



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA  
SUPERIOR INGENIEROS  
INDUSTRIALES VALENCIA

**TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

# **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO EN CLASE AB EN PUENTE DE BAJA POTENCIA**

AUTOR: GUILLERMO SERRANO CALLERGUES

TUTOR: JUAN JOSÉ PÉREZ MARTÍNEZ

**Curso Académico: 2013-14**







# Índice de documentos

**MEMORIA DESCRIPTIVA**

**PRESUPUESTO**

**PLANOS**



# ÍNDICE DE LA MEMORIA DESCRIPTIVA

<b>1.INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>8</b>
<b>2. LÍMITES DE LA AUDICIÓN.....</b>	<b>10</b>
<b>3. ARQUITECTURA DE LOS AMPLIFICADORES.....</b>	<b>10</b>
<b>4. TIPOS DE AMPLIFICADORES.....</b>	<b>11</b>
4.1 CLASE A.....	11
4.2 CLASE B.....	12
4.3 CLASE C.....	14
4.4 CLASE D.....	14
<b>5. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE.....</b>	<b>15</b>
5.1 DARLINGTON.....	16
5.2 CFP.....	16
5.3 TRIPLE EF.....	17
5.4 JFET.....	18
<b>6. PUENTE EN H.....</b>	<b>19</b>
<b>7. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS.....</b>	<b>20</b>
7.1 MOTIVACIÓN.....	20
7.2 OBJETIVOS.....	20
<b>8. DISEÑO DE LA CARGA.....</b>	<b>21</b>
<b>9. CÁLCULO DEL RENDIMIENTO DE UN AMPLIFICADOR CLASE AB GENÉRICO..</b>	<b>21</b>
<b>10. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE TENSIÓN.....</b>	<b>24</b>
<b>11. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.....</b>	<b>28</b>
<b>12. DISEÑO DEL PUENTE EN H.....</b>	<b>37</b>
<b>13. DISEÑO DE PROTECCIONES.....</b>	<b>41</b>
13.1 PROTECCIÓN TÉRMICA.....	41
13.2 PROTECCIÓN FRENTE A SOBRECARGAS.....	43
13.3 PROTECCIÓN FRENTE A CORTOCIRCUITOS.....	44
<b>14. MONTAJE Y RESULTADOS.....</b>	<b>47</b>
<b>15. BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>51</b>



# 1. INTRODUCCIÓN

Etapa de potencia, amplificador de potencia o etapa de ganancia son los nombres que se usan para denominar a un amplificador de audio. La función del amplificador es aumentar el nivel de una señal, incrementando para ello la amplitud de la señal de entrada para entregarla a una carga, generalmente de baja impedancia. En un amplificador de potencia, además, el circuito está especialmente diseñado para ser capaz de proporcionar corriente inusualmente alta a su salida. Para ello, suele dividirse internamente en dos bloques claramente diferenciados. Por una parte, una primera etapa, llamada de ganancia, amplifica en tensión la señal de entrada para adecuarla a los valores de amplitud que se desean tener a la salida del amplificador de potencia. Y seguidamente, una segunda etapa, llamada etapa de potencia, actúa a modo de seguidor teniendo por tanto una alta impedancia de entrada y una prácticamente nula impedancia de salida sin aportar ganancia de tensión al conjunto.

Todos los amplificadores requieren de una tensión de alimentación continua que es la responsable de que los transistores que los componen estén polarizados adecuadamente. A partir de este punto de polarización, la tensión de entrada modifica el punto de trabajo de los transistores para obtener, con ello, la amplificación. Esta tensión continua de alimentación puede obtenerse directamente desde baterías, como es el caso de los amplificadores en los coches, o en caso de ser alimentado con la tensión entregada por la red doméstica se necesita de una fuente de alimentación para adaptar el nivel de voltaje y tipo de corriente a los valores necesarios para el buen funcionamiento del equipo.

La tarea de un amplificador de audio es tomar una pequeña señal ya aumentar un parámetro concreto, la amplitud, por ejemplo, sin alterar la información que contiene dicha señal. Esta es una tarea exigente, ya que, en audio por ejemplo, el espectro de la señal se esparce en un rango bastante amplio de frecuencias, todas las cuales deben ser amplificadas por la misma ganancia para evitar distorsionar la forma de la onda y por lo tanto la calidad del sonido. Un amplificador que multiplica las amplitudes de todas las frecuencias por el mismo factor, se dice que es lineal. Las desviaciones de linealidad conducen a diversos tipos de distorsiones. Los detalles sobre el funcionamiento de los amplificadores están enmarcados en el campo de la electrónica, pero para los propósitos de audio por lo general, se puede decir que los actuales amplificadores de audio comerciales son tan buenos que rara vez el funcionamiento normal de un amplificador, limita la fidelidad de un sistema de reproducción de sonido. Debe asegurarse de que el amplificador puede proporcionar suficiente potencia para alimentar los altavoces existentes. Por lo demás, los amplificadores son normalmente uno de los elementos más fiables de un sistema de sonido.

Las principales distorsiones en un amplificador son:

- Errores en la etapa de entrada: Las señales de entrada a los amplificadores de audio son muy pequeñas en relación con los niveles de tensión que se pretenden dar a la salida. El amplificador, como ya se ha enunciado, aumenta el nivel de las señales para que la potencia sea suficiente para que el altavoz pueda emitir sonido amplificado. Pero si la señal de entrada esta corrupta, es decir, tiene ruido, bastará que haya una ínfima distorsión para que ésta sea amplificada y se pierda calidad en nuestro equipo de audio.
- Errores de linealidad en la etapa de amplificación de tensión: Esta distorsión es muy importante ya que afecta en gran medida a la calidad del equipo pero es facilmente corregida mediante la utilización de realimentando adecuadamente el equipo.
- Errores de linealidad en la etapa de amplificación de corriente: Este fenómeno es un problema principal en determinados tipos de amplificadores que presentan distorsión de cruce o paso por cero. A su vez, otros tipos de amplificadores expresen todo el rrange de funcionamiento de los transistores de salida y, si bien la zona activa de funcionamiento de éstos es conocida como zona lineal, en realidad no es completamente lineal.
- Distorsión por señales de corriente continua: Este fenómeno no es una distorsión en si mismo, pero es perjudicial para el equipo de audio, principalmente para el altavoz. El altavoz es un transdutor eletroacústico que transforma la energía eléctrica en acústica. La gran mayoría de los altavoces, aunque existen de otros tipos, son de bobina movil. Estos altavoces consisten en una bobina rígida con un imán en su centro. Cuando por la bobina circula corriente crea un campo magnético que interactua con el campo magnético del imán produciendo movimiento que hace vibrar una membrana. Esta membrana desplaza el aire que tiene delante de ella creando vibraciones que se traducen en ondas sonoras. El problema con esta distorsión viene cuando en la entrada del altavoz existe una señal de continua que provoca que el campo magnético producido no haga vibrar la bobina móvil. Esto es catastrófico para el altavoz ya que este tiene que disipar mucha potencia y las



*Figura 1.1 Ejemplo de altavoz*

vibraciones en la carga mediante la bobina es el principal medio de refrigeración del mismo. En otras palabras, podríamos romper térmicamente el altavoz. Este efecto puede ser evitado mediante la utilización de un condensador insertado en serie con el altavoz para que elimine las señales de continua en caso de haberlas.

- Distorsión por carga inductiva: Como se ha enunciado en el párrafo anterior, la carga tiene una bobina que le da cierta inductancia a nuestro circuito. Esta inductancia debe ser compensada porque a altas frecuencias la carga dejará de ser resistiva introduciendo desfases que darán lugar a ruido.

## **2.LÍMITES DE LA AUDICIÓN**

El espectro audible es el rango de frecuencias al que el oído humano es sensible. Este rango varía dependiendo de la persona y, fundamentalmente, de su edad. Normalmente una persona sana puede escuchar sonidos a frecuencias entre 20Hz y 20KHz. Las frecuencias por debajo y por encima de éstas, son llamadas infrasonidos y ultrasonidos, respectivamente.

## **3.ARQUITECTURA DE LOS AMPLIFICADORES**

La mayoría de los amplificadores de audio actuales se componen de 3 etapas aunque estas 3 etapas pueden variar dependiendo del tipo de amplificador que queramos construir. Estas 3 etapas son:

- La etapa de entrada: Es la parte del circuito encargada de recoger la señal para poder amplificarla posteriormente. Las señales de entrada suelen ser señales de baja intensidad y tensión por lo que esta etapa debe estar bien diseñada porque es muy fácilmente añadir ruido en esta etapa bajando la calidad de nuestro dispositivo.

- La etapa de amplificación de tensión. Esta etapa es la encargada de aumentar la tensión de entrada y adecuarla según la tensión deseada a la salida.

- La etapa de amplificación de la corriente. Esta etapa, también conocida como etapa de potencia es la encargada de aumentar la corriente suministrada a una carga. La cantidad de corriente proporcionada dependerá tanto del tipo de montaje como del valor de la carga.

Al amplificar la tensión y la corriente, es inmediato decir que va a aumentar, por tanto, la potencia del circuito.

## **4.TIPOS DE AMPLIFICADORES**

Los amplificadores se diferencian observando la etapa de amplificación de corriente, pudiendo ser de diversos tipos.

Para poder escoger una clase de amplificador se ha de saber sus ventajas y inconvenientes pero también los de su competencia para saber si la decisión tomada es la óptima o al menos la que mejor se ajuste a este caso.

### **4.1 CLASE A**

Estos amplificadores se clasifican porque sus transistores de salida están polarizados justo en mitad de su zona activa. Por tanto, puesto que en ausencia de señal existe en los transistores tanto una circulación de corriente y una caída de tensión, su etapa de potencia consume corrientes altas y continuas de la fuente de alimentación, independientemente de que exista entrada de señal de audio o no.

Este tipo de amplificadores tienen un bajo rendimiento por lo que la mayoría de potencia absorbida de la alimentación es disipada en forma de calor en los transistores. Esto implica que, incluso para amplificadores de baja potencia, la temperatura de los transistores en régimen de funcionamiento normal requiere el empleo de radiadores para disipar la potencia de pérdidas. Por ello, la temperatura del conjunto es relativamente más alta de lo normal y hace que los transistores mantengan una temperatura constante dentro de un margen muy amplio de amplitudes de salida, lo que favorece el que el comportamiento del amplificador sea idéntico con independencia de la potencia que tenga que entregar a la carga.

Este tipo de amplificador se usa generalmente para circuitos de audio y equipos domésticos de alta gama, ya que proporcionan una muy buena calidad de sonido.

Ventajas:

La gran ventaja de la clase A es que es casi lineal, y en consecuencia la distorsión es menor.

Inconvenientes:

La gran desventaja de la clase A es que es poco eficiente. Se requiere un amplificador de clase A muy grande para dar una potencia media. El amplificador usa mucha corriente y por lo que la temperatura se eleva.

El rendimiento máximo de este tipo de amplificadores es de un 25%.

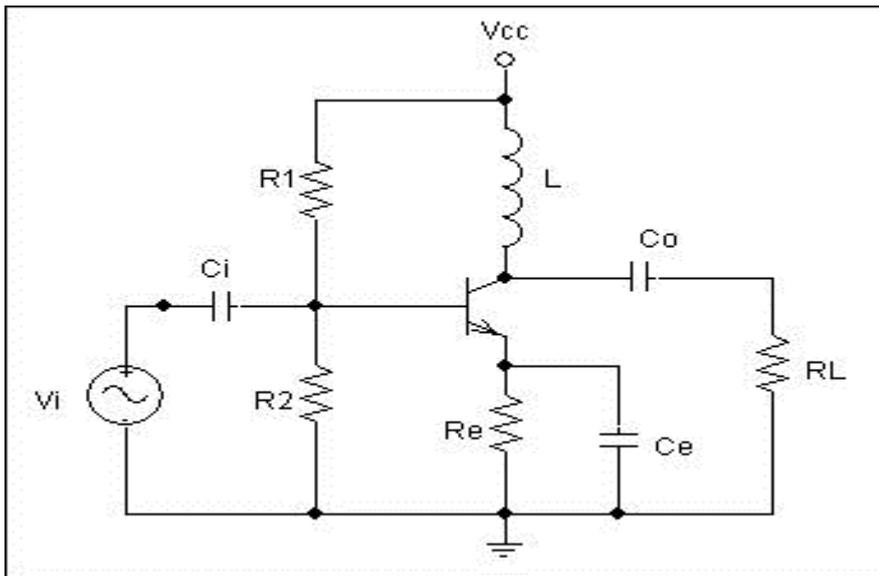


Figura 4.1.1 Esquema típico de amplificador en clase A

## 4.2 CLASE B.

Amplificadores Clase B. Los amplificadores de clase B se caracterizan por tener intensidad casi nula a través de sus transistores cuando no hay señal en la entrada del circuito, por lo que en reposo el consumo es casi nulo.

Cada transistor que compone un amplificador Clase B solo amplifica un semiciclo de la señal de entrada; esto implica situar el punto de trabajo en la región de corte, de tal forma, que sólo al presentarse el semiciclo adecuado el transistor pase a la región activa. Cuando el semiciclo es el contrario, el transistor permanece en corte, al igual que en ausencia de

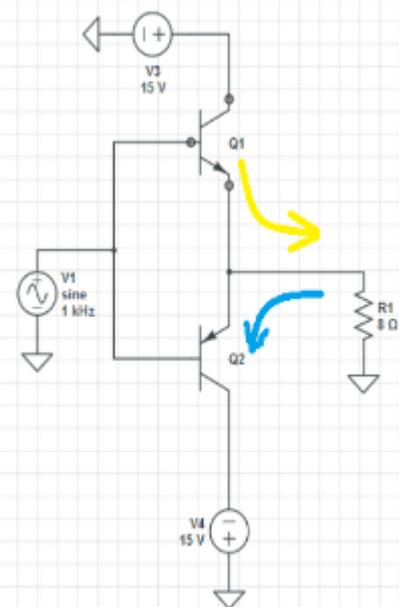


Figura 4.2.1 Esquema simplificado de amplificador en clase B

entrada. Si se requiere obtener una señal de salida reflejo de la entrada habrá que disponer dos transistores, para que cada uno amplifique un semiciclo. Esta disposición es llamada generalmente "push-pull". El diseño más simplificado el que se puede observar en la figura 4.2.1.

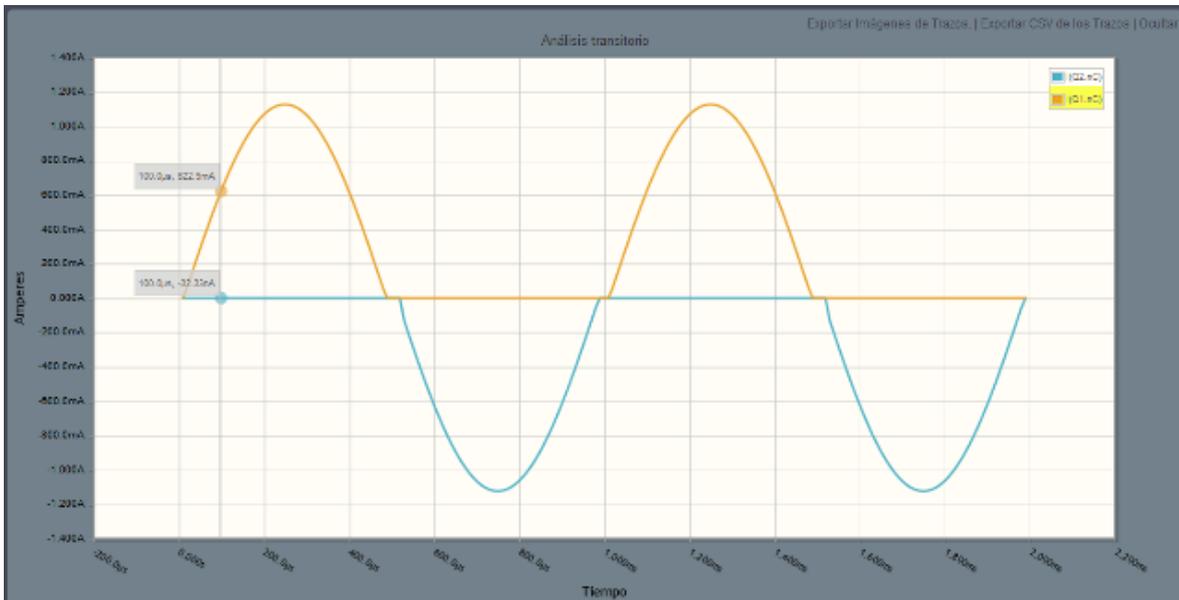


Figura 4.2.2 Señal de salida de un amplificador en clase B

La figura anterior ha sido obtenida expresamente para este trabajo mediante la simulación en CircuitoLab del circuito de la figura 4.2.1, precisamente para ilustrar su funcionamiento. Se puede observar en la figura 4.2.1 que el Q1 es NPN y en Q2 es PNP. En la Figura 4.2.2 también se puede apreciar otro efecto llamado distorsión de cruce. Esta distorsión la encontramos en el tramo de cambio de conducción de los transistores donde la corriente pasa de ser positiva a negativa y viceversa debido a la necesidad de la polarización de los transistores para que puedan entrar en su zona activa. Es decir, que mientras la señal de entrada no supere la  $V_{be}$  del transistor, éste no comenzará a conducir ya que se encuentra en corte.

Posibles soluciones para este problema podrían ser:

Utilizar una polarización positiva en el circuito base de tal forma que los transistores estén en su zona activa durante el cruce. Esta polarización hace que el amplificador trabaje en lo que se denomina Clase AB. Esta solución tiene un límite ya que si se polariza en exceso sucederán problemas que más adelante se mencionarán. Además los transistores disiparán potencia, es decir,

se calentarán por lo que según la naturaleza de los propios semiconductores cuando más temperatura tengan, menor será la  $V_{be}$  necesaria para entrar en zona activa, por lo que la polarización de los transistores debe ser calculada cuando estos están calientes.

Otra forma en que se puede reducir la distorsión de cruce es mediante el uso de la realimentación negativa para corregir errores.

Este tipo de amplificadores es el más usado en equipos de audio debido a su equilibrio entre buena linealidad (aumentando así su calidad de sonido) y su alto rendimiento.

### 4.3 CLASE C

El amplificador clase C apenas se usa para audio ya que prácticamente su uso es exclusivo para radiofrecuencia o RF. Utiliza como carga un circuito "tanque". Un circuito tanque consta de un condensador y una bobina los cuales para una frecuencia dada se comportan como una carga totalmente resistiva.

La tensión de salida es máxima en la frecuencia de resonancia del circuito tanque mencionado anteriormente y viene dada por la expresión:

$$Fr = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (4.3.1)$$

En el resto de frecuencias la ganancia de tensión cae. Por esta razón este tipo de amplificador es usado para amplificar señales de audio y televisión.

La característica principal de la clase C es que amplifica la señal menos de  $180^\circ$  con una señal senoidal a su entrada, es decir, solo amplifica una parte de la señal. Otra característica es que cuando menos sean los grados de conducción mayor es el rendimiento del amplificador pudiendo llegar a rendimientos próximos al 100% con ángulos cercanos a cero.

### 4.4 CLASE D

El amplificador en clase D conmuta los transistores de salida para controlar la entrega de potencia. Este tipo de amplificador se caracteriza por tener un alto rendimiento debido a que los transistores nunca operan en su región activa. Cuando el dispositivo está encendido la corriente a través de ellos es la máxima pero la caída de tensión en bornes del elemento es cero (idealmente, los componentes

son reales y siempre hay caídas de tensión e intensidad ) mientras que cuando el dispositivo está apagado es el caso contrario, la corriente a través del dispositivo es nula pero la tensión es máxima. En ambos casos la potencia disipada en los transistores es cero ya que alguno de los dos términos es nulo.

Como se ha mencionado anteriormente la caída de tensión o la intensidad no son absolutamente cero ya que los componentes son reales, aun así estas pérdidas son suficientemente pequeñas para mantener el rendimiento del amplificador por encima del 90%.

Una consecuencia directa de este fenómeno es que se reduzcan las pérdidas de potencia en la etapa de amplificación lo que conllevará a un menor calentamiento de dicha etapa. Por lo tanto los disipadores de potencia ahora podrán ser más pequeños pudiendo reducir así el peso y volumen de nuestro amplificador.

## **5. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE**

Esta etapa también es conocida como etapa de salida ya que es la encargada de entregar la señal a la carga. Esta etapa depende fundamentalmente del tipo de amplificador que se utilice, los tipos de amplificador han sido descritos previamente.

Las cargas en audio pueden tener muchos valores, la gran mayoría funcionan en el intervalo de 2-16 ohmios.

Los transistores de la etapa de salida raras veces son diseñados como un único transistor encargado de suministrar toda la potencia. Existen diversos montajes como los presentados a continuación:

- Darlington o EF (Siglas de Emitter-Follower )
- CFP ( Complementary feedback pair )
- Triple EF
- JFET

A continuación se explican las características de los siguientes montajes

## 5.1 DARLINGTON O EF.

Esta es la etapa de salida más usada y común de todas. Consiste en dos transistores en cascada donde el primero produce una preamplificación y conduce la corriente hacia el segundo que vuelve a amplificar la corriente. Con esto se consigue una amplificación mayor de corriente ya que la ganancia del nuevo montaje es ahora el producto de la ganancia del primer transistor por la del segundo. Este tipo de transistores tienen ganancias mayores de 1000 y como su uso está muy estandarizado existen montajes integrados con lo que requiere menos espacio que dos transistores normales en la misma configuración.

La tensión base-emisor ( $V_{be}$ ) ahora también será mayor ya que tenemos dos transistores, en concreto será la suma de los dos transistores en serie.

Los darlington se utilizan para conseguir grandes amplificaciones de corriente para circuitos donde se necesita alimentar una carga con una intensidad alta. También tiene un mayor desplazamiento de fase en altas frecuencias que un único transistor, de ahí que pueda convertirse fácilmente en inestable.

Un dato importante del Darlington es que el transistor de salida no puede saturarse ya que su tensión colector-emisor ( $V_{CE2}$ ) es ahora igual a su propia tensión de polarización ( $V_{B2}$ ) más la tensión emisor-colector del primer transistor ( $V_{CE1}$ ), ambas positivas en condiciones de funcionamiento normal. (En ecuaciones,  $V_{CE2} = V_{BE2} + V_{CE1}$ ) Por lo tanto, la tensión de saturación de un transistor Darlington es un  $V_{BE}$  (alrededor de 0,65 V) más alto que la tensión de saturación de un solo transistor.

## 5.2 CFP

Los CFP consisten en dos transistores bipolares de distinta polaridad, es decir, un PNP y un NPN. Este tipo de montaje tiene la característica de que el conjunto de los transistores PNP y NPN se comportarán siempre como un transistor NPN en su conjunto.

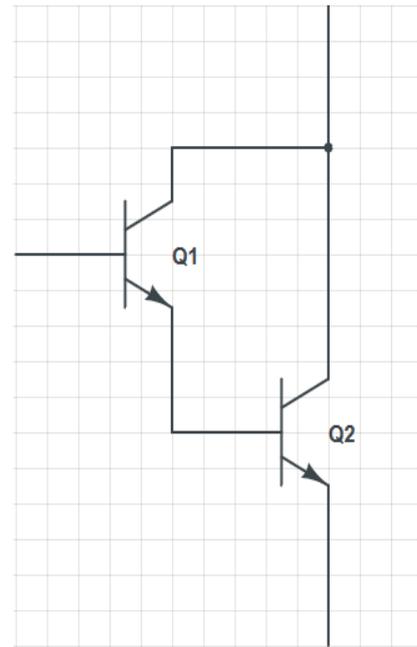
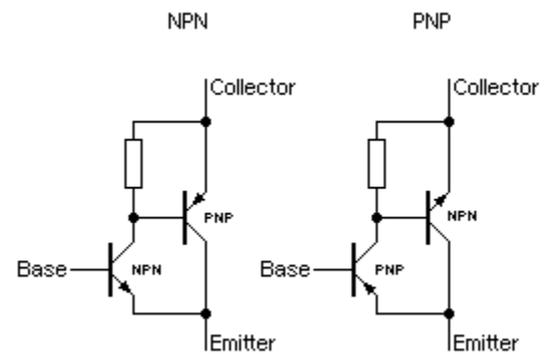


Figura 5.1.1 Darlington

La ganancia de corriente de este circuito es un poco inferior a la de los darlington pero la comparación es casi nula, por lo que se puede asumir que si la ganancia de los transistores que forman el darlington y el CFP son iguales, ambos tendrán la misma ganancia.



*Figura 5.2.1 CFP*

La principal desventaja que presenta este tipo de transistor contra el Darlington es la tensión de saturación ya que este tipo de transistores si que satura y lo hace a tensiones más altas. El incremento de la tensión de saturación implica más disipación de potencia en estos transistores, por lo que se calentarán más y habrá que diseñar disipadores de calor más grandes. Otra desventaja es que en el mercado no se encuentran montajes integrados con este tipo de transistores por lo que también se pierde espacio.

Una ventaja respecto de los darlington es que la tensión de polarización del montaje es únicamente la  $V_{be}$  de un transistor, lo que reduce a la mitad la tensión necesaria para que los transistores empiecen a conducir. Esto reduciría la distorsión de cruce de los amplificadores de clase B

### 5.3 TRIPLE EF

Este tipo de montaje, consiste la mayoría de las veces, en un Darlington seguido de 3 transistores en paralelo. Este montaje es necesario cuando se trabaja con cargas pequeñas (1-2 ohmios) y la corriente es demasiado grande para poder ser entregada por dos transistores dispuestos en cascada.

Normalmente estos transistores tienen una pequeña ganancia y disipan poca potencia por lo que no es necesario diseñar disipadores de calor para ellos.

Un inconveniente de este tipo de montaje es que la tensión de polarización total del circuito aumenta.

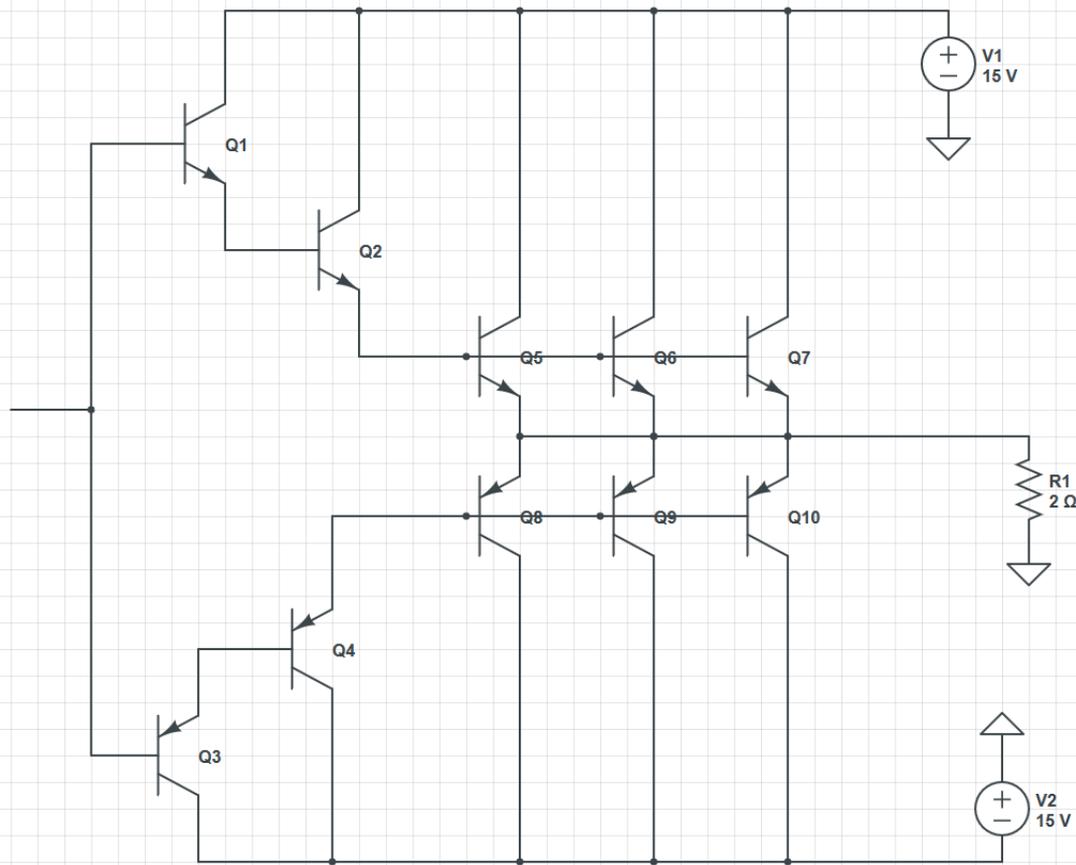


Figura 5.3.1 Esquema triple-EF

## 5.4 JFET

La principal y prácticamente única ventaja del uso de estos transistores en lugar de los BTJ es que no hay corriente de base en los transistores por lo que todos los errores de continua desaparecen salvando así, las distorsiones provocados por la DC antes mencionadas y dando cierta protección al altavoz.

En contra tiene muchas desventajas que practicamente eliminan este tipo de transistores para poder ser usados en audio, las principales desventajas son:

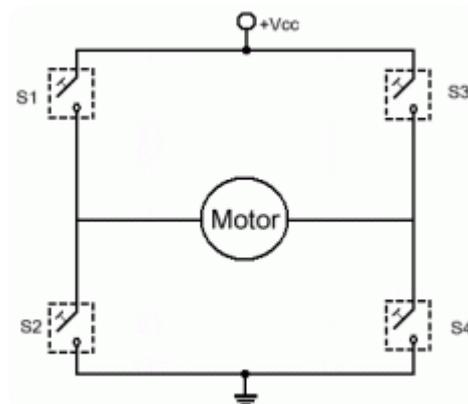
- La transconductancia es muy pequeña comparada con los BJT. Lo que hace que los FET sean bastante no lineales con respecto a los BJT.
- La tensión  $V_{gs}$  que aparecerán, serán mayores que las  $V_{be}$  de los transistores BJT, por lo que aparecerá más distorsión de cruce

- El ruido introducido es elevado para cargas menores de 5 kilohmios y en audio la carga siempre será menor que este valor.

Por todo esto los transistores JFET no son utilizados apenas en audio.

## 6. PUENTE EN H

Este tipo de montaje se usa sobretodo en circuitos que alimentan a un motor de continua para cambiarle la polarización fácilmente y inventir su movimiento de rotación y que pueda girar en ambas direcciones. Como se puede apreciar en la figura 6.1 si los interruptores S1 y S4 están cerrados y los otros abiertos la polarización del motor hará que la corriente fluya de izquierda a derecha según la figura. Si ahora se cerraran los interruptores S2 y S3 y se abrieran S1 y S4, el sentido de la corriente sería inversa, cambiando con esta la dirección del motor. En el caso de la electrónica es igual pero se sustituyen los interruptores por transistores.



*Figura 6.1 Esquema en H de motor en continua*

En el caso de los amplificadores de audio se utiliza para que la carga se encuentre a sus dos extremos con tensiones simétricas pero de signo contrario con lo cual a la carga se le suministra el doble de tensión. Con la expresión de la potencia en la mano, si la tensión que llega a la carga se duplica la potencia aumenta con esta al cuadrado, o sea, la potencia se multiplica por 4.

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{(2V_p)^2}{R} = \frac{V_p^2}{R} * 4 \quad (6.1)$$

## 7. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

### 7.1. MOTIVACIÓN

Se han descrito las partes más importantes de un amplificador de potencia genérico dando varios ejemplos y exponiendo sus ventajas e inconvenientes. Por todo lo mencionado anteriormente se escoge como el amplificador clase AB como la mejor opción para el diseño de nuestro amplificador. Se pretende que el amplificador de potencia específico para audio incluya algo novedoso con respecto a los ya existentes.

Ahí es donde entra en juego el papel de la configuración en H. Diseñaremos una configuración en puente para poder otorgar una mayor caída de tensión en la carga, manteniendo invariable la alimentación, para poder así tener un amplificador de audio de más potencia sin necesidad de alimentarlo de una fuente de alimentación mayor. Tener más potencia también requiere de un cuidado especial con el tema de las pérdidas caloríficas ya que podrían dañar los componentes por lo que también se dedicarán apartados a resolver este problema.

También se tratarán posibles sistemas de protección de nuestro circuito en caso de sobrecargas y cortocircuitos.

### 7.2 OBJETIVOS

Teniendo en cuenta todo lo anteriormente enunciado los objetivos propuestos a realizar son los siguientes:

1. Comparativa de las diferentes cargas de altavoces que se encuentran en el mercado y elección de dicha carga para el montaje.
2. Cálculos de potencia y rendimiento de un amplificador clase AB genérico.
3. Simulación de diversas configuraciones de amplificadores de audio clase AB para observar su respuesta con señales de entrada senoidales.
4. Estudio de sistemas de polarización de nuestros transistores para reducir nuestra distorsión por cruce y cálculo de sus componentes.
5. Cálculo y diseño de disipadores de calor.
6. Cálculo y diseño de protecciones.

## 8. DISEÑO DE LA CARGA

Como ya se ha mencionado anteriormente las cargas utilizadas en audio comprenden valores de 2 a 16 ohmios normalmente. En general las cargas cuanto mayores sean, menos distorsión producen. La distorsión producida por la carga no depende de la ganancia de la etapa de transistores, sino que es debida más bien a la caída de tensión en bornes de la carga.

Con esto, es inmediato decir que la carga deseada sería la de 16 ohmios ya que es la carga de mayor valor, pero este valor de resistencia obtiene el mayor valor de THD (siglas de *Total Harmonic Distortion*). Si se continúa disminuyendo el valor de la carga se observan problemas de linealidad, no demasiado elevados, pero se desea reducirlos al mínimo. También se observa para cargas inferiores a 4 ohmios empieza a aparecer un nuevo tipo de distorsión debida principalmente al aumento de la corriente que circula por la carga aumentando el tercer armónico y produciendo un THD elevado.

Con todo lo mencionado se deduce que la carga idónea en la mayoría de los amplificadores de audio es una carga de 8 ohmios, y de hecho es la convencional para uso doméstico y esta será la carga del circuito.

## 9. CÁLCULO DEL RENDIMIENTO DE UN AMPLIFICADOR CLASE AB GENÉRICO

En primer lugar, con objeto de determinar las pérdidas energéticas ocasionadas por la disipación de potencia en los transistores de la etapa de potencia del amplificador, se aborda en este apartado en cálculo del rendimiento de un amplificador genérico en clase AB, con el objeto de determinar la potencia disipada en los transistores lo que permitirá el diseño correcto de los radiadores necesarios y determinar el balance energético en el equipo

Se define como rendimiento a la relación entre la potencia que la carga aprovecha y la proporcionada por las fuentes de alimentación.

$$\eta = \frac{P_r}{P_e} \quad (9.1)$$

La tensión de entrada al push-pull es una senoidal de la forma:

$$V(t) = Vp * \text{sen}(wt) \quad (9.2)$$

Done Vp es la amplitud de la señal de entrada y w es la frecuencia de dicha señal.

Por lo cual de manera inmediata, conociendo la resistencia de la carga, se puede obtener por la Ley de Ohm la expresión de la intensidad en un función del tiempo:

$$I(t) = \frac{Vp}{R1} * \text{sen}(wt) \quad (9.3)$$

Sustituyendo en la fórmula de la potencia estos dos términos y obtenemos:

$$Pr = \frac{1}{T} \int V(t) * I(t) dt \quad (9.4)$$

$$Pr = \frac{1}{T} \int_0^T Vp * \text{sen}(wt) * \left(\frac{Vp}{R1} * \text{sen}(wt)\right) * dt \quad (9.5)$$

Operando:

$$Pr = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{Vp^2 * \text{sen}^2(wt)}{R1}\right) dt \quad (9.6)$$

Sacando términos constantes de la integral:

$$Pr = \frac{Vp^2}{T * R1} \int_0^T \text{sen}^2(wt) dt \quad (9.7)$$

Sabiendo que:

$$\text{sen}^2(wt) = \frac{1 + \cos(2wt)}{2} \quad (9.8)$$

Sustituyendo y despejando se queda:

$$Pr = \frac{Vp^2}{T * R1} \left[ \int_0^T \left(\frac{1}{2}\right) dt + \int_0^T \left(\frac{\cos(2wt)}{2}\right) dt \right] \quad (9.9)$$

Resolviendo la ecuación se obtiene:

$$Pr = \frac{Vp^2}{T * R1} * \left[ \frac{1}{2} T + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{2w} * \text{sen}(2wt)\right)_0^T \right] \quad w = \frac{2 * \pi}{T} \quad (9.10)$$

Con la expresión de la w es trivial decir que el segundo término de la ecuación al sustituir T y 0 es nulo ya que se quedan senos múltiplos de 2\*pi que son cero.

Por lo tanto la expresión de la potencia en la carga finalmente queda:

$$Pr = \frac{Vp^2}{2 * R1} \quad (9.11)$$

Ahora la potencia suministrada por la fuente de alimentación:

La tensión ahora es una constante, ya que como se ha mencionado anteriormente un amplificador es un dispositivo que trabaja con corriente continua.

$$V(t) = E \quad (9.12)$$

La corriente que suministra la fuente de alimentación es la que circula por la carga pero solo en el semiciclo en el que el transistor este en su zona activa, es decir, habrán dos fuentes de tensión, una a +15 V y otra a -15 V y cada una alimentará el circuito dependiendo del semiciclo en el que esté la entrada. Calcularemos una y la otra será igual gracias a la simetría del montaje.

Por lo tanto la expresión de la intensidad en función del tiempo es la siguiente:



*Figura 9.1 Expresión de la corriente en función del tiempo*

Sustituyendo en la ecuación de la potencia:

$$Pcc = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) * I(t) dt \quad (9.13)$$

Donde se tiene que V es una constante y la I son las pulsaciones positivas de una senoidal.

Tenemos:

$$P_{CC} = \frac{E}{T} \int_0^{T/2} \left( \frac{V_p}{R_1} * \text{sen}(wt) \right) dt \quad (9.14)$$

Resolviendo la integral, nos queda:

$$P_{CC} = \frac{E * V_p}{T * R_1} * \left[ \frac{-1}{w} * \cos(wt) \right]_0^{T/2} \quad (9.15)$$

Se sustituyen los valores y la potencia suministrada por la alimentación resulta en:

$$P_{CC} = \frac{E * V_p}{R_1 * \pi} \quad (9.16)$$

Como se ha comentado al principio de este cálculo, ésta es la potencia suministrada por una fuente de alimentación, por lo que faltaría sumarle la otra o multiplicar esta por dos.

Con los cálculos de las potencias podemos ya obtener el rendimiento:

$$\eta = \frac{\frac{V_p^2}{2 * R_1}}{\frac{2 * E * V_p}{R_1 * \pi}} \quad (9.17)$$

Simplificando:

$$\eta = \frac{\pi * V_p}{4 * E} \quad (9.18)$$

El rendimiento máximo se da cuando la  $V_p = E$ . Cuando esto ocurre el rendimiento es:

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78,5 \quad (9.19)$$

Si se quisiera saber la potencia disipada en los transistores se podría resolver también mediante integrales, si no se desea entrar en estos cálculos, un método directo de sacar dicha potencia es hacer un balance de potencias. En concreto la potencia en los dos transistores es la diferencia entre la suministrada por la fuente y la absorbida por la carga. Si se desea saber la potencia de un único transistor hay que dividir la diferencia de potencias entre dos.

La expresión sería la siguiente:

$$P_t = \frac{P_{CC} - P_r}{2} \quad (9.20)$$

Sustituyendo y despejando:

$$P_t = \frac{E * V_p}{R_1 * \pi} - \frac{V_p^2}{4 * R_1} \quad (9.21)$$

## 10. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE TENSIÓN

Como ya se ha mencionado anteriormente un amplificador genérico se compone de 3 etapas principales: la etapa de entrada de la señal, la etapa de amplificación de tensión y la etapa de

amplificación de corriente o de potencia.

La etapa de entrada en este caso será el dispositivo encargado de reproducir la señal de entrada a montaje, es decir, un reproductor MP3, un móvil o cualquier otra fuente de señal. Para las simulaciones y el montaje del amplificador se usarán señales senoidales de entrada para poder observar la respuesta del amplificador. En el laboratorio el encargado de proporcionar este tipo de ondas será un generador de funciones.

En cuanto a la etapa de amplificación de tensión o de ganancia se ha propuesto el siguiente circuito:

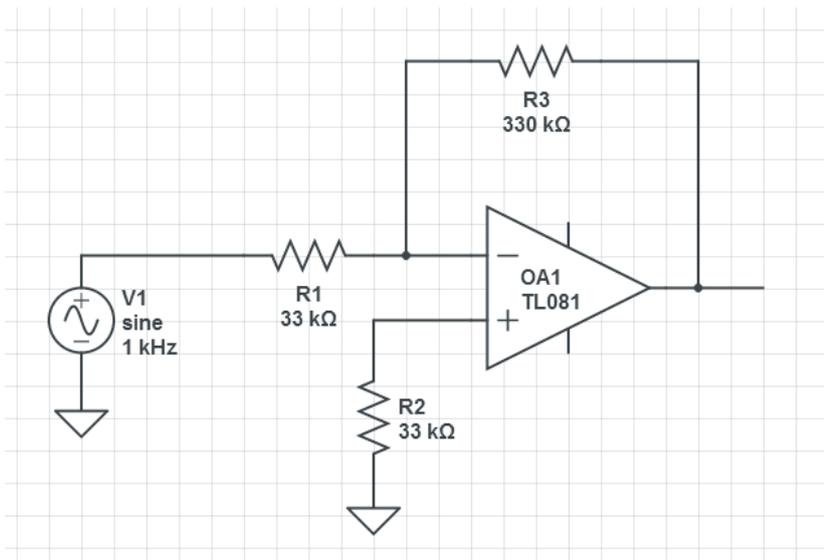


Figura 10.2 Operacional amplificador de tensión

Como se puede observar en la figura 10.1, dicho circuito consiste en un operacional que actúa como un amplificador inversor. La ganancia de estos amplificadores es la siguiente:

$$A_v = \frac{-R_3}{R_1} \quad (10.1)$$

Se ha escogido una ganancia de 10 para facilitar los cálculos y se pueda observar mejor la linealidad en el osciloscopio. Si se quisiera un amplificador de mayor o menor ganancia se podría cambiar la resistencia R3 de 330KO por un potenciómetro con un rango de valores definido y así tener un amplificador de ganancia variable que se podría ajustar al valor deseado. Se tiene que tener en cuenta que el operacional satura y no puede otorgar una tensión mayor que la que tiene en su alimentación.

En este caso se aprovecha dicho operacional para introducir un filtro paso-banda para filtrar las frecuencias antes mencionadas relacionadas con el límite de la audición humana. Como ya se ha comentado, estos límites se encuentran en el intervalo de 20-20kHz. Con este filtrado se evitarán posibles ruidos de alta frecuencia o de baja, aumentando la calidad del amplificador de audio. Para diseñar este filtro se introducen dos condensadores:

- Uno en serie con la resistencia de 33k de la entrada inversora del operacional
- Uno en paralelo con la resistencia de realimentación

El circuito queda de la siguiente manera:

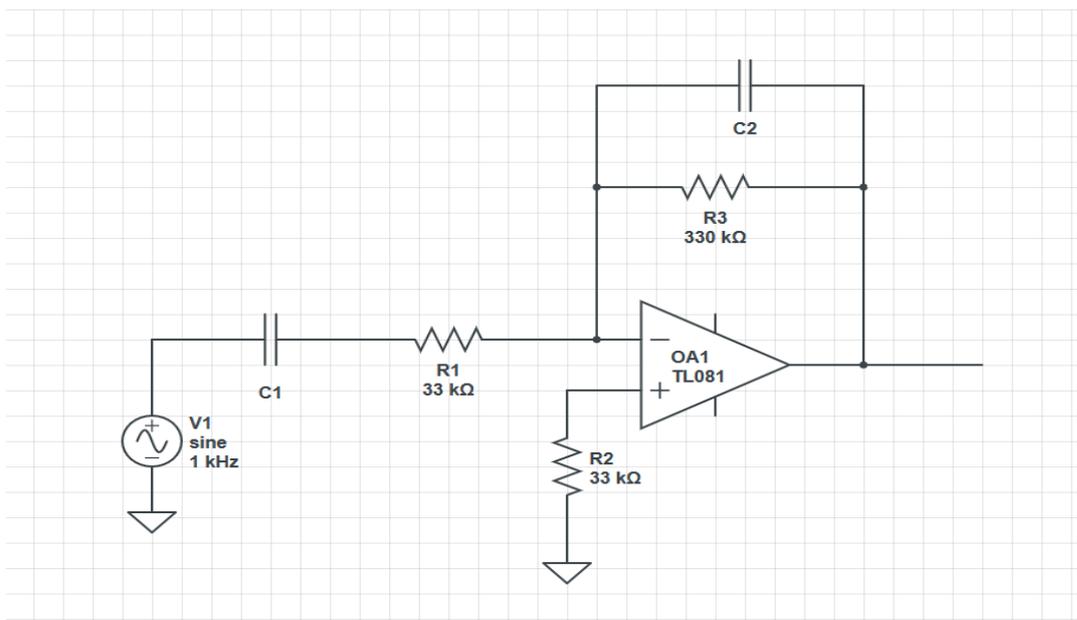


Figura 10.2 Filtro paso-banda

Las frecuencias de corte son 20 y 20kHz y el valor de los condensadores se calcula con las siguientes expresiones:

$$f_{ci} = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C_1} \qquad f_{cs} = \frac{1}{2 * \pi * R_3 * C_2} \qquad (10.2) \text{ y } (10.3)$$

Donde  $f_{ci}$  y  $f_{cs}$  son las frecuencias de corte inferior y superior respectivamente. Sustituyendo el valor de las frecuencias en dichas fórmulas se obtienen el valor de los condensadores

$$C_1 = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * f_{ci}} = \frac{1}{2 * \pi * 33000 * 20} = 241,1nF \qquad (10.4)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * f_{cs}} = \frac{1}{2 * \pi * 330000 * 20000} = 24,11pF \quad (10.5)$$

Como estos valores de capacidad no se encuentran en el mercado, los valores más próximos a éstos son 270 nF y 22 pF respectivamente.

Con estos nuevos valores de capacidad, los cortes de frecuencia son ahora del valor de :

$$F_{ci} = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C1} = \frac{1}{2 * \pi * 33000 * 270nF} = 17,86H \quad (10.6)$$

$$F_{cs} = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C2} = \frac{1}{2 * \pi * 330000 * 22pF} = 21,9kHz \quad (10.7)$$

## 11. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Como se ha mencionado anteriormente un amplificador clase B consiste en dos transistores, uno PNP y otro NPN. La configuración más básica ha sido mostrada en el apartado donde se ha descrito este tipo de amplificador. Pero no se desea este tipo de amplificador sino uno en clase AB, por lo que habrá que polarizar los transistores para que se encuentren al borde de la conducción en caso de que haya una señal de entrada.

La necesidad de polarizar los transistores proviene de que para que a la carga le llegue intensidad, la tensión base-emisor del transistor debe ser superada para que estos puedan empezar a conducir. Esto produce que la tensión en la carga sea inferior a la de entrada y en el tramo de entrada de señal que no supere esta tensión de polarización  $\pm V_{be}$  el transistor no empieza a conducir. A este fenómeno se le denomina “*Crossover*” o “paso por cero”.

Un método habitualmente empleado para la eliminación de esta distorsión de cruce es mediante la adición de diodos para que actúen como fuentes de tensión generando una caída de tensión constante, compensando así la caída de tensión  $V_{be}$  que es necesario superar para la conducción de los transistores, y dejando en todo momento a los transistores al borde de la conducción. Bajo esta premisa, el esquema del circuito se puede observar en la figura 11.1.

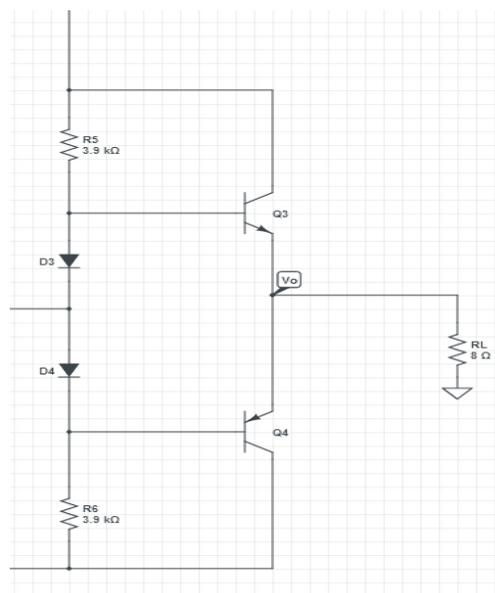
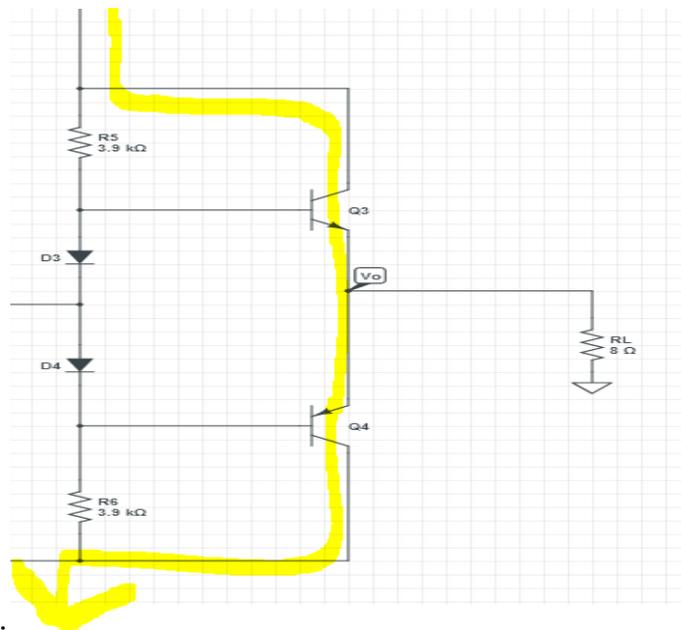


Figura 31.1 polarización con diodos

También se ha mencionado en apartados anteriores que los transistores deben ser polarizados en caliente, ya que estos a medida que van ganando temperatura su  $V_{be}$  disminuye mientras que la

tensión proporcionada por los diodos, que no se ven afectados por el incremento de temperatura, se mantiene constante.

Esto conlleva un peligro: si la tensión proporcionada por los diodos es mayor que la tensión de polarización de los transistores, el punto de polarización de estos últimos se desplaza a su zona activa en ausencia de señal. Esto es perjudicial ya que si ambos transistores están conduciendo en todo momento aún en ausencia de señal, la corriente no circula por la carga, sino que pasa de un transistor a otro sin alimentar al altavoz, como se puede observar en la figura 11.2. Esto es muy dañino ya que como se puede apreciar, si ambos transistores conducen a la vez, sucede una conducción directa de corriente entre la fuente de alimentación de +15V y -15 V sin pasar por la carga, lo que provoca el calentamiento de los transistores sin que con ello se entregue potencia a la carga..Adicionalmente, sucede el siguiente efecto: cuanto más intensidad circula por los transistores, más se calientan, por lo que la tensión base emisor del transistor disminuye, lo que a su vez aumenta su polarización y, por tanto, aumenta su conducción, agravándose este efecto. Esta realimentación positiva en los transistores provoca que se destruyan y se deban reemplazar.



*Figura 11.2 Esquema del paso de la corriente en caso de cortocircuito*

Por esto hay un cierto límite en la polarización de los transistores para que no ocurra este efecto.

Teniendo en cuenta este efecto, un análisis más concreto del circuito anterior puede obtenerse realizando una simulación para verificar su correcto funcionamiento.

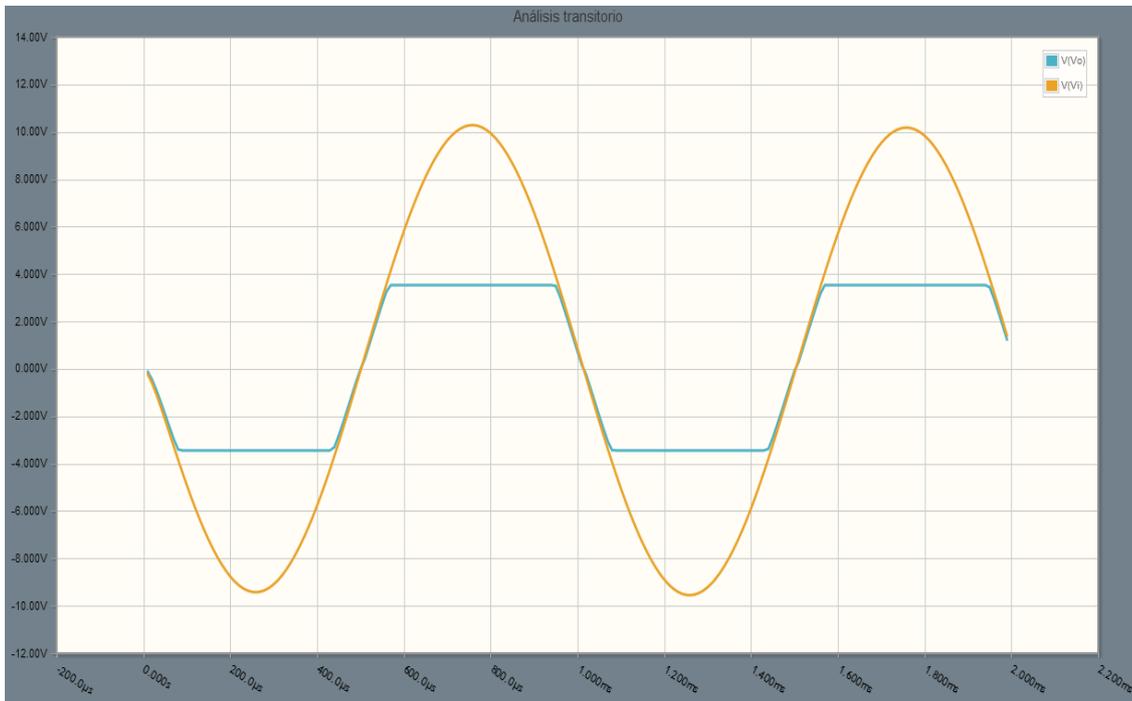


Figura 11.3 Simulación. En color amarillo se representa la señal de entrada frente a la azul que es la señal de salida

Con la simulación realizada se observa que la señal de entrada es una senoidal de 10 V de amplitud pero a la salida satura sobre el valor de 3,5 V. Esto es debido a que un único transistor de ganancia de 140 no puede proporcionar toda la corriente necesaria para la carga para elevar más la tensión en la salida. En otras palabras, cuando en la entrada se tiene un valor de 3,5 V, si circula corriente por el diodo, se tendrá esta tensión más su tensión de polarización que es alrededor de 0,6 V.

La resistencia de 3,9k tendrá una tensión en bornes de 10,9V. Con la ley de Ohm se despeja el valor de la corriente y se obtiene:

$$I = \frac{10,9}{3900} = 2,79 \text{ mA} \quad (11.1)$$

La tensión resultante en bornes de la carga es la carga es de 3,5 V que volviendo a aplicar la ley de Ohm, se obtiene una corriente de prácticamente medio amperio, es decir, el transistor necesita en su colector una corriente de 0,5 A.

Dividiendo por la ganancia se obtiene que en el emisor se necesita una corriente de 3,125 mA la cual la fuente de alimentación es incapaz de dar debido al montaje.

Por este motivo, el de que es necesaria una mayor ganancia de corriente en los transistores, no se puede usar una red de transistores únicos, siendo necesario el emplear un esquema como los

propuestos anteriormente con transistores en cascada para aumentar la ganancia para poder alimentar la carga. Además, la ganancia de corriente de los transistores disminuye en los modelos que más potencia tienen que soportar, de modo que si bien es fácil encontrar transistores con ganancias de más de 500 para transistores de señal, las ganancias de corriente en transistores de potencia apenas superan los 50 o 100.

Los conjuntos de transistores descritos anteriormente han sido: los Darlington, los CFP, los triple EF y los JFET. Los JFET no son una buena opción debido a su falta de linealidad y todo lo comentado anteriormente.

Por otra parte, los triple EF solo lo se usarán en caso de que la potencia disipada por estos transistores sea muy elevada y se requiera este tipo de montaje.

Después de lo anterior, las opciones a tener en cuenta son los Darlington y los CFP, de los cuales por temas prácticos se escogen los Darlington, ya que estos vienen integrados en un único transistor, están muy normalizados y vienen con hojas de catálogo para poder observar perfectamente todas sus características.

Por lo tanto con este tipo de montaje se obtendrá, en función del que se escoja en particular, una ganancia superior a 1000, suficiente para la corriente necesaria.

Observando hojas de catálogo de este tipo de transistores, los Darlington consisten en un par de transistores configurados en cascada con una resistencia cada uno previa a su base para poder polarizarlo. Estos serías los esquemas del montaje para un transistor NPN y otro PNP respectivamente.

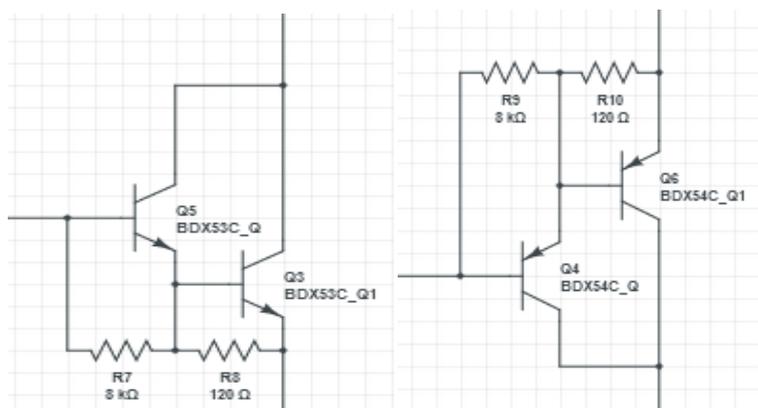
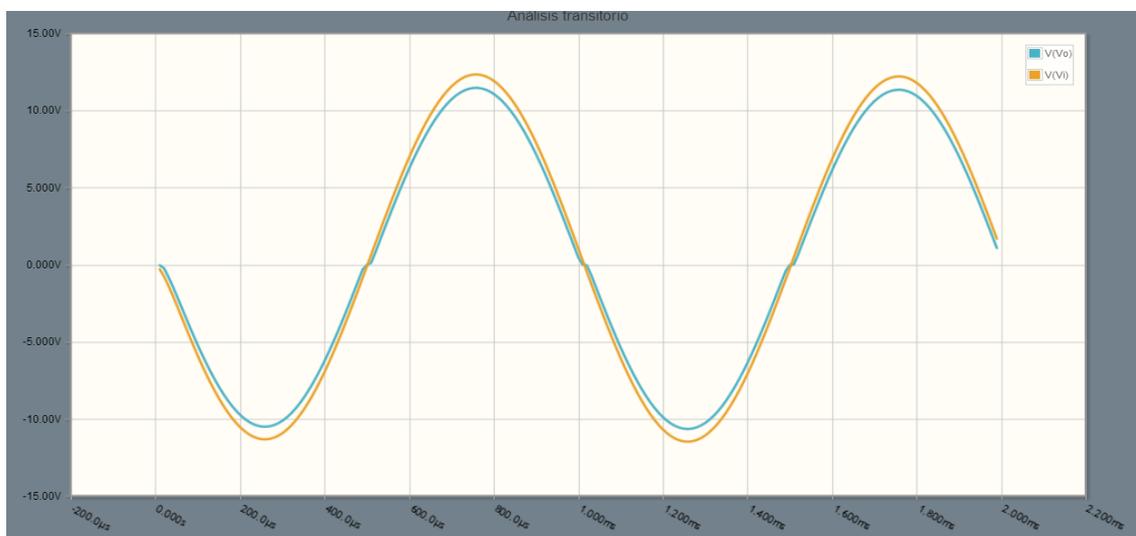


Figura 11.4 Esquema normalizado de un transistor Darlington

De todos los transistores Darlington que existen en el mercado, se ha preseleccionado, a falta de confirmar que para el montaje de este proyecto es suficiente por sus características, los de la serie BDX 53 y 54. Como ya se ha mencionado, el de la izquierda es un transistor NPN y se cataloga como BDX53C mientras que el de la derecha es un PNP y se cataloga como un BDX54C. Las resistencias también están normalizadas y son una de 8k ohmios entre la base y el emisor del primer transistor y otra de 120 ohmios entre la base y el emisor del segundo. La tensión de polarización de los transistores será mayor, concretamente 1,26 V cada par de transistores. Este incremento de tensión de polarización es consecuencia de que ahora, entre la base y el emisor del transistor, se encuentran dos uniones de material P-N, una por cada subtransistor que lo compone.

Para verificar que la sustitución del transistor en el esquema de la figura 11.5 por transistores Darlington es suficiente como para resolver el problema descrito arriba, Se vuelve a simular para comprobar si el resultado con este nuevo montaje es el esperado y el resultado es el siguiente:



*Figura 11.5 Simulación. En color amarillo se representa la señal de entrada frente a la azul que es la señal de salida*

Ahora, tal y como cabía esperar, la señal de salida ya es prácticamente un reflejo de la señal de entrada. Hay una ligera desviación pero se debe a que la polarización de los transistores no es perfecta y hay un mínimo de distorsión de cruce por lo que se pierde un poco de tensión.

Debido a esta distorsión de cruce se buscarán otras soluciones en la polarización de los diodos que puedan permitir una mayor linealidad y sean más fiables.

Un esquema diferente sería sustituir cada diodo por una resistencia para generar una caída de

tensión que polarice transistores. La resistencia se calcularía para el punto crítico, que es cuando no hay señal de entrada y el transistor debe estar polarizado al borde de la conducción.

Se desea que las resistencias de 3.9k, en ausencia de señal, tengan una caída de tensión de 13,74V ( 15- Vbe). Por la ley de Ohm el valor de la corriente que circula por esta resistencia es de:

$$I = \frac{13,74}{3900} = 3,52 \text{ mA} \quad (11.2)$$

Si se desea que por la resistencia que se quiere diseñar haya una caída en bornes de un transistor Darlington 1,26, despreciando la corriente de base del transistor, ya que es despreciable en comparación de larama de las resistencias tales y cuales (esquema, con resistencias R1 y R2 o las que sean), se obtieneque la resistencia debería de ser de un valor aproximado a 357 ohmios.

$$Rp = \frac{1,26}{0,00352} = 357,95 \Omega \quad (11.3)$$

Buscando valores normalizados de resistencias se tiene que las más próximas son las de 330 y las de 390 ohmios. Descartando la de 390 ohmios ya que sobrepolarizaría los transistores se tiene que la resistencias para el montaje serían de 330 ohmios.

Volviendo a simular el esquema pero con la nueva forma de polarización se obtiene esta gráfica:

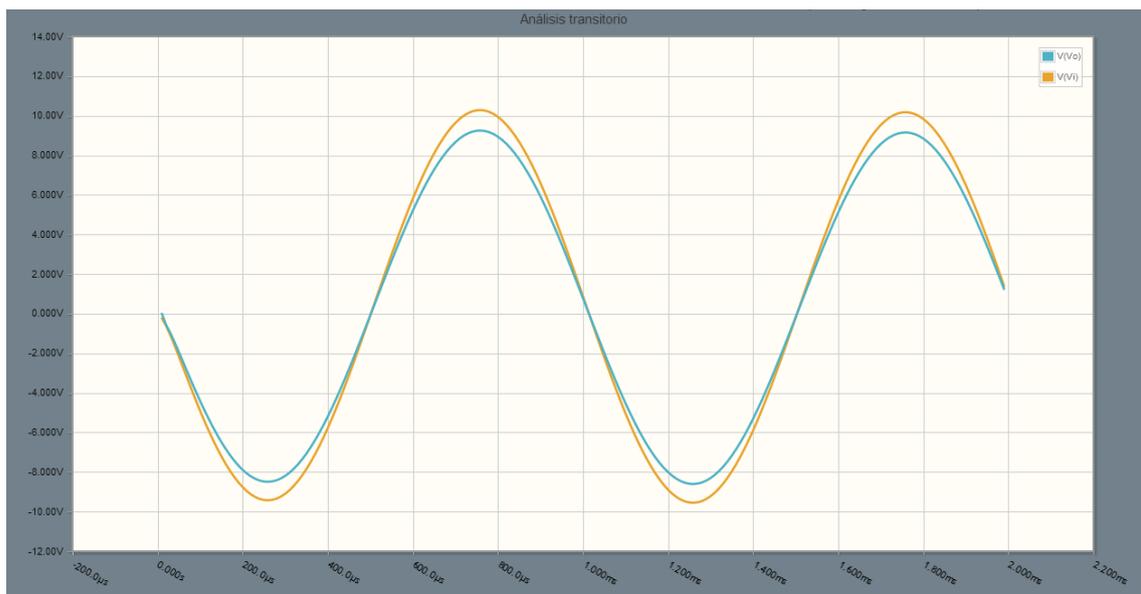


Figura 11.6 Simulación. En color amarillo se representa la señal de entrada frente a la azul que es la señal de salida

Como se puede observar que la respuesta es suficientemente lineal pero como la resistencia no es la óptima de 357 ohmios, con una de 330 la tensión que cae en bornes de este elemento es de 1,16 V lo que provoca más distorsión de cruce que en el caso anterior.

También se estudiará un tercer montaje de polarización que consistirá en un divisor resistivo junto con un transistor. La tensión colector-emisor de dicho transistor será la tensión de polarización de los dos transistores Darlington. Este tipo de montaje funciona con una intensidad constante, por lo tanto, se tendrá que sustituir la resistencia de de 3,9k superior por un circuito que funcione como una fuente de corriente.

El circuito encargado de actuar como una fuente de corriente será el que se observa en la figura 11.7.

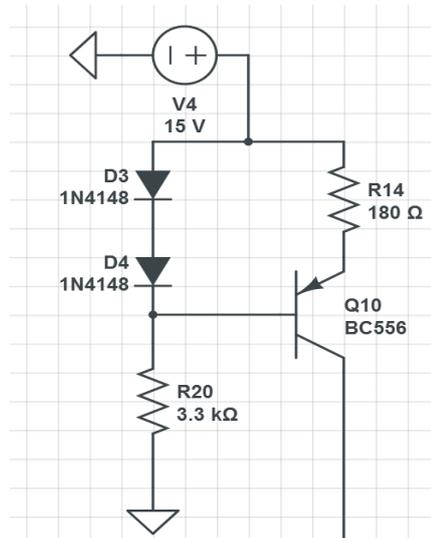


Figura 11.7 Esquema fuente de corriente

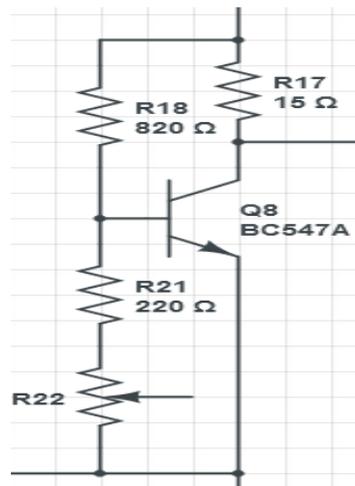
Como se observa en la figura, los diodos provocarán una caída de tensión constante de 1,4 V en conjunto. La tensión de polarización del transistor también será de 0,7 V por lo que en bornes de la resistencia R14 hay 0,7 V. El valor de esta resistencia será el encargado de determinar la cantidad de corriente que circule

$$I = \frac{0,7}{180} = 3,9 \text{ mA} \quad (11.4)$$

Se ha escogido una resistencia de 180 ohmios ya que provoca una corriente de 3,9 mA suficiente para alimentar a los transistores y la etapa de polarización.

La resistencia R20 de 3,3K tiene la función de permitir el paso de corriente creando una caída de tensión, pudiendo así polarizar los diodos y permitir que estos conduzcan.

La siguiente parte el circuito encargada de la polarización de los transistores Darlington es la que se puede observar en la figura 11.8.



*Figura 11.8 Esquema de polarización con divisor resistivo*

El potenciómetro R22 es capaz de ajustarse para determinar la caída de tensión colector-emisor del transistor, para poder así variar la tensión de polarización del circuito. La resistencia es de 220ohmios y el potenciómetro es una carga variable de 0 a 500 ohmios.

Conociendo que la intensidad que circula gracias a la fuente anteriormente descrita es de 3,9 mA y despreciando la corriente de base del transistor Darlington, se desea que esta corriente se divida por igual por ambas ramas del circuito, es decir, unos 2mA por cada lado.

Esta intensidad se consigue ajustando el valor del potenciómetro ya que la tensión base-emisor  $V_{be}$  del transistor Q8 es conocida e igual a 0,7 V. Conociendo la caída de tensión y la corriente que se desea que circule, con la ley de Ohm se obtiene el valor de la resistencia.

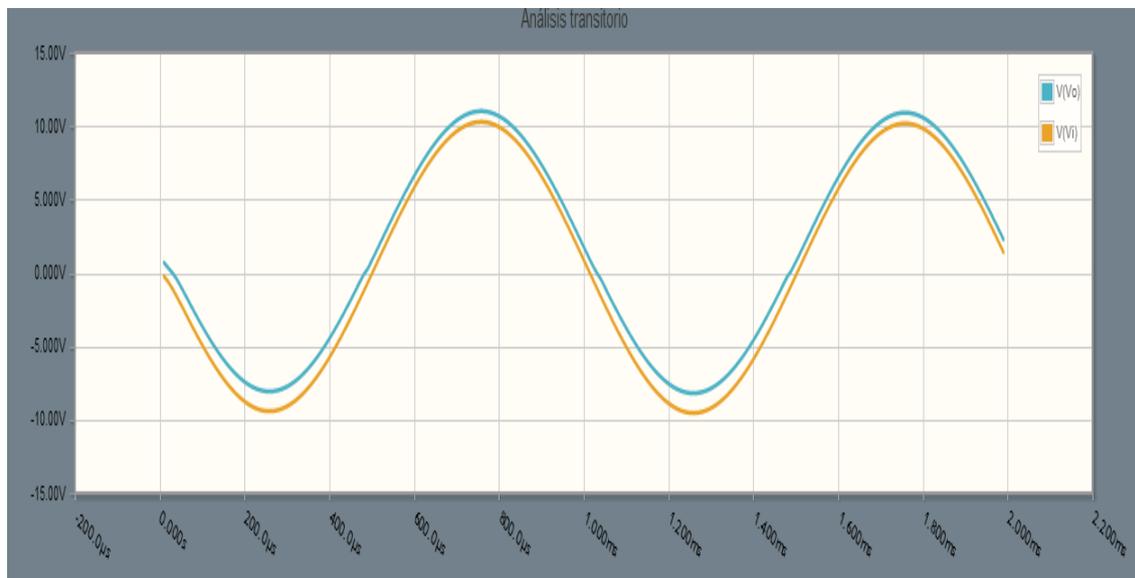
$$R = \frac{0,7}{0,002} = 350 \Omega \quad (11.5)$$

Por lo tanto con la carga de 220 ohmios junto con un potenciómetro de 500 ohmios ajustado a 130ohmios habrá suficiente.

En cuanto a la resistencia superior R18, se necesita que la caída de tensión total del nuevo sistema de polarización sea el de los dos transistores Darlington juntos, es decir, 2,5 V. Sabiendo la corriente que circula por esta resistencia que son 2 mA y que se necesita una caída en bornes de este elemento de 1,8 V ya que los otros 0,7 V los proporciona la tensión base-emisor del transistor Q8. Con estos datos se obtiene que la resistencia que se necesita tiene el valor de 900 ohmios cuyo valor

normalizado más próximo sin exceder este valor es de 820 ohmios.

Esta pequeña variación del valor dará lugar a una pequeña distorsión de cruce. Se simula este nuevo montaje para ver cómo funciona el esquema.



*Figura 11.9 Simulación. En color amarillo se representa la señal de entrada frente a la azul que es la señal de salida*

Como se puede observar en la figura 11.9, la señal de entrada es un reflejo de la señal de salida. La pequeña desviación que hace que la señal de salida sea superior a la entrada es debido a que el montaje ya no es perfectamente simétrico y la entrada es alimentada por la parte inferior del montaje de polarización lo que desvía la señal de salida  $V_{be}$  por encima de la de entrada.

Si se enfoca la vista en el paso por cero, figura 11.9, se observa una pequeña distorsión de cruce debido a que la polarización no es del todo precisa pero como ya se ha mencionado anteriormente, esta distorsión es necesaria para la seguridad de los transistores, pero hay que reducirla lo máximo posible. Se podría terminar de ajustar variando el potenciómetro y rehaciendo todos los cálculos de nuevo.

## 12. DISEÑO DEL PUENTE EN H

Como ya se ha mencionado, la ventaja de este tipo de montaje es que la potencia en la carga se multiplica por 4 lo que aumenta la cantidad de sonido producido por el altavoz.

Pero el cambio de la expresión consumida por la carga, la adición de dos transistores más que disiparán potencia y el cambio en el esquema del circuito puede hacer que la expresión genérica antes calculada del rendimiento del circuito varíe. Por lo tanto se procede a calcular el rendimiento del nuevo circuito:

Sabiendo que la potencia ha aumentado cuatro veces, con la expresión calculada anteriormente, la expresión de la potencia en la carga en función de la tensión proporcionada por la señal de entrada.

$$Pr = 4x \frac{Vp^2}{2 * R1} = \frac{2Vp^2}{R1} \quad (12.1)$$

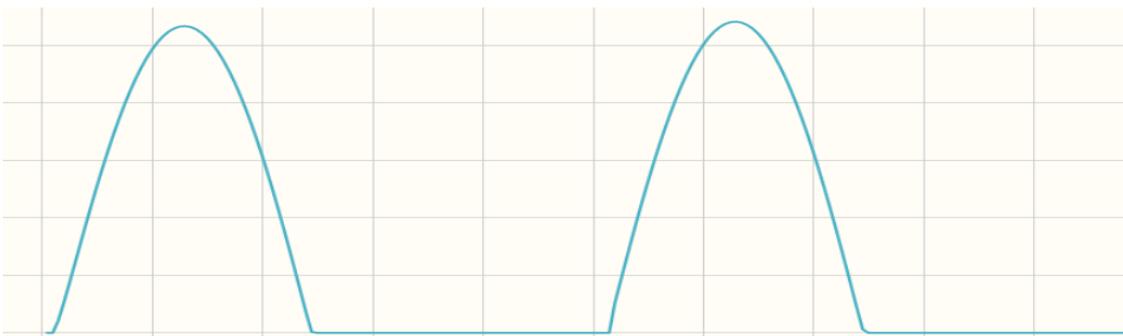
El cálculo de la expresión de la potencia entregada por la alimentación no es tan directo y se debe calcular integrando:

$$Pr = \frac{1}{T} \int V(t) * I(t) dt \quad (12.2)$$

Donde la V(t) proporcionada por la fuente de alimentación es una tensión continua E y la corriente que circula por la carga es 2 veces la tensión suministrada por la señal de entrada dividido entre el valor de nuestra carga.

$$V(t) = E \quad I(t) = \frac{2Vp}{Rl} * sen(wt) \quad (12.3)$$

Ahora hay que destacar que ambas fuentes de alimentación trabajan en ambos semiciclos por lo que la expresión total ya no se multiplica por 2, como en el caso anterior, si no por cuatro ya que trabajan el doble. La expresión de la intensidad que circula por cada par de los transistores en H es igual que el de la figura 12.1.



12.1 Expresión de la corriente en función de la intensidad

Se sustituyen ambas expresiones en la fórmula de la potencia y queda:

$$Pr = \frac{1}{T} \int \left( \frac{E \cdot 2Vp}{Rl} * \text{sen}(wt) dt \right) \quad (12.4)$$

Sacando términos constantes:

$$Pr = \frac{2 \cdot E \cdot Vp}{T \cdot Rl} \int_0^{T/2} (\text{sen}(wt) dt) \quad (12.5)$$

Despenjando y resolviendo la integral, queda:

$$Pcc = \frac{E \cdot Vp}{Rl \cdot \pi} * 2 \quad (12.6)$$

Multiplicando la expresión por 4, se tiene:

$$Pcc = \frac{E \cdot Vp}{Rl \cdot \pi} * 8 \quad (12.7)$$

El rendimiento por lo tanto es el siguiente:

$$\eta = \frac{Pr}{4Pcc} \quad (12.8)$$

Sustituyendo en la ecuación:

$$\eta = \frac{\frac{2Vp^2}{Rl}}{\frac{E \cdot Vp}{Rl \cdot \pi} * 8} \quad (12.9)$$

Simplificando la ecuación, el rendimiento es:

$$\eta = \frac{Vp \cdot \pi}{4 \cdot E} \quad (12.10)$$

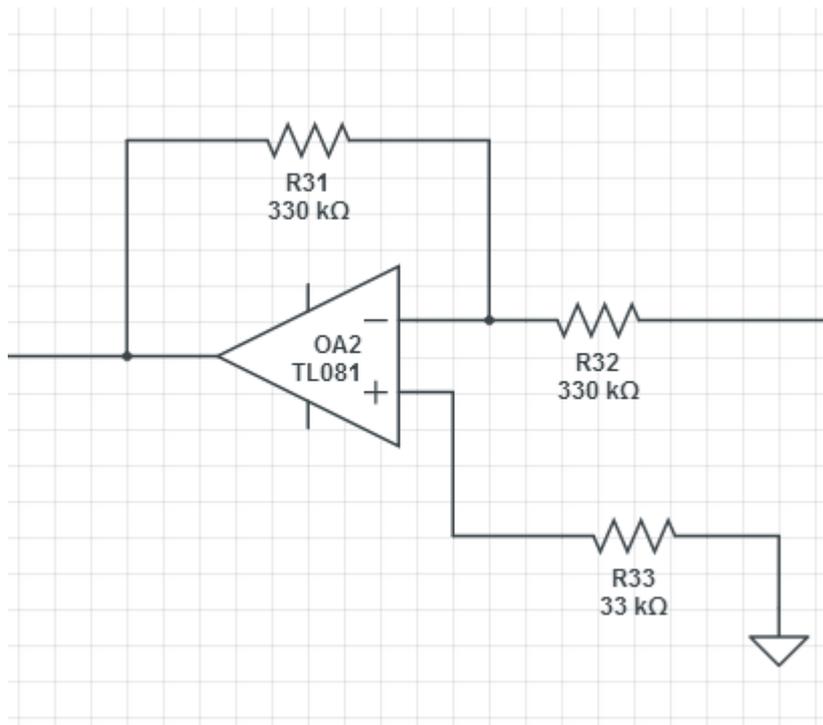
Por lo tanto la expresión, el rendimiento de un amplificador clase AB en H es el mismo que el de un amplificador normal con un máximo del 78,5%.

Hay que tener cuidado, ya que la potencia disipada por cada transistor ahora será el doble, por lo que habrá que diseñar mejores disipadores de calor en caso de necesitarlos.

La parte de de amplificación de corriente o de potencia del circuito en H será simétrica, es decir, la disposición de los transistores y de la parte de polarización será idéntica a ambos lados de la carga. Como ya se ha comentado, la tensión que debe haber a ambos lados de la carga debe de ser del mismo valor pero de signo contrario, por lo que las señales con las que trabaje cada etapa de potencia deben ser inversas. Estose consigue tomando la tensión ya amplificada por la etapa de amplificación de tensión y invirtiéndola con un montaje idéntico a la etapa de amplificación de

tensión pero con una ganancia de la unidad para unicamente invertir la señal sin amplificarlo.

Por lo tanto se utilizará un operacional como el mostrado en la figura 12.2:

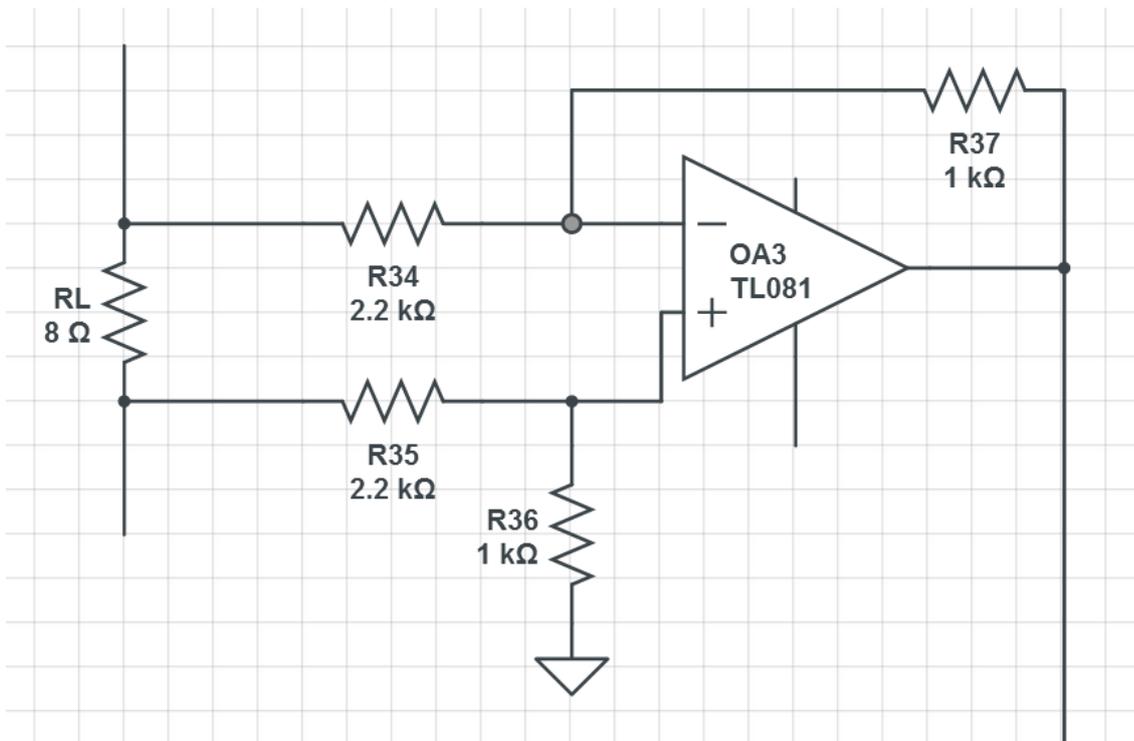


*Figura 42.2 Operacional inversor de señal*

Del montaje en H aparece el inconveniente de que la realimentación del operacional de la etapa de amplificación de tensión ya no se puede realizar directamente de la señal entregada a la carga a la salida de la etapa de potencia, ya que ahora se tienen dos etapas de potencia. Para solucionar este problema se dispone de un amplificador operacional diferencial que sirve para obtener la diferencia de tensión en bornes de la carga y multiplicarla por la ganancia de este operacional. En este caso la caída de tensión en bornes de la carga será el doble que la proporcionada por la etapa de amplificación de tensión, por lo que para realimentar, se tomará la tensión en bornes de la carga y se reducirá a la mitad.

Para realizar esta operación se escogerá otro amplificador operacional pero en este caso ya no será un inversor si no que tendrá una configuración de operacional diferencial como se muestra en la figura 12.3.

Observando el valor de las resistencias en esta etapa, se observa que la ganancia es un poco menos de la mitad debido a que el valor de las resistencias es el normalizado.



*Figura 12.3 Operacional diferencial encargado de la realimentación*

A la alimentación de todos los operacionales se disponen condensadores de 100 nF entre estos y masa, para evitar posibles caídas de tensión que perjudicaran al circuito pudiendo hacer saturar los transistores antes de alcanzar los 15 V a la salida.

## 13. DISEÑO DE PROTECCIONES

### 13.1 PROTECCIÓN TÉRMICA

Como ya se ha mencionado los transistores disiparán potencia y se calentarán, por lo tanto se realizarán los cálculos de potencia necesarios para predecir la temperatura que alcanzarán éstos transistores.

Con el balance de potencias antes comentado entre la potencia consumida por la carga y la proporcionada por las fuente de alimentación se obtiene la expresión de la potencia disipada en todos los transistores. Si se desea obtener la expresión de un solo transistor se divide la ecuación entre 4.

El balance de potencias es el siguiente:

$$P_t = \frac{P_{cc} - P_r}{4} \quad (13.1.1)$$

Sustituyendo los valores de las potencias antes calculadas, se obtiene:

$$P_t = \frac{8 \cdot \frac{E \cdot V_p}{R_l \cdot \pi} - 2 \cdot \frac{V_p^2}{R_l}}{4} \quad (13.1.2)$$

Simplificando la ecuación anterior, se tiene:

$$P_t = \frac{2 \cdot E \cdot V_p}{R_l \cdot \pi} - \frac{V_p^2}{2 \cdot R_l} \quad (13.1.3)$$

Sacando factor común y despejando, se obtiene finalmente la expresión de la potencia disipada en un transistor.

$$P_t = \frac{4 \cdot E \cdot V_p}{2 \cdot R_l \cdot \pi} - \frac{V_p^2 \cdot \pi}{2 \cdot R_l \cdot \pi} \quad (13.1.4)$$

$$P_t = \frac{4 \cdot E \cdot V_p - V_p^2 \cdot \pi}{2 \cdot R_l \cdot \pi} \quad (13.1.5)$$

Derivando esta expresión en función de la amplitud e igualando a cero se obtiene la tensión máxima a la que se produce la máxima disipación de potencia.

$$\frac{dP_t}{dV_p} = 0 = \frac{4 \cdot E - 2 \cdot V_p \cdot \pi}{2 \cdot R_l \cdot \pi} \quad (13.1.6)$$

Resolviendo esta ecuación se obtiene  $V_p$ :

$$V_p = \frac{2 \cdot E}{\pi} = 9,549V \quad (13.1.7)$$

Sustituyendo este valor en la expresión de la potencia disipada en un transistor se obtiene:

$$Pt = 5,7W$$

Con las hojas de catálogo se observa que los transistores no pueden disipar esta potencia por ellos mismos sin llegar a romperse térmicamente por lo cual habrá que diseñar disipadores de calor para proteger los transistores BDX53C y BDX54C. Observando las hojas de catálogo, la temperatura máxima que soportan estos transistores es de 150°C.

Por fórmulas de transmisión de calor se conoce la ecuación de disipación de potencia en un radiador, teniendo como variables: la temperatura, las resistencias térmicas que participan y la potencia a disipar:

$$T_j - T_a = W * (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (13.1.8)$$

T<sub>j</sub>: Temperatura máxima que se desea alcanzar.

T<sub>a</sub>: Temperatura ambiente.

W: Potencia a disipar.

R<sub>jc</sub>: Resistencia Capsula-unión

R<sub>cd</sub>: Resistencia Unión-disipador

R<sub>da</sub>: Resistencia Disipador-aire

Por las hojas de catálogo del transistor, se conocen la temperatura máxima a alcanzar que son 150°C y la resistencia Capsula-unión R<sub>jc</sub> que tiene el valor de 2.08°C/W. A la hora de diseñar no se calculará con los 150°C para que el transistor no pueda llegar a esta temperatura en ningún caso, del lado de la seguridad se tomará como valor máximo 130°C.

La temperatura ambiente se tomará como 40°C para que funcione sin problemas en cualquier estación del año. La potencia a disipar ya ha sido previamente calculada y tiene el valor de 5,7 W.

En cuanto a la Resistencia Unión-disipador, dependerá del tipo de contacto que haga el transistor con el disipador. Interesa poner un aislante de mica entre el transistor y el disipador ya que el chasis del transistor está conectado al colector del mismo y se podría poner el colector a cierta tensión no deseada y estropear el montaje. También se utilizará una base de silicona para que no haya aire en el contacto transistor-aislante y aislante-disipador y permita una mejor transmisión de calor. Con todo esto en cuenta se obtiene la R<sub>cd</sub> que es de 1,2 °C/W.

Ya solo queda el valor de la resistencia térmica entre el disipador y el aire que es lo que se desea diseñar. Por lo tanto despejando de la ecuación de transmisión de calor se obtiene:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{W} - R_{jc} - R_{cd} \quad (13.1.9)$$

Sustituyendo los valores antes descritos, se despeja el valor del radiador.

$$R_{da} = \frac{130 - 40}{5,7} - 2,08 - 1,2 \quad (13.1.10)$$

$$R_{da} = 12,5^\circ C/W$$

## 13.2 PROTECCIÓN FRENTE A SOBRECARGAS

Dada la naturaleza inductiva de la carga, con variaciones bruscas de la intensidad se pueden producir tensiones muy elevadas que pueden superar la tensión de alimentación del circuito.

Para evitar este efecto se colocarán cuatro diodos de manera que cuando la tensión en bornes de la carga intente superar el valor de la alimentación, estos provocarán un cortocircuito que limitará la tensión.

La disposición de los diodos se puede apreciar en la siguiente figura.

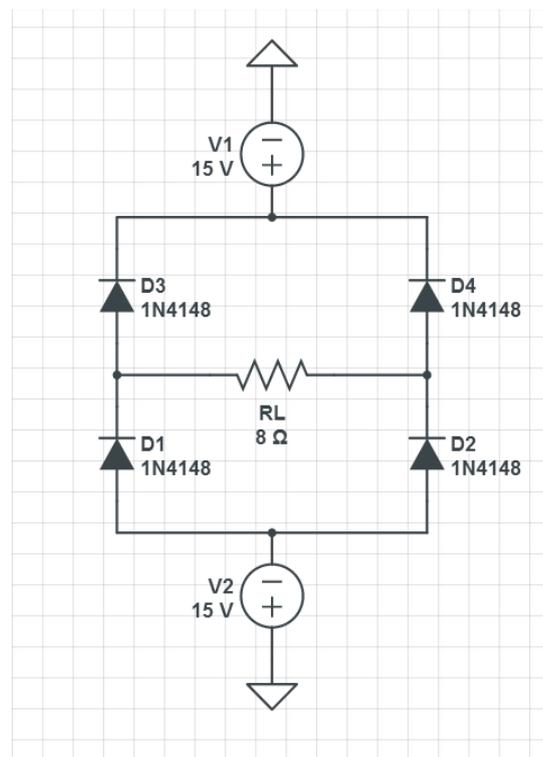


Figura 53.2.1 Esquema de los diodos

Se puede apreciar que el diodo necesita una cierta tensión para polarizarse, lo cual hace que la tensión en la carga sea mayor que en la alimentación pero con un máximo de la tensión ánodo-cátodo del diodo que no suele ser demasiado elevada.

### 13.3 PROTECCIÓN FRENTE A CORTOCIRCUITOS.

Debido al efecto ya comentado anteriormente sobre la realimentación positiva en los transistores que dan lugar a un cortocircuito entre las fuentes de tensión se decide colocar una resistencia en el emisor de todos los transistores Darlington de modo que actúe como un limitante de la corriente ya que produce una caída de tensión en sus bornes. Esta resistencia deberá ser de un valor pequeño en comparación con la carga ya que se encuentra en serie con ella y puede producir pérdidas de potencia considerables.

También sería útil encontrar un montaje que limite la intensidad que circule por la carga a un determinado valor máximo. Esto se conseguirá añadiendo un transistor en paralelo al Darlington que en caso de que este último otorgue una corriente demasiado elevada, le robará corriente de la base. El esquema del circuito será el siguiente.

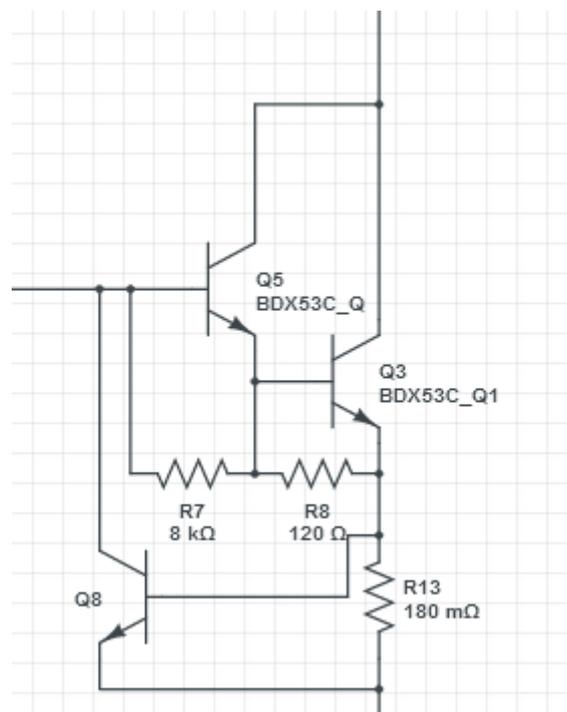


Figura 13.3.1 Configuración para la limitación de corriente

Como se puede apreciar en la Figura 13.3.1, el transistor Q8 tiene el colector en la base del transistor Darlington. Cuando la caída de tensión en bornes de la resistencia R13 sea igual que la tensión  $V_{be}$  del transistor Q8, este empezará a conducir, robándole corriente a la base del transistor Darlington

lo que limitará la corriente entregada por el mismo.

Conociendo que la tensión  $V_{be}$  de este transistor es de 0,7 V, que la tensión máxima deseada en bornes de la carga es de 30 V y que la carga es de 8 ohmios, se diseña el valor de esta resistencia.

Primero se calcula la corriente máxima que debe circular por la carga mediante la Ley de Ohm:

$$I_{max} = \frac{30}{8}$$

$$I_{max} = 3,75 A$$

Por lo tanto, conociendo el valor límite que debe proporcionar la etapa de potencia se procede al cálculo del valor de la resistencia limitante.

Conociendo que la caída de tensión en bornes de esta resistencia debe de ser de 0,7 V y que la corriente que circula por ella es de 3,75 A, con la Ley de Ohm se calcula el valor de la resistencia.

$$R_{13} = \frac{0,7}{3,75}$$

$$R_{13} = 0,1867 \Omega$$

Como este valor de resistencia no se encuentra, se normaliza el valor a 180 mA y se vuelve a calcular el valor máximo de corriente para comprobar que la tensión no aumenta demasiado.

$$I_{max} = \frac{0,7}{0,18} = 3,9 A$$

A la vista de este resultado, se puede comprobar que el límite no asciende demasiado por lo que se acepta este valor.

Con todo esto se simula el circuito con un programa informático para comprobar el buen funcionamiento del mismo.

El resultado es el siguiente:

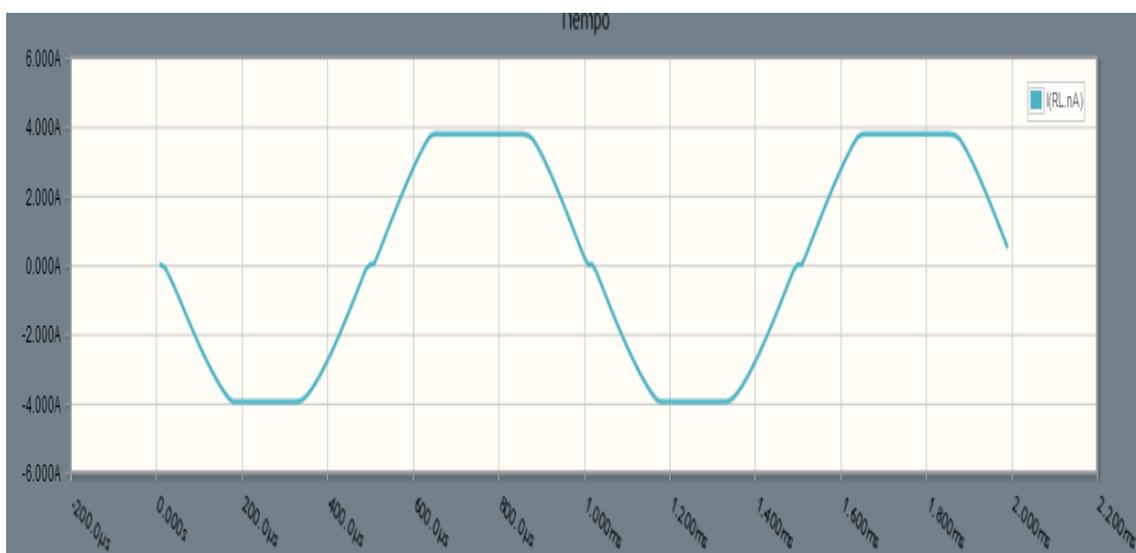


Figura 13.3.2 simulación del correcto funcionamiento del limitador de corriente

Como se puede observar en la Figura 13.3.2, la corriente satura en  $\pm 3,9$  A por lo que se da por válido el esquema anterior.

## 14. MONTAJE Y RESULTADOS

Teniendo en cuenta todo lo anteriormente citado el montaje final del amplificador en clase AB en puente en H sería el siguiente:

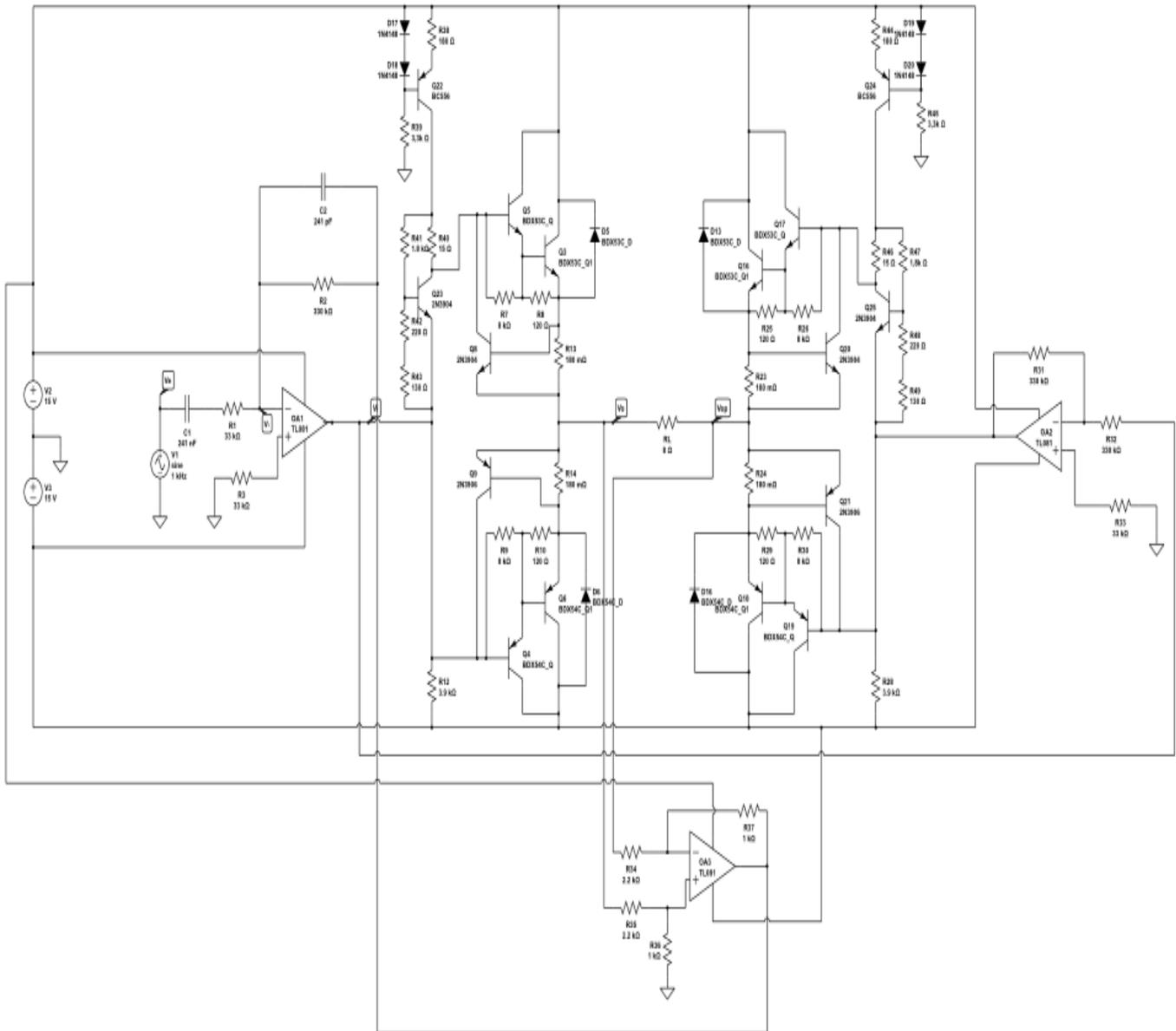
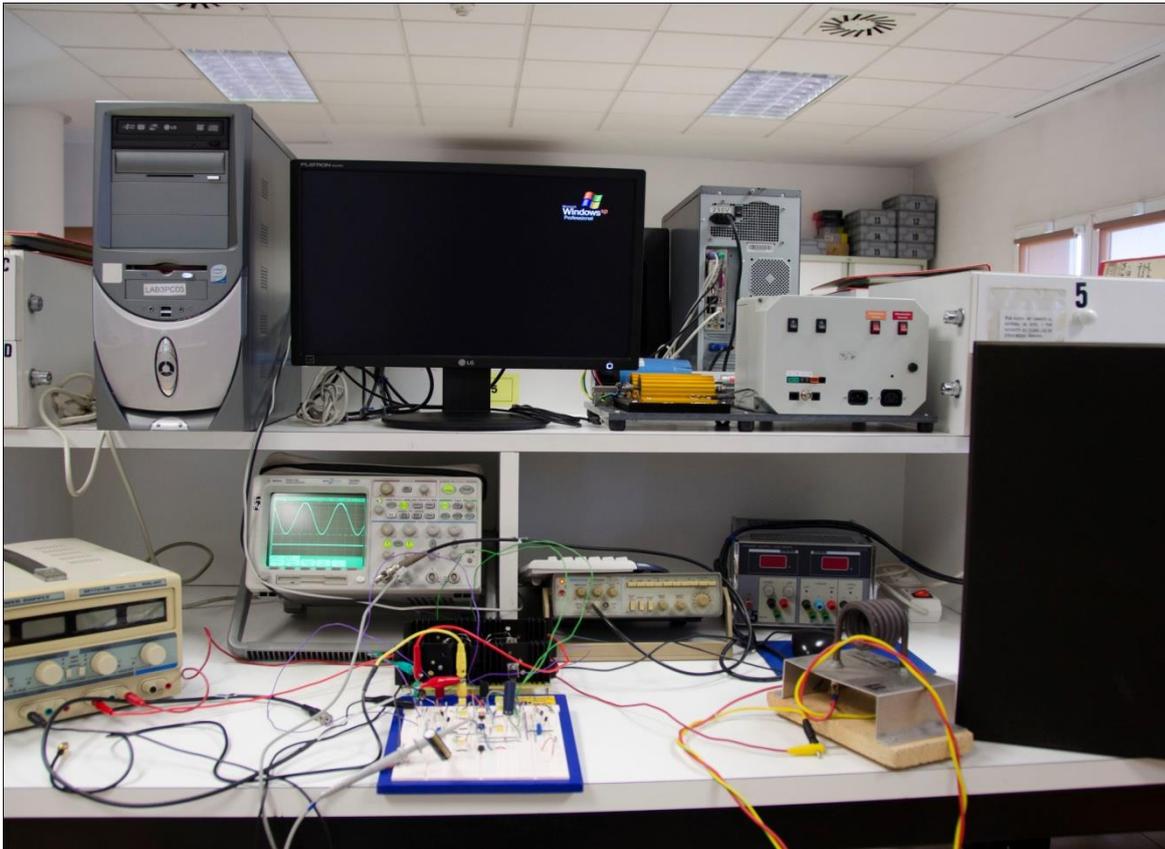


Figura 64.1 Esquema final del amplificador

Una vez descritas todas las partes del circuito se procede al montaje en el laboratorio del amplificador para comprobar su correcto funcionamiento.

El resultado del montaje es el siguiente:



*Figura 14.2 Imagen del laboratorio*

A la izquierda de la figura se observa la fuente de alimentación del montaje. Es una fuente de alimentación de  $\pm 15V$  con una corriente máxima de 3 amperios.

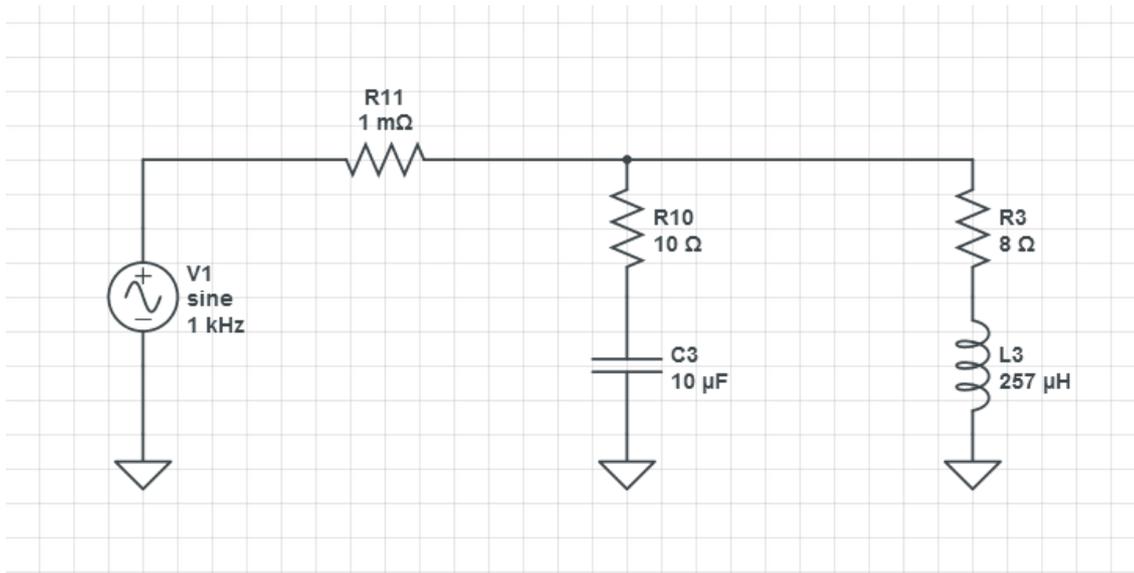
También se ha hecho uso de un generador de funciones para introducir señales senoidales para observar la respuesta del circuito. Para poder observar esta respuesta se ha utilizado un osciloscopio.

En lo que se refiere al montaje del circuito se ha realizado en dos partes, una que abarca toda la de potencia y amplificación de corriente y en la otra todo lo demás. Esta separación ha sido debida a que la placa *board* donde se ha realizado el montaje no admite intensidades mayores que 1 amperio sin destruirse y por la etapa de potencia se ha calculado que podrían llegar a pasar intensidades que doblen esta cantidad e incluso la tripliquen.

Con todo el montaje ya realizado y puesto en marcha surgió el inconveniente de que debido a que la carga tiene parte una inductiva, añadía ruido de alta frecuencia al montaje y el filtro antes diseñado como paso-banda no podía filtrar este ruido ya que estaba diseñado en un intervalo de 20-20Khz y

la inductancia añadía ruido a partir de los 10Khz, que está dentro del rango permitido. Por lo tanto, se añade un nuevo filtro a la salida en paralelo con la carga para atenuar este ruido. Este filtro consta de una resistencia en serie con un condensador. Se utiliza la capacidad del condensador para compensar a altas frecuencias la inductancia del condensador.

El esquema del filtro es el siguiente:



*Figura 14.3 Esquema del filtro "Zobel"*

La inductancia de la carga ha sido medida con un polímetro.

Se realiza la simulación de la respuesta en frecuencia de la carga sin filtro y luego con filtro para observar las diferencias de la fase de la corriente que circula por la carga para comprobar la validez del filtro.

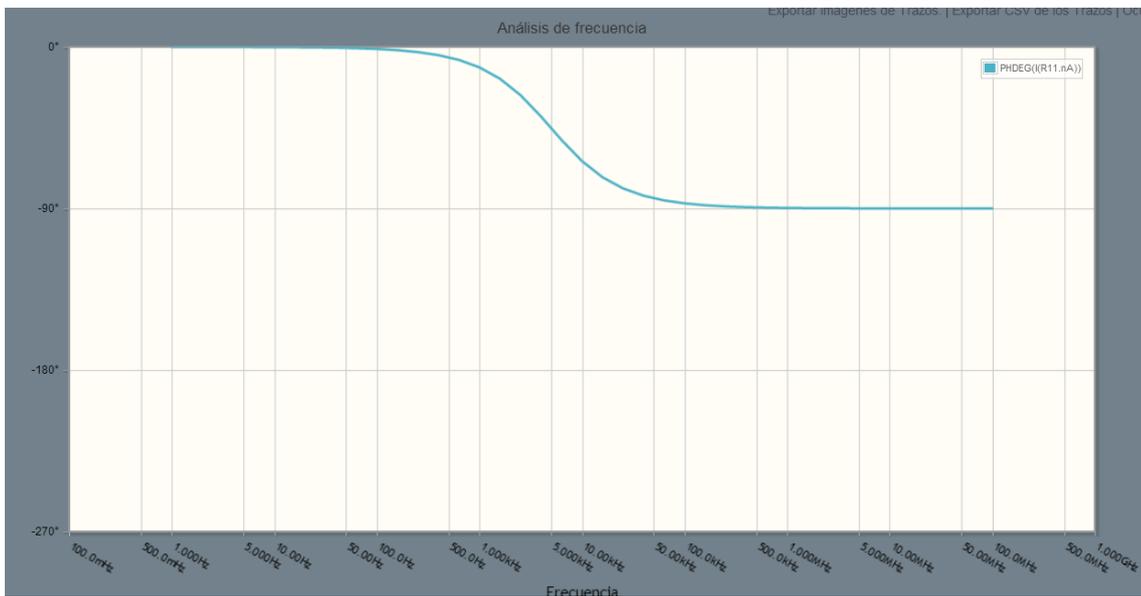


Figura 14.4 Simulación en frecuencia del circuito sin filtro

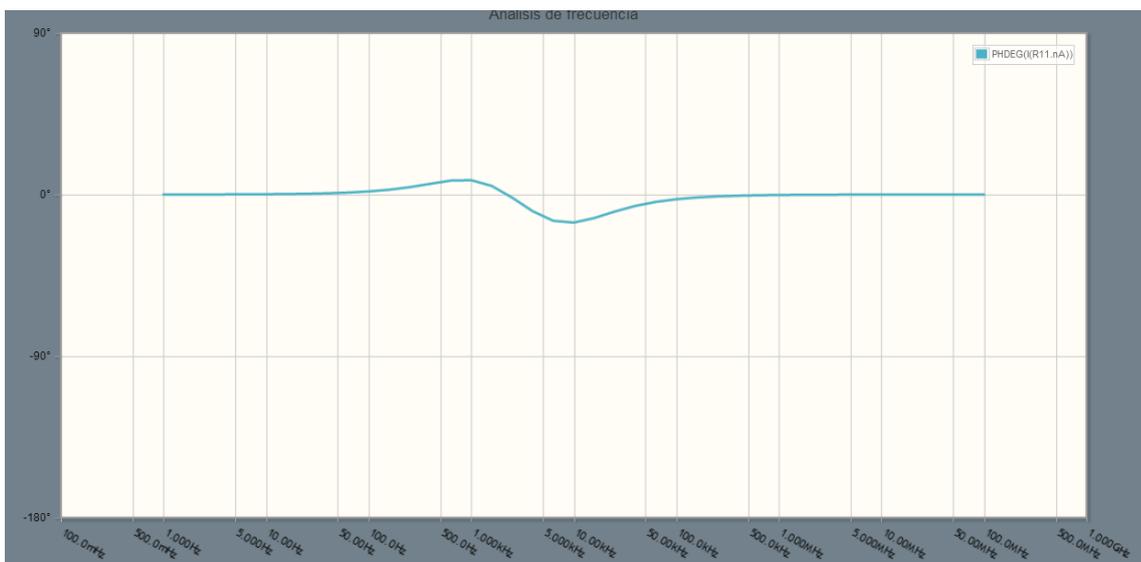


Figura 14.4 Simulación en frecuencia del circuito con filtro

Como se puede apreciar en las figuras 14.3 y 14.4 el cambio de la respuesta en frecuencia es considerablemente menos inductivo.

## Bibliografía

Circuitlab. (2010). *Circuitlab*. Recuperado el 2014 de 2 de 3, de [www.circuitlab.com](http://www.circuitlab.com)

Elliott, R. (2011). *westhost*. Recuperado el 2013 de 10 de 18, de <http://sound.westhost.com/articles/cmpd-vs-darl.htm>

Ipod. (2007 de 8 de 31). *Ipodtotal*. Recuperado el 2013 de 12 de 12, de <http://www.ipodtotal.com/noticias/altavoz-auriculares-altec-lansing>

Lcardaba. (2008). *Lcardaba*. Recuperado el 2014 de 3 de 4, de <http://www.lcardaba.com/articles/heatsinks/heatsinks.htm>

Profesor. (2012). *Apuntes de sistemas electrónicos*. Valencia: UPV.

Profesor. (2013). *Apuntes de Tecnología electrónica*. Valencia: UPV.

Self, D. (2002). *Audio power amplifier design handbook*. Oxford: Newnes.

wikipedia. (2011). *ecured*. Recuperado el 2013 de 9 de 12, de

[http://www.ecured.cu/index.php/Amplificador\\_clase\\_A](http://www.ecured.cu/index.php/Amplificador_clase_A)

Wikipedia. (2005). *Wikipedia*. Recuperado el 2013 de 9 de 13, de [http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador\\_electr%C3%B3nico](http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_electr%C3%B3nico)

Wikipedia. (2006). *Wikipedia*. Recuperado el 2013 de 11 de 8, de [http://es.wikipedia.org/wiki/Puente\\_H\\_\(electr%C3%B3nica\)](http://es.wikipedia.org/wiki/Puente_H_(electr%C3%B3nica))

Wordreference. (2005). *Wordreference*. Espasa-Calpe.





# Índice del presupuesto

**MANO DE OBRA**

**COMPONENTES**

**PRESUPUESTO TOTAL**



## PRESUPUESTO

### MANO DE OBRA

Asunto	coste unitario (€/h)	Horas (h)	Precio (€)
Graduado en GITI	40	300	12000
		<b>TOTAL</b>	<b>12000</b>

### COMPONENTES

Asunto	coste unitario (€/h)	Unidades	Precio (€)
Operacional TL081	0,1482	3	0,4446
Transistor BC547	0,049	4	0,196
Transistor BC546	0,049	4	0,196
Transistor BDX53C	0,2736	2	0,5472
Transistor BDX54C	0,1943	2	0,3886
Diodo 1N4148	0,062	8	0,496
Altavoz	169	1	169
Lote de resistencias de 0,5 W	9,83	1	9,83
Resistencia seguridad 5 W 0,18Ω	1,09	4	4,36
Condensador de 100nF	0,41	6	2,46
Condensador de 22pF	0,194	2	0,388
Condensador 270nF	0,31	1	0,31
		<b>TOTAL</b>	<b>188,6164</b>

### PRESUPUESTO TOTAL

PARTES	COSTE
MANO DE OBRA	12000
COMPONENTES	188,62
<b>TOTAL</b>	<b>12188,62</b>



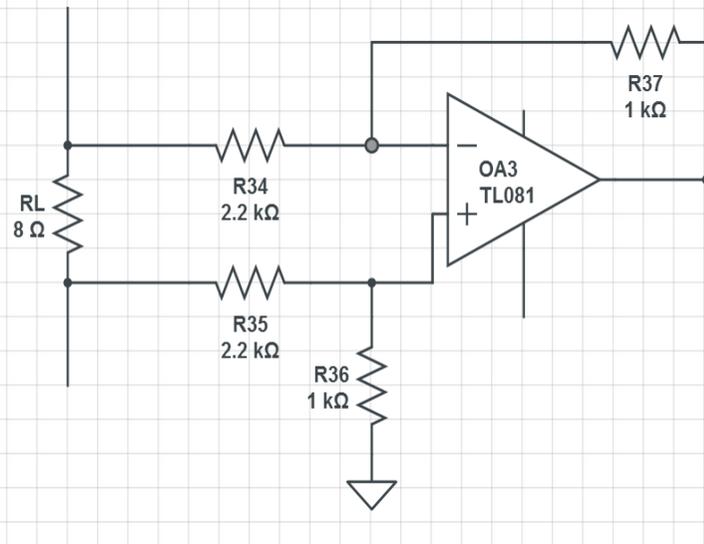
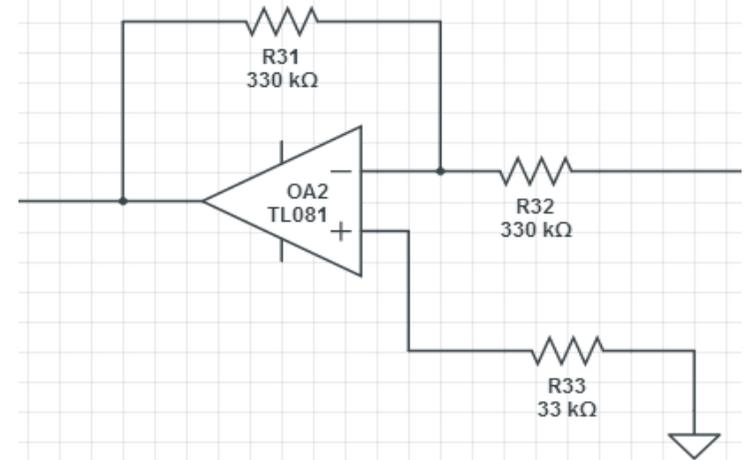
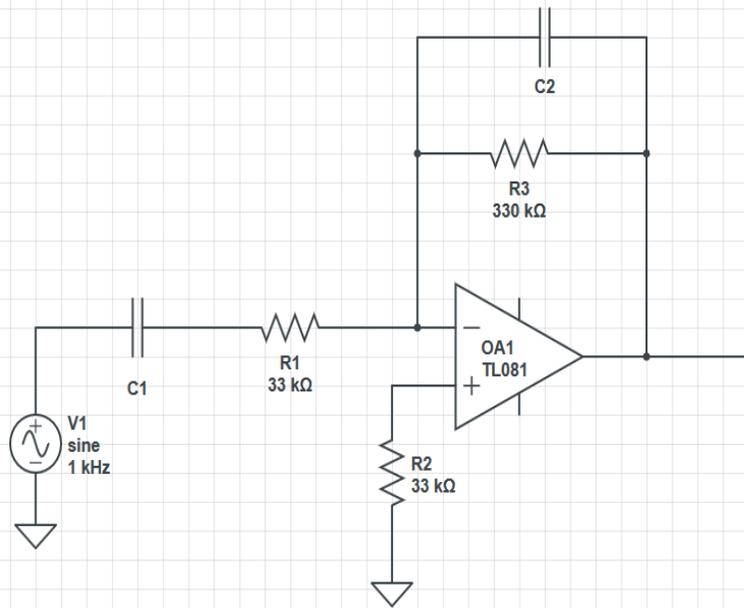
# Índice de planos

**1. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE SEÑAL**

**2. ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE POTENCIA**

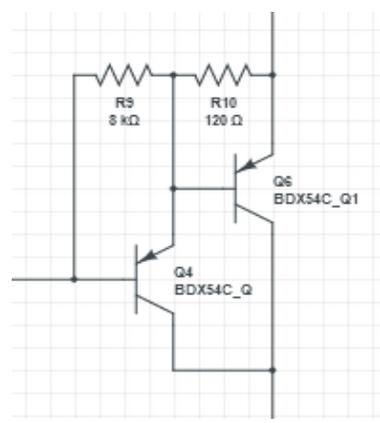
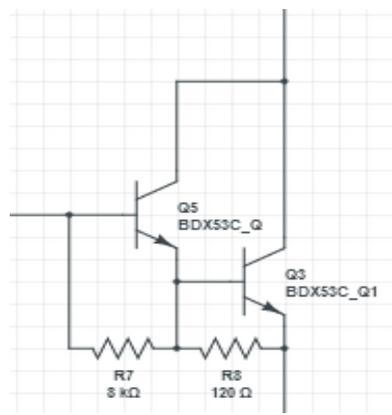
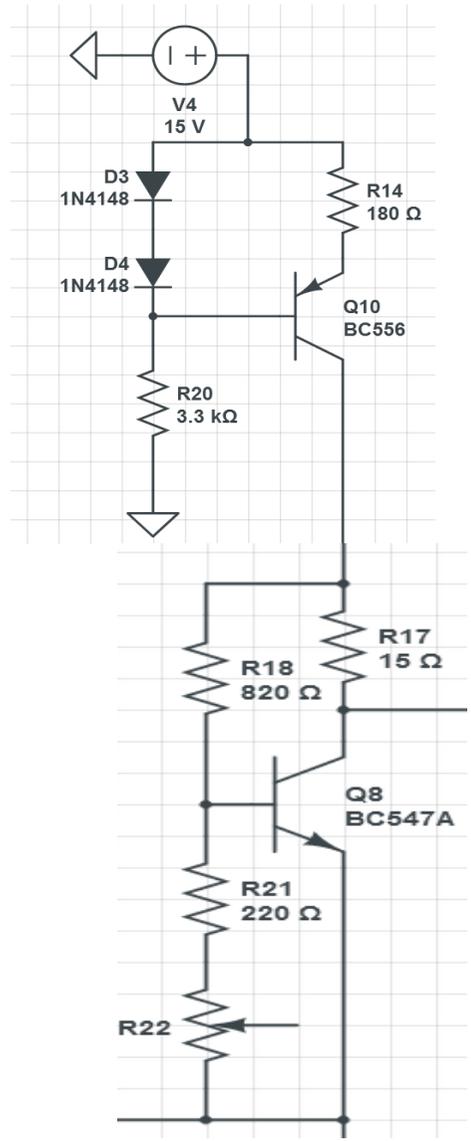
**3. MONTAJE COMPLETO**





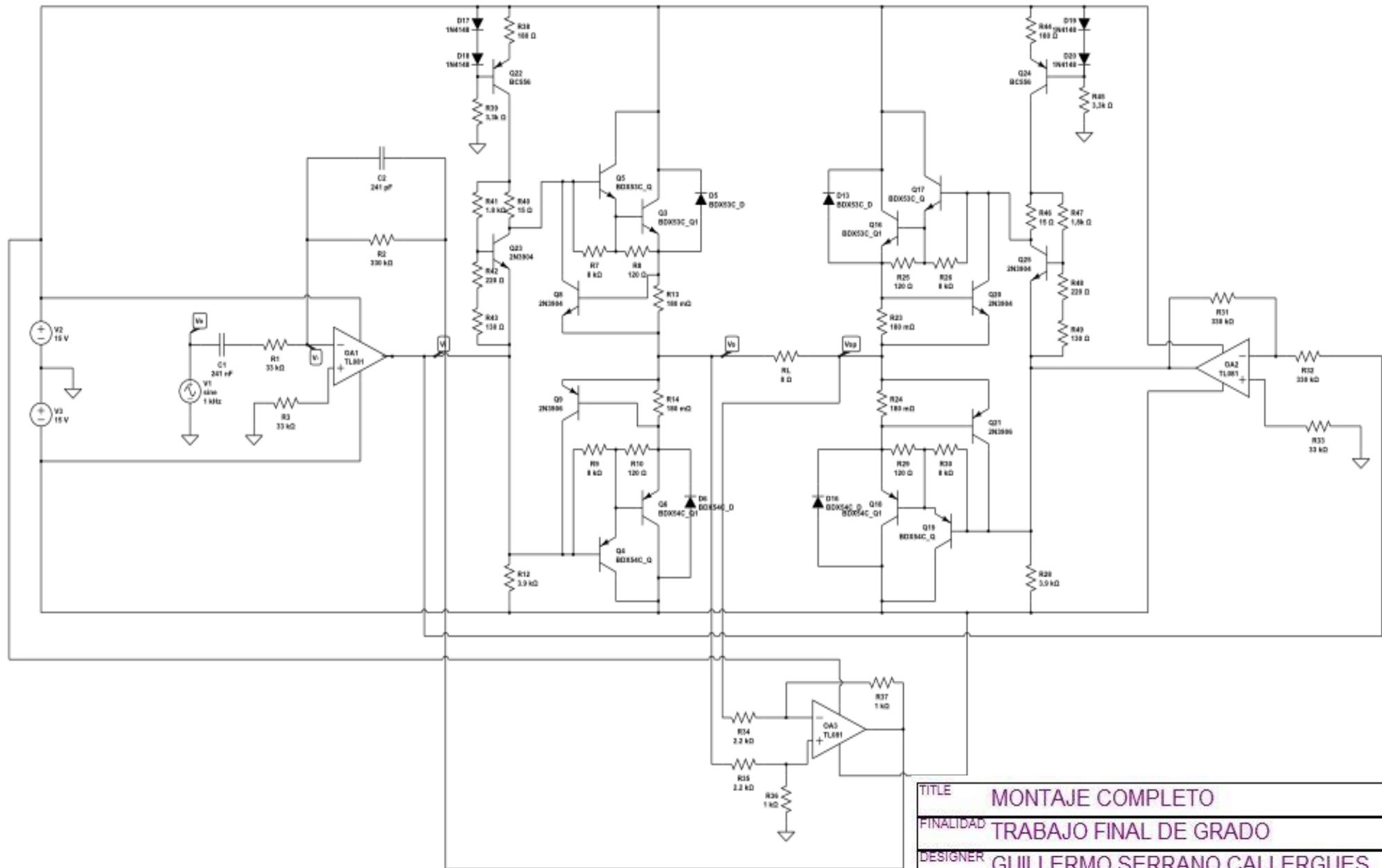
TITLE	ETAPA DE AMPLIFICACIÓN DE SEÑAL		
FINALIDAD	TRABAJO FINAL DE GRADO		
DESIGNER	GUILLERMO SERRANO CALLERGUES		
NUMBER	1.00	REV	A
DATE	JULIO 2014	SHEET	1 OF 3





TITLE	E. DE AMPLIFICACIÓN DE POTENCIA		
FINALIDAD	TRABAJO FINAL DE GRADO		
DESIGNER	GUILLERMO SERRANO CALLERGUES		
NUMBER	1.00	REV	A
DATE	JULIO 2014	SHEET	2 OF 3





TITLE		MONTAJE COMPLETO	
FINALIDAD		TRABAJO FINAL DE GRADO	
DESIGNER		GUILLERMO SERRANO CALLERGUES	
NUMBER	1.00	REV	A
DATE	JULIO 2014	SHEET	3 OF 3

