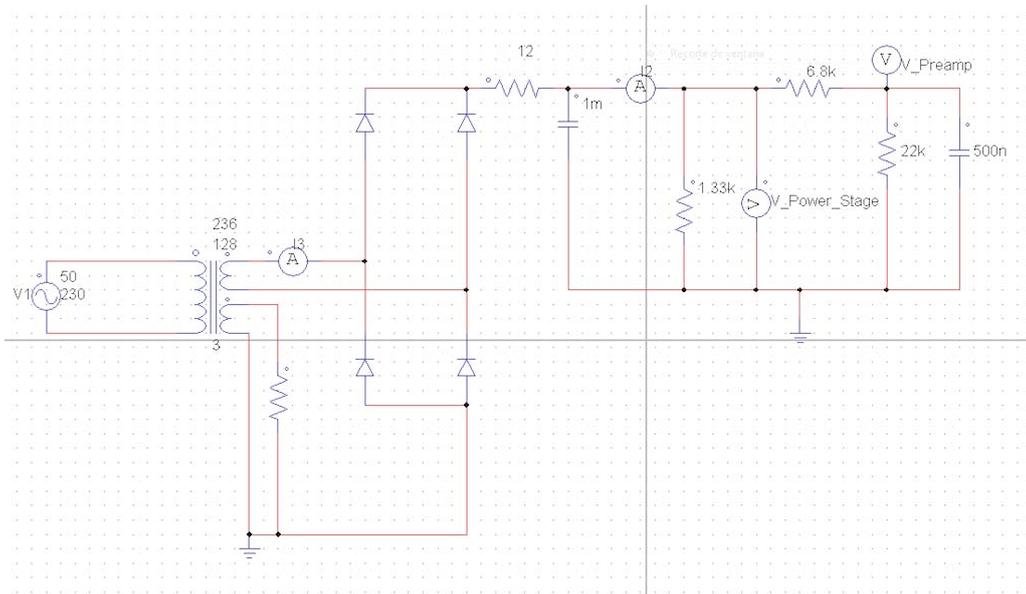


Ilustración 59: Fuente de alimentación

Veamos los resultados para cada una de sus salidas:

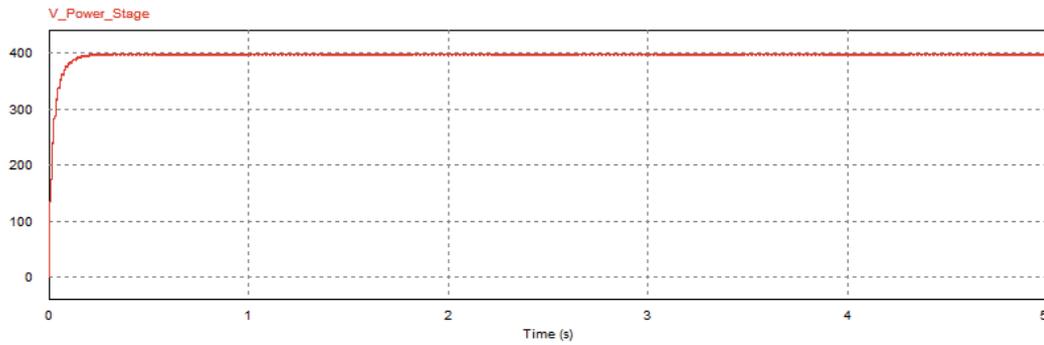


Ilustración 60: Salida de 400 V

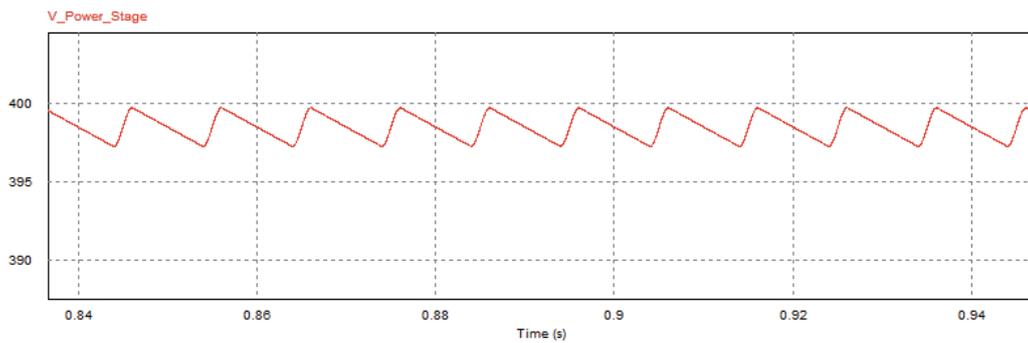


Ilustración 61: Tensión de rizado (400 V)

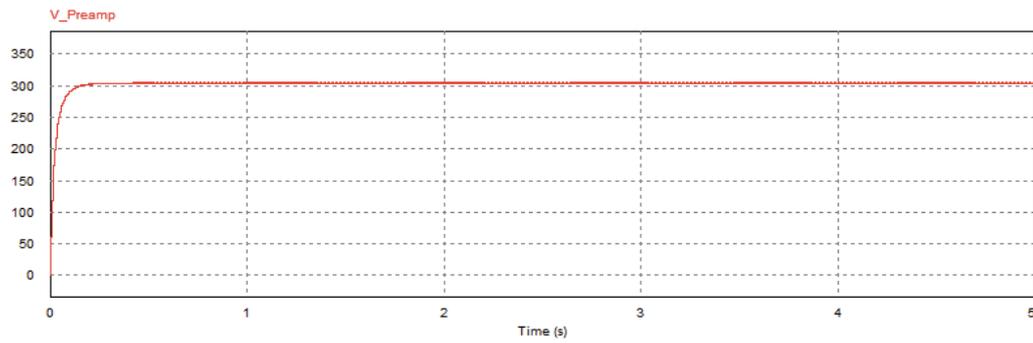


Ilustración 62: Salida de 300 V

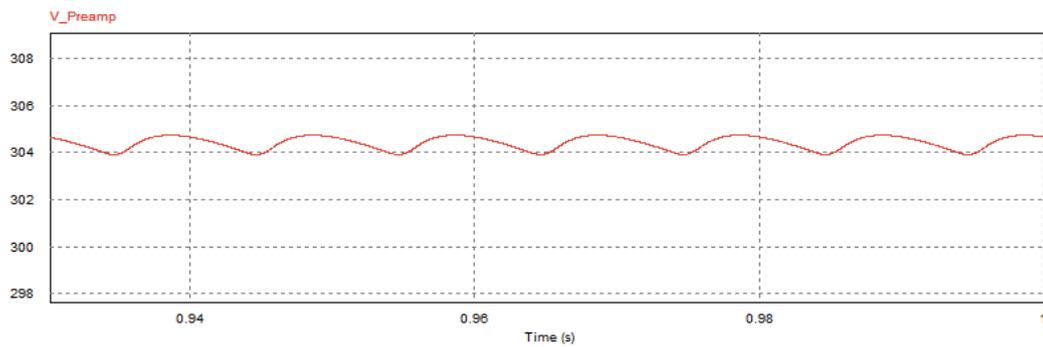


Ilustración 63: Tensión de rizado (300 V)

Se puede comprobar que los componentes calculados anteriormente cumplen con las especificaciones planteadas.

Diseño de las placas de circuitos impresos

7. Diseño de las placas de circuitos impresos

Para realizar las PCB empleadas en este proyecto se ha hecho uso del software de diseño EAGLE 6.5. Se trata de un software que permite a partir de un esquemático dado, generar la PCB y colocar sus componentes a lo largo de su superficie.

Se diseñaron dos circuitos impresos, uno para el amplificador y otro para la fuente de alimentación. La estrategia de diseño empleada para ambos consistió en PCB con dos capas, en las cuales se hizo uso de planos de masa a fin de evitar al máximo las interferencias que se pudieran producir.

Por otra parte se procuró en todo momento hacer uso de pistas lo más anchas posibles y colocando componentes relacionados entre sí lo más cerca posible para conseguir rutas lo más cortas posibles.

Asimismo, a pesar de que en apartados anteriores decidiéramos prescindir de los condensadores de desacoplo de cátodo de cada una de las etapas del amplificador, éstos se incluyeron en el diseño de los circuitos impresos, en caso de que finalmente fueran necesarios.

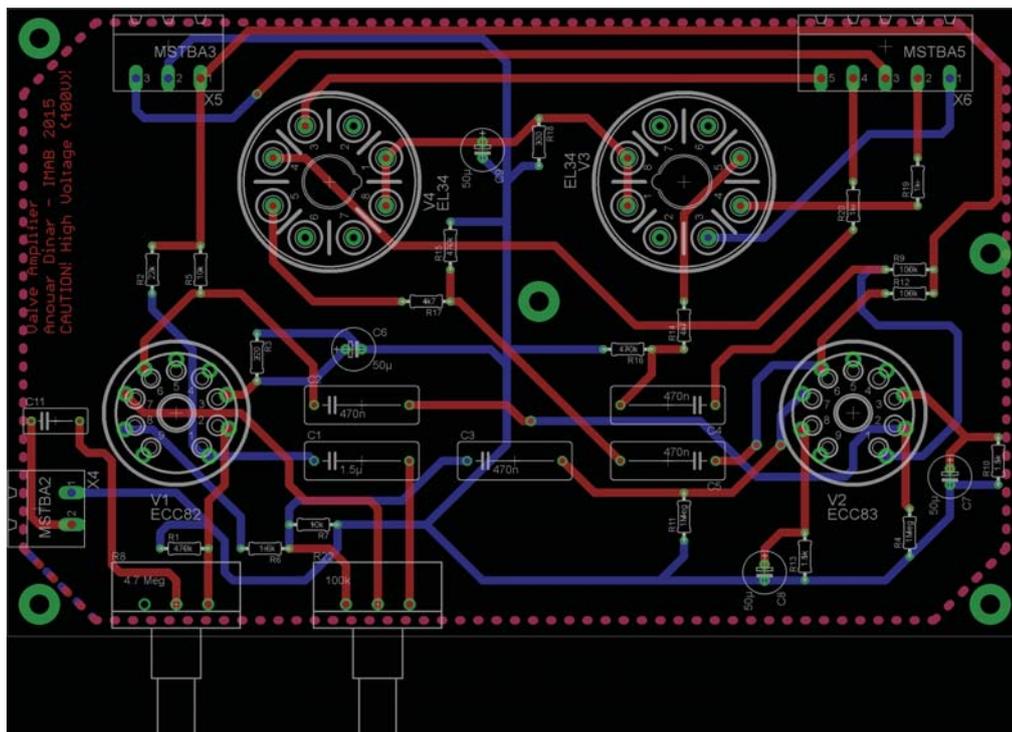


Ilustración 64: Layout amplificador

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

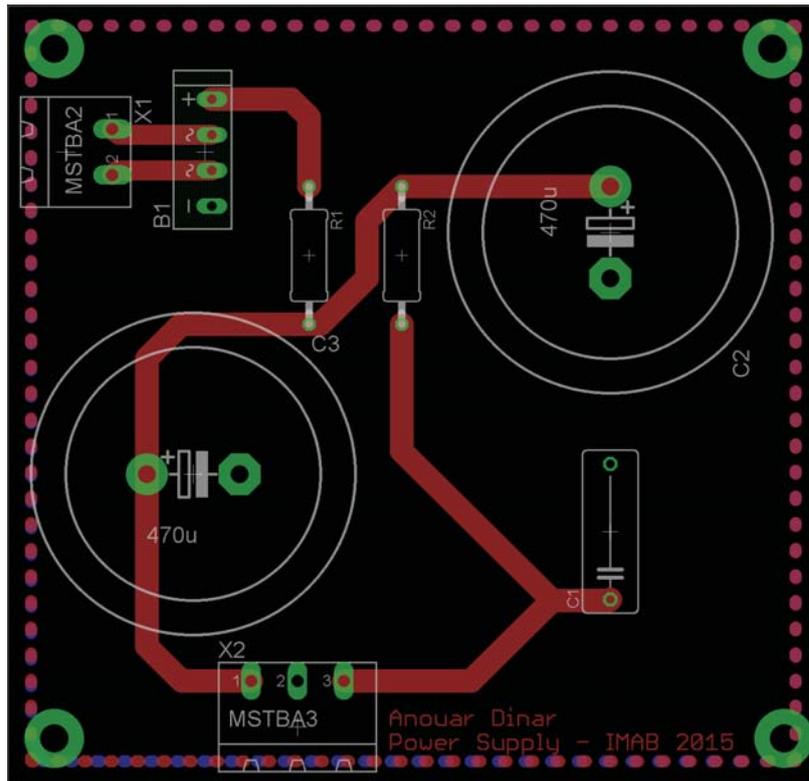


Ilustración 67: Layout fuente de alimentación

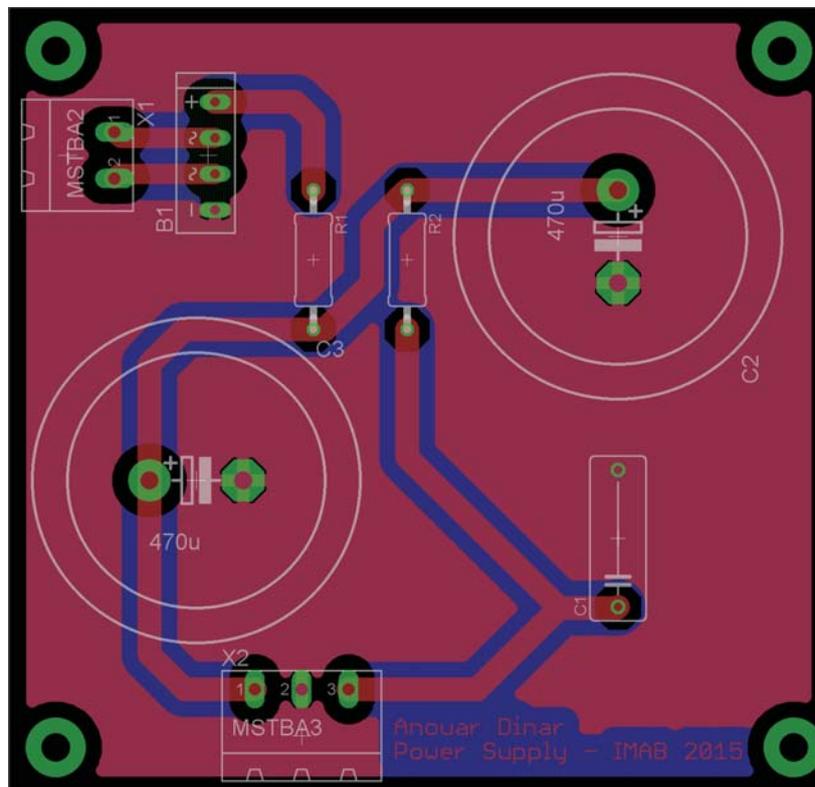


Ilustración 68: Layout fuente de alimentación (con planos de masa)

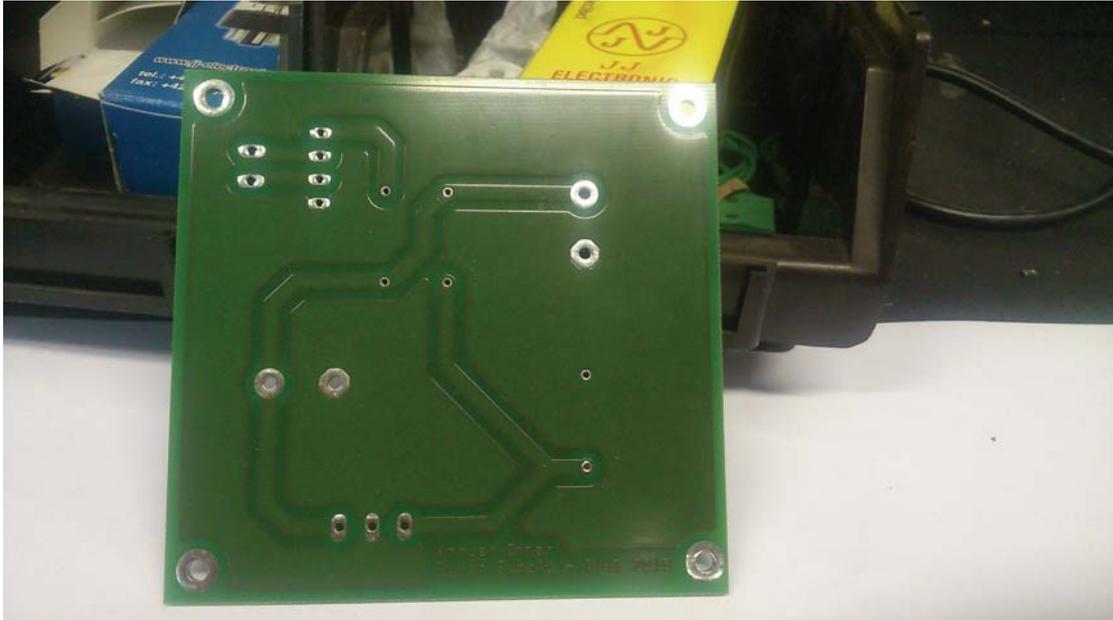


Ilustración 69: PCB de fuente de alimentación terminada

Se observa en los bordes de cada una de las PCB una serie de pads sin uso, se emplearán para atornillar los circuitos impresos al chasis. Los archivos correspondientes a los layout fueron enviados a una empresa que se encargó de su fabricación.

Montaje y medidas

8. Montaje y medidas

8.1. Montaje

Finalmente, una vez se ha comprobado que el circuito satisface todas nuestras expectativas se procede al montaje final. Para dicho montaje se emplearán una serie de estrategias para obtener el resultado más satisfactorio posible.



Ilustración 70: Montaje del transformador de red

Todos los cables que porten señal de red irán en pares trenzados. Esto afecta tanto a los cables encargados de operar el filamento de las válvulas (recordemos que se trata de una señal a 50 Hz) y también los cables que van desde la toma de corriente hasta el primario del transformador de red. Motivo para ello es que al realizar dicho trenzado evitamos en gran medida que aparezcan señales parásitas en la salida de nuestro amplificador [16].

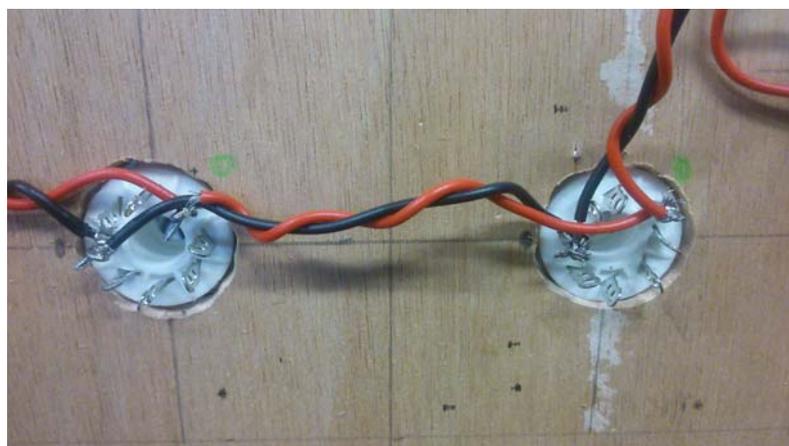


Ilustración 71: Detalle del trenzado

También se colocarán los bobinados de los transformadores, tanto de red como de salida, girado uno 90° con respecto del otro. De esta manera los campos que producen se cancelan entre sí [16] y evitamos mayores interferencias.

Con respecto a la puesta a tierra, todos aquellos elementos metálicos que sean susceptibles de entrar en contacto con el usuario se derivarán a tierra. Esto afecta a los jack de entrada y salida y el transformador de red. Con respecto a los jack se observó durante la puesta en funcionamiento del amplificador que aparecían tensiones del orden de 100 V, con lo cual su puesta a tierra está más que justificada.

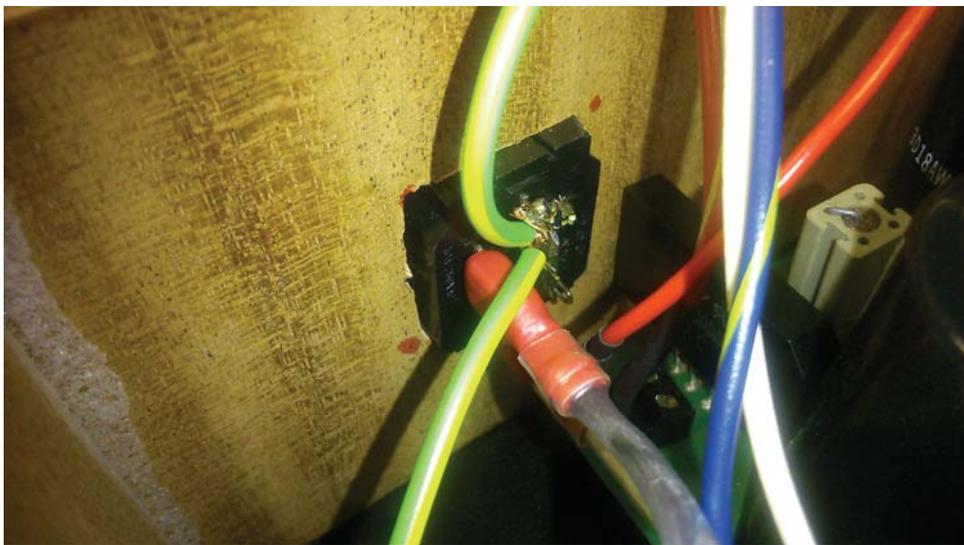


Ilustración 72: Puesta a tierra

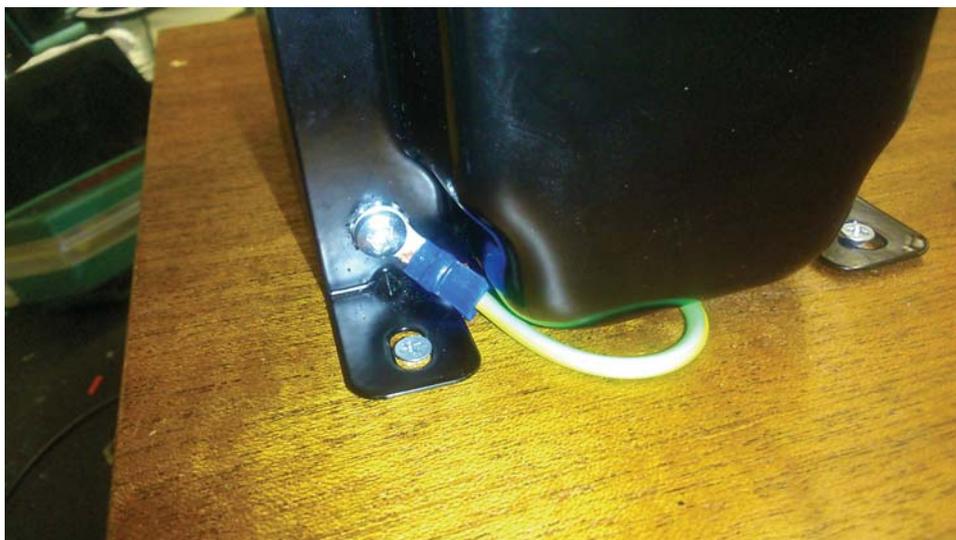


Ilustración 73: Puesta a tierra del transformador de red

Otras consideraciones que se tuvieron en cuenta durante el montaje fueron las siguientes:

- Introducción de un potenciómetro lineal de $4,7\text{ M}\Omega$: Dicho potenciómetro se encuentra entre el jack de entrada y la resistencia de rejilla de la etapa preamplificadora (de valor $470\text{ k}\Omega$). Su utilidad no es otra que la de limitar la tensión de entrada, ya que como se dijo anteriormente, se observó que para señales de amplitudes mayores a 200 mV se producían distorsiones. De esta manera podremos controlar a la entrada si queremos distorsión y en qué cantidad.
- Introducción de un potenciómetro logarítmico de $100\text{ k}\Omega$: Este elemento sustituye a la resistencia de rejilla de la etapa inversora, actuando como control de volumen.
- Toma de corriente protegida por fusible: para evitar que cualquier fallo pudiera dañar severamente el amplificador se eligió un modelo de conector de corriente que incluye un receptáculo para fusibles.
- Condensador de desacople a la entrada: la misión de esta condensador no es otra que la de proteger al usuario contra cualquier tipo de tensión continua que, por la razón que fuera, pudiera colarse a la entrada. Por ello este condensador tiene una tensión máxima de 1 kV (tensión mucho mayor que los 300 V que alimentan al previo).

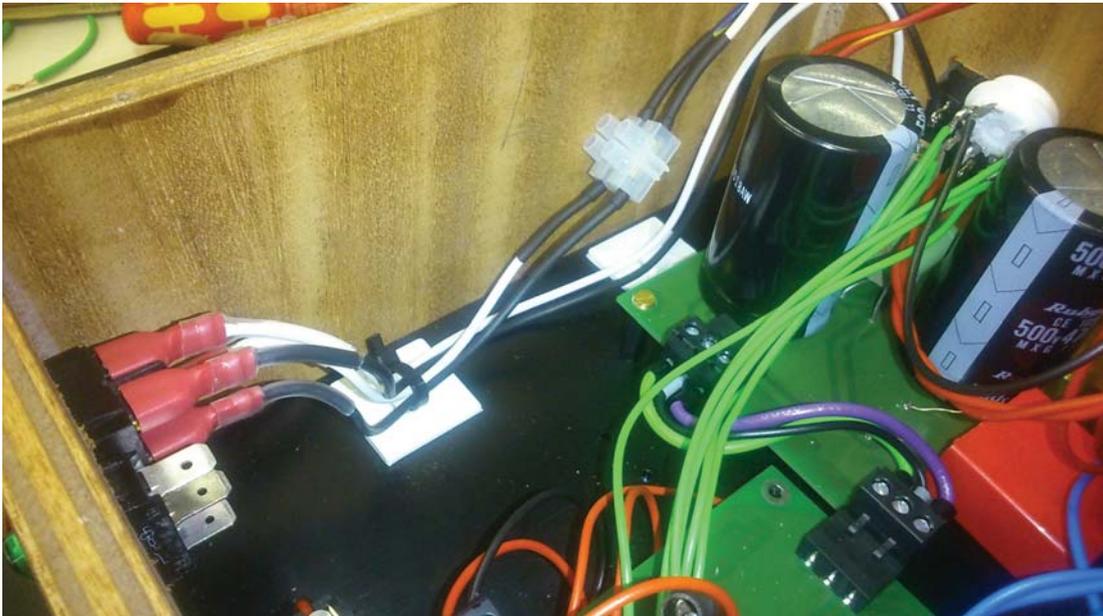


Ilustración 74: Distribución del cableado

8.2. Medidas

Una vez finalizado el montaje sobre PCB de todos los componentes del amplificador y el conexionado de los módulos se proceden a realizar medidas sobre el circuito.

Para las medidas de señal se hizo uso del osciloscopio Teledyne de LeCroy, mientras que para comprobar los puntos de trabajo de cada etapa se hizo uso de un multímetro. Cada una de las medidas realizadas con el osciloscopio se han llevado a cabo para distintas frecuencias de la señal de entrada a fin de comprobar que se cubría todo el rango audible (20 Hz a 20 kHz).

8.2.1. Etapa preamplificadora e inversor de fase

Debido a la poca diferencia en cuanto a niveles de tensión entre estas dos etapas, se ha medido directamente la señal de salida en el inversor de fase.

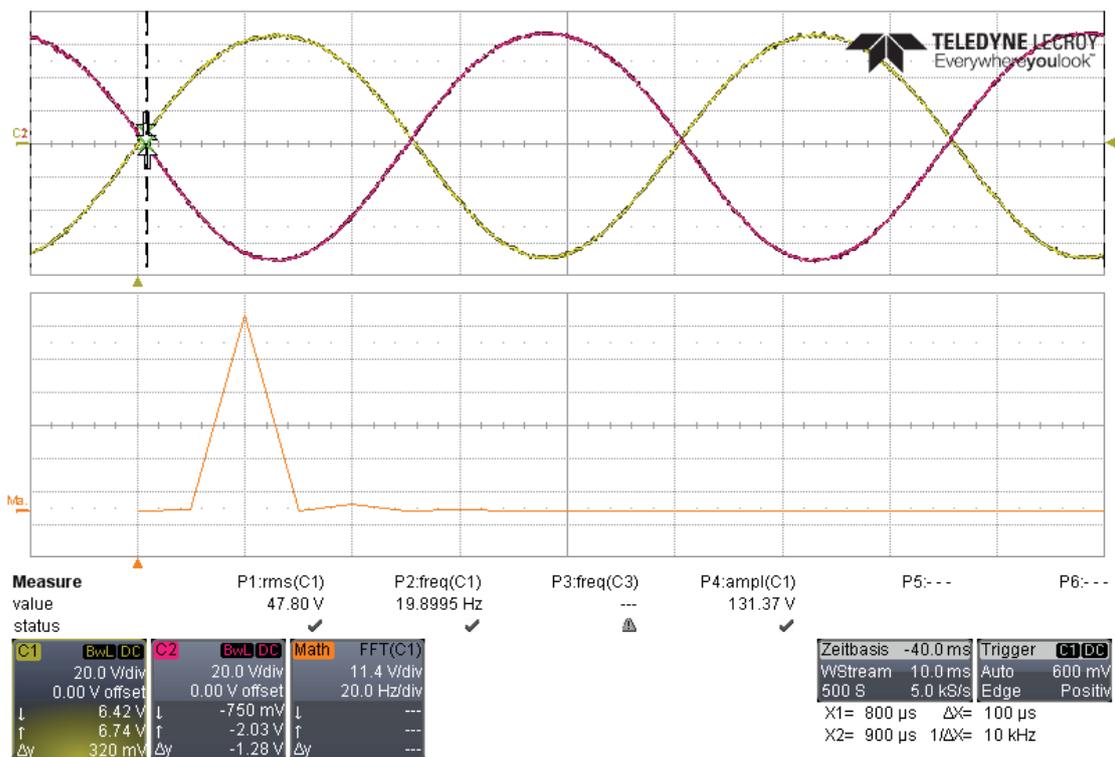


Ilustración 75: Señal de salida del previo (20 Hz)

Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas

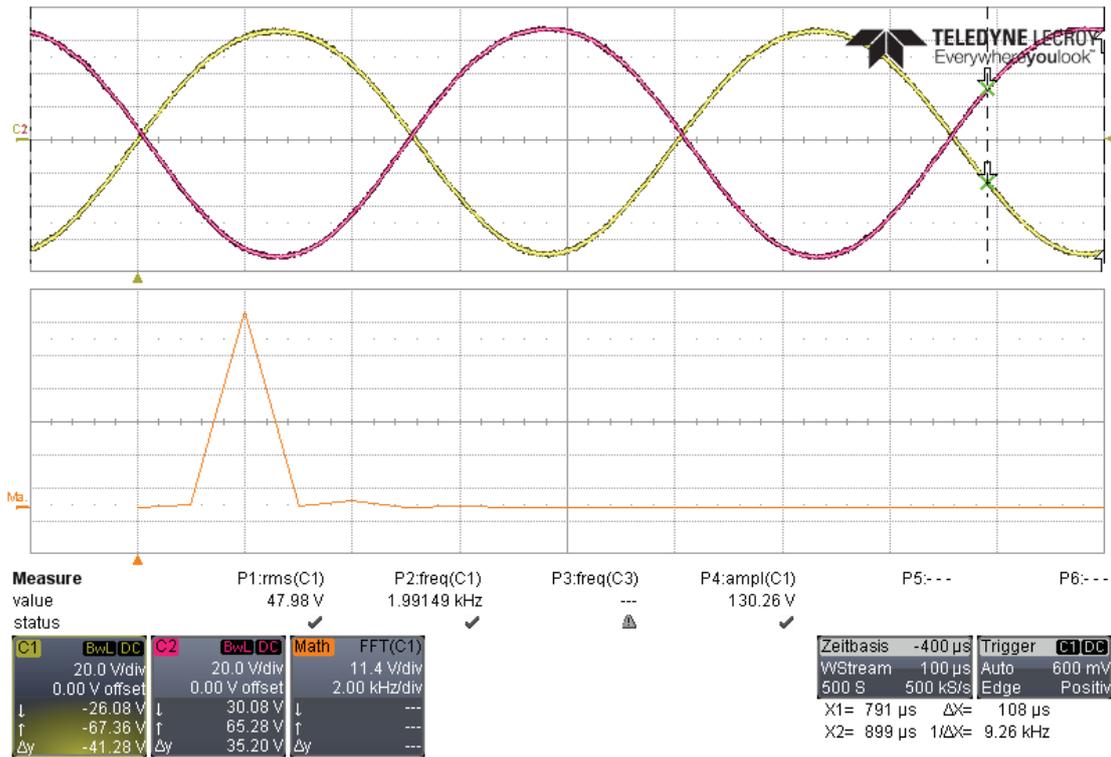


Ilustración 76: Señal de salida del previo (2 kHz)

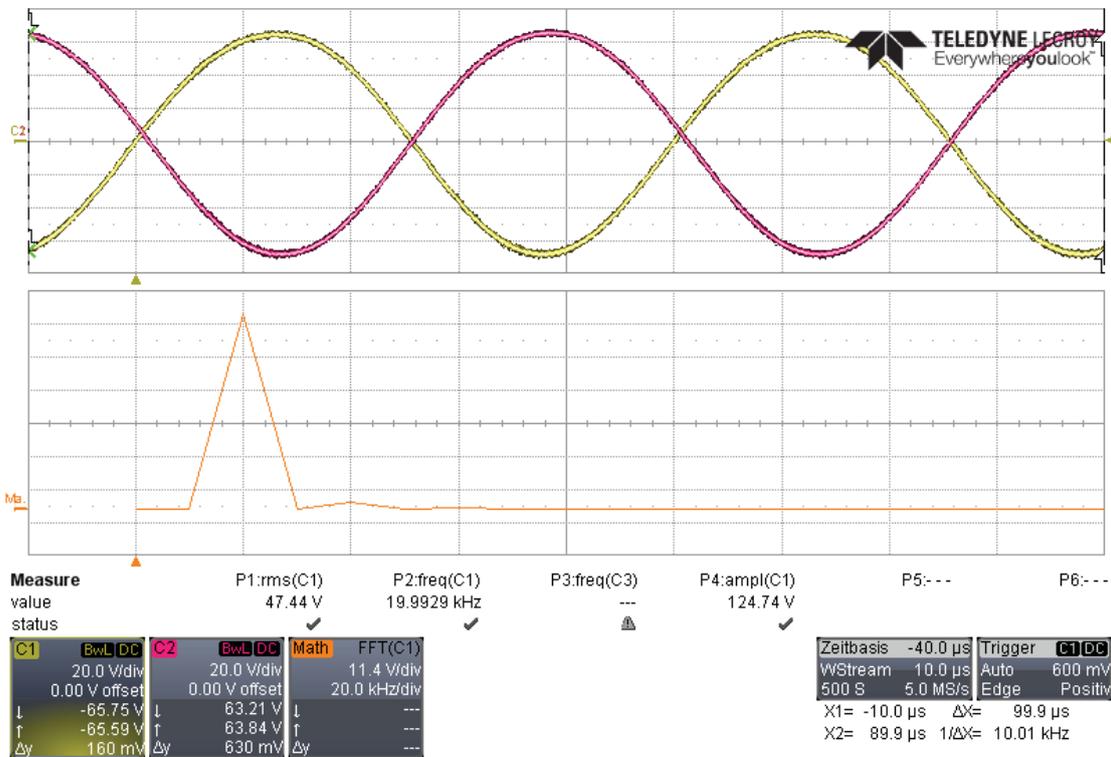


Ilustración 77: Señal de salida del previo (20 kHz)

Observamos que a la salida de esta etapa la distorsión es prácticamente inexistente, tal y como queda patente en el espectro de la mitad inferior de cada uno de los gráficos.

Pasemos a calcular la ganancia de estas dos etapas combinadas:

$$A_V = \frac{65 \text{ V}}{4,5 \text{ V}} = 14,44$$

8.2.2. Etapa de drivers

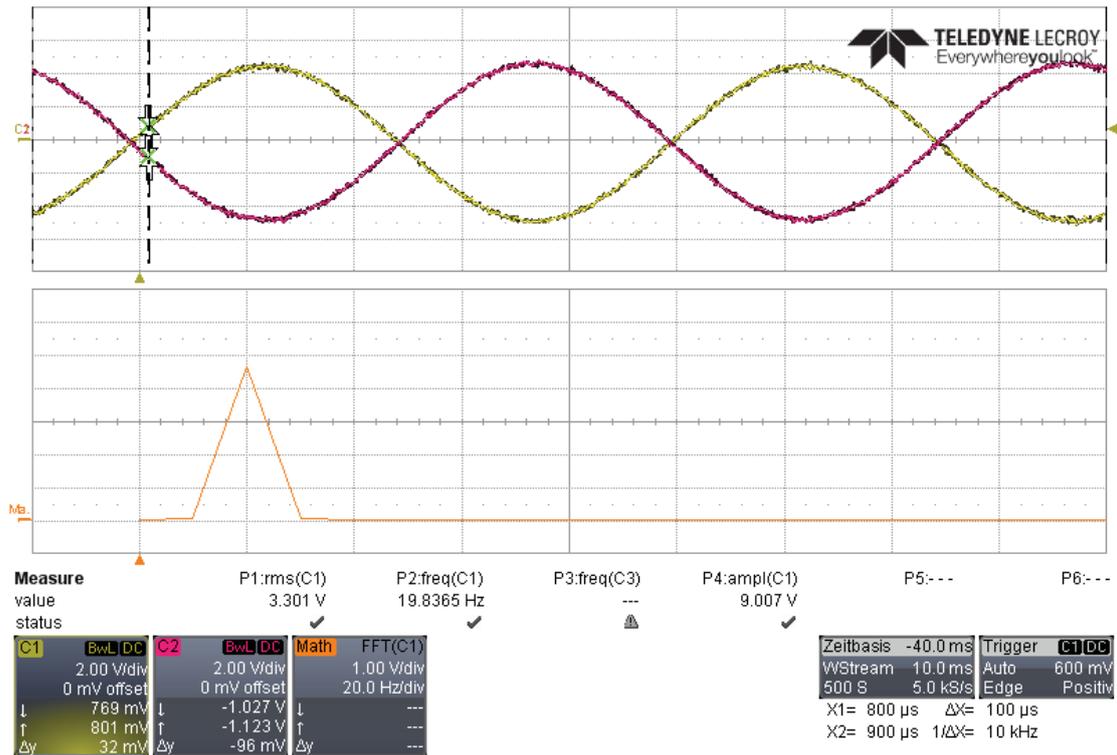


Ilustración 78: Señal de salida de drivers (20 Hz)

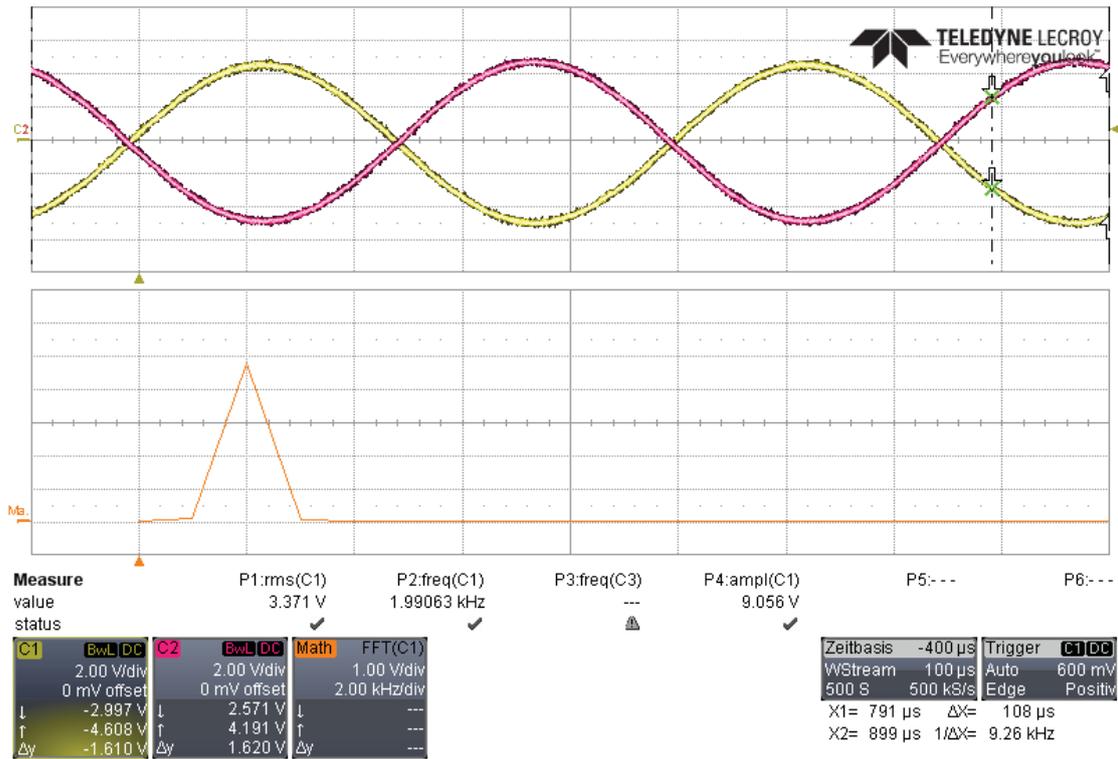


Ilustración 79: Señal de salida de drivers (2 kHz)

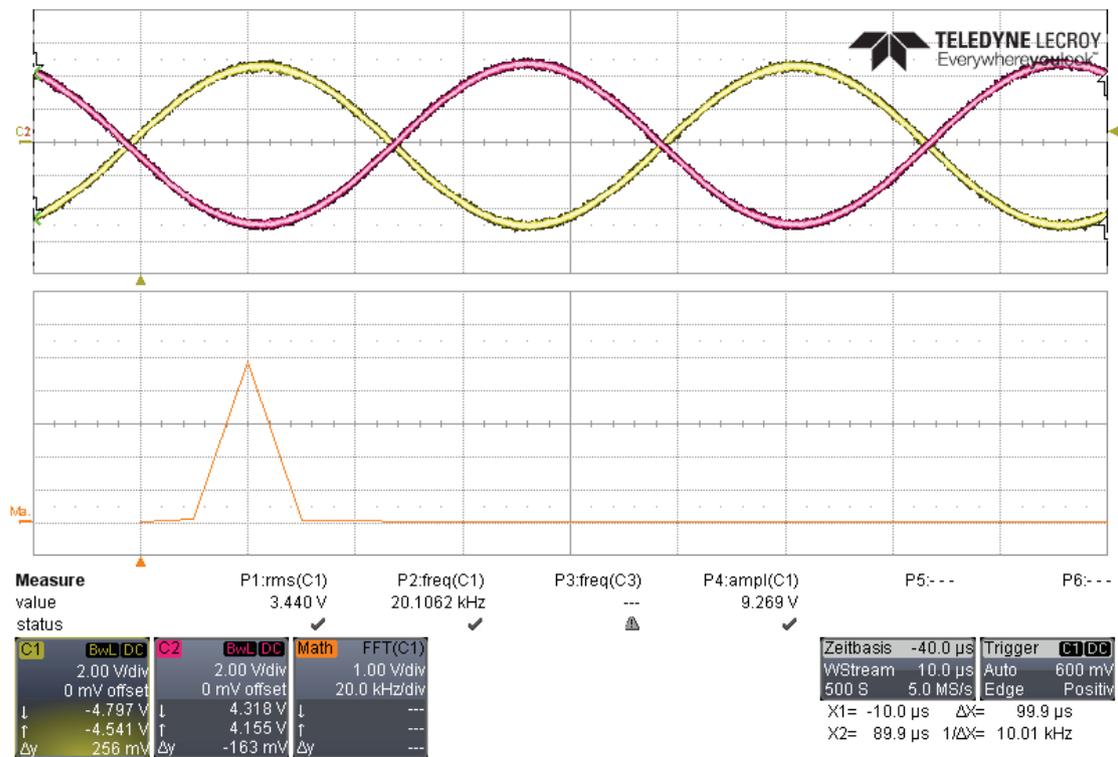


Ilustración 80: Señal de salida de drivers (20kHz)

Con respecto a la etapa anterior observamos una mínima distorsión en forma de armónico de segundo orden, esto es, al doble de frecuencia de la fundamental.

La ganancia que presenta esta etapa es:

$$A_V = \frac{4,5 \text{ V}}{0,2 \text{ V}} = 22,5$$

8.2.3. Etapa de potencia

Las medidas de esta etapa son las correspondientes a los niveles de señal que se observan en la carga de 8Ω del altavoz empleado durante las medidas.

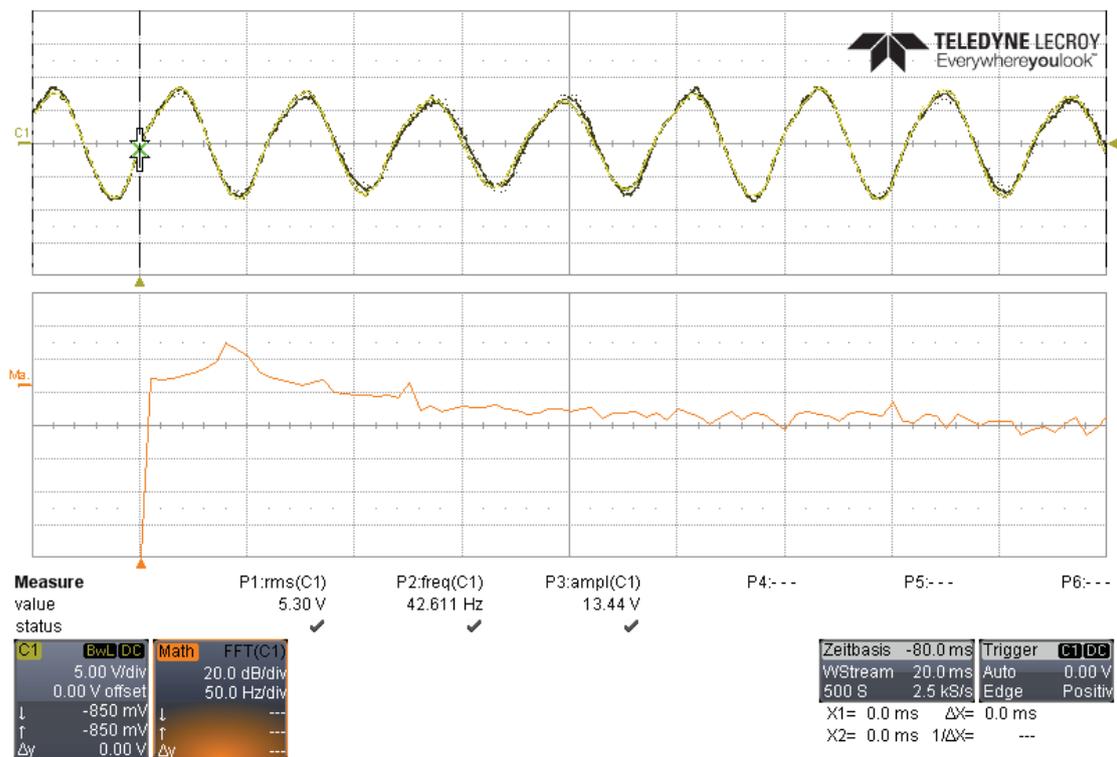


Ilustración 81: Señal en el altavoz (42 Hz)

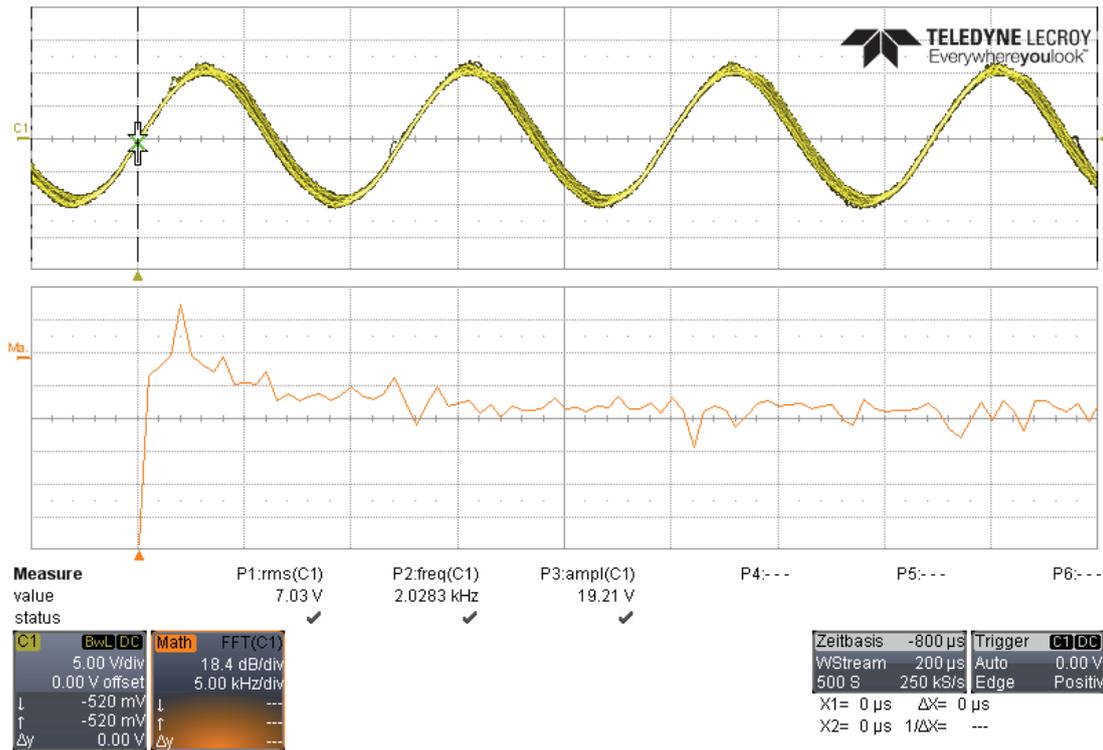


Ilustración 82: Señal en el altavoz (2 kHz)

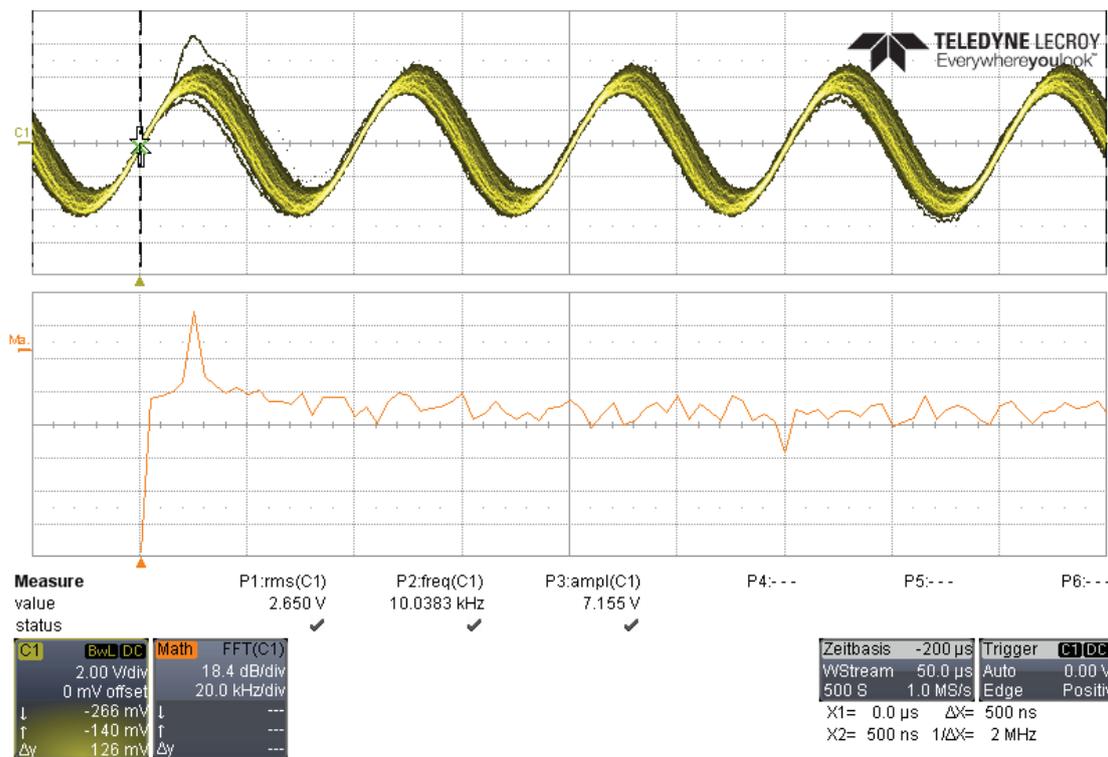


Ilustración 83: Señal en el altavoz (10 kHz)

Esta etapa es la que más distorsión genera con diferencia, gran parte de ella depende de la calidad del transformador de salida empleado. Sin embargo el nivel de tensión de la

frecuencia fundamental sigue siendo lo suficientemente elevado con respecto al resto de componentes como para que en una prueba auditiva se aprecie un aceptable nivel distorsión.

Tal como se comentó al comienzo, los amplificadores a válvula para instrumentos musicales aun se usan hoy en día precisamente por esta característica.

Otro dato que podemos extraer de estas gráficas es que el ancho de banda es de aproximadamente 10 kHz, frecuencia en la que la ganancia cae a la mitad. Este ancho de banda satisface perfectamente las necesidades de un amplificador para instrumentos eléctricos (el ancho de banda de una guitarra eléctrica es de unos 4,5 kHz).

8.3. Resumen de resultados

Recapitulemos ahora los resultados obtenidos, desde los primeros cálculos teóricos hasta las medidas hechas sobre el circuito final:

Ganancia	Teórica	Simulada	Medida	Error (%)
Preamplificador	13,08	8	14,44	9,41
Inversor	0,89	0,75		
Driver	32,82	27,5	22,5	45,86
Total	382,06	165	324,9	17,59

Observamos que existen discrepancias entre los valores de cada etapa entre las versiones teórica/medida y la simulada. Esto se puede achacar a la calidad de los modelos empleados para la simulación.

Con respecto a las diferencias, aunque menores, entre la teoría y las mediciones estos se pueden deber a las propiedades físicas de las válvulas, que cambian de una a otra.

Conclusiones

9. Conclusiones

Cuando comencé este Trabajo Fin de Grado mi conocimiento previo sobre la tecnología de válvulas de vacío era nula. Partía de una muy buena base en electrónica analógica y una alta motivación por ser un tema que despierta mucho interés en mi.

Tras muchas horas de lectura de diferentes manuales, páginas web y foros especializados adquirí las herramientas necesarias para poder abarcar este proyecto de forma autónoma. Los resultados fueron muy satisfactorios y he tenido la oportunidad de ver crecer el proyecto desde su idea original, pasando por los primeros cálculos, pruebas y simulaciones hasta su ensamblaje y puesta en marcha final.

Una vez finalizado el proyecto, se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- La potencia alcanzada por el amplificador satisface perfectamente las necesidades de un músico que lo emplee para ensayar y pequeñas salas de concierto.
- La distorsión producida cuando se maximiza la tensión de entrada es comparable a la que se pudiera alcanzar con un dispositivo externo (pedal) diseñado para tal fin.

Las mejoras que se pueden llevar a cabo en caso de querer desarrollar otros proyectos en la misma línea son:

- Dimensionar un chasis en el que los componentes quepan con más holgura. En la actual versión el espacio disponible está muy ajustado.
- Añadir un segundo interruptor con el cual conectar el secundario del transformador a la fuente de alimentación. De esta manera se podría hacer un encendido en dos fases, conectando el primario y la calefacción de los filamentos para posteriormente, una vez alcanzada la temperatura óptima de funcionamiento, suministrar tensión al amplificador. De esta manera se mejora la vida útil de las válvulas.
- Estudiar la posibilidad de hacer un amplificador híbrido (válvulas-estado sólido). El verdadero sonido valvular proviene de la etapa del previo, mientras que otros tipos de distorsión no deseada provienen de la etapa de potencia y el transformador de salida. Aunando una etapa previa a válvulas y una etapa de potencia basada en un

amplificador clase D se puede conseguir por un lado el deseado sonido de saturación de las válvulas y por otro el bajo consumo asociado a la topología en clase D.

Bibliografía

10. Bibliografía

- [1] YouTube: *Tube vs Solid State Amplification*, Loyola University New Orleans
https://www.youtube.com/watch?v=PbJ1GZMi_ho
- [2] Wikipedia: *Phototube*. Recuperado el 7 de febrero de 2015:
<http://en.wikipedia.org/wiki/Phototube>
- [3] *Vacuum Tube Thermionic Valve History*, Ian Poole.
http://www.radio-electronics.com/info/radio_history/thermionic-valve-vacuum-tube/history.php
- [4] *Vacuum Tube Invention History and Story Behind Invention*, JoJo
<http://www.circuitstoday.com/vacuum-tube-invention-history>
- [5] Wikipedia: *Audion tube*. Recuperado el 7 de febrero de 2015:
http://en.wikipedia.org/wiki/Audion_tube
- [6] Wikipedia: *Valve audio amplifier*. Recuperado el 7 de febrero de 2015:
http://en.wikipedia.org/wiki/Valve_audio_amplifier
- [7] Wikipedia: *Transistor*. Recuperado el 7 de febrero de 2015:
<http://en.wikipedia.org/wiki/Transistor>
- [8] Wikipedia: *Tube sound*. Recuperado el 7 de febrero de 2015:
http://en.wikipedia.org/wiki/Tube_sound
- [9] “Valve Amplifiers” Tercera Edición, Morgan Jones, Ed. Newnes.
- [10] “Miller effect” Wikipedia, tomado el 15/02/15:
http://en.wikipedia.org/wiki/Miller_effect
- [11] “Audio- und Hifi-Röhren, Daten – Kennlinien – Schaltungen”, Rainer zur Linde, Ed. Elektor.
- [12] “E88CC Datasheet”, tomado el 18/02/15: <http://bit.ly/1Ld6Mcq>
- [13] “Valve and transistor audio amplifiers” Primera Edición, John Linsley Hood, Ed. Newnes.
- [14] *Valve Wizard: The Push-Pull Power Output Stage*. Merlin Blencowe
<http://www.valvewizard.co.uk/pp.html>
- [15] Duncan’s Amp Pages: <http://www.duncanamps.com/spicevalvest.html>
- [16] “Building Valve Amplifiers” Morgan Jones, Ed. Newnes
- [17] *Valve Wizard: The Cathodyne Phase Inverter*. Merlin Blencowe
<http://www.valvewizard.co.uk/cathodyne.html>

[18] *Valve Wizard: The Single Ended Output Stage*. Merlin Blencowe

<http://www.valvewizard.co.uk/se.html>

[19] *Ultra Linear Operation*. The Radio Constructor, Noviembre de 1953 [http://www.r-](http://www.r-type.org/articles/art-115.htm)

[type.org/articles/art-115.htm](http://www.r-type.org/articles/art-115.htm)

Pliego de condiciones

11. Pliego de condiciones

A continuación se detallan las condiciones y características que se deben tener cumplir y tener en cuenta para una correcta operación del amplificador:

- Tensión de alimentación: 230 V @ 50 Hz.
- Tensión máxima de entrada (sin distorsión): 200 mV.
- Potencia de salida: 35 W.
- Máxima impedancia de entrada: 1 M Ω .
- Impedancia de salida: 8 Ω .

Fuera de los rangos descritos el funcionamiento del amplificador podría no ser el previsto. Trabajar bajo otras condiciones que no sean las citadas queda fuera de la responsabilidad del diseñador.

Presupuesto

12. Presupuesto

12.1. Introducción

En este capítulo se estimarán los gastos generados por el Trabajo Fin de Grado presentado en esta memoria. Este presupuesto se ha obtenido según las indicaciones del COITT (Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación) y la Asociación Española de Ingenieros de Telecomunicación. Asimismo, el presupuesto presentado se divide en las siguientes partes:

- Tarifa de honorarios por tiempo empleado.
- Amortización de los medios empleados.
- Coste de acceso a internet.
- Redacción de la documentación.

12.2. Tarifa de honorarios por tiempo empleado

Este concepto contabiliza los gastos correspondientes a la mano de obra, según el salario correspondiente a la hora de trabajo de un ingeniero, en base a la siguiente relación propuesta por el COITT en la “Propuesta de Baremos Orientativos para el Cálculo de Honorarios”. Según estos datos:

$$H = (1,48 \cdot Hn) + (20,27 \cdot He)$$

Dónde:

- **H:** Honorarios.
- **Hn:** Honorarios en jornada laboral normal.
- **He:** Honorarios fuera de la jornada laboral.

En el proyecto presentado en esta memoria, se ha empleado un período de 4 meses de trabajo, realizados por un graduado en Ingeniería en Tecnologías de la Telecomunicación, equivalente a un Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones, especializado en la mención de Sistemas Electrónicos, trabajando 6 horas diarias, en horario laboral normal y sin contar días festivos o fines de semana.

12.2.1. Distribución de la temporización del proyecto

El proyecto se divide en seis etapas, bien diferenciadas que se pasan a definir:

12.2.1.1. Documentación

Esta primera etapa comprende el tiempo empleado en la recopilación de la información necesaria para alcanzar los conocimientos necesarios para la realización del proyecto. El tiempo empleado ha sido dedicado a la búsqueda de información y estudio de:

- Funcionamiento de válvulas de vacío.
- Topologías existentes y sus características.
- Modelos de válvulas disponibles en el mercado.
- Aprendizaje del programa de CAD EAGLE 6.5.

12.2.1.2. Diseño del amplificador

Este apartado está dedicado a toda la etapa de diseño teórico del amplificador. Elección de topología para cada una de las etapas y dimensionado de sus componentes.

12.2.1.3. Simulación

Una vez diseñados todos los módulos que comprenden el proyecto se procede a realizar simulaciones con ayuda de herramientas informáticas para refrendar los resultados.

12.2.1.4. Diseño de las placas de circuitos impresos

En esta etapa se diseñan las placas de circuitos impresos sobre las que irán soldados los componentes que componen cada uno de los módulos de este proyecto, para finalmente pasar a su encargo.

12.2.1.5. Montaje y medidas

Se procede al montaje físico del proyecto y, una vez finalizado, se toman medidas sobre el mismo para comprobar que cumplen con las especificaciones fijadas anteriormente. Una vez concluida satisfactoriamente esta etapa, se pasa a la puesta en marcha.

12.2.1.6. Redacción de la memoria final del TFG

Paralelamente a las etapas anteriores, se realiza la redacción de la memoria final del TFG, la cual consiste en la elaboración de la memoria final del trabajo realizado.

12.2.2 Cálculo de tarifa de honorarios por tiempo empleado

En la siguiente tabla se detalla el tiempo empleado para cada una de las etapas anteriormente descritas y se realiza el cálculo de los honorarios.

Etapa	Horas laborales	Honorarios
Documentación	60	868,80 €
Diseño del amplificador	120	1.737,60 €
Simulación	10	144,80 €
Diseño de las PCB	15	217,20 €
Montaje y medidas	30	434,40 €
Redacción de la memoria	65	941,20 €
TOTAL	300	4.344,00 €

Por lo que sumadas cada una de las etapas, el cálculo de honorarios por tiempo empleado asciende a CUATRO MIL TRESCIENTOS CUARENTA Y CUATRO EUROS.

12.3. Amortización de los medios empleados

Dentro de este concepto se considera tanto la amortización del hardware como del software empleado en la realización del presente proyecto. De este modo se estipula el coste de amortización para un período de 3 años, utilizando un sistema de amortización lineal o constante. En este sistema, se supone que el inmovilizado de material se deprecia de forma constante a lo largo de su vida útil. La cuota de amortización anual se calcula haciendo uso de la siguiente fórmula:

$$C = \frac{V_{ad} - V}{N}$$

Dónde:

- **C:** Cuota de amortización anual.
- **V_{ad}:** Valor de la adquisición.
- **V:** Valor residual.
- **N:** Número de años de vida útil de la adquisición.

Siendo el valor residual el valor teórico que se supone tendrá el elemento en cuestión después de su vida útil, teniendo en cuenta los índices de depreciación actual. En el caso del hardware y del software son 3 años (al 33% de depreciación máximo por año).

Debido a que el proyecto se ha elaborado en una período inferior a 3 años, que es el período en el que se calcula la amortización de los materiales, se realizará una amortización equiparable al período de duración del mismo. Según esto, se obtienen los gastos expuestos a continuación:

Descripción	Valor de adquisición	Tiempo de uso	Coste anual	Total
Ordenador portátil MacBook Pro 15", Intel Core2Duo 2,53 GHz, 4 GB RAM	1.700,00 €	4 meses	566,66 €	188,89 €
Licencia Microsoft Office for Mac 2011	119,00 €	4 meses	39,66 €	13,22 €
Licencia EAGLE 6.5	690,00 €	1 mes	57,50 €	19,16 €
Licencia PowerSim	1.500,00 €	1 mes	125,00 €	41,66 €
Licencia LTSpice	0,00 €	1 mes	0,00 €	0,00 €
TOTAL	4.009,00 €	-	788,82 €	262,93 €

12.4. Costes de fabricación

En los costes de fabricación de este proyectos se incluyen la fabricación de las placas de circuito impreso, los componentes electrónicos y su soldadura.

Concepto	Coste	Cantidad	Importe
Resistencias ¼ W	0,11 €/u	17	1,87 €
Resistencias 3 W	0,73 €/u	4	2,92 €
Válvula EL34	12,20 €/u	2	24,40 €
Válvula ECC82	7,80 €/u	1	7,80 €
Válvula ECC83	8,15 €/u	1	8,15 €
Transformador de red Hammond 372JX	146,20 €/u	1	146,20 €
Transformador de salida Reinhöfer 53.86u	104,00 €/u	1	104,00 €
PCB Amplificador	49,00 €/u	1	49,00 €
PCB Fuente de alimentación	49,63 €/u	1	49,63 €
Potenciómetro lineal 4,7 MΩ	2,78 €/u	1	2,78 €
Potenciómetro logarítmico 100 kΩ	4,04 €/u	1	4,04 €
Zócalo para válvula de 8 pines	1,55 €/u	2	3,10 €
Zócalo para válvula de 9 pines	0,95 €/u	2	1,90 €
Interruptor bipolar	3,25 €/u	1	3,25 €
Toma de corriente con fusible	3,41 €/u	1	3,41 €
Conector Jack 6,35 mm	1,15 €/u	2	2,30 €
Puente rectificador	0,71 €/u	1	0,71 €
Condensador 470 µF / 500 V	10,70 €/u	2	21,40 €

Condensador 470 nF / 400 V	0,39 €/u	5	1,95 €
Condensador 1,5 µF / 400 V	0,72 €/u	1	0,72 €
Condensador 100 µF / 50 V	0,08 €/u	1	0,08 €
Cable	0,14 €/m	2	0,28 €
Ranura de expansión de 2 polos	0,28 €/u	2	0,56 €
Ranura de expansión de 3 polos	0,41 €/u	2	0,82 €
Ranura de expansión de 5 polos	0,76 €/u	2	1,52 €
Soldadura y montaje	120 €/u	1	120 €
TOTAL	526,79 €		

12.5 Coste total

El cálculo del coste del proyecto, en función de los costes parciales indicados en apartados anteriores es de:

Concepto	Importe
Costes de ingeniería	4.344,00 €
Recursos hardware y software	262,93 €
Coste material	526,79 €
TOTAL	5.133,72 €

12.5. Redacción de la documentación

Haciendo uso del punto 1 de la recomendación del COITT, que hace referencia al valor monetario de la redacción de proyectos y trabajos en general, se aplicará la fórmula siguiente para determinar el coste asociado a la redacción de la memoria del proyecto:

$$R = 0,05 \cdot P$$

Siendo:

- R: Coste de la redacción.
- P: Presupuesto.

El valor de P se obtiene sumando los costes de las secciones anteriores. De este modo se obtiene:

$$R = 0,05 \cdot 5133,72 \text{ €} = 256,69 \text{ €}$$

12.6. Presupuesto final

El cálculo total coste final del proyecto será pues, sumando todos los conceptos calculados anteriormente:

Concepto	Importe
Costes de ingeniería	4.344,00 €
Recursos hardware y software	262,93 €
Coste material	526,79 €
Redacción de la documentación	256,69 €
Total (sin impuestos)	5.390,41 €
IGIC (7%)	377,33 €
TOTAL (con impuestos)	5.767,74 €

Por tanto, el proyecto “Dimensionado y ensamblado de un amplificador a válvulas” tiene un coste total final de CINCO MIL SETECIENTOS SESENTA Y SIETE EUROS CON SETENTA Y CUATRO CÉNTIMOS.

Fdo. Anouar Dinar Villarreal

Las Palmas de Gran Canaria, a 7 de Septiembre de 2015

Esquemático

13. Esquemático

