



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA  
BARCELONATECH  
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

TRABAJO DE FINAL DE GRADO

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE  
POTENCIA EN CLASE AD PARA SISTEMAS DE AUDIO**



**Vol. I: Memoria Técnica**

**Autor:** Almirón Torres, David  
**Director:** Martínez García, Herminio  
**Convocatoria:** Junio 2017



## Resum

L'objectiu d'aquest Treball de Final de Grau és el de dissenyar e implementar un amplificador de potència híbrid de classe AD per la seva aplicació a sistemes d'àudio.

Per aconseguir-ho s'ha estudiat per separat el comportament de l'amplificador analògic i de l'amplificador commutat. Una vegada conegut el funcionament de tots dos sistemes, de forma teòrica i també a través de la seva simulació, s'ha dissenyat el que serà el centre del projecte, l'amplificador de potència.

Un cop realitzada la aproximació teòrica de l'amplificador de potència s'ha buscat models de components de mercat per poder simular el comportament entre ells. Per aconseguir-ho s'han fet servir una de les distribucions d'Spice que es poden trobar a Internet.

Així mateix també s'ha dissenyat la font d'alimentació que aportarà l'energia necessària a l'amplificador de potència.

La aplicació industrial d'amplificadors de classe A aporta una gran linealitat mentre que els amplificadors en classe D aporten una gran eficiència. El mercat està començant a veure els avantatges dels amplificadors AD que combinen els beneficis dels anteriors sistemes analògics i digitals, d'aquí que s'hagi considerat d'interès la dedicació d'aquest Treball de Final de Grau. Així mateix ha permet posar en pràctica molts dels coneixements i competències transversals adquirides a través del Grau.

## Resumen

El objetivo de este Trabajo de Final de Grado es el de diseñar e implementar un amplificador de potencia híbrido de clase AD para su aplicación a sistemas de audio.

Para esto se ha estudiado por separado el comportamiento tanto del amplificador analógico como el amplificador conmutado. Una vez conocido el funcionamiento de ambos sistemas, tanto de forma teórica como a través de su simulación, se ha diseñado el que será el centro del proyecto, el amplificador de potencia.

Realizada la aproximación teórica del amplificador de potencia se han buscado modelos de componentes de mercado para poder simular el comportamiento entre ellos. Para ello se han utilizado una de las distribuciones de Spice que se pueden encontrar en Internet.

Asimismo también se ha diseñado la fuente de alimentación que aportará la energía necesaria al amplificador de potencia.

La aplicación industrial de amplificadores de clase A aporta una gran linealidad mientras que los amplificadores en clase D aportan una gran eficiencia. El mercado está comenzando a ver las ventajas de los amplificadores AD que combinan los beneficios de los anteriores sistemas analógicos y digitales, de ahí que se halla considerado de interés la dedicación de este Trabajo de Final de Grado. Así mismo permite poner en práctica muchos de los conocimientos y competencias transversales adquiridas a través del Grado.

## **Abstract**

The main goal of this TFG is the design and implementation of an analog-digital hybrid amplifier for audio applications.

In order to achieve this goal, it has been developed a separate analysis of the performance of an analog amplifier and a digital one. Once analog and digital amplifier operations are well known, both theoretically and across its simulation, it has been designed what is the core of this project, the power amplifier.

Once the theoretical approach of the power amplifier has been done a research of the existing macros on the market has been needed in order to simulate the performance between them. In order to realize it, we have been using one of the distribution systems available on Spice.

Likewise the power supply has been designed as it will provide the expected power to the power amplifier.

Industry applications of A-class amplifiers bring a great linearity while D-class amplifiers bring great efficiency. Current market applications are starting to make use of the advantages of analog-digital hybrid amplifiers that combine the benefits of analog and digital systems. This is the main reason why this TFG is focused on this direction. On the other hand it brings a great opportunity to put into practice a lot of the knowledge and cross competencies acquired throughout the Grade.



## Abreviaciones

A continuación se muestran algunos de las abreviaciones utilizadas en el trabajo.

<b>ADC</b>	Analog-to-digital converter
<b>BJT</b>	Bipolar junction transistor
<b>BW</b>	Bandwidth
<b>CM</b>	Common mode
<b>CMOS</b>	Complementary metal oxide semiconductor
<b>CMRR</b>	Common-mode rejection ratio (factor de rechazo al modo común)
<b>DAC</b>	Digital-to-analog converter
<b>DSP</b>	Digital signal processing
<b>FET</b>	Field-effect transistor
<b>HF</b>	High Frequency. Comportamiento del amplificador cuando la frecuencia está por encima del polo dominante, la ganancia en bucle abierto suele caer 20 dB por década
<b>IC</b>	Integrated circuit
<b>LF</b>	Low Frequency. Comportamiento del amplificador cuando la frecuencia está por debajo del polo dominante, la ganancia en bucle abierto es aproximadamente plana respecto a la frecuencia.
<b>IGBT</b>	Insulated-gate bipolar transistor
<b>MOSFET</b>	Metal oxide semiconductor field-effect transistor
<b>PCB</b>	Printed-circuit board
<b>PSRR</b>	Power-supply rejection ratio
<b>PSU</b>	Power-supply unit
<b>PWM</b>	Pulse width modulation
<b>RF</b>	Radio frequency
<b>SNR</b>	Signal to noise ratio
<b>SPL</b>	Sound pressure level
<b>THD</b>	Total harmonic distortion, Medida de distorsión en la que se suman los armónicos de distorsión de una señal.

<b>VAS</b>	Voltage-amplifier stage
<b>VCIS</b>	Voltage-controlled current source
<b>VCVS</b>	Voltage-controlled voltage source





## Glosario

**Curvas isofónicas:** son curvas de igual sonoridad. Teniendo como patrón un tono puro de 1 kHz con una intensidad predeterminada, la curva de igual sonoridad es la intensidad que se le ha de aplicar a un segundo tono para que el oído humano perciba ambos tonos con la misma intensidad.

**Slew rate:** es la relación entre la tensión y tiempo V/s. Es muy importante que sea muy alta, en una señal cuadrada la ideal sería tensión infinita por segundo.

**Saturación:** La señal de salida de un amplificador varía cuando lo hace la señal de entrada pero dentro de unos rangos, cuando la señal de salida queda fija aunque la señal de entrada varíe se dice que el amplificador se ha saturado. Si bien siempre se dice que está saturado, en realidad también podría haber entrado en corte.

**Trigger de Schmitt:** Es un circuito comparador que utiliza una histéresis para prevenir posibles falsos cambios si los niveles de entrada y referencia son parecidos.

**Salida push pull:** Se trata de un circuito electrónico diseñado para impulsar una corriente, positiva o negativa, a una carga.

**Resistencia Pull-Down, Pull-Up:** Son resistencias conectadas a masa, en el caso de Pull-Down, o tensión, para Pull-Up, utilizadas para evitar falsos estados lógicos, alto o bajo, producidos por el ruido eléctrico.

# Índex

<b>RESUM</b>	<b>I</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>II</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>III</b>
<b>ABREVIACIONES</b>	<b>V</b>
<b>GLOSARIO</b>	<b>VIII</b>
<b>1 INTRODUCCIÓN</b>	<b>13</b>
1.1 Motivación del trabajo.....	13
1.2 Objetivos del trabajo.....	13
1.3 Decodificador de sonido .....	14
1.4 Conversor digital analógico.....	15
1.5 Preamplificador.....	16
1.6 Amplificador.....	17
1.7 Crossover, altavoz .....	17
<b>2 INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE AUDIO</b>	<b>18</b>
2.1 Conceptos básicos.....	18
2.1.1 La frecuencia.....	18
2.1.2 La intensidad.....	18
2.1.3 El timbre.....	19
2.2 Micrófonos .....	21
2.2.1 Dinámicos .....	21
2.2.2 Condensador .....	22
2.3 Amplificadores de audio .....	22
2.3.1 Amplificador inversor .....	23
2.3.2 Amplificador no inversor .....	24
2.3.3 Amplificadores digitales .....	25
2.3.4 Preamplificadores.....	26
2.4 Altavoces .....	27
2.5 Crossover .....	28
<b>3 AMPLIFICADOR DE CLASE A</b>	<b>32</b>
3.1 Cálculo componentes pasivos.....	33

3.2	Recta de carga en DC y AC.....	37
3.3	Ganancia de tensión, corriente y potencia .....	41
3.4	Simulación.....	43
<b>4</b>	<b>AMPLIFICADOR DE CLASE D</b> .....	<b>45</b>
4.1	Diseño de un amplificador clase D .....	47
4.1.1	Generador de onda triangular .....	47
4.1.2	Simulación onda triangular .....	50
4.1.3	Comparador .....	51
4.1.4	Filtro pasa-bajos .....	53
4.1.5	Circuito completo y simulación .....	54
<b>5</b>	<b>AMPLIFICADOR LINEAL</b> .....	<b>57</b>
<b>6</b>	<b>AMPLIFICADOR CLASE AD</b> .....	<b>61</b>
6.1	Convertidor reductor.....	62
6.1.1	Funcionamiento convertidor Buck .....	63
6.2	Diseño amplificador AD .....	69
6.2.1	Amplitud de señal a amplificar .....	69
6.2.2	Primeros datos para el diseño del amplificador AD .....	72
6.2.3	Primera aproximación al diseño del amplificador .....	73
6.2.4	Cálculo de $I_T$ .....	74
6.2.5	Sensor de corriente.....	74
6.2.6	Comparador .....	77
6.2.7	Driver disparador transistor.....	78
6.2.8	Comparador y driver trabajando conjuntamente .....	83
6.2.9	Funcionamiento Amplificador AD .....	85
6.3	Selección de componentes.....	89
6.3.1	Amplificador analógico .....	89
6.3.2	Comparador .....	90
6.3.3	Transistor BJT de potencia.....	90
6.3.4	Diodos .....	90
6.3.5	Amplificador operacional.....	90
<b>7</b>	<b>FUENTE DE ALIMENTACIÓN</b> .....	<b>91</b>
<b>8</b>	<b>IMPACTO MEDIO AMBIENTAL</b> .....	<b>95</b>
8.1	Cadena de reciclaje RAEE .....	95
	<b>CONCLUSIONES Y VÍAS DE CONTINUACIÓN</b> .....	<b>97</b>





# 1 Introducció

A quíen defiende un sistema analógico frente al digital por su linealidad de la seál de salida respecto a la de entrada y por otro lado hay quienes defienden el sonido digital por su eficiencia, bajo consumo y portabilidad respecto a los sistemas de sonido analógico.

Si bien hoy parece que hay cierto despunte en las ventas de discos de vinilo quizás por la nostalgia, este mercado supone una gran minoría respecto a los sistemas digitales comprimidos como el MP3, ACC, FLAC...

Ahora se pueden mezclar los dos sistemas para intentar obtener lo mejor de cada uno, la linealidad del analógico y le eficiencia del digital.

## 1.1 Motivación del trabajo

La idea es la de poner a prueba gran parte de los conocimientos obtenidos en la carrera, tanto directos como transversales.

Con este proyecto se puede poner en práctica muchos de ellos:

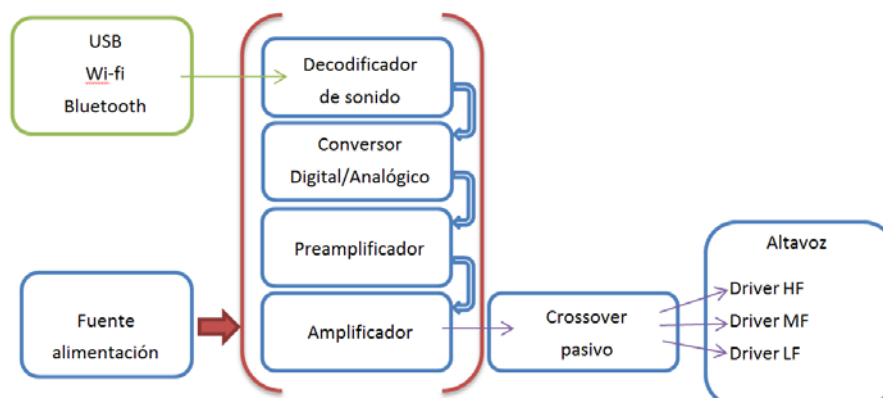
- Conocimientos de leyes físicas eléctricas:
  - Electrónica de potencia
  - Electrónica analógica
- Búsqueda de la información.
- Software de diseño y simulación.
- Trabajo autónomo.

Quizás lo más importante de todo es la satisfacción de poder crear algo que no existe. Con la dificultad añadida de la poca información existente por ser algo relativamente nuevo.

## 1.2 Objetivos del trabajo

El objetivo del trabajo es la de montar un sistema de sonido para lo que se pondrán en común algunos componentes y se diseñarán y construirán otros.

Un diagrama de bloques del sistema a construir sería el que se puede observar en la imagen 1.1.



**Figura 1.1.** Diagrama de bloques sistema de sonido

- Fuente de alimentación, el encargado de proporcionar energía al sistema.
- Decodificador de sonido, el encargado de decodificar el MP3, FLAT, DVD, CD...
- Convertor digital analógico, el encargado de transformar la señal digital decodificada en una señal analógica.
- Preamplificador, o control de unidad es el encargado de seleccionar la entrada de audio o del control de volumen.
- Amplificador, el encargado de amplificar la señal de entrada
- Crossover, el encargado de filtrar la señal en función de la frecuencia para que llegue a cada driver su frecuencia óptima.
- Altavoz, el encargado de convertir una señal eléctrica en presión sonora.

### 1.3 Decodificador de sonido

Para la tarea de decodificar el audio se ha optado por el sistema Odroid C2 de la casa hardkernel junto con el módulo de audio HiFi Shield 2. Se trata de un micro-ordenador [4] con un microprocesador de cuatro cores a 1,5 GHz y 2 Gb de ram.

El módulo de audio lleva incorporado el convertidor digital/analógico de audio DAC PCM5242 de TEXAS INSTRUMENTS. Según el datasheet permite archivos de audio de 32 bits y frecuencias de hasta 384 kHz[2]



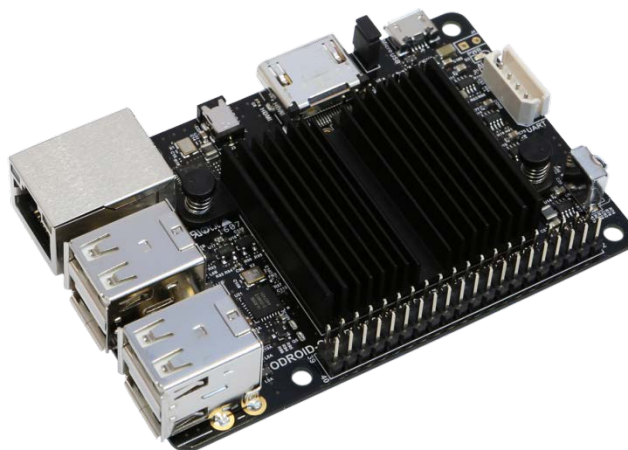


Figura 1.2. Placa Odroid C2 [1]

Se instalará en el ODROID C2 una aplicación de reproducción de audio llamada Volumio [3]

A partir de las especificaciones de Odroid C2 se puede observar que tiene 7 pins para la salida I2S, Integrated Interchip Sound, se trata de una salida serie para conectar circuitos de audio digital.

I2S es un bus compuesto al menos de tres líneas, la de clock, la de datos y la de selección de palabra. La oscilación del reloj es dependiente del muestreo, el número de bits y el número de canales, así pues si se tiene una pista de 192 kHz, 24 bits y 2 canales el clock trabajará a una frecuencia de 9.22 MHz. La selección de palabra, WS Word Select, indica al receptor los datos que envía si pertenecen al canal 1 ó 2. Por último está la línea de datos.

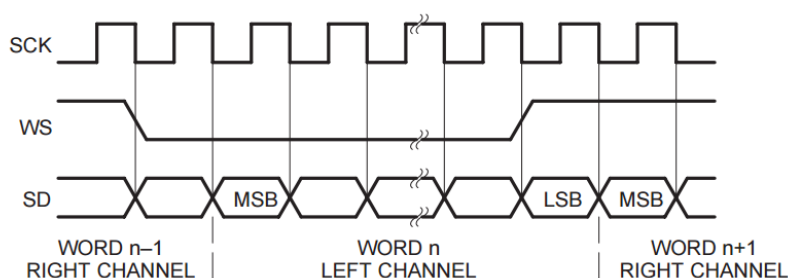


Figura 1.3. Diagrama de las tres líneas [4]

## 1.4 Conversor digital analógico

A la salida del I2S se conectará un conversor digital/analógico, DAC, para convertir la señal digital, en la salida del decodificador, en señal analógica. Que será la señal que se amplificada.

Para este cometido se ha elegido el DAC PCM5242 de la casa TEXAS INSTRUMENTS, algunas de sus características típicas para una alimentación de 3,3 V:

- Frecuencia de muestreo desde 8 kHz hasta 384 kHz.
- Soporta formatos de audio de 16, 24 y 32 bit.
- Distorsión armónica total más ruido, THD+N, 0,002%
- Relación señal/ruido, SNR, 114 dB
- Salida diferencial a escala completa  $4,2 V_{RMS}$  (GND center)

Algunas de las aplicaciones del DAC son las de HiFi Smartphone, A/V Receivers, DVD, BD Players o HDTV Receivers.

A partir de las pruebas hechas en la página del fabricante han comprobado que el THD+N oscila en torno al 0,0015% como se puede ver en la imagen 1.4. Supera el 0,002 sobre los 25 kHz.

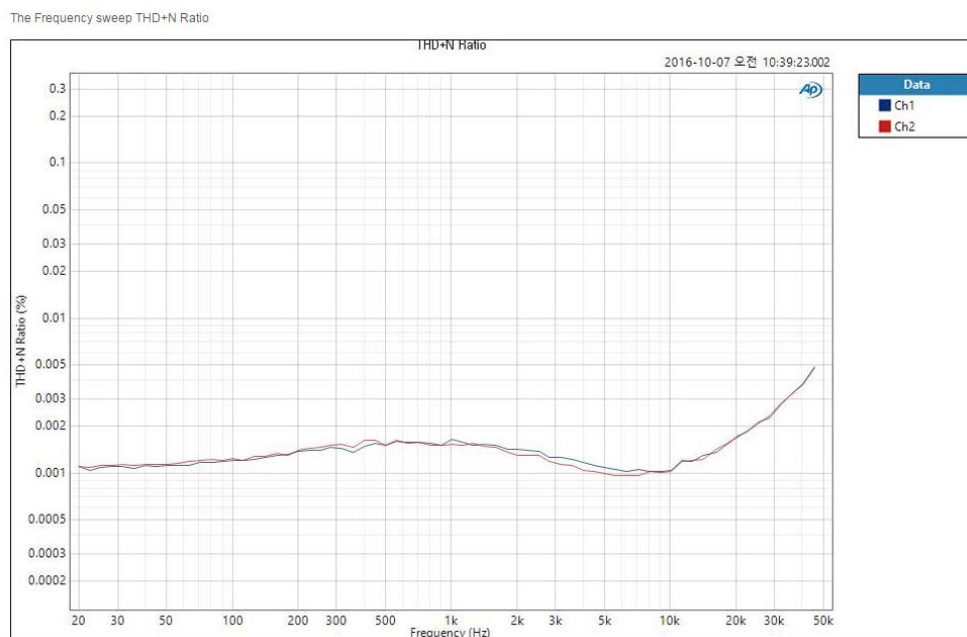


Figura 1.4. THD+N del módulo HiFi Shield 2. Imagen obtenida de la página del fabricante [5].

## 1.5 Preamplificador

El convertor DAC hará de amplificador en nuestro circuito, no se desea modificar la señal más allá de la atenuación de la misma.

## 1.6 Amplificador

El grueso del proyecto consistirá en diseñar con componentes de mercado un amplificador AD, híbrido, en el que se aprovechará la linealidad y rápida repuesta del amplificador A junto con la eficiencia del amplificador digital conmutado.

Actualmente no existen muchos sistemas de este tipo por ser algo relativamente nuevo. Algunas casasn que utilizan esta tecnología es puede ser Devialet con su serie EXPERT PRO. Presumen de una THD+N del 0,00025% a máxima potencia, sólo 6Ω. Los llaman amplificador ADH, una breve información técnica del producto [6].

Un diagrama de bloques de su sistema de amplificador se puede observar en la imagen 1.5 que es exactamente lo que se pretende hacer en este proyecto.

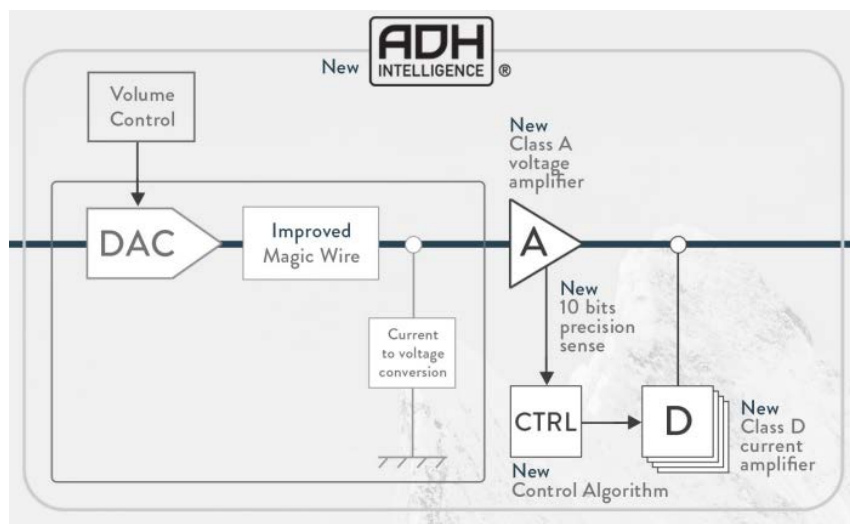


Figura 1.5. Diagrama de bloques del amplificador de la casa Devialet [6].

## 1.7 Crossover, altavoz

En el proyecto tampoco se diseñaran uno y otro, actualmente todos los altavoces pasivos con más de un driver ya llevan en su interior un crossover pasivo. Por esto no se tendrá que diseñar filtro, drivers o caja del altavoz.

Para el proyecto se utilizará un altavoz con una impedancia nominal de 8 Ω a 1 kHz.

## 2 Introducción a la electrónica de audio

La electrónica de audio es la encargada de acondicionar la magnitud presión sonora en una señal eléctrica, como ocurre con los micrófonos.

Una vez obtenida la señal eléctrica desde cualquier sistema de entrada se puede amplificar, filtrar en un rango de frecuencias, modificar la señal, mezclar con otra señal, digitalizar para almacenar, modular para para transmitir por ondas de radio entre otras cosas.

Si se transforma una magnitud física, presión sonora, en una señal eléctrica también ocurre en sentido contrario. Las señales eléctricas se convierten en presión sonora mediante, por ejemplo, un altavoz.

### 2.1 Conceptos básicos

El sonido se compone de tres elementos básicos: la frecuencia, la intensidad y el timbre.

#### 2.1.1 La frecuencia

La frecuencia corresponde al número de vibraciones por segundo del objeto que produce el sonido. Físicamente el humano puede percibir frecuencias dentro de un rango comprendido entre 20 Hz hasta 20 KHz. Aun así, el oído humano es más sensible al rango comprendido entre 2 kHz a 5 kHz como se puede observar en las curvas isofónicas [7]

#### 2.1.2 La intensidad

La intensidad de sonido es la potencia acústica por unidad de área,  $\frac{W}{m^2}$ , que depende de la amplitud de oscilación del objeto vibrante. A medida que la distancia respecto al objeto vibrante aumenta, la intensidad sonora disminuye aproximadamente uno sobre la distancia al cuadrado. El oído humano es capaz de percibir un rango de intensidades comprendido entre  $10^{-12} W/m^2$  hasta  $1 W/m^2$ . Puesto que el rango de intensidad audible por el humano es tan amplio, se suele usar una escala logarítmica en decibelios. La intensidad en decibelios es:

$$I(dB) = 10 \log_{10} \left[ \frac{I}{I_0} \right] \quad (\text{Eq. 2. 1})$$

en la que  $I$  es la intensidad en  $W/m^2$ , y  $I_0$  es la intensidad mínima que el humano es capaz de percibir,

$$I_o = 10^{-12} \text{ W/m}^2 \quad (\text{Eq. 2.2})$$

El rango de intensidad para humanos está entre los 0 dB y los 120 dB. En la figura 1.1 se puede observar las frecuencias e intensidad de algunos sonidos.

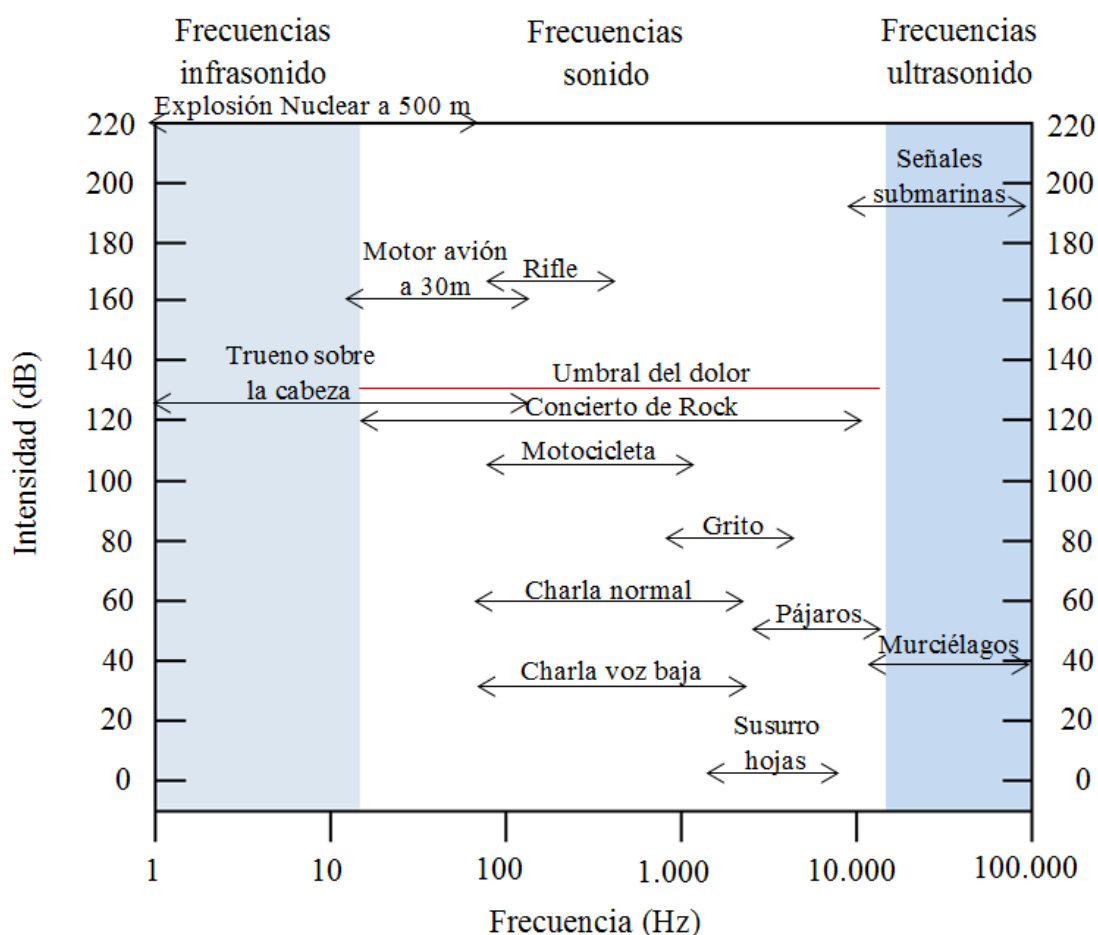


Figura 2.1. Muestra de intensidad y frecuencia de algunos sonidos

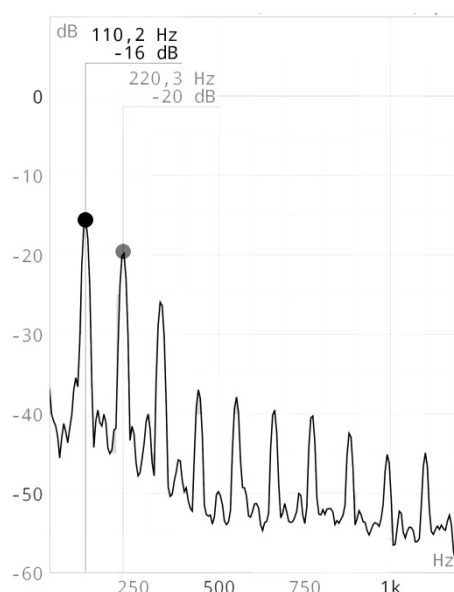
### 2.1.3 El timbre

El timbre físicamente es calidad que le dan al sonido los armónicos que acompañan a la frecuencia fundamental.

Por ejemplo, si se hace vibrar un diapasón con una frecuencia de 110 Hz, La, se obtendrá una frecuencia sin sobre-tonos pero si se toca La, quinta cuerda al aire, en una guitarra española, se obtiene un intenso sonido de 110 Hz más otras frecuencias mayores pero menos intensas llamados

sobre-tonos o armónicos. La frecuencia más intensa es llamada normalmente como frecuencia fundamental. El sonido resultante es la suma de la frecuencia fundamental más los armónicos, además los armónicos son múltiplos de la frecuencia fundamental. Así por ejemplo,  $2 \times 110$  Hz es el primer armónico,  $3 \times 110$  Hz es el segundo armónico y así sucesivamente. La intensidad de cada sobre-ono dentro del espectro de armónicos, dota el instrumento de su propia voz.

En la figura 1.2 se muestra el espectro de armónicos de la nota La tocada por una guitarra española. En teoría se podría reproducir el sonido de cualquier instrumento estudiando el espectro de armónicos del instrumento.



**Figura 2.2.** Espectro armónico de la quinta cuerda de una guitarra española tocada al aire.

Así que una señal se podría expresar como:

$$\text{señal} = a \cdot \text{sen} \cdot \omega_0 t + b \cdot \text{cos} \cdot 2\omega_0 t + c \cdot \text{sen} \cdot 2\omega_0 t + d \cdot \text{cos} \cdot 2\omega_0 t + \dots \quad (\text{Eq. 2.3})$$

Siendo la frecuencia fundamental  $f_0 = \frac{\omega_0}{2 \cdot \pi}$

Así pues un tono complejo es la suma de varias señales con una frecuencia e intensidad. Así se con varios diapasones y tocados cada uno con la intensidad correcta se podría reproducir el sonido de la quinta cuerda de la guitarra.

En la imagen 2.3 se puede observar cómo se descompone un tono complejo en otros, frecuencia fundamental más los armónicos, así como el espectro de armónicos.

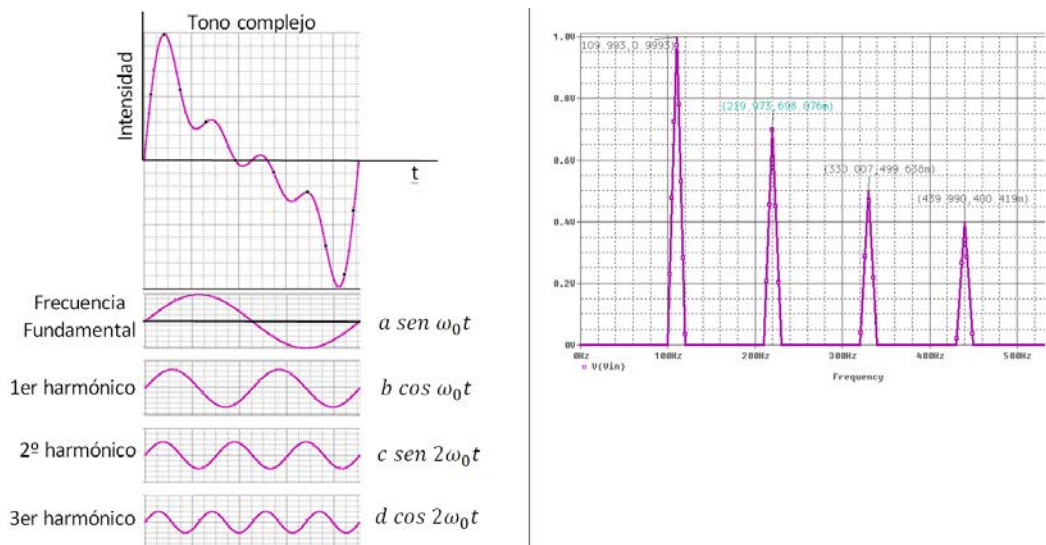


Figura 2.3. Tono complejo y descomposición a la izquierda, espectro de armónicos a la derecha.

## 2.2 Micrófonos

El micrófono es un transductor que convierte la presión sonora en una corriente eléctrica. La amplitud de la tensión AC generada por el micrófono es proporcional a la intensidad del sonido mientras que la frecuencia de la tensión AC corresponde con la frecuencia sonora percibida por el micrófono. Si existiesen armónicos en la señal de sonido, estos también aparecerán en la señal eléctrica.

Algunos de los micrófonos más comúnmente utilizados son los dinámicos, de condensador o electret.

### 2.2.1 Dinámicos

El micrófono dinámico, figura 2.4, consiste en un diafragma de plástico, una bobina eléctrica, apoyada en el diafragma de plástico, y un imán permanente. Cuando el diafragma se mueve debido a la presión alterna sonora, el diafragma mueve de forma oscilatoria hacia adelante y atrás la bobina eléctrica que tiene apoyada. La bobina, que está enrollada en un imán, crea una corriente inducida proporcional a la presión sonora.

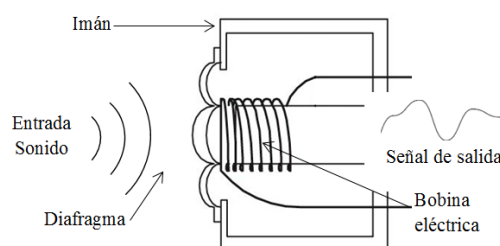


Figura 2.4. Diagrama micrófono dinámico

## 2.2.2 Condensador

Estos micrófonos están compuestos de una fina membrana móvil y una placa fija que actúan como las armaduras de un condensador. La presión sonora desplaza la fina membrana que modifica la distancia relativa entre las armaduras del condensador modificando la capacidad y generando una señal eléctrica. Este condensador está conectado en serie con una fuente de tensión y una carga. Por esto, el movimiento mecánico del diafragma controlará el flujo de corriente producido por la fuente de tensión.

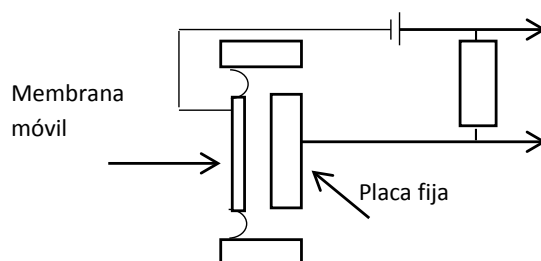


Figura 2.5. Diagrama micrófono condensador.

Micrófono electret es una variación del micrófono de condensador, la placa fija ahora es un polímero polarizado.

## 2.3 Amplificadores de audio

A menudo las señales eléctricas en el interior de un circuito de audio deben ser amplificadas para que lleguen correctamente a otros elementos o dispositivos. Quizás el camino más fácil para amplificar una señal sea mediante un amplificador operacional, uno de los más comunes es el conocido 741 que puede trabajar para señales de audio no muy complejas. Sin embargo existen otros amplificadores optimizados especialmente para señales de audio. Estos últimos amplificadores tienen un alto slew rate, alto producto ganancia-ancho de banda, baja distorsión, alta impedancia y muy bajo ruido de



entrada. Algunos amplificadores diseñados especialmente para aplicaciones de audio podrían ser NE5534, OP-27, AD842, LT1115, LM833, OPA2604, HA5112, PA2134 ó LT1057.

### 2.3.1 Amplificador inversor

En un amplificador inversor la ganancia:

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = -R_2/R_1 \quad (\text{Eq. 2.4})$$

Así que un esquema en el que se utilicen dos fuentes de tensión podría ser la siguiente:

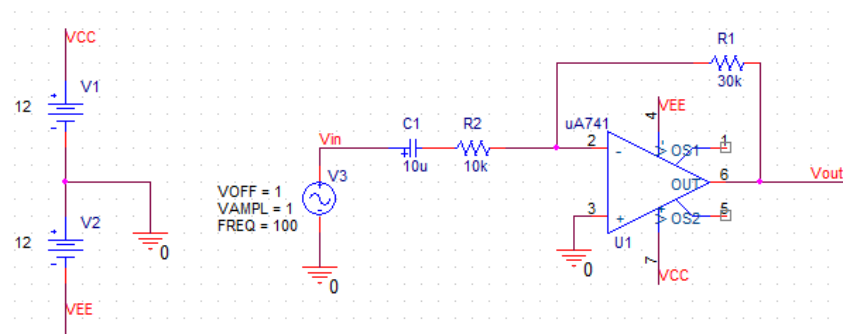


Figura 2.6. Diagrama amplificador inversor.

El condensador C1 se utiliza como condensador de acoplo para evitar las señales continuas de la anterior etapa dejando sólo el paso a las señales AC.

Si se simula durante mediante los siguientes parámetros:

- Frecuencia 100 Hz
- Amplitud 1 V
- Offset 1 V
- $R_2/R_1 = 3$

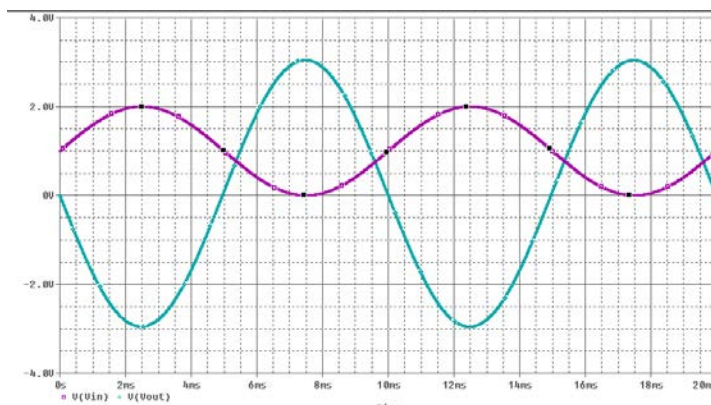


Figura 2.7. Repuesta amplificador inversor, señal de entrada lila, señal de salida azul.

Como se esperaba, la señal de entrada tiene un valor de pico de 1 V desplazado 1 V por el offset. La señal de salida tiene una ganancia de -3 y de la que se ha eliminado el offset de la entrada mediante el condensador.

### 2.3.2 Amplificador no inversor

En un amplificador no inversor la ganancia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = R_2/R_1 + 1 \tag{Eq. 2.4}$$

El amplificador inversor trabaja bien para muchas aplicaciones pero la entrada de impedancia no es tan grande, es por eso que a veces para lograr una alta impedancia se utiliza un seguidor de tensión.

Así que un esquema en el que se utilicen dos fuentes de tensión podría ser la siguiente:

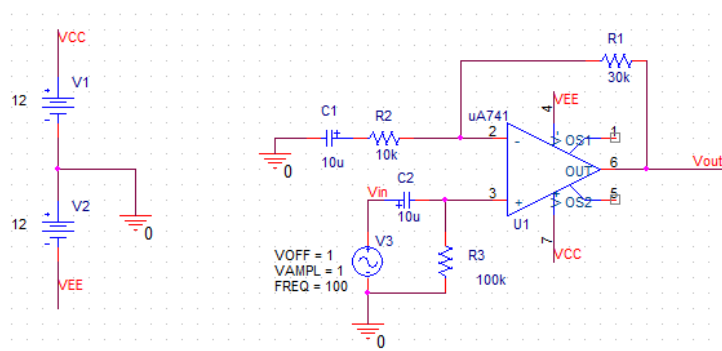


Figura 2.8. Diagrama amplificador no inversor.

De nuevo la función del condensador C1 es la de acoplo para evitar las señales DC de la anterior etapa. Mientras que al ser la impedancia tan alta, se puede ajustar a la impedancia de la fuente ajustando C2 y R3.

Si se simula durante mediante los siguientes parámetros:

- Frecuencia 100 Hz
- Amplitud 1 V
- Offset 1 V
- $R_2/R_1 + 1 = 4$

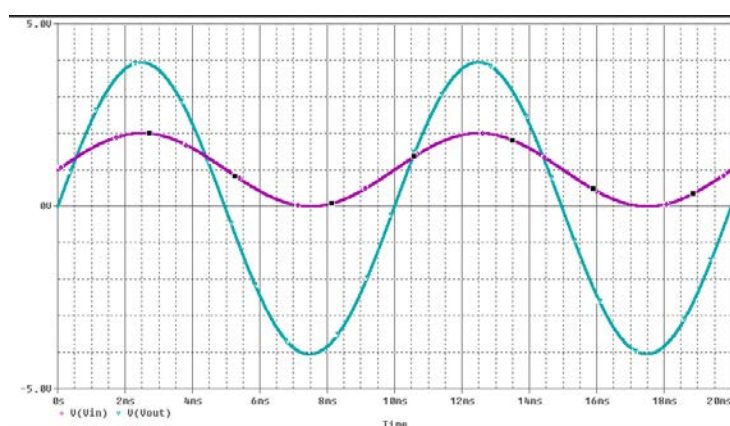
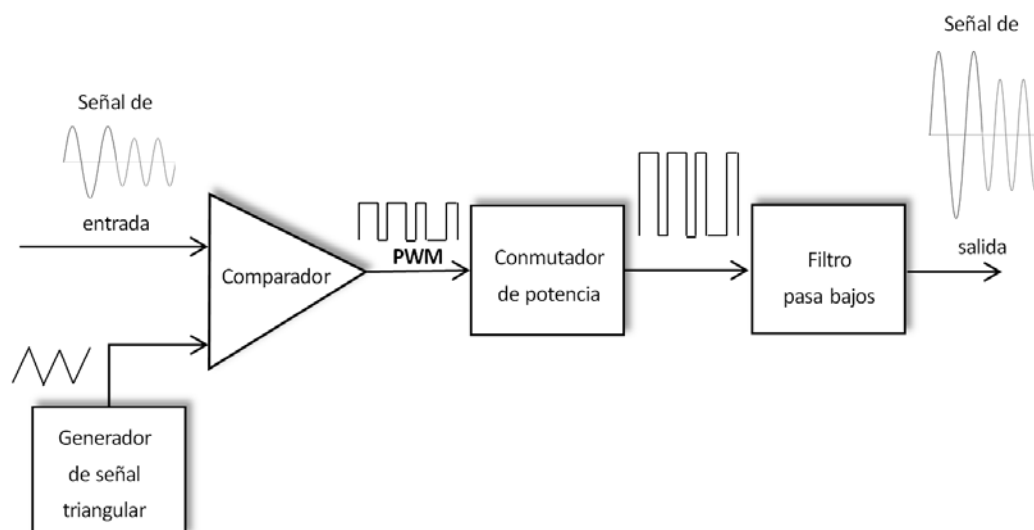


Figura 2.9. Respuesta amplificador inversor, señal de entrada lila, señal de salida azul.

Como se esperaba, la señal de entrada tiene un valor de pico de 1 V desplazado 1 V por el offset. La señal de salida tiene una ganancia de 4 y de la que se ha eliminado el offset de la entrada mediante el condensador.

### 2.3.3 Amplificadores digitales

Este tipo de amplificadores son también conocidos como amplificadores de tipo D o amplificadores PWM. Son amplificadores muy eficientes por lo que se utilizan como amplificadores de potencia para rangos de cientos o miles de vatios así como para dispositivos portátiles en los que se busca la eficiencia para alargar la batería.



**Figura 2.10.** Diagrama de bloques amplificador digital.

Por bloques, al comparador entra la señal de audio junto con la señal triangular, está última con una frecuencia mucho mayor, típicamente 500 kHz [8]. Cuando la tensión de entrada sea mayor a la señal triangular, a la salida del comparador se tendrá +Vcc y –Vee en caso contrario. Así se consigue a la salida del comparador tener un tren de pulsos.

El tren de pulsos entra en el bloque de conmutación de potencia. Se trata de dos transistores trabajando en saturación y corte, es por esto la gran eficiencia del amplificador. Los transistores son complementarios, esto es que cuando la entrada es positiva, Q1 conducirá y Q2 entrará en corte y viceversa cuando la entrada sea negativa. Así que cuando el ciclo de trabajo sea del 50% el valor medio de la señal será nulo.

La señal a la salida para el altavoz se obtiene de filtrar la señal mediante un filtro pasa bajos. Es muy importante el filtrado porque en altas frecuencias aparecen armónicos.

### 2.3.4 Preamplificadores

Hoy en día los sistemas de audio deben operar con varias entradas de señal como pueden ser HDMI, RCA para Phono, entrada digital para CD, Jack de 6,35 mm para micrófono. Todos componentes de diferentes fabricantes que no habrán llegado a un acuerdo sobre unas normas de producción de impedancia o tensión de señal que los equipos deben ofrecer. Por eso se suele interponer un dispositivo versátil entre estos equipos y el amplificador, el preamplificador.

Así pues, mediante el preamplificador se puede controlar la selección de entrada, el control de nivel, la ganancia o el nivel de impedancia.

Se trata de un tema bastante interesante y extenso, para más información [9]

## 2.4 Altavoces

Los altavoces convierten una señal eléctrica en presión sonora. Hoy en día los más usados son los altavoces dinámicos. Operan de la misma manera que los micrófonos dinámicos comentados anteriormente. Está compuesto de una bobina que rodea a un imán, a la bobina hay adjunto un cono/membrana. Cuando la corriente fluye a través de la bobina móvil ésta se mueve junto con el cono hacia adelante y atrás, estos movimientos del cono crean una presión sonora, ondas de sonido.

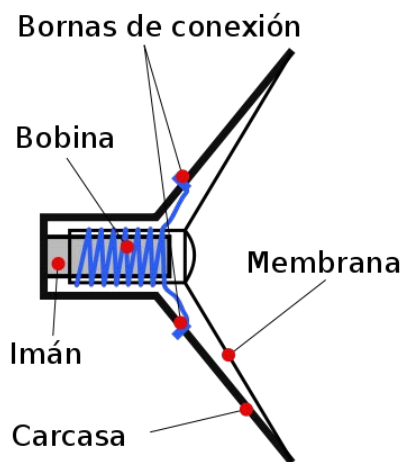
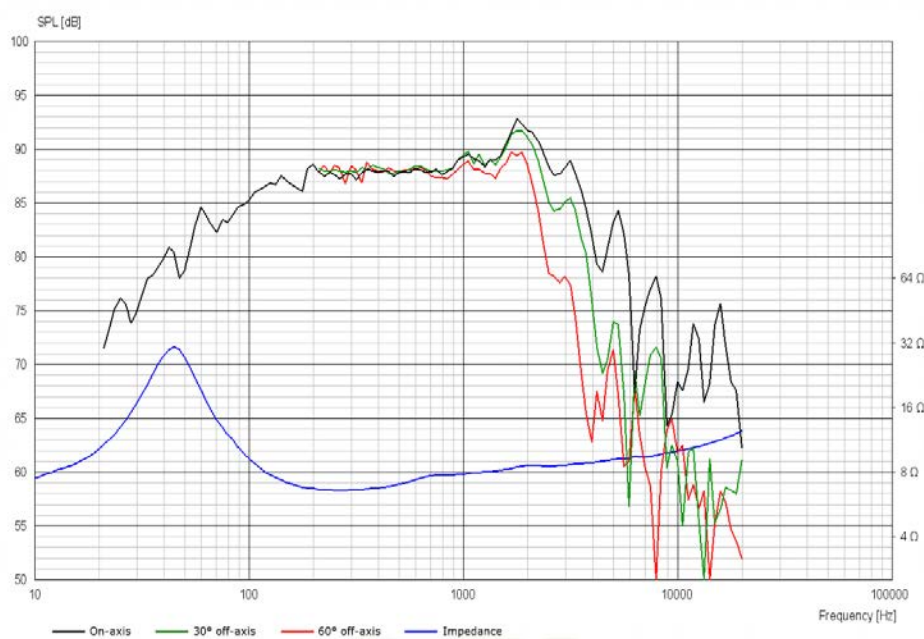


Figura 2.11. Diagrama de un altavoz dinámico.

Algunas de las características de los altavoces son su impedancia y frecuencia de respuesta.

Cuando se habla de impedancia, es la que ofrece el altavoz a una frecuencia de 1 kHz, así por ejemplo el altavoz 18W/8542-00 de scan-speaker [10] si bien su rango de impedancia va desde los 6,6  $\Omega$  a los 41,5  $\Omega$  tiene una impedancia nominal de 8  $\Omega$ .

Típicamente la resistecia nominal de los altavoces es de 4 y 8  $\Omega$ .



**Figura 2.12.** Impedancia respecto a la frecuencia del modelo 18W/8542-00 de SCAN-SPEAK [10]

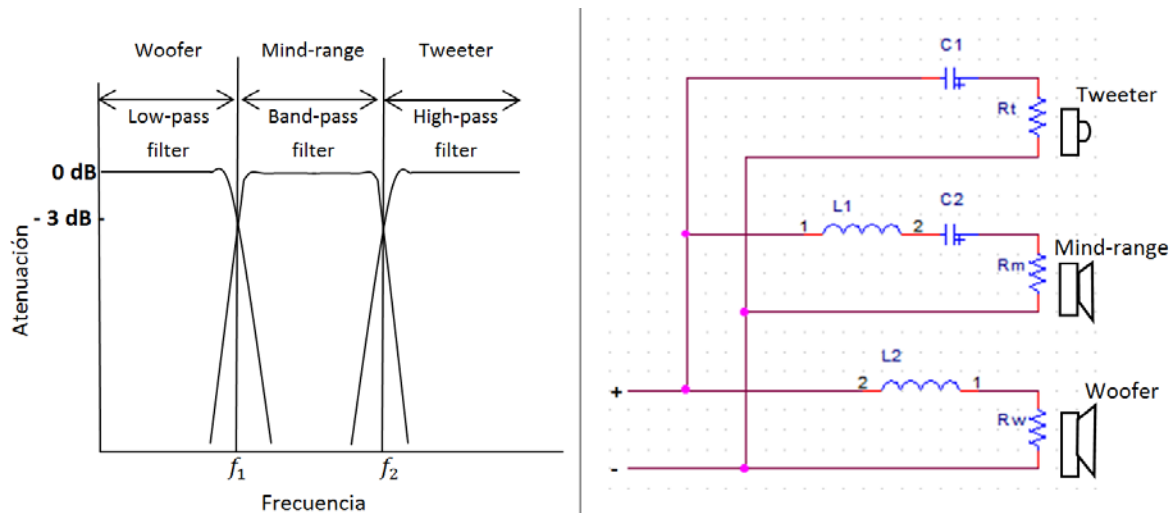
En el gráfico también se representa la repuesta en frecuencia del altavoz, dB respecto a la frecuencia para varios ángulos.

Así existen varios tipos de altavoz en función de su repuesta de frecuencia, así se pueden encontrar el subwoofer que trabaja entre los 20 Hz hasta los 80 Hz. Los woofers para frecuencias menores de 200 Hz. Los de rango medio suelen oscilar entre los 500 hasta los 3000 Hz. Por último se pueden encontrar los tweeter que suelen trabajar entre los 2000 Hz hasta los 20000 Hz.

## 2.5 Crossover

Es muy difícil que un único altavoz cubra el rango de frecuencias audible por el ser humano, de 20 Hz hasta 20 kHz, a unos niveles de presión acústica adecuados (SPL) y una dispersión amplia fuera del eje. Por eso, como se ha visto en el anterior apartado, existen varios tipos de altavoz para trabajar dentro de un rango de frecuencias.

Lo más sencillo sería conectar un woofer y un altavoz de rango medio que abarcarían una gran parte del espectro audible por el ser humano pero, la simple conexión en paralelo no funcionará debido a que cada altavoz recibiría señales fuera de su rango de frecuencia. Para evitar esto, se crea una red de filtros para hacer llegar a cada altavoz su rango de frecuencias, a esta red se le conoce como filtro divisor de frecuencias (crossover network).



**Figura 2.13.** Diagrama señal filtrada en función de su frecuencia.

Existen dos tipos de filtros divisores de frecuencias, uno pasivo y uno activo. El pasivo como su nombre indica utiliza elementos pasivos como resistores, bobinas o condensadores y está ubicado por lo general dentro de la caja del altavoz entre el amplificador y el altavoz. Este tipo de filtros toman parte de la potencia del amplificador. Los filtros divisores de frecuencia activos utilizan amplificadores operacionales y suelen preceder a los amplificadores de potencia.





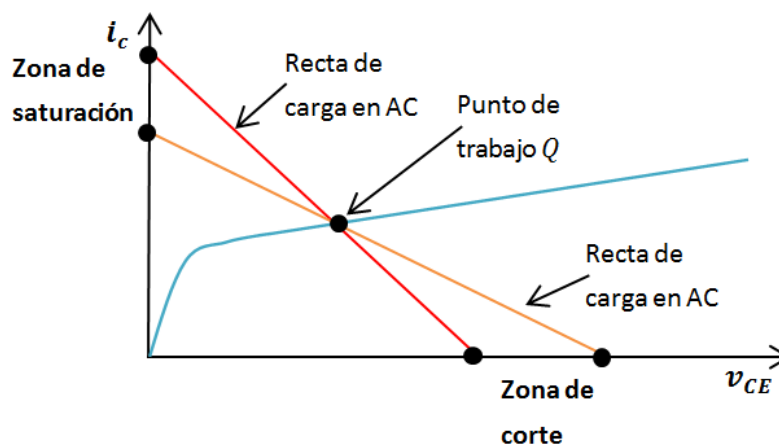


### 3 Amplificador de clase A

El nombre no viene por su clasificación energética, el nombre es porque fue el primer amplificador funcional, los siguientes clases en aparecer (B, C, D) no son inferiores.

Dos cosas por la que destaca esta clase de amplificador son por su gran linealidad, dando el mejor rendimiento de distorsión posible, y por su gran baja eficiencia.

La polarización del transistor se escoge de forma que el punto de trabajo Q no entre en saturación o corte. Por lo general cuando un amplificador se escucha mal se suele decir que se ha saturado pero en realidad también ha podido entrar en corte. Para que el punto de polarización en continua Q trabaje en la zona activa se sitúa en el centro de la característica tensión-corriente.



**Figura 3.1.** Punto de trabajo y rectas de carga AC y DC de un amplificador típico de clase A utilizando un transistor bipolar.

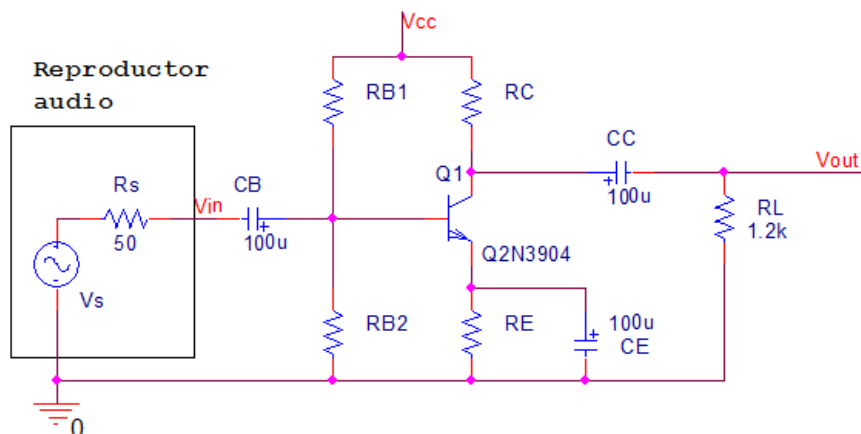
Para ver el funcionamiento no hay nada mejor que un ejercicio

Se quiere amplificar la señal  $V_s$  de un dispositivo de audio con una impedancia de salida  $R_s$ . El amplificador está formado por un único transistor bipolar, el 2N3904, y a la salida del amplificador estará conectado el auricular, con una impedancia de carga de  $600 \Omega$ .

Algunos datos del diseño del amplificador:

- $R_s = 50 \Omega$
- $R_L = 1,2 k\Omega$
- $V_{cc} = 24 V$
- El diseño debe maximizar la excursión de la señal de salida del amplificador.

- La corriente del colector en DC debe maximizar el valor de la ganancia del transistor.



**Figura 3.2.** Etapa amplificadora basada en un único transistor bipolar configurado en emisor común (CE).

Para que el punto de polarización se encuentre en el centro de la recta de carga se ha de cumplir:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{DC} + R_{AC}} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

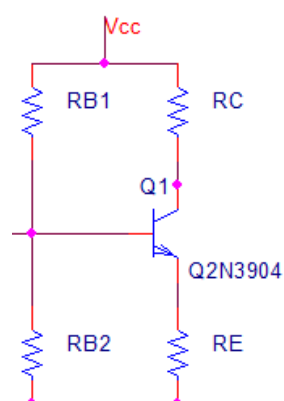
Además, existen otras dos relaciones que suelen utilizarse como reglas empíricas en el diseño para obtener un punto  $Q$  estable:

$$V_E = \frac{V_{CC}}{10} \quad (\text{Eq. 3.2})$$

$$R_{TH} = \frac{1 + \beta}{10} \cdot R_E \quad (\text{Eq. 3.3})$$

### 3.1 Cálculo componentes pasivos

Lo primero que se ha de hacer es encontrar los valores para los resistores  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ ,  $R_C$  y  $R_E$ . En DC los condensadores de acoplo de la entrada como el salida así como el condensador de desacoplo de emisor se comportan como circuito abierto por lo que el circuito equivalente es el de la figura 3.3



**Figura 3.3.** Circuito equivalente en DC de la etapa amplificadora.

A través de los cuatro resistores se puede polarizar el transistor de forma que trabaje de forma estable en su zona activa.

Según unos de los datos del diseño, se indica que el valor de  $I_{CQ_1}$  debe maximizar el valor de la ganancia del transistor. Para esto se mira el datasheet del transistor utilizado, 2N3904, para lo que para una  $I_{CQ_1} = 10 \text{ mA}$  se obtiene una ganancia mínima de 100 (figura 3.4)

DC Current Gain (Note 2.) ( $I_C = 0.1 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903	hFE	20	–	–
	2N3904		40	–	–
( $I_C = 1.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903		35	–	–
	2N3904		70	–	–
( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903		50	150	–
	2N3904		100	300	–
( $I_C = 50 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903		30	–	–
	2N3904		60	–	–
( $I_C = 100 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903		15	–	–
	2N3904		30	–	–

**Figura 3.4.** Características corriente colector/ganancia de los transistores 2N3903 t 2N3904.

$$I_{CQ_1} = 10 \text{ mA} \rightarrow \beta_1 = 100 \rightarrow h_{FE_1} = 100 \quad (\text{Eq. 3.4})$$

Obtenida la corriente DC del colector del transmisor se pueden calcular las corrientes de base y emisor:

$$I_{BQ_1} = \frac{I_{CQ_1}}{h_{FE_1}} = \frac{10 \text{ mA}}{100} = 0,1 \text{ mA} \quad (\text{Eq. 3.5})$$

$$I_{EQ_1} = I_{CQ_1} \cdot \frac{h_{FE_1} + 1}{h_{FE_1}} = 10 \text{ mA} \cdot \frac{100 + 1}{100} = 10,1 \text{ mA} \quad (\text{Eq. 3.6})$$

Introduciendo valores en la ecuación 1.2:

$$V_E = \frac{V_{cc}}{10} = \frac{24V}{10} = 2,4V \quad (\text{Eq. 3.7})$$

Además, para que el punto de polarización Q esté en el centro de la carga de recta se debe cumplir la ecuación 3.1 donde:

$$R_{DC} = R_C + R_E \quad (\text{Eq. 3.8})$$

$$R_{AC} = R_C // R_L \quad (\text{Eq. 3.9})$$

Conocidos los valores de  $I_{EQ_1}$  y  $V_E$  se puede calcular  $R_E$ :

$$R_E = \frac{V_E}{I_{EQ_1}} = 237,62 \Omega \rightarrow R_E = 237 \Omega \text{ (serie E - 96)} \quad (\text{Eq. 3.10})$$

Lo que se obtendría un valor estándar de **237  $\Omega$**  para  $R_E$

Para calcular  $R_C$  a partir de la ecuación 3.1:

$$I_{CQ_1} = \frac{V_{cc}}{R_{DC} + R_{AC}} = \frac{V_{cc}}{R_C + R_E + R_C // R_L} = \frac{V_{cc}}{R_C + R_E + \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}} \quad (\text{Eq. 3.11})$$

Continuando:

$$\begin{aligned} (R_C + R_L) \cdot I_{CQ_1} \cdot [R_C + R_E + R_C \cdot R_L] &= (R_C + R_L) \cdot V_{cc} \rightarrow \\ I_{CQ_1} \cdot [(R_C + R_L) \cdot (R_C + R_E) + R_C \cdot R_L] &= (R_C + R_L) \cdot V_{cc} \quad (\text{Eq. 3.12}) \end{aligned}$$

Sustituyendo valores:

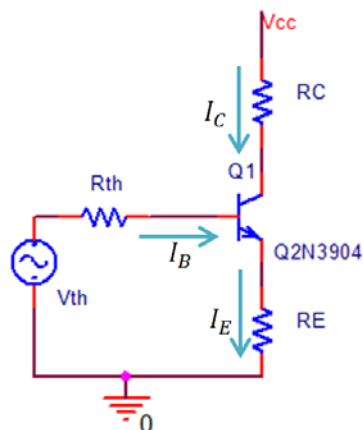
$$10 \text{ mA} [(R_C + 1200) \cdot (R_C + 237) + R_C \cdot 1200] = (R_C + 1200) \cdot 24 \quad (\text{Eq. 3.13})$$

Despejando  $R_C$ :

$$R_C = 1496,94 \Omega \rightarrow R_C = 1,5 \text{ k}\Omega \text{ (serie E - 96)} \quad (\text{Eq. 3.14})$$

Lo que se obtendría un valor estándar de **1,5 k $\Omega$**  para  $R_E$

El circuito de la figura 3.3, el divisor de tensión en la base del transistor formado por la tensión  $V_{cc}$  y los resistores  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  se puede sustituir por un circuito equivalente con una fuente de Tensión de Thévenin y una resistencia en serie llamada Resistencia de Thévenin, mostrada en la figura 3.5:



**Figura 3.5.** Circuito equivalente en DC de la etapa amplificadora desde la base del amplificador.

En la que la Tensión de Thévenin es:

$$V_{th} = V_{cc} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (\text{Eq. 3. 15})$$

Y la Resistencia de Thévenin:

$$R_{th} = R_{B1} // R_{B2} \quad (\text{Eq. 3. 16})$$

El valor de la resistencia de Thévenin se puede obtener mediante una de las ecuaciones utilizadas como reglas empíricas para el diseño, la 4.3

$$R_{TH} = \frac{1 + \beta}{10} \cdot R_E \rightarrow R_{TH} = 2393,7 \Omega \quad (\text{Eq. 3. 17})$$

La Tensión de Thévenin se puede calcular a través de la imagen 4.5 mediante mallas:

$$V_{TH} = I_{BQ1} \cdot R_{TH} + V_{BE1} + V_{E1} \quad (\text{Eq. 3. 18})$$

Considerando la tensión base/emisor típica de 0,7 V y sustituyendo valores:

$$V_{TH} = 0,1 \text{ mA} \cdot 2393,7 \Omega + 0,7 + 2,4 \text{ V} \rightarrow V_{TH} = 3,339 \text{ V} \quad (\text{Eq. 3. 19})$$

Para obtener los valores de  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  se hace mediante un sistema de 2 ecuaciones, la 3.16 y la 3.17

$$\begin{cases} V_{th} = V_{cc} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\ R_{th} = R_{B1} // R_{B2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} 3,339 = 24 \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \\ 2393,7 = R_{B1} // R_{B2} \end{cases} \begin{cases} R_{B1} = 17203,5 \Omega \\ R_{B2} = 2780,59 \Omega \end{cases} \quad (\text{Eq. 3. 20})$$

$$\begin{cases} R_{B1} = 17203,5 \Omega \\ R_{B2} = 2780,59 \Omega \end{cases} \rightarrow \begin{cases} R_{B1} = 17,2 \text{ k}\Omega \text{ (serie E - 192)} \\ R_{B2} = 2,77 \text{ k}\Omega \text{ (serie E - 192)} \end{cases} \quad (\text{Eq. 3.21})$$

### 3.2 Recta de carga en DC y AC

Una vez calculados los valores de los resistores para polarizar el transistor el circuito que se obtiene es el siguiente:

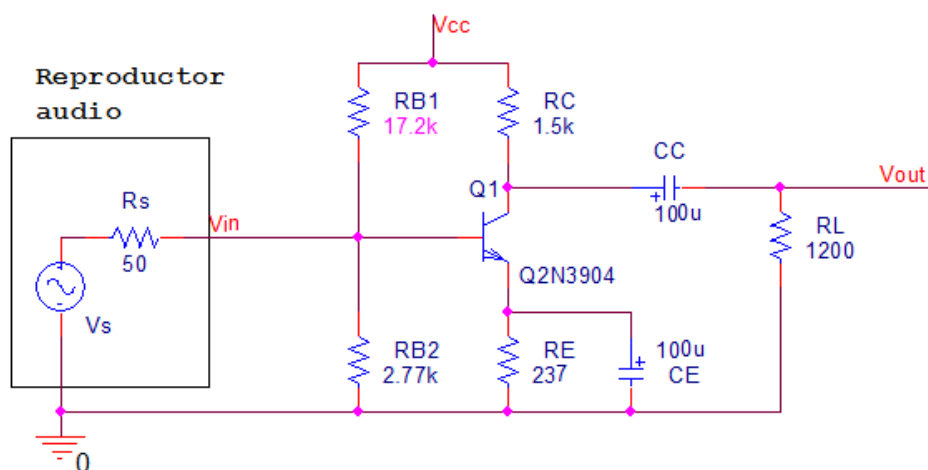


Figura 3.6. Etapa amplificadora basada en un único transistor bipolar configurado en emisor común (CE).

Para encontrar el punto de polarización se hará a través del circuito de la imagen 3.5.

$$\begin{aligned} V_{CC} &= I_{CQ_1} \cdot R_{C_1} + V_{CE} + I_{CQ_1} \cdot \frac{h_{FE_1} + 1}{h_{FE_1}} \cdot R_{E_1} \rightarrow \\ V_{CC} &= I_{CQ_1} \cdot \left( R_{C_1} + \frac{h_{FE_1} + 1}{h_{FE_1}} \cdot R_{E_1} \right) + V_{CE} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.23})$$

Sustituyendo valores y despejando:

$$\begin{aligned} 24 \text{ V} &= 10 \text{ mA} \cdot \left( 1500 + \frac{100 + 1}{100} \cdot 237 \right) + V_{CEQ_1} \rightarrow V_{CEQ_1} = 6,6 \text{ V} \\ &\rightarrow V_{CEQ_1} = 6,6 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.24})$$

En la recta de carga el punto de corte viene dado por:

$$I_{CQ_1\text{corte}} = 0 \rightarrow V_{CEQ_1\text{corte}} = V_{CC} = 24 \text{ V} \quad (\text{Eq. 3.25})$$

Y el punto de saturación dado por:

$$V_{CE_{1sat}} = 0 V \rightarrow \frac{V_{CC}}{R_{C_1} + \frac{h_{FE_1} + 1}{h_{FE_1}} \cdot R_{E_1}} = I_{CQ_1} = 13,8 \text{ mA}$$

$$I_{CQ_{1sat}} = 13,8 \text{ mA} \quad (\text{Eq. 3. 26})$$

En AC, pequeña señal, para estudiar la señal en AC se aplicará el teorema de la superposición. Si bien antes se estudió la señal en DC ahora sólo se estudiará el comportamiento de la señal en AC sin tener en cuenta la polarización hecha por la fuente en DC, así pues la fuente se cortocircuitará como si estuviese conectada a masa.

Así mismo, en AC los condensadores se consideran cortocircuitos. Así desaparece el resistor el  $R_E$  quedando el emisor conectado directamente a masa. Asimismo  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  quedarán en paralelo igual que  $R_C$  y  $R_L$ . Po lo que el circuito equivalente en AC sería:

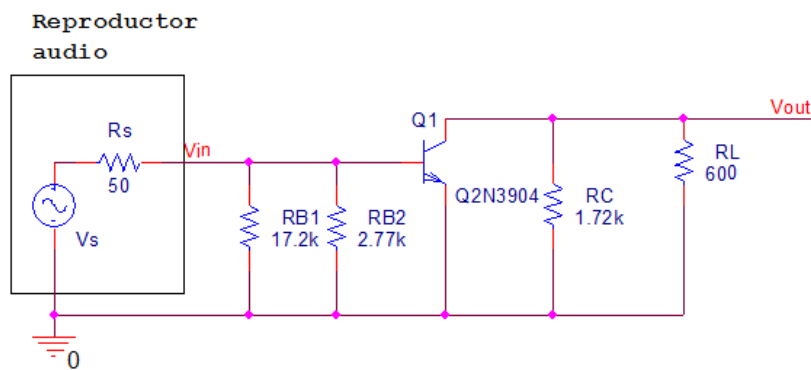


Figura 3.7. Diseño circuito en pequeña señal.

Quedando los resistores  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  en paralelo por lo que se tendría una resistencia equivalente:

$$R_{eq} = R_{B1} || R_{B2} \quad (\text{Eq. 3. 27})$$

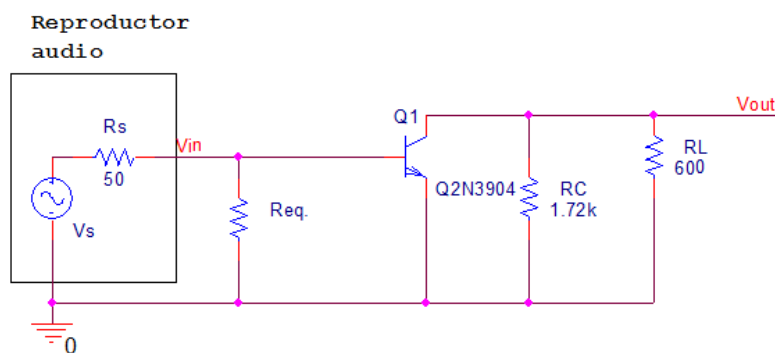


Figura 3.8. Diseño circuito en pequeña señal simplificado.



Siendo  $R_{AC}$  la resistencia equivalente de las resistencias  $R_C$  y  $R_L$  en paralelo. La corriente en el transistor sería como aparece en la imagen 3.9

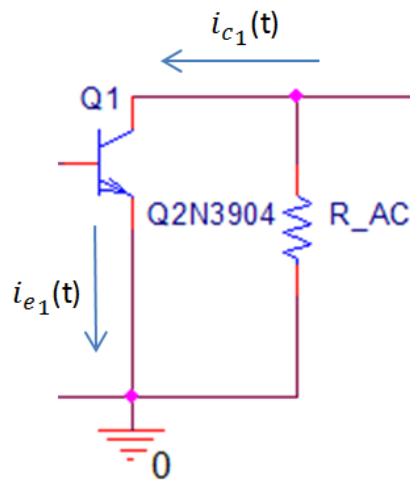


Figura 3.9. Corriente en transistor.

$$v_{ecAC} + i_{cAC} \cdot R_{AC} = 0 \rightarrow v_{ecAC} + i_{cAC} \cdot (R_C || R_L) \quad (\text{Eq. 3. 28})$$

Así la corriente del colector total es la suma de la corriente en DC más la corriente en AC:

$$i_{c1} = i_{cAC} + I_{CQ1} \quad (\text{Eq. 3. 29})$$

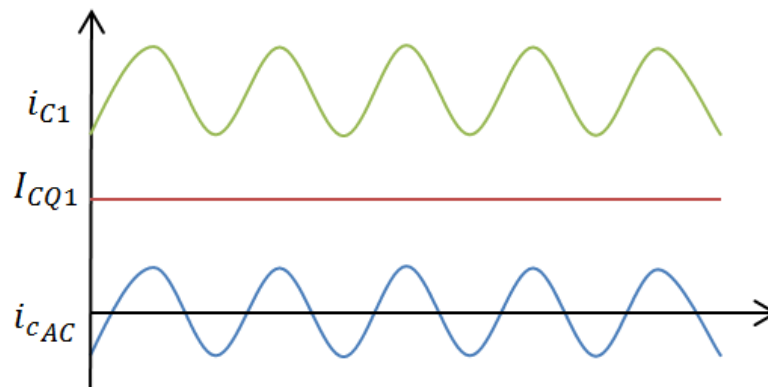


Figura 3.10. Rojo la señal corriente DC, azul corriente AC, verde la suma de las dos.

Como de igual modo ocurre con la tensión colector-emisor, es la tensión en DC más tensión en AC:

$$v_{CE1} = v_{ceAC} + V_{CEQ1} \quad (\text{Eq. 3. 30})$$

Sustituyendo en la ecuación 3.28 las ecuaciones 3.29 y 3.3 se obtiene:

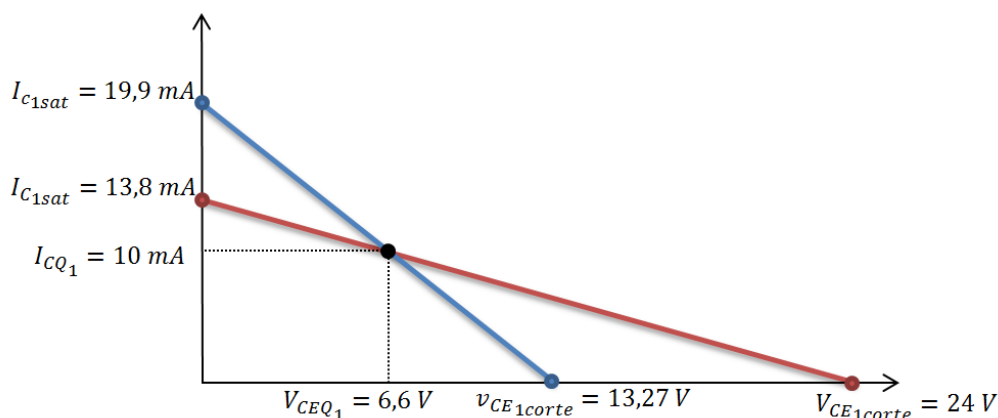
$$(v_{CE1} - V_{CEQ1}) + (i_{C1} - I_{CQ1}) \cdot (R_C || R_L) = 0 \quad (\text{Eq. 3.31})$$

Así cuando el transistor esté en corte, la corriente en el colector es igual a cero,  $i_{C1} = 0 \text{ mA}$ :

$$\begin{aligned} (v_{CE1} - V_{CEQ1}) + (0 - I_{CQ1}) \cdot (R_C || R_L) &= 0 \rightarrow v_{CE1} = I_{CQ1} \cdot (R_C || R_L) + V_{CEQ1} \rightarrow v_{CE1SAT} \\ &= 10 \text{ mA} \cdot \frac{1,5 \text{ k}\Omega \cdot 1,2 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega} + 6,6 \text{ V} \rightarrow v_{CE1corte} = 13,27 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.32})$$

Y cuando esté saturado,  $v_{CE1} = 0 \text{ V}$

$$\begin{aligned} (0 - V_{CEQ1}) + (i_{C1} - I_{CQ1}) \cdot (R_C || R_L) &= 0 \rightarrow i_{C1} = \frac{V_{CEQ1}}{(R_C || R_L)} + I_{CQ1} \\ \rightarrow i_{C1} &= \frac{6,6}{\frac{1,5 \text{ k}\Omega \cdot 1,2 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega}} + 10 \text{ mA} \rightarrow i_{C1} = 19,9 \text{ mA} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.33})$$



**Figura 3.10.** Recta de carga en AC en azul, recta de carga DC en rojo.

Así, la máxima excursión de pico sin que haya corte en la señal de salida es la diferencia mínima entre la tensión colector-emisor en el punto de trabajo,  $V_{CEQ1}$ , y los extremos de la recta de carga en AC, en este caso entre cero y 13,27 V.

$$\Delta v_{out\text{m}\acute{a}\text{x}\text{i}\text{m}\text{a}} = \text{m}\acute{\text{i}}\text{n}\text{i}\text{m}\text{o} [(6,6 \text{ V} - 0 \text{ V}); (6,6 \text{ V} - 13,27 \text{ V})] \rightarrow \Delta v_{out\text{m}\acute{a}\text{x}\text{i}\text{m}\text{a}} = 6,6 \text{ V} \quad (\text{Eq. 3.34})$$

### 3.3 Ganancia de tensión, corriente y potencia

Para el estudio de la ganancia de nuestro circuito se trabajará con un modelo simplificador del transistor, en este caso el modelo b de la imagen 3.11. Que es un modelo híbrido en  $\pi$  como fuente de corriente controlado por tensión.

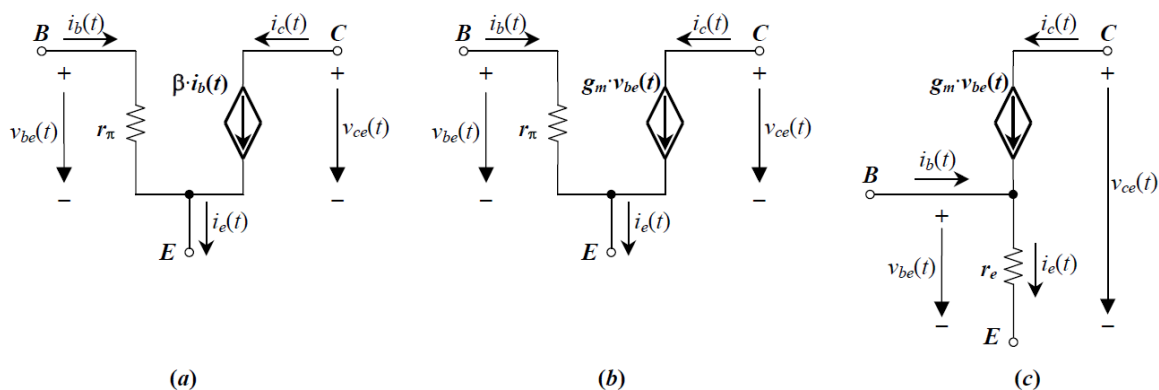


Figura 3.11. Modelos de un transistor bipolar en pequeña señal.

Donde  $g_m$  es la trans-conductancia del transistor en pequeña señal y  $r_\pi$  la resistencia de entrada base-emisor. Dichos parámetros se pueden obtener mediante las siguientes expresiones:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad ; \quad r_\pi = \beta \cdot \frac{V_T}{I_C} \quad (\text{Eq. 3.35})$$

Siendo  $I_C$  la corriente del colector en DC y  $V_T$  la tensión térmica con un valor de 25,8 mV a 25°C, se utilizará este valor.

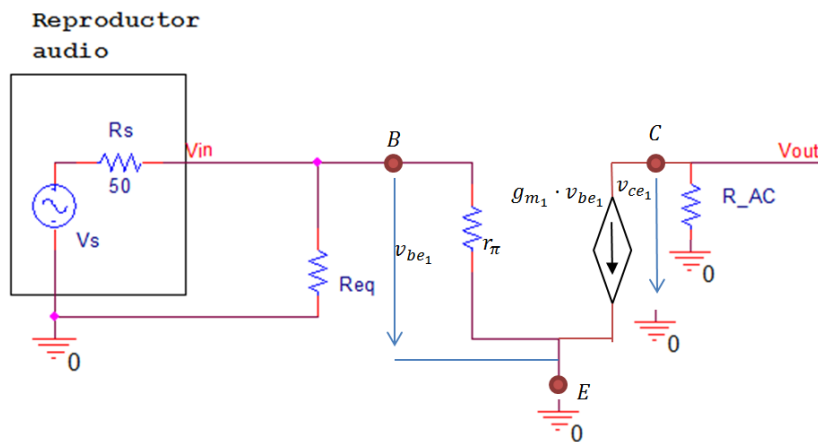


Figura 3.12. Circuito de estudio en el que se ha sustituido el transistor por el modelo de pequeña señal.

La ganancia en tensión es:

$$A_v = \frac{v_{out}(t)}{v_{in}(t)} \quad (\text{Eq. 3.36})$$

Se puede observar que la tensión de entrada es la tensión base-emisor del transistor  $v_{be_1}$ . Asimismo la tensión de salida es la corriente de la fuente controlada por tensión por la resistencia equivalente  $R_{AC}$ , por lo que la ganancia en tensión finalmente es:

$$A_v = \frac{-g_m \cdot v_{be_1} \cdot R_{AC}}{v_{be_1}} \rightarrow A_v = -g_m \cdot R_{AC} \quad (\text{Eq. 3.37})$$

Utilizando la ecuación 3.35 en la 3.37 e introduciendo valores:

$$A_v = -\frac{I_C}{V_T} \cdot R_{AC} \rightarrow A_v = \frac{10 \text{ mA}}{25,8 \text{ mV}} \cdot \frac{1,5 \text{ k}\Omega \cdot 1,2 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega} \rightarrow A_v = -258,4 \quad (\text{Eq. 3.38})$$

Por lo que se obtiene una ganancia en la tensión de -258,4

La ganancia en corriente es igual a:

$$A_i = \frac{i_{out}(t)}{i_{in}(t)} \quad (\text{Eq. 3.39})$$

Observando el circuito de la imagen 3.12 se puede observar que la corriente de salida es la tensión de salida entre la resistencia de la carga. Asimismo la corriente de entrada es tensión de entrada entre la resistencia de entrada.

La resistencia de entrada es:

$$R_{in} = R_{eq} || r_{\pi} \quad (\text{Eq. 3.40})$$

Sustituyendo valores e introduciendo la ecuación 3.35 en la 3.40 se obtiene:

$$\begin{aligned} R_{in} = R_{eq} || \beta \cdot \frac{V_T}{I_C} &\rightarrow R_{in} = \frac{\left( \frac{17,2 \text{ k}\Omega \cdot 2,77 \text{ k}\Omega}{17,2 \text{ k}\Omega + 2,77 \text{ k}\Omega} \right) \cdot \left( 100 \cdot \frac{25,8 \text{ mV}}{10 \text{ mA}} \right)}{\left( \frac{17,2 \text{ k}\Omega \cdot 2,77 \text{ k}\Omega}{17,2 \text{ k}\Omega + 2,77 \text{ k}\Omega} \right) + \left( 100 \cdot \frac{25,8 \text{ mV}}{10 \text{ mA}} \right)} \\ &\rightarrow R_{in} = 232,8 \Omega \quad (\text{Eq. 3.41}) \end{aligned}$$

Desarrollando la ecuación 3.39:

$$A_i = \frac{i_{out}(t)}{i_{in}(t)} \rightarrow A_i = \frac{\frac{v_{out}(t)}{R_L}}{\frac{v_{in}(t)}{R_{in}}} \rightarrow A_i = \frac{v_{out}(t)}{v_{in}(t)} \cdot \frac{R_{in}}{R_L} \rightarrow A_i = A_v \cdot \frac{R_{in}}{R_L} \rightarrow -258,4 \cdot \frac{232,8}{1200}$$

$$\rightarrow A_i = -50,13 \quad (\text{Eq. 3.42})$$

Por lo que se obtiene una ganancia de corriente de -50,13

Así la ganancia en potencia es la ganancia en tensión por la ganancia en corriente:

$$A_p = A_v \cdot A_i \rightarrow A_p = -258,4 \cdot (-50,13) \rightarrow A_p = 12.954,5 \quad (\text{Eq. 3.43})$$

Por lo que se obtiene una ganancia en potencia de  $12.954,5 \frac{W}{W}$ .

### 3.4 Simulación

Se simulará y tomará algunas capturas de pantalla para comprobar los cálculos hechos, primeramente se verá las corrientes para terminar de ajustar le tensión en la base del transistor.

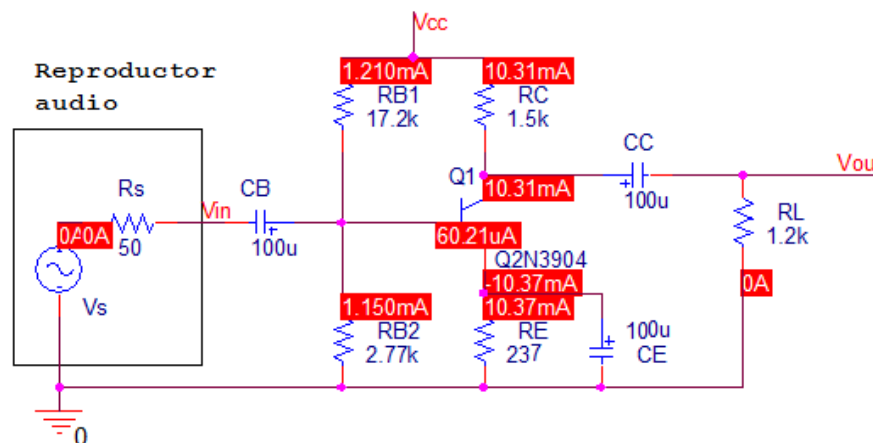
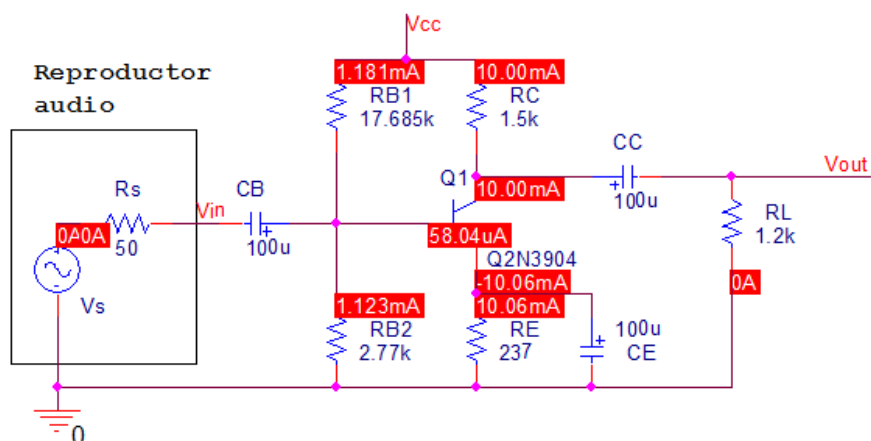


Figura 3.13. Corrientes en el circuito de estudio.

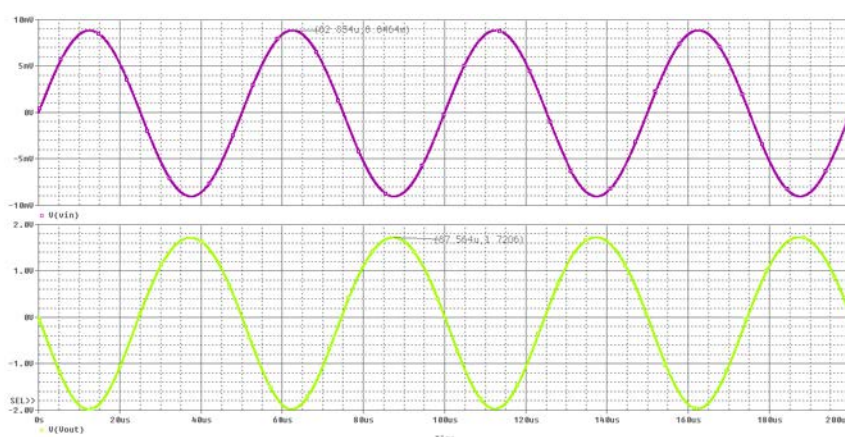
Se puede observar que la corriente por el colector no es la esperada de 10 mA, esto se debe a que se ha escogido la ganancia mínima para los cálculos y la simulación toma otro valor, si se ajusta la tensión de base:



**Figura 3.14.** Corrientes en el circuito de estudio. Ajustada tensión de base para obtener 10 mA en el colector del transistor.

Se ha modificado el valor de  $R_{B1}$  para ajustar a 10 mA la tensión en el colector del transistor.

Así, si se simula para una tensión de entrada de 10 mV a una frecuencia de 20 kHz:



**Figura 3.15.** Señal de entrada arriba y señal de salida abajo

La señal de entrada tiene un pico de 8,85 mV y a la salida un pico de 1,72 V lo que se tiene una ganancia de  $-194$ . El signo se debe porque está desfasado  $180^\circ$ . El valor está por debajo de los 258 en valor absoluto, esperado.

## 4 Amplificador de Clase D

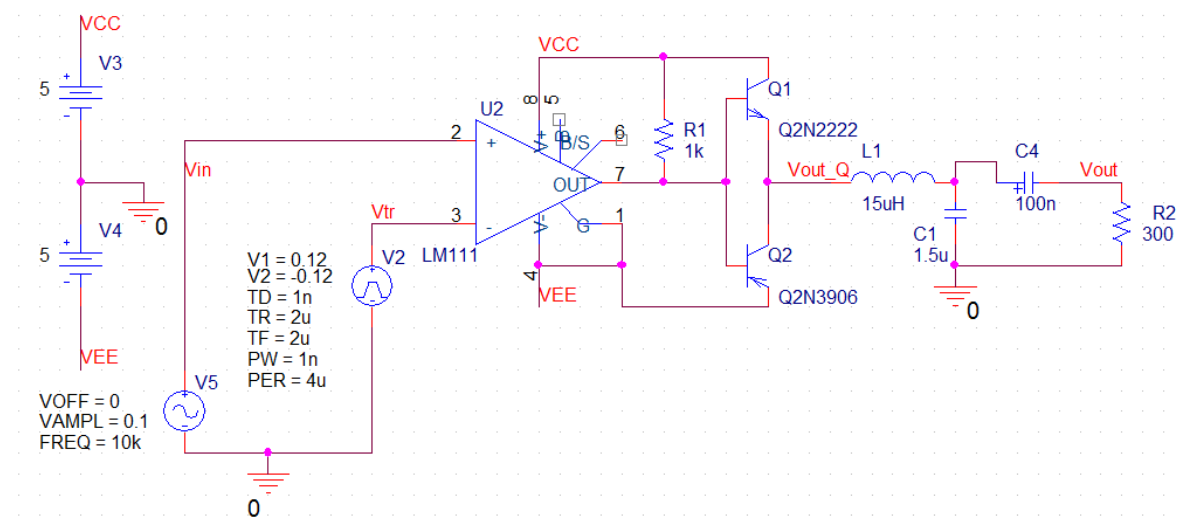
Si bien este tipo de amplificadores tienen una alta distorsión armónica, en torno 0,1 al 0,5%, alta para aplicaciones de alta fidelidad; las empresas lo utilizan cada vez más a menudo debido a la alta eficiencia. Esta eficiencia permite utilizar en aparatos portátiles a la vez de utilizar en aplicaciones de gran potencia sin disipar mucha energía.

Algunas de las ventajas de los amplificadores de clase D respecto al amplificador de clase A:

- Mayor eficiencia, por lo general superior el 90%
- Menor tamaño y peso
- Debido a la mayor eficiencia, no es necesario grandes disipadores y con el menor coste que conlleva.

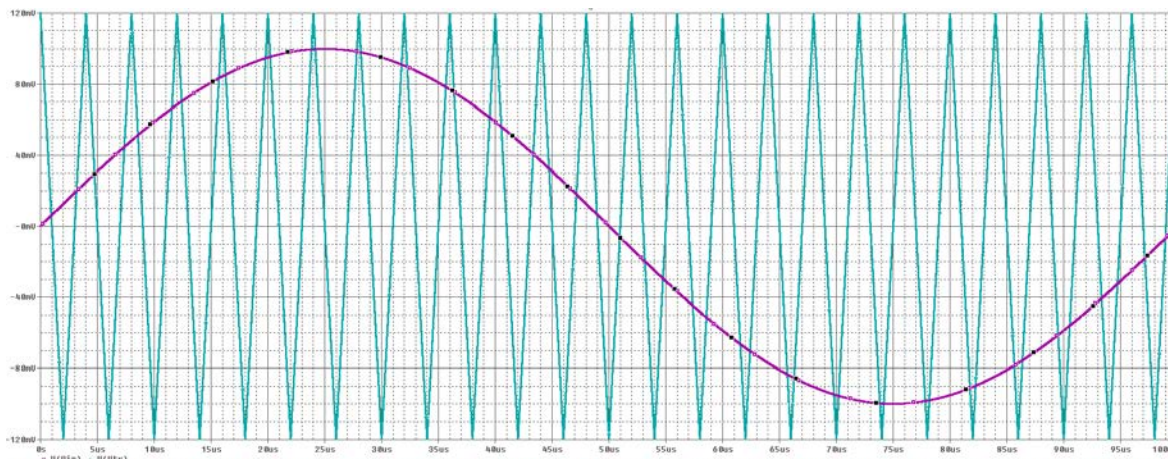
Los amplificadores de clase D o también conocidos como modulación de anchura de pulsos, PWM. Conocida por el control para convertidores DC/DC, troceadores, o convertidores DC/AC, onduladores o inversores.

Si bien la estructura de este tipo de amplificadores pueden ser la de semi-puente o puente completo, se expondrá el funcionamiento de la estructura de semi-puente.



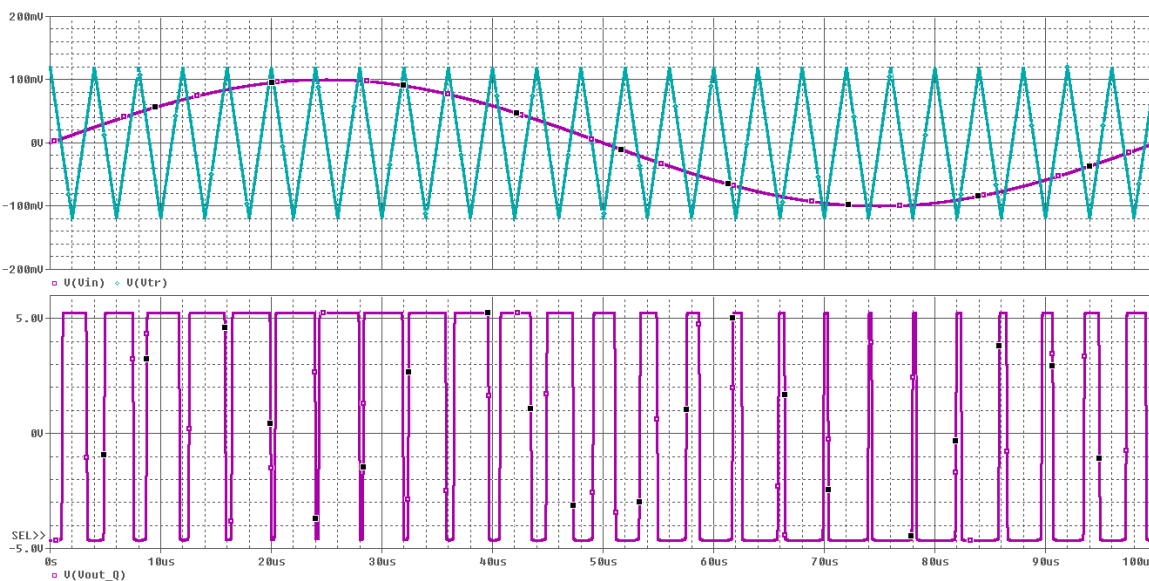
**Figura 4.1.** Circuito simplificado de un amplificador en clase D con estructura semi-puente y transistores bipolares.

La señal se modula mediante un comparador el cual compara la señal de entrada y una señal triangular.



**Figura 4.2.** Señal de entrada a modular, señal lila, y señal moduladora. Señal portadora, azul.

Se puede apreciar en la imagen 5.3 como el ciclo de trabajo de la señal modulada es proporcional a la amplitud de la señal de entrada. Obteniendo un ciclo de trabajo del 50% cuando la tensión de entrada es cero.



**Figura 4.3.** Señal portadora y Vin en la parte superior. Señal modulada en la parte inferior.

En la imagen 4.4 se pueden observar las señales de entrada y salida, con una entrada de pico 0,1 V tiene una salida aproximada de 3,9 V lo que se ha conseguido una ganancia de 39 con una alimentación del circuito de  $\pm 5 V$ .



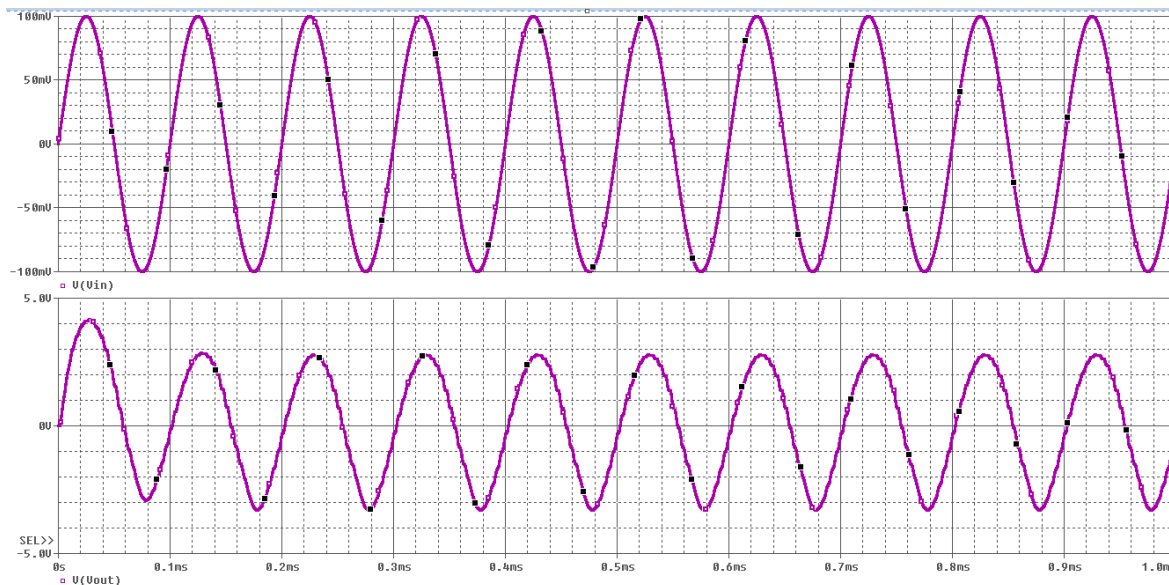


Figura 4.4. Señal de entrada en la parte superior, señal de salida en la parte inferior.

## 4.1 Diseño de un amplificador clase D

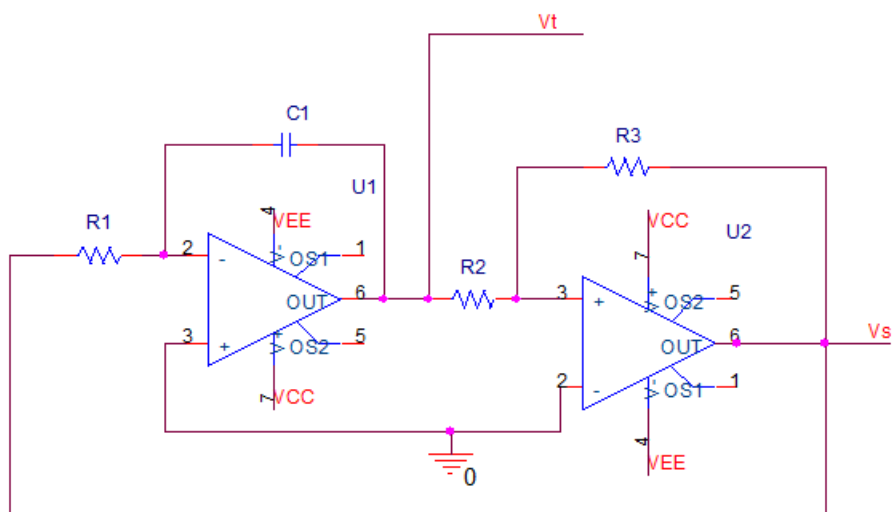
Para conocer mejor el funcionamiento del amplificador conmutado de Clase D se diseñará por un prototipo para ver su funcionamiento.

Sumario del diseño:

- Alimentación onda triangular  $\pm 3 V$
- Tensión de entrada  $400 mV_{pp}$  ,  $\pm 200 mV$ .
- Salida  $\pm 3 V$  , 500 kHz

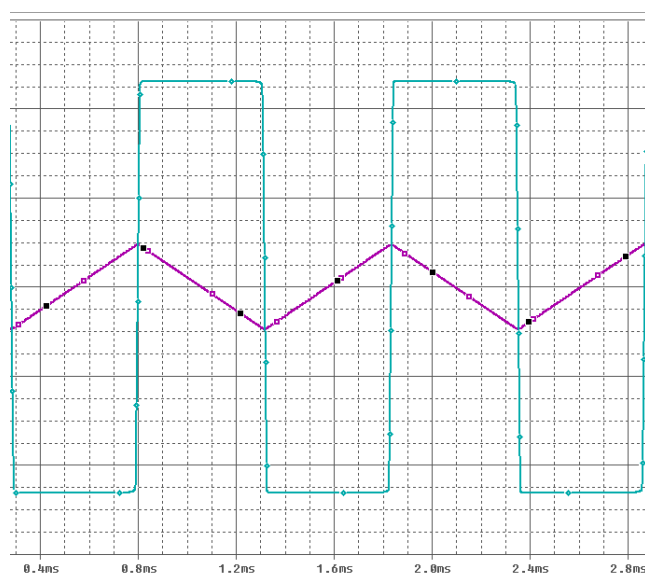
### 4.1.1 Generador de onda triangular

Esta parte del circuito se hará mediante amplificadores operacionales, mediante un trigger de Schmitt y un integrador. Mediante el trigger de Schmitt se obtendrá una señal cuadrada, al integrar la señal cuadrada aparecerá una señal triangular.



**Figura 4.4.** Circuito generador de señal triangular/cuadrada diseñado en Pspice de Orcad.

La salida de la señal triangular aumenta linealmente cuando la salida del trigger de Schmitt es baja y al contrario cuando es alta.



**Figura 4.5.** Señales de salida del circuito de la imagen 6.1.

La salida del trigger de Schmitt cambia cuando la tensión en la entrada no inversora pasa a través de la tensión de referencia, en nuestro caso cero.

La amplitud de la señal triangular viene definida por la ecuación:

$$V_T = \pm V_S \cdot \frac{R_2}{R_3} \quad (\text{Eq. 4. 1})$$

Donde  $V_S$  es la señal cuadrada de trigger de Schmitt. Para un amplificador operacional rail to rail  $V_S$  es aproximadamente la tensión de alimentación de los amplificadores operacionales

Para que los transistores reciban siempre una pulsación por ciclo, se configurará para que el ciclo de trabajo esté entre un 10% y un 90%. Para esto si la amplitud en la entrada está dentro de un rango  $\pm 200 \text{ mV}$  se configurará el circuito para que la señal triangular llegue hasta los  $\pm 220 \text{ mV}$ . Si se fija el valor de  $R_3$  a  $20 \text{ k}\Omega$  y con una alimentación de  $\pm 3 \text{ V}$ , utilizando la ecuación 6.5 se puede obtener el valor para  $R_2$ .

$$R_2 = \frac{220 \text{ mV} \cdot 20 \text{ k}\Omega}{3} \rightarrow R_2 = 1466,67 \Omega \rightarrow \\ \rightarrow R_3 = 1,47 \Omega \text{ (serie E - 192)} \quad (\text{Eq. 4. 2})$$

Seleccionado un valor de  $100 \text{ pF}$  para  $C_1$  y teniendo en cuenta que la frecuencia de trabajo de diseño es de  $500 \text{ kHz}$ :

$$f_T = \frac{R_3}{4 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C} \rightarrow R_1 = \frac{R_3}{4 \cdot f_T \cdot R_2 \cdot C} \rightarrow R_1 = \frac{20 \text{ k}\Omega}{4 \cdot 500 \text{ kHz} \cdot 1,47 \text{ k}\Omega \cdot 100 \text{ pF}} \\ \rightarrow R_1 = 68027 \Omega \rightarrow R_1 = 68,1 \text{ k}\Omega \text{ (serie E - 192)} \quad (\text{Eq. 4. 3})$$

Para la selección del amplificador/comparador se tiene que tener en cuenta tanto el slew rate, SR como el ancho de banda.

El SR es la relación entre la tensión y el tiempo, el valor ideal sería infinito. La señal triangular tiene una amplitud de  $5,94 \text{ V}$  de pico a pico y un periodo tiene que completar dos veces la amplitud de la onda triangular por lo que el SR sería:

$$SR = 2 \cdot V_{pp} \cdot \frac{1}{f} \rightarrow 2 \cdot 0,44 \cdot 500 \text{ kHz} \rightarrow SR = 0,44 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad (\text{Eq. 4. 4})$$

Así pues se utilizará un amplificador con un SR bastante mayor a los  $0,44 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$  obtenidos.

En cuanto al ancho de banda, si son necesarios 10 armónicos para la creación de una onda triangular, y teniendo en cuenta que en la onda triangular no existen los armónicos pares, el décimo armónico de la onda triangular tendrá 19 veces la frecuencia de la señal fundamental, con esto:

$$GBW = 19 \cdot 500 \text{ kHz} \rightarrow GBW = 9,5 \text{ MHz} \quad (\text{Eq. 4. 5})$$

Se utilizará un LM6172, con un SR de  $3000 \frac{V}{\mu s}$  y GBW de 100 Hz.

En cuanto al amplificador con el trigger de Schmitt se utilizará un comparador con una tipología de salida push pull. En este caso el retardo de propagación del comparador tiene que ser mucho menor que el periodo de la onda PWM, por eso se escoge el comparador TLV3502 con una salida push pull y un retardo típico de 4,5 ns.

### 4.1.2 Simulación onda triangular

Para la simulación se han empleado las macros Spice en el programa Tina-TI de Texas Instrument debido a que no se han encontrado los componentes en otros simuladores.

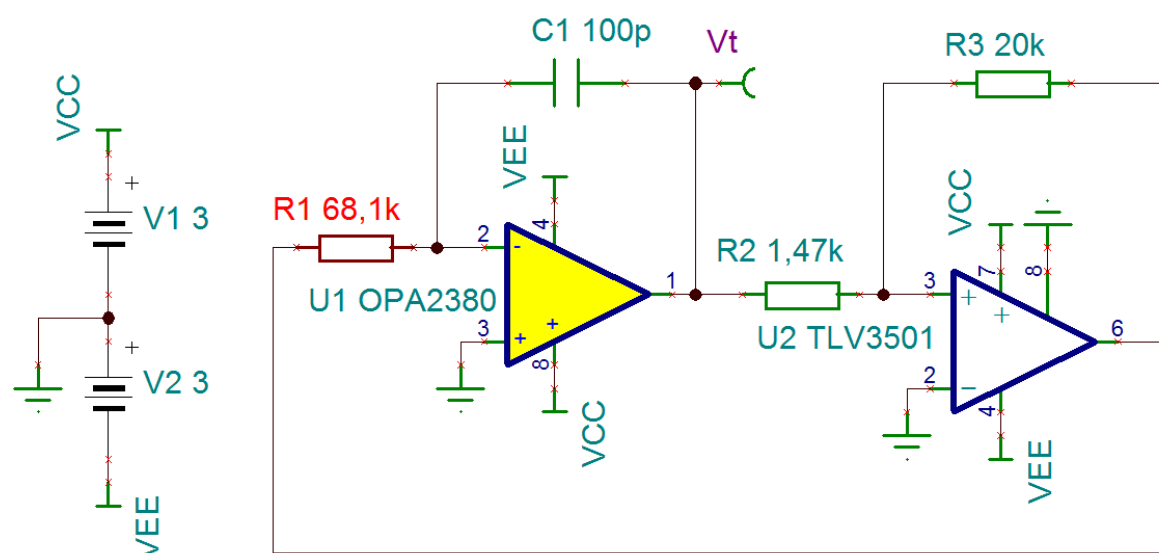


Figura 4.6. Circuito generador de señal triangular/cuadrada diseñado en Pspice de Tina TI.

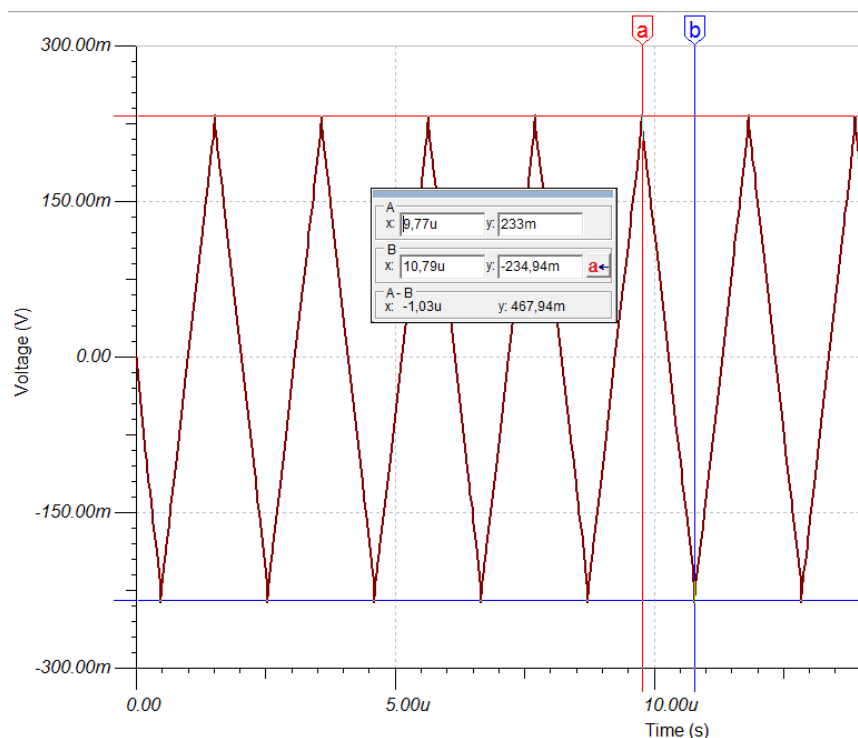
En la imagen 6.4 se puede observar tanto la tensión de pico a pico como el periodo.

Comparando los cálculos teóricos respecto a la simulación:

Tabla 4.1. Comparación entre los valores teóricos de diseño y los simulados.

	Teóricos	Simulados
Frecuencia	500 kHz	490,2 kHz
Amplitud	440 mV	467 mV

Se dan por buenos los resultados por lo que se compran los componentes.

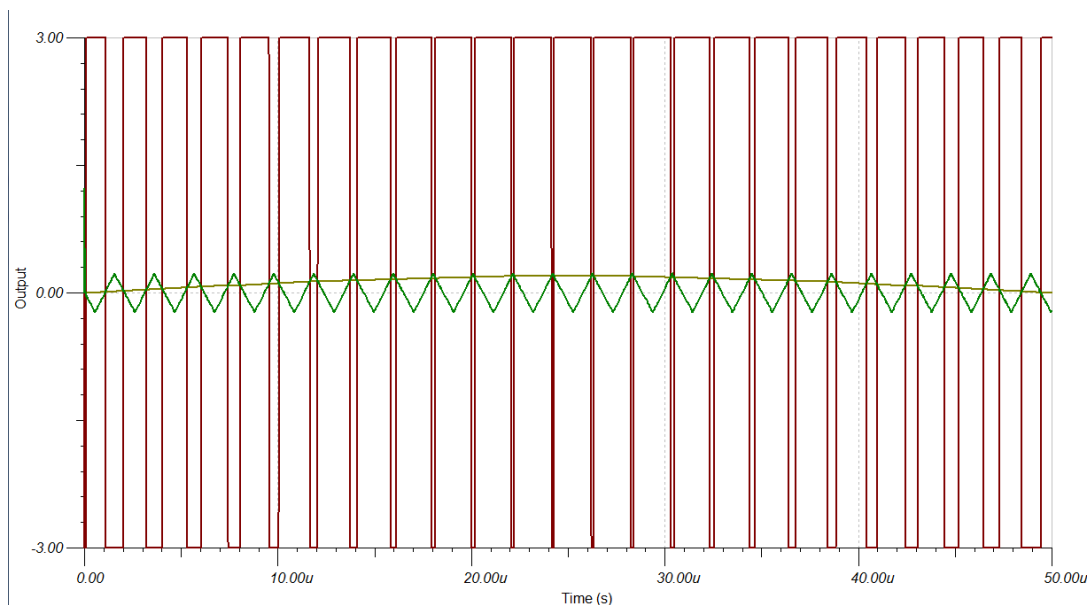


**Figura 4.7.** Señales de salida del circuito de la imagen 6.3. Valor de pico máximo 3,04 V, valor de pico mínimo -3,05 V. Periodo **2,02  $\mu$ s**

### 4.1.3 Comparador

Para el comparador se utilizará el mismo que en el circuito para generar la onda triangular, se añade al circuito y se vuelve a simular para ver su comportamiento ante la frecuencia de 490 kHz y una alimentación de +- 5 V.

Observando la figura 4.8 se ve que el ciclo de trabajo funciona correctamente por la comparación entre la onda de entrada y la triangular por lo que se da por buena. Para poder apreciar el ciclo de trabajo sólo se ha simulado el semiciclo positivo.

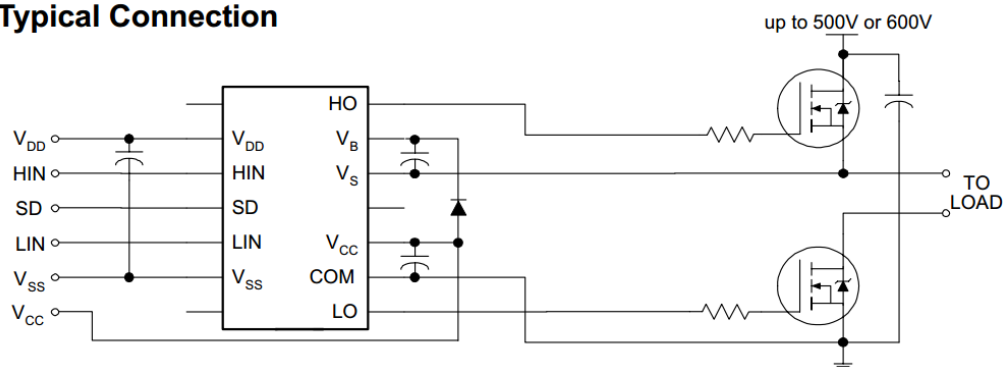


**Figura 4.8.** Señal a la salida del comparador.

En equipos de potencia a la salida del comparador llevan un driver puesto que el comparador no es capaz de ofrecer la corriente necesaria que el siguiente componente requiere, un transistor o un mosfet. Puesto que no es el tema principal del estudio no se buscará o simulará el driver junto con el transistor.

Añadir que los driver suelen tener un nivel alto y otro bajo de entrada por lo que se suelen utilizar dos comparadores para cada altavoz, uno de nivel alto y otro bajo. Por ejemplo el IR2110 es un driver alto y bajo y sus conexiones se pueden observar en la imagen

**Typical Connection**



**Figura 4.9.** Conexionado estándar del IR2110.

Puesto que han de trabajar a altas frecuencias es muy importante en los drivers el tiempo de repuesta, en el IR2110 es de 10 ns.

#### 4.1.4 Filtro pasa-bajos

El filtro es para atenuar el espectro de salida de la conmutación, los 500 kHz teóricos, y que pase la señal deseada, en nuestro caso las frecuencias inferiores a 20 kHz. Con esto se eliminarán todas las frecuencias que estén por encima de los 20 kHz.

Se utilizará para el diseño un filtro pasa-bajos Butterworth de cuarto orden pasivo puesto. Esto quiere decir que con componentes pasivos se filtrará la señal en función de la frecuencia de la señal.

Siempre teniendo en cuenta que la carga, el altavoz, tendrá una impedancia de  $8 \Omega$  para una frecuencia de 1 kHz.

Para el diseño se tendrá en cuenta los siguientes datos:

- 150 dB de atenuación para frecuencias superiores de 500 kHz
- Que el rizado no supere 1 dB por debajo de los 20 kHz
- $R_L = 8 \Omega$

De nuevo, como no es el tema principal del proyecto para el dimensionado de los elementos se ha utilizado las herramientas de una página web [11]

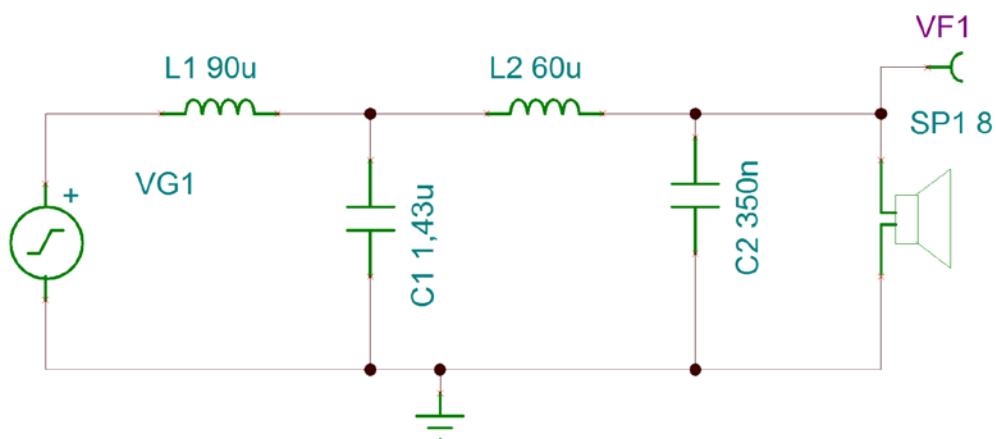


Figura 4.10. Diseño del filtro pasa bajos de cuarto orden.

Si se simula se puede observar que el corte en los -3 dB está a una frecuencia de 21,35 kHz, asimismo a 500 KHz tiene una atenuación de 108 dB.

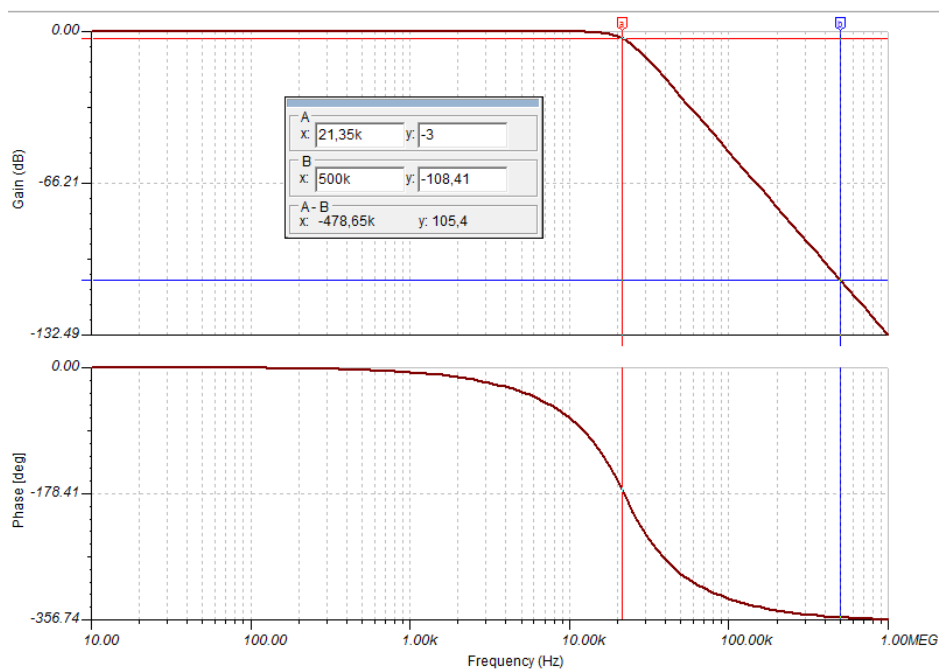


Figura 4.11. Ganancia en función de la frecuencia.

#### 4.1.5 Circuito completo y simulación

Se ponen todos los elementos en común para simular con el siguiente aspecto:



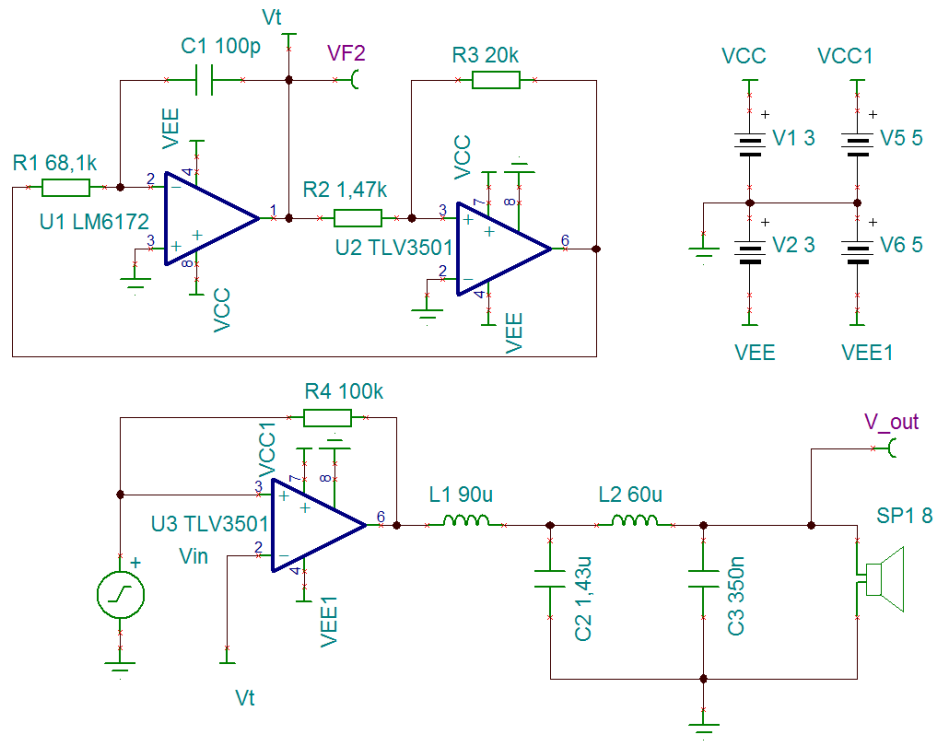


Figura 4.11. Diseño amplificador Clase D.

Y en la simulación se obtienen los siguientes resultados:

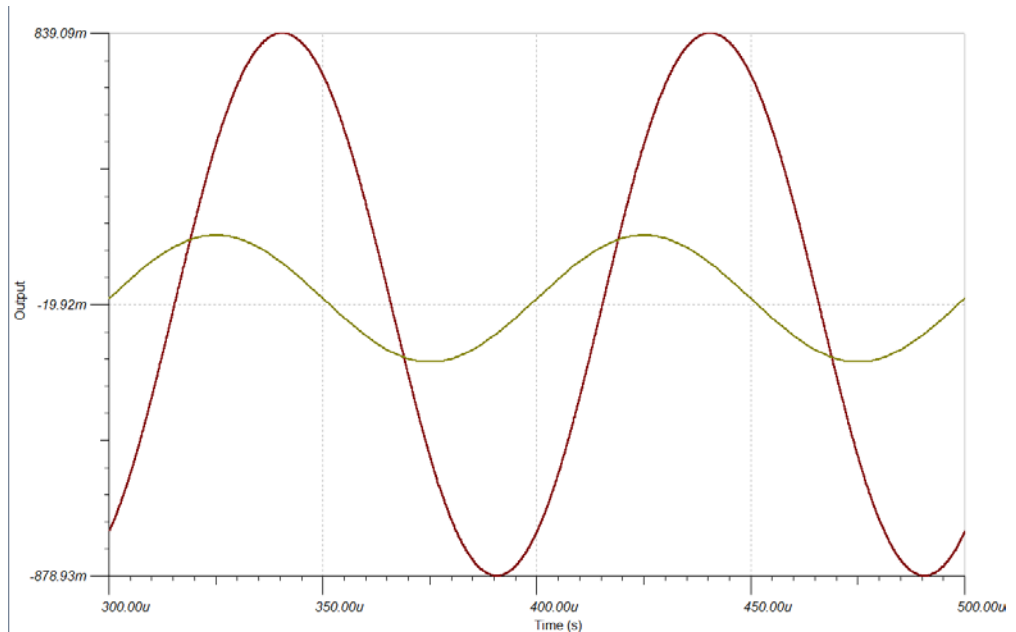


Figura 4.12. Tensión de entrada en verde, tensión de salida en marrón.

En la imagen 4.12 se puede apreciar que para una señal de 200 mV de pico a la entrada se obtiene una señal de salida de 839 mV, una ganancia de 4,2. Como se ha comentado para tener una mayor potencia se ha de utilizar transistores o mosfets con su correspondientes drivers.

## 5 Amplificador Lineal

Para el diseño del circuito se ha escogido un amplificador lineal, un amplificador clase AB, el circuito integrado de audio LM3886 de la casa Texas Instruments. Se trata de un amplificador capaz de aportar una potencia de 50 W a una carga de  $8 \Omega$  con una alimentación de  $\pm 35 V$ .

En la imagen 5.1 se puede ver la configuración recomendada por el fabricante.

Si bien la ganancia en el diseño del fabricante de era de 10,  $A_v = 10$ , la ganancia es.

$$A_v = \frac{R_7}{2 \cdot R_3} \quad (\text{Eq. 5.1})$$

Si se tiene una entrada de 200 mV y se desea una salida de 28,28 V la ganancia debe ser de 141,4. Si se fija el valor del resistor a 1 k $\Omega$  (serie E – 96) el valor para el resistor  $R_7$  será de:

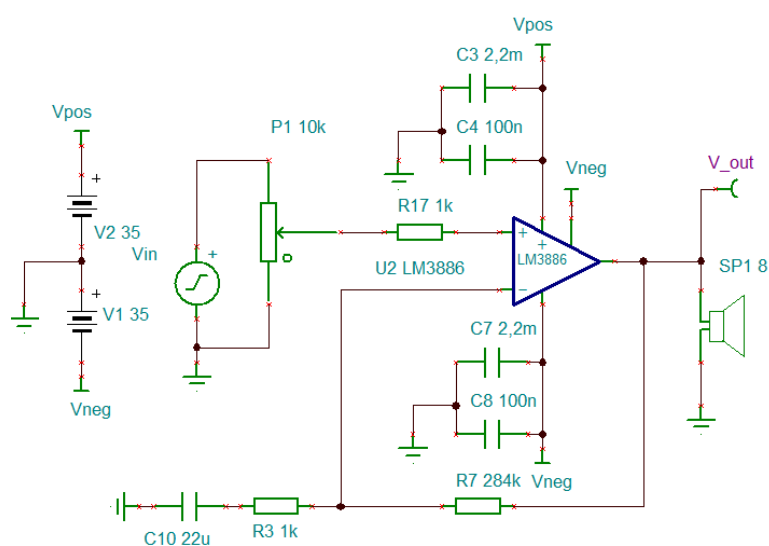
$$R_7 = A_v \cdot 2 \cdot R_3 \rightarrow R_7 = 282,8 \text{ k}\Omega \rightarrow R_7 = 284 \text{ k}\Omega \text{ (serie E – 192)} \quad (\text{Eq. 5.2})$$

Además, se ha de calcular  $R_M$ , o resistencia de mute, se debe configurar de manera que fluyan 0,5 mA. Según el datasheet  $R_6 \leq \frac{|V_{EE}|}{I}$  siendo la corriente de 0,5 mA,  $I = 0,5 \text{ mA}$ . Si  $V_{EE}$  es de -35 V:

$$R_6 \leq \frac{|V_{EE}|}{I} \rightarrow R_6 \leq \frac{35}{0,5} \rightarrow R_M \leq 70 \Omega \quad (\text{Eq. 5.3})$$

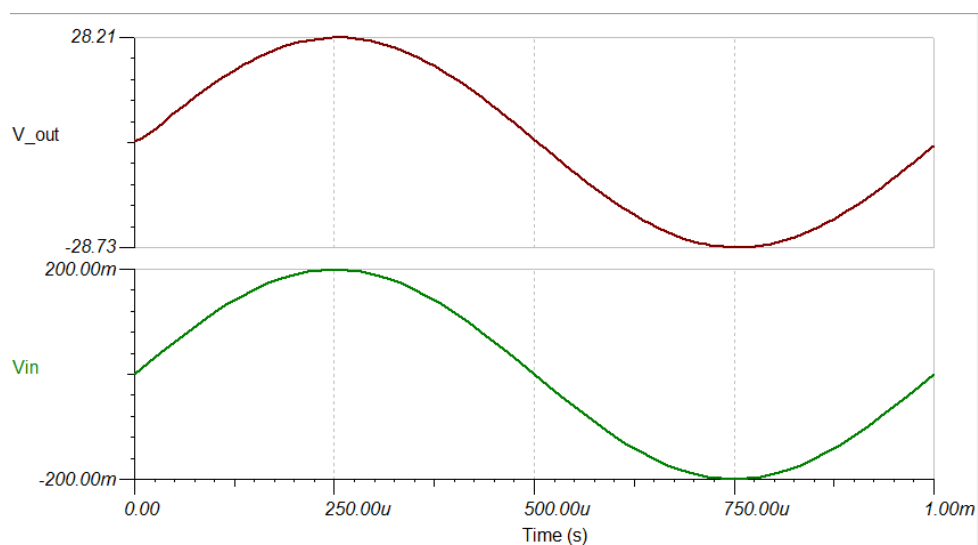
Se escoge un resistor de 64,9 de la serie E-96 con 1% de tolerancia, en el peor de los casos se tendría 65,55  $\Omega$ , por debajo de los 70  $\Omega$ .

$$R_6 = 64,9 \Omega \text{ (serie E – 96)}$$



**Figura 5.1.** Amplificador de potencia analógico LM3886.

Se simula para ver comprobar el comportamiento del circuito para una señal senoidal de 200 mV de pico con una frecuencia de 1 kHz.



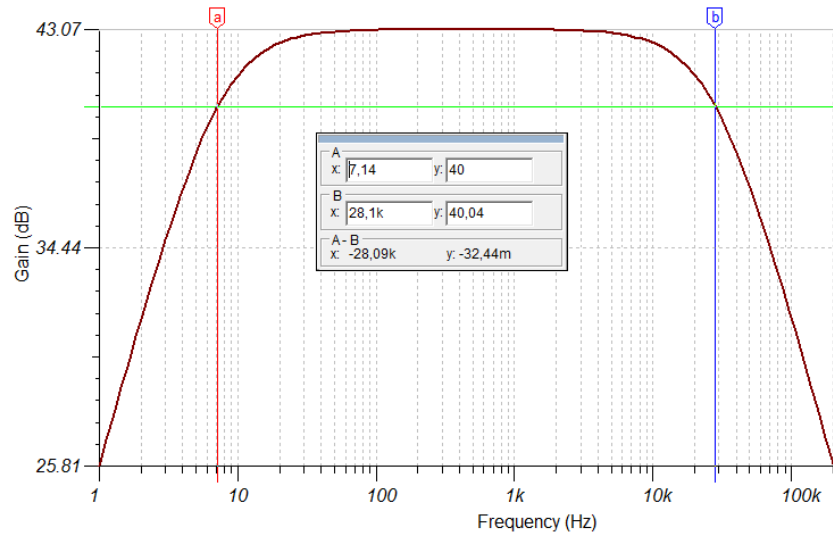
**Figura 5.2.** Respuesta del circuito para una señal de entrada, señal verde, de 200 mV de amplitud y una frecuencia de 1 kHz. Señal de salida marrón.

También se simula la ganancia, en dB, en función de la frecuencia de la señal de entrada.

La ganancia en dB para una entrada de 1 V con una ganancia de 10:

$$20 \cdot \log\left(\frac{10 V}{200 mV}\right) = 43 dB \quad (\text{Eq. 5.4})$$

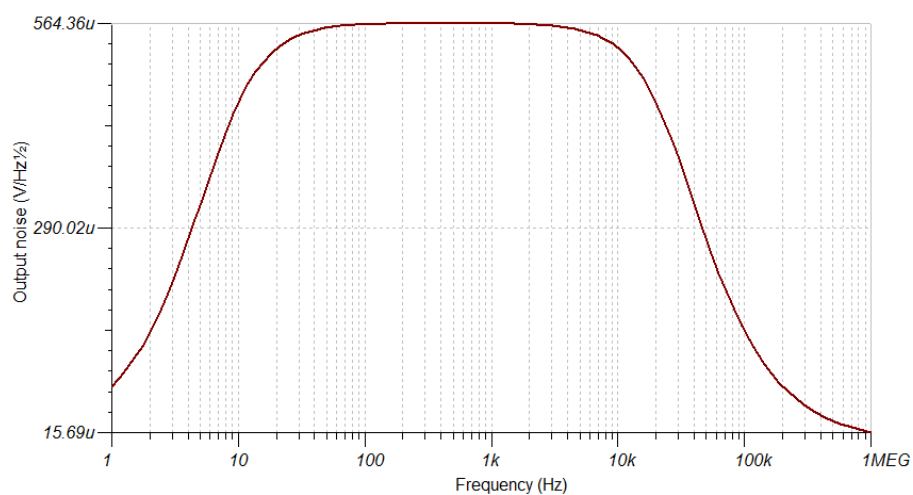
Así el ancho de banda comprenderá las frecuencias dentro de los 40 dB, 43 dB – 3dB de atenuación de la señal.



**Figura 5.3.** Respuesta del circuito para un barrido de frecuencias.

Se puede observar en la imagen 5.3 que el ancho de frecuencia está comprendido entre los 7,14 Hz hasta los 28,1 kHz que es cuando la señal baja de los 3 dB.

A continuación se simulará el ruido en el circuito para los componentes escogidos.



**Figura 5.4.** Curva de ruido en función de la frecuencia.

El ruido llega hasta los 564,36 mV. Un 0,002% de la tensión de salida.

## 6 Amplificador Clase AD

Este tipo de amplificadores utilizan el funcionamiento lineal del amplificador lineal analógico y la conmutación del amplificador de tipo D obteniendo una alta linealidad en la salida, propio del amplificador analógico, con una alta eficiencia, propio del amplificador de tipo D. Así es el circuito conmutado es quién da la potencia y el analógico quién se comporta como un filtro. De esta manera el típico filtro en la salida de los amplificadores de tipo D es sustituido por el circuito analógico. [12]

Con lo comentado anteriormente la corriente en la carga es igual a la suma entre la corriente proporcionada por el amplificador analógico más la corriente proporcionada por el amplificador conmutado siendo la corriente del amplificador conmutado un proporcional del lineal:

$$i_{carga} = i_D + i_A \rightarrow i_{carga} = K \cdot i_A + i_A \rightarrow i_{carga} = i_A \cdot (K + 1) \quad (\text{Eq. 6.1})$$

Siendo  $K \gg 1$

Así se puede representar el amplificador analógico como una fuente independiente y el amplificador conmutado como una fuente dependiente. Esta fuente dependiente se activará cuando la corriente demandada al amplificador analógico pase un cierto nivel. Para esto a la salida del amplificador analógico se incorpora una unidad de censado:

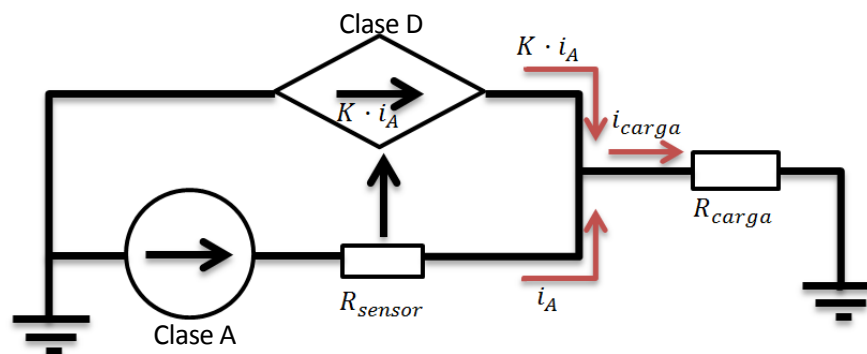


Figura 6.1. Circuito equivalente de un amplificador AD

Así pues el regulador lineal proporciona la tensión y una mínima corriente, el resto de la corriente es suministrada por el amplificador conmutado

Así el circuito conmutado se puede asociar a un convertidor DC/DC reductor (buck) [13].

## 6.1 Convertidor reductor

El convertidor reductor está dentro de la familia DC/DC o troceadores. Este tipo de convertidor convierte una tensión de entrada continua en una señal continua de distinto valor a la salida en un principio sin aislamiento galvánico.

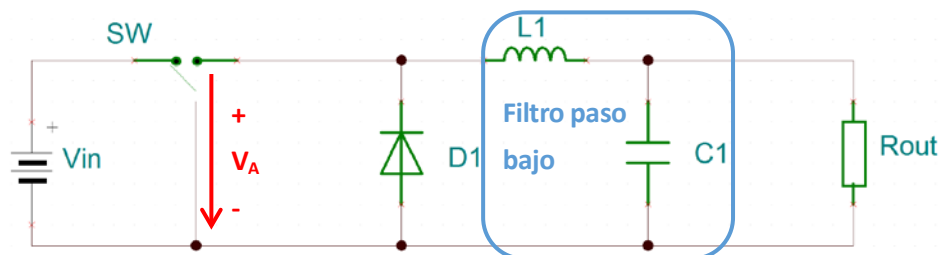


Figura 6.2. Circuito de un convertidor reductor (buck)

Donde la tensión  $V_A$  es:

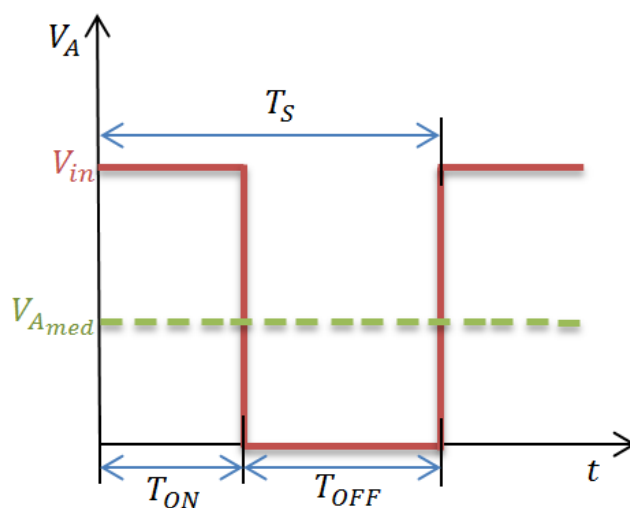


Figura 6.3. Tensión  $V_A$  en función del ciclo de trabajo.

La tensión de salida es aproximadamente la tensión media de salida, o lo que es lo mismo la tensión media  $V_A$ .

$$v_o \approx v_{o_{med}} = V_{A_{med}} = V_{in} \cdot \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (\text{Eq. 6.1})$$

Así la tensión de salida es igual a la tensión de entrada por el ciclo de trabajo.



### 6.1.1 Funcionamiento convertidor Buck

En un análisis de régimen estacionario, en este caso se analizará el circuito de la imagen 6.4:

- $T_{ON}$ 
  - El transistor está saturado
  - Diodo en OFF, polarizado en inversa por  $V_{in}$
  - La energía se transfiere de desde  $V_{in}$  hacia la bobina y el condensador
- $T_{OFF}$ 
  - El transistor en corte
  - Diodo en ON, forzado por la  $i_L$
  - La energía almacenada en la bobina y condensador se transfiere a la carga

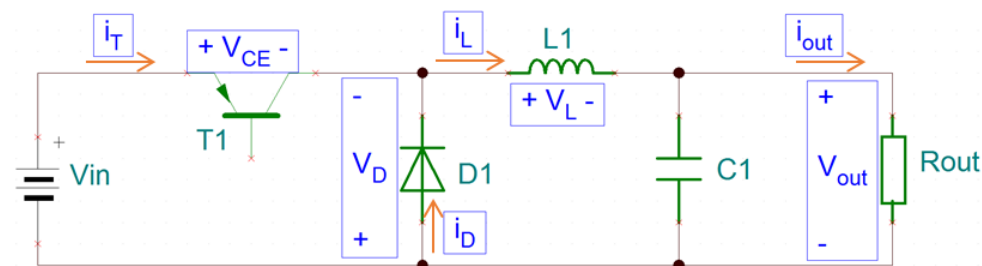


Figura 6.4. Circuito convertidor reductor básico.

Este tipo de convertidores tienen dos tipos de funcionamiento:

- Modo de conducción continua, MCC, cuando la corriente  $i_L$  nunca baja a cero en el ciclo de conmutación
- Modo de conducción discontinua, MCD, la corriente a través de la bobina cae a cero durante una parte del periodo.

Así se pueden encontrar tres estados en función de la transición:

- Transistor encendido y Diodo apagado
- Transistor apagado y Diodo encendido
- Transistor apagado y Diodo apagado

Es en el último caso en el que entra en modo de conducción discontinua.

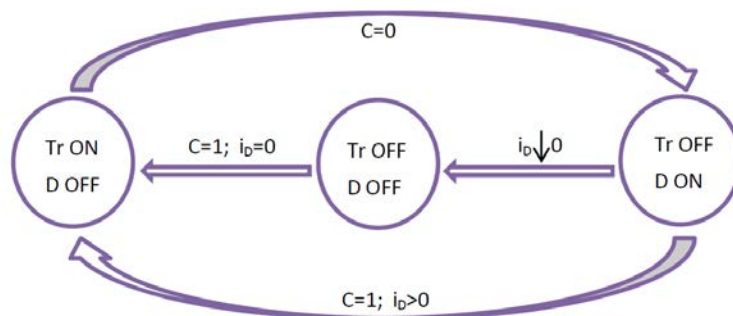


Figura 6.5. Estados de transición de un convertidor reductor, BUCK.

### Conducción continua

Como se ha comentado, este ocurre cuando en ningún momento del periodo la corriente de la bobina llega a ser cero:

- Para el intervalo  $0 \leq t < T_{ON}$ , transistor conduce y el diodo bloquea:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{out}(t) = V_{in} \\ V_{in} - V_{out} = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow i_L(t) = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot t + I_{Lmin}, \text{ en la que } I_{Lmin} = i_L(0) \end{array} \right. \quad (\text{Eq. 6.2})$$

- Para el intervalo  $T_{ON} \leq t < T_S$ , transistor bloqueado y el diodo conduce:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{out}(t) = 0 \\ -V_{out} = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow i_L(t) = \frac{-V_{out}}{L} \cdot (t - T_{ON}) + I_{Lmin}, \text{ en la que } I_{Lmin} = i_L(T_{ON}) \end{array} \right. \quad (\text{Eq. 6.3})$$

Siendo  $I_{Lmax}$  y  $I_{Lmin}$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{Lmax} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_{ON} + I_{Lmin} \\ I_{Lmin} = \frac{-V_{out}}{L} \cdot (T_S - T_{ON}) + I_{Lmax} \end{array} \right. \quad (\text{Eq. 6.4})$$

Si se elimina la corriente máxima y mínima de la bobina en las ecuaciones queda:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{T_{ON}}{T_S} \rightarrow V_{out} = V_{in} \cdot \delta \quad (\text{Eq. 6.5})$$

Siendo  $\delta$  el ciclo de trabajo. Así la tensión en la salida coincide con la tensión de entrada por el ciclo de trabajo ya que la tensión en bornes del inductor en régimen permanente es nulo.

La ecuación 6.5 es en un circuito ideal, para conseguir una tensión de salida se debe de aplicar un factor  $\eta$  que corresponde a la eficiencia del convertidor, que suele oscilar entre el 90 y 98% por lo que la ecuación quedaría como:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \delta \cdot \eta \quad (\text{Eq. 6.5})$$

Esto es debido a que el convertidor disipa energía por lo que se debe de aplicar un factor de eficiencia.

También la corriente media del inductor es igual a la corriente media de la carga ya que en régimen permanente, la corriente media en el condensador es cero, así que  $I_L = I_{R_{out}}$  por lo que la corriente por el inductor:

$$\begin{cases} I_L = I_{R_{out}} = \frac{V_{out}}{R_{out}} \\ \Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_{ON} \end{cases} \quad (\text{Eq. 6.6})$$

Y

$$\begin{cases} I_{L_{max}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \frac{V_{out}}{R_{out}} + \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \\ I_{L_{min}} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \frac{V_{out}}{R_{out}} - \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L} \cdot T_{ON} \end{cases} \quad (\text{Eq. 6.7})$$

Desarrollando la ecuación 6.6 del rizado en la corriente del inductor y obviando el factor de corrección:

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_{ON} \rightarrow \frac{V_{in} - V_{in} \cdot \delta}{L} \cdot \delta \cdot T_S \rightarrow \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \frac{V_{in} \cdot T_S}{L} \\ \rightarrow \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \frac{V_{in}}{f_s \cdot L} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.8})$$

Así se obtiene una ondulación máxima cuando  $\delta = 0,5$

$$\Delta I_{L_{max}} = \frac{V_{in}}{4 \cdot f_s \cdot L} \quad (\text{Eq. 6.9})$$

Observando la ecuación 6.8 se deduce que el rizado de corriente es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación o a la inductancia.

Si bien hasta ahora se ha despreciado el rizado en la tensión de salida éste no es nulo, esto se debe a la corriente del condensador que provoca una pequeña ondulación en la tensión de salida. Se puede hallar a través de las gráficas de evolución de las tensiones y corrientes en el circuito.

$$\Delta V_{out}|_{t_1, t_2} = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt \quad (\text{Eq. 6. 10})$$

Por lo que el rizado de la tensión será:

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_S}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \frac{T_S \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} \rightarrow \frac{\Delta I_L}{f_s \cdot 8 \cdot C} \quad (\text{Eq. 6. 11})$$

Similar a como ocurre en la corriente, el rizado de la tensión de salida es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación y a la capacitancia del condensador. Esta ecuación se ha sacado gracias a ver el comportamiento de la corriente del condensador en la simulación.

### Simulación

Datos de diseño:

- $V_{in} = 30 \text{ V}$
- $V_{out} = 12 \text{ V}$
- Frecuencia de conmutación 50 kHz
- Carga 300  $\Omega$
- Rizado de corriente de la carga menor del 15% de la corriente de salida
- Rizado de la tensión de salida menor del 0,1% de la tensión de salida

El ciclo de trabajo se calculará a través de la ecuación 8.5 y como factor de corrección debido a la eficiencia del convertidor se pondrá un 95%,  $\eta = 95\%$

$$V_{out} = V_{in} \cdot \delta \cdot \eta \rightarrow 12 \text{ V} = 30 \text{ V} \cdot \delta \cdot 0,95 \rightarrow \delta = 42,1\%$$

El rizado de corriente debe ser un 15% menor al de la corriente en la carga

$$I_R = \frac{V_{out}}{R_{out}} \rightarrow I_R = \frac{12 \text{ V}}{300 \Omega} \rightarrow I_R = 40 \text{ mA}$$

Por lo que se obtiene que el rizado máximo de la corriente en la carga debe ser 6 mA,  $40 \text{ mA} \cdot 15\%$ ,  $\Delta I_L = 6 \text{ mA}$

Sustituyendo valores en la ecuación 6.8

$$\Delta I_L = \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \frac{V_{in}}{f_s \cdot L} \rightarrow 6 \text{ mA} = 0,421 \cdot (1 - 0,421) \cdot \frac{30}{50 \cdot 10^3 \cdot L} \rightarrow L = 27 \text{ mH} \text{ (serie E - 12)}$$

Rizado de la tensión de salida menor del 0,1% de la tensión de salida,  $12 \cdot \frac{0,1}{100}, \Delta V_{out} = 12 \text{ mV}$

Sustituyendo valores en la ecuación 6.11:

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_L}{f_s \cdot 8 \cdot C} \rightarrow 12 \text{ mV} = \frac{6 \text{ mH}}{50 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot C} \rightarrow C = 1,25 \text{ }\mu\text{F} \rightarrow C = 1,5 \text{ }\mu\text{F} \text{ (serie E - 12)}$$

A continuación de simula, para esto se utiliza el software PSIM de Powersim.

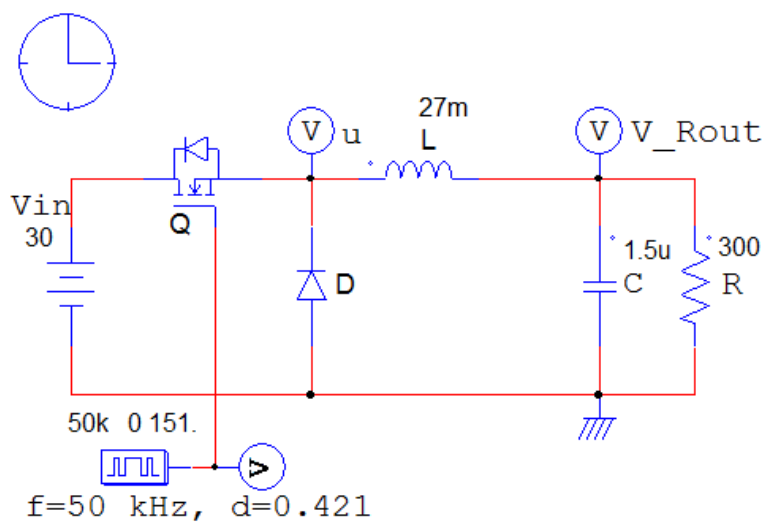
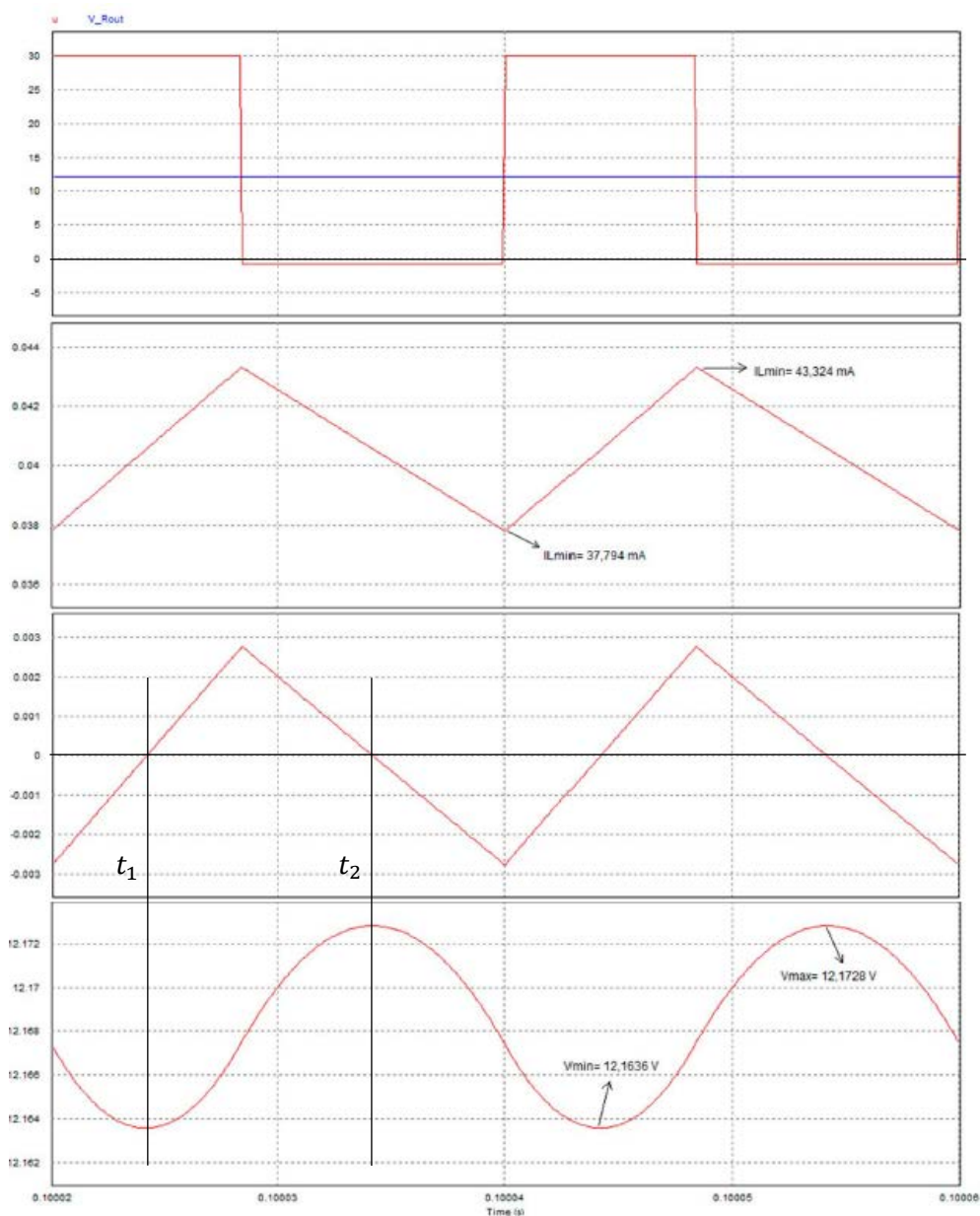


Figura 6.6. Circuito convertidor Buck con los componentes calculados para simular.

Algunos datos extras tenidos en cuenta para la simulación:

- Tanto el diodo D como el diodo inducido del mosfet tienen una tensión umbral de 0,7 V.
- La resistencia entre el drenador y sustidor es de 0,5 Ω,  $R_{DS} = 0,5 \text{ }\Omega$ , esta resistencia aparece cuando el mosfet están en ON



**Figura 6.7.** Gráficas obtenidas de la simulación del circuito de la figura 6.6. En la primera gráfica, señal en rojo tensión a la salida del mosfet, en azul tensión de salida; Segunda gráfica, rizado de la corriente en la bobina; tercera gráfica tensión en el diodo; cuarta gráfica, rizado en la tensión de salida.

Después de observar las gráficas obtenidas a través de la simulación:

**Tabla 6.1.** Comparación entre los valores teóricos de diseño y los simulados.

	Teórica	Simulada
$V_{out,media}$	12 V	12,17 V
$\Delta I_{L,max}$	6 mA	5,53 mA
$\Delta V_{out,max}$	12 mV	9,2 mV
$I_{out,media}$	40 mA	40,6 mA

Se puede observar que en la simulación toma como referencia un convertidor ideal con una eficiencia del 100%. También que en ningún momento del periodo la corriente de la bobina llega a cero por lo que está trabajando en modo

#### Conducción crítica, conducción discontinua.

Es aquella en la que la  $I_{L,min} = 0$ , es el valor de esta inductancia a la que se denomina inductancia crítica.

$$0 = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \rightarrow \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L_{crit}} \cdot T_{ON} \rightarrow L_{crit} = \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot I_L} \cdot T_{ON} \quad (\text{Eq. 6.12})$$

Puesto que el único modo necesario para el diseño para el amplificador de audio es el modo de conducción continua, no se desarrollará más este punto.

## 6.2 Diseño amplificador AD

Para el diseño del amplificador primeramente se han de tener algunos parámetros como potencia de salida, amplitud de la señal a amplificar.

### 6.2.1 Amplitud de señal a amplificar

Para el diseño del amplificador primeramente se han de conocer algunos parámetros del DAC tales como:

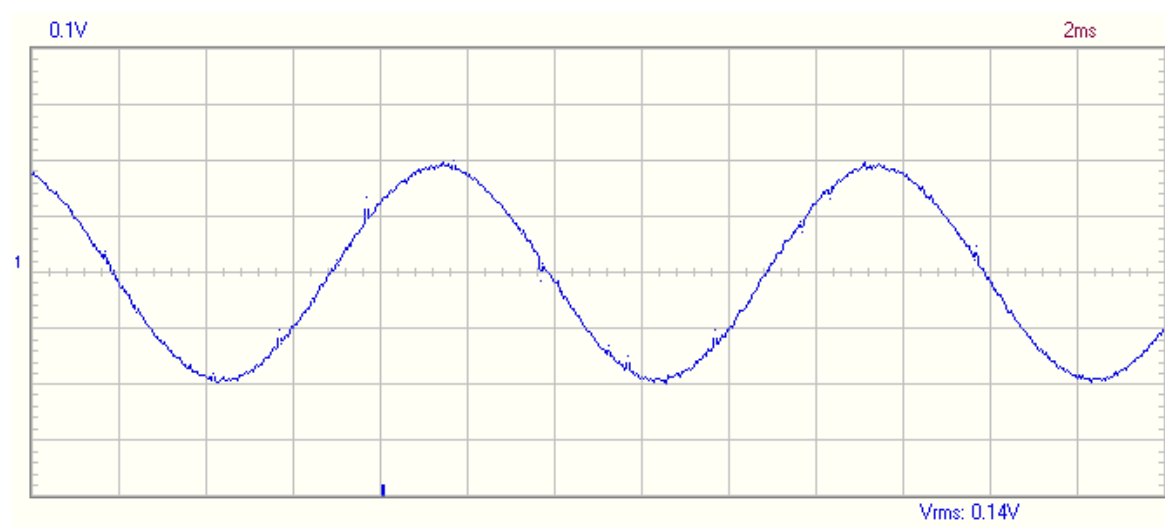
- Tensión de pico a pico en salida del convertidor DAC
- Resistencia a la salida del convertidor DAC

Para conocer la señal de pico a pico en la salida del DAC lo primero que se hace es generar una pista de audio de una senoide, en este caso de 100 Hz, con una amplitud máxima, de 1 dB. Para generar la onda se utiliza el software Audacity [14] para su posterior reproducción en Odroid C2.

Para la prueba se utiliza la siguiente instrumentación:

- DVM1400 de Velleman
- Osciloscopio PCSGU250 de Velleman

Se conecta a circuito abierto la sonda del osciloscopio a la salida de uno de los canales del DAC para ver la tensión en la salida. En la imagen 6.1 se puede observar una tensión de pico máxima de 200 mV y una tensión de pico mínima de -200 mV.



**Figura 6.8.** Salida en circuito abierto del DAC HiFi Shield 2 para la reproducción de una señal senoidal de 100 Hz.

Salida del DAC  $\pm 200$  mV

Para calcular la resistencia del DAC a su salida, el circuito equivalente es el de una fuente de tensión con una resistencia como el de la imagen 6.2. Sobre el DAC se tomarán valores tanto en vacío como con una carga de valor conocido para calcular la resistencia a la salida del DAC



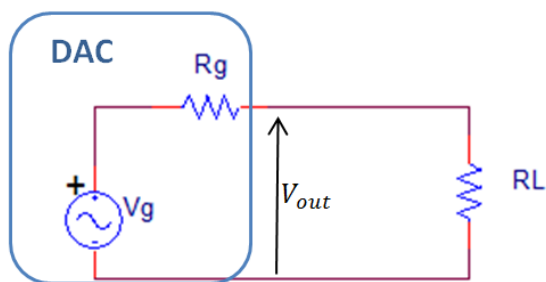


Figura 6.9. Circuito equivalente a la salida del DAC.

Para la medida se ha utilizado el DVM1400 de Velleman y hay que tener en cuenta su instrucción en la media, el DVM según fabricante tiene con una impedancia a la entrada típica de 10 MΩ.

En vacío el circuito será:

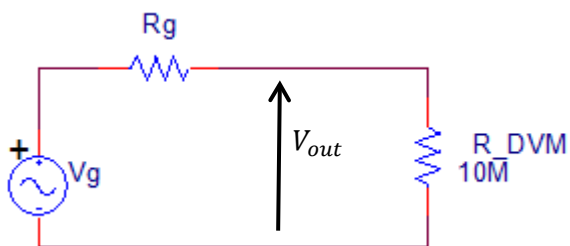


Figura 6.10. Circuito equivalente a la salida del DAC conectado al DVM.

$$V_{out_1} = V_g \cdot \frac{R_{DVM}}{R_{DVM} + R_g} \quad (\text{Eq. 6.13})$$

Se escoge una carga pequeña, 3 resistencias de 100 Ω en paralelo que al medir junto con los cables da una resistencia de 33,4 Ω con lo que el circuito con carga queda como:

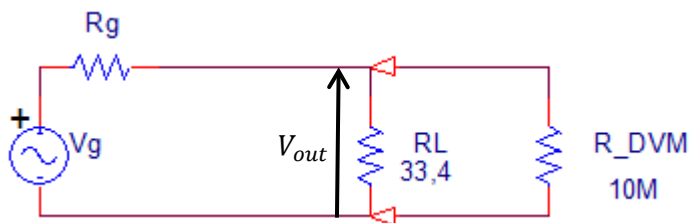


Figura 6.11. Circuito equivalente a la salida del DAC conectado a una carga de 33,4 Ω y al DVM.

En este caso queda la resistencia de entrada del DVM en paralelo con la carga por lo que la resistencia equivalente será igual a:

$$R_{eq} = \frac{R_L \cdot R_{DVM}}{R_L + R_{DVM}} \quad (\text{Eq. 6.14})$$

Así que la tensión en la salida quedaría como:

$$V_{out_2} = V_g \cdot \frac{R_{eq}}{R_g + R_{eq}} \quad (\text{Eq. 6.15})$$

Con lo que se obtienen dos ecuaciones con dos incógnitas. Sobre la medida tomada con el DVM se obtiene:

- 133,9 mV sin carga
- 133,00 mV con carga

Introduciendo valores en las ecuaciones 8.13 y 8.15 se obtiene:

$$\begin{cases} V_{out_1} = V_g \cdot \frac{R_{DVM}}{R_{DVM} + R_g} \\ V_{out_2} = V_g \cdot \frac{R_{eq}}{R_g + R_{eq}} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} 133,9 \text{ mV} = V_g \cdot \frac{10 \text{ M}\Omega}{10 \text{ M}\Omega + R_g} \\ 133 \text{ mV} = V_g \cdot \frac{33,39 \Omega}{R_g + 33,39 \Omega} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_g = 133,9 \text{ mV} \\ R_g = 226 \text{ m}\Omega \end{cases} \quad (\text{Eq. 6.16})$$

**Tabla 6.2.** Valores de salida del DAC.

<b>Tensión de pico máximo</b>	+ 200 mV
<b>Tensión de pico mínimo</b>	– 200 mV
<b>Resistencia en la salida</b>	226 mΩ

### 6.2.2 Primeros datos para el diseño del amplificador AD

Se desea un amplificador con una potencia de 50 W para una carga de 8 Ω por lo primero que se ha de tener en cuenta es la tensión de salida del amplificador:

$$\begin{cases} P = V \cdot I \\ I = \frac{V}{R} \end{cases} \rightarrow P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R} \rightarrow P_{RMS} = \frac{\left(\frac{V_p}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} \rightarrow V_p = \sqrt{50 \cdot 8 \cdot 2} \rightarrow V_p = 28,28 \text{ V} \quad (\text{Eq. 6.17})$$

Para una tensió de pico de 28,28 V,  $V_p = 28,28 V$ , con una carga de  $8 \Omega$  se obtendrá una corriente por la carga de pico:

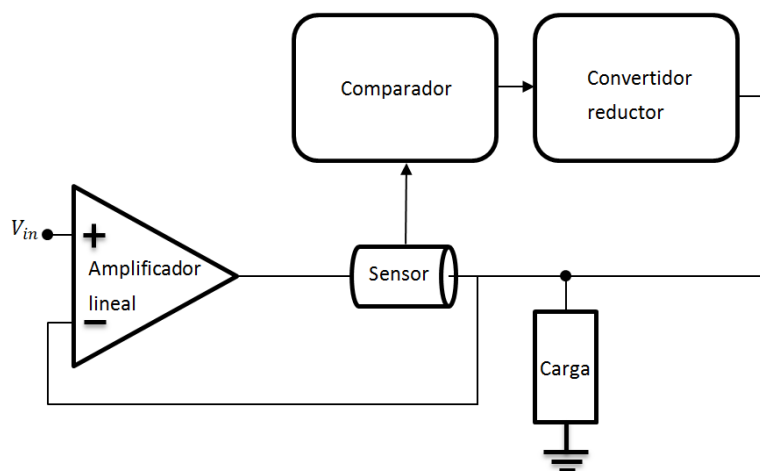
$$I_p = \frac{V_p}{R} \rightarrow \frac{28,28 V}{8 \Omega} \rightarrow I_p = 3,54 A \quad (\text{Eq. 6.18})$$

**Tabla 6.3.** Primeros datos de para diseño del amplificador AD.

<b>Potencia diseño</b>	50 W
<b>Tensión de pico en la carga</b>	28,28 V
<b>Corriente de pico en la carga</b>	3,54 A

### 6.2.3 Primera aproximación al diseño del amplificador

El amplificador híbrido es un amplificador analógico junto con un amplificador conmutado en paralelo. Así que una primera aproximación es un convertidor en paralelo con un amplificador analógico lineal.

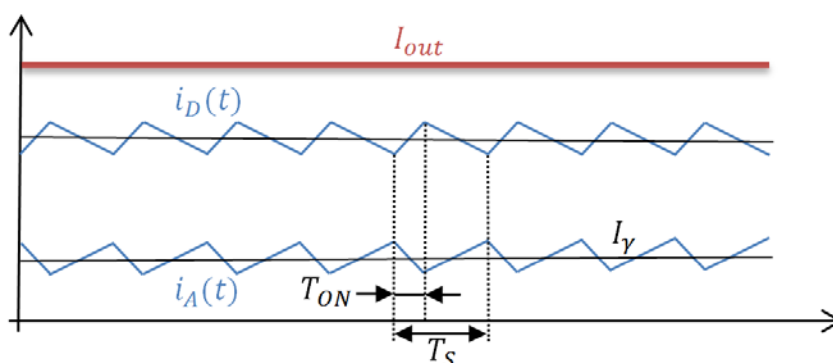


**Figura 6.12.** Diagrama de bloques diseño para el semi-periodo positivo de un amplificador híbrido.

El sensor censa la corriente que demanda la carga. El comparador se satura positivamente cuando la corriente supera un límite, cuando este ocurre se activa el driver el convertidor reductor para saturar el transistor que tiene a su salida, esto alimenta la bobina que proveerá de corriente a la carga. Por el contrario, la bobina no proveerá de corriente a la carga cuando la corriente no supera la consigna,  $I_\gamma$ , debido a que a la salida del comparador será cero.

### 6.2.4 Cálculo de $I_\gamma$

Como se ha explicado al principio del capítulo, la corriente de la carga viene dada por la ecuación 8.1,  $i_{carga} = i_D + i_A$ , [15] siendo la corriente dada por el circuito conmutado mucho mayor a la que da el amplificador analógico. El funcionamiento visual se puede ver en la imagen 8.12:



**Figura 6.13.** Evolución de las corrientes en carga y amplificador tanto conmutado como analógico.

Así para la corriente  $I_\gamma$  se calculará de tal forma que la corriente que aporte el amplificador analógico sea un 10% de la corriente máxima de pico del amplificador. Si se desea una potencia de 50 W, como se ha calculado anteriormente la corriente máxima de pico en la carga es de 3,54 A. Así el amplificador lineal aportaría como mucho 354 mA. Con este dato se calcula el sensor de corriente.

- Si  $i_{carga} < 354 \text{ mA}$   $\rightarrow i_{carga} = i_D + i_A$ ; siendo la  $i_D = 0$
- Si  $i_{carga} > 354 \text{ mA}$   $\rightarrow i_{carga} = i_D + 354 \text{ mA}$ ; Siendo  $i_D = i_{carga} - 354 \text{ mA}$

Así el amplificador conmutado suministrará hasta 3,20 A a la carga.

### 6.2.5 Sensor de corriente

Para obtener la corriente que circula por el lazo se utilizará una pequeña resistencia shunt de muy bajo valor para evitar en la medida de lo posible el intrusismo.

Se mediará la caída de tensión en la resistencia shunt. Debido a que será de muy bajo valor, se acondicionará la señal para obtener una salida lineal a la lectura de corriente.

Para una resistencia shunt de 10 m $\Omega$  y una corriente de 350 mA la caída de tensión en bornes de la resistencia es de 3,5 mV.

Interesa obtenir una alta CMRR per lo que en un principi se iba a utilitzar un IA o un amplificador diferencial junto con dos amplificadores de precisión de muy bajo ruido. Debido a los malos resultados en las simulaciones finalmente se ha optado por dos amplificadores operacionales.

Para el sensor de corriente se utiliza:

- Una resistencia shunt de 10 mΩ en serie con la carga sobre la que se medirá la diferencia de tensión para medir la corriente que circula por el lazo.
- Dos amplificadores operacionales de un alto Slew Rate y ancho de banda.

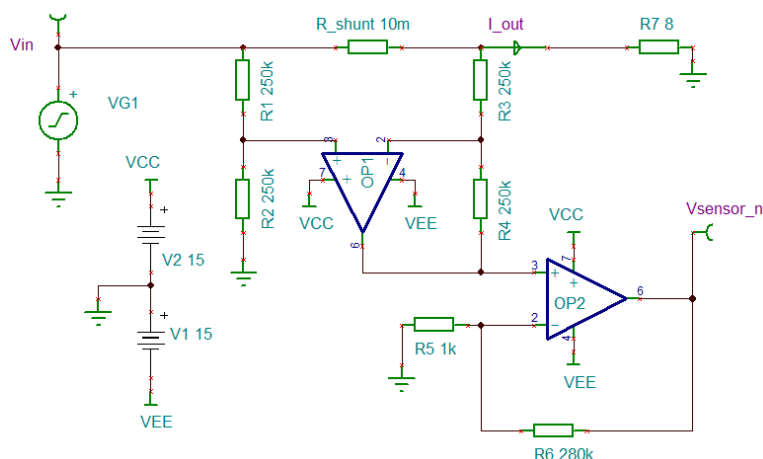


Figura 6.13. Diseño del sensor de corriente en TINA.

Así el sensor se ha configurado para que para el máximo de corriente que se desea que proporcione el amplificador lineal, a la salida de 1 V

$V_{out}$  del sensor de corriente:

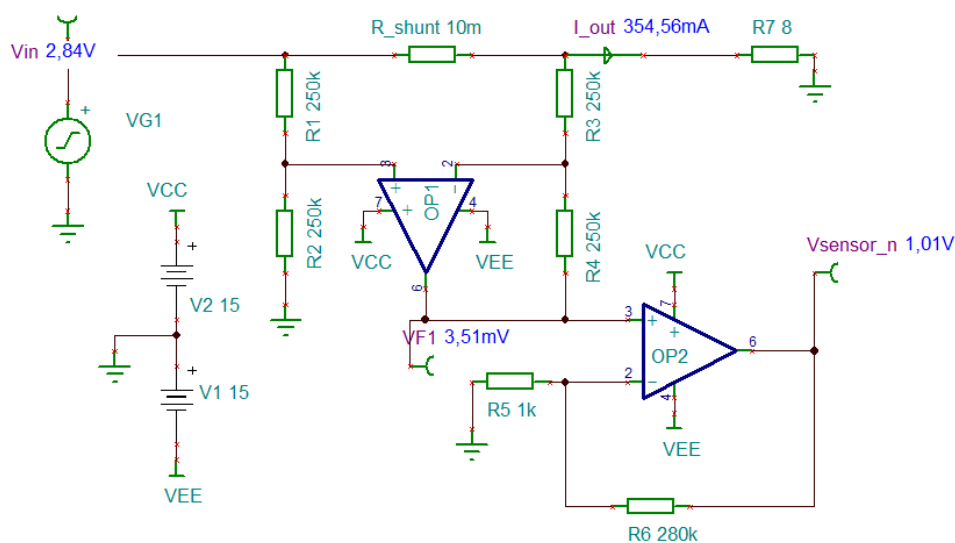
- $V_{out} = 1 V$
- $(V_2 - V_1) = 354 mA \cdot 10 m\Omega = 3,54 mV$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot (V_2 - V_1) \rightarrow \frac{R_6}{R_5} = 280,5 k\Omega \quad (\text{Eq. 6. 19})$$

Así si se fija  $R_1 = 1 k\Omega$ , queda para  $R_2 = 140,74 k\Omega$ . Finalmente para el sensor se opta por:

- $R_5 = 1 k\Omega$  (serie E – 48)
- $R_6 = 280 k\Omega$  (serie E – 96)
- 2 amplificadores LM101A
- Resistor 10 mΩ (serie E – 96)

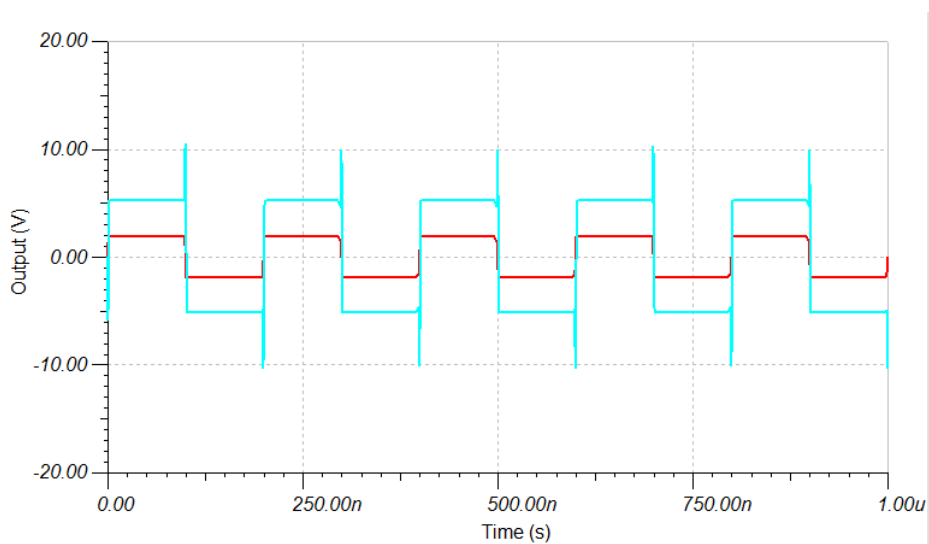
A continuación se simula mediante TINA para una corriente de 354 mA por el resistor shunt.



**Figura 6.14.** Simulación del sensor en TINA.

Se observa en la figura 6.14 que para una corriente en la carga del 354,56 mA la tensión de salida en el sensor es de 1,01 V.

Otro punto que interesa es tanto un gran ancho de banda como un alto slew rate por lo que se simula con una onda cuadrada a una alta frecuencia, 5 MHz.



**Figura 6.15.** Simulación del sensor en TINA, señal roja corriente en la carga, azul tensión en la salida del sensor.

Para ver en más detalle se ampliará para ver el tiempo entre señales.

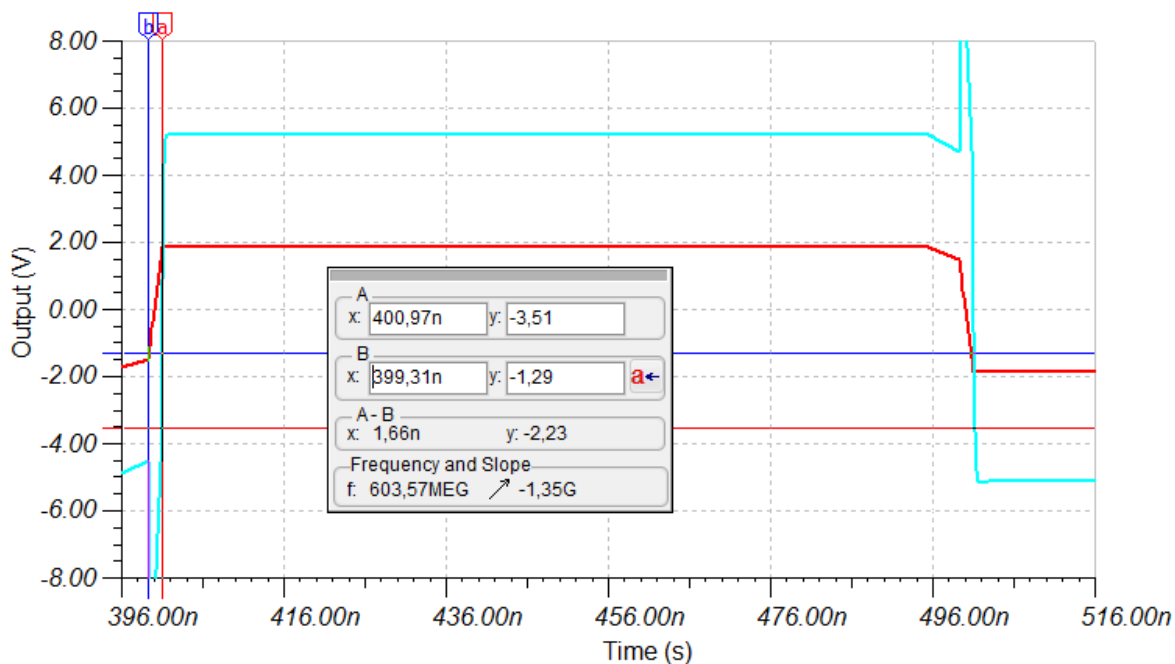


Figura 8.16. Simulación del sensor en TINA, señal roja corriente en la carga, azul tensión en la salida del sensor.

Se puede apreciar en la imagen 6.16 que el tiempo de repuesta del sensor es de aproximadamente sólo 1,66 ns. Por lo que se podría trabajar con frecuencia superiores a los 500 GHz, este es un muy buen dato a la hora de diseñar la frecuencia de conmutación del comparador más adelante.

### 6.2.6 Comparador

La corriente censada se ha de comparar para activar o no los drivers que proporcionarán corriente al circuito.

En este caso lo que interesa es su alta frecuencia de conmutación. Se ha optado por el comparador AD8564 de Analog Devices el cual tiene un retraso de propagación de sólo 7 ns.

Se diseña en TINA mediante la macro de Spice que tiene el programa del comparador para simular su comportamiento ante una señal triangular de 3 GHz.

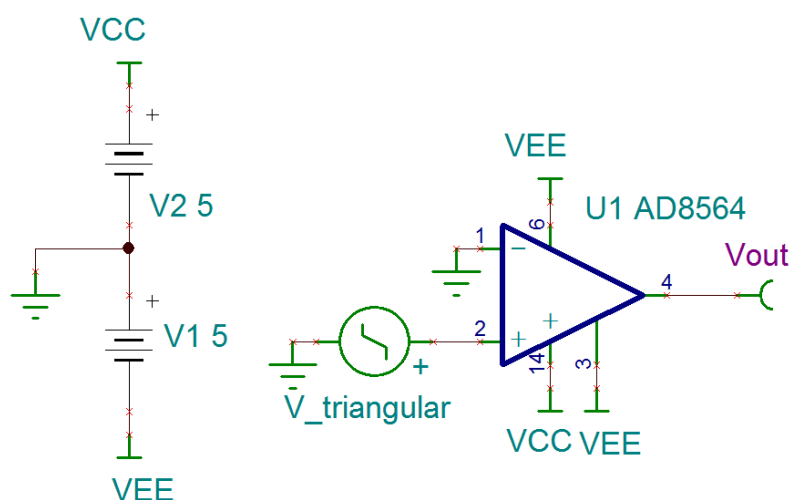


Figura 6.17. Comparador AD8564 en TINA.

Se constata el buen funcionamiento del comparador a altas frecuencias por lo que se da por bueno el comparador para el diseño físico del amplificador de potencia.

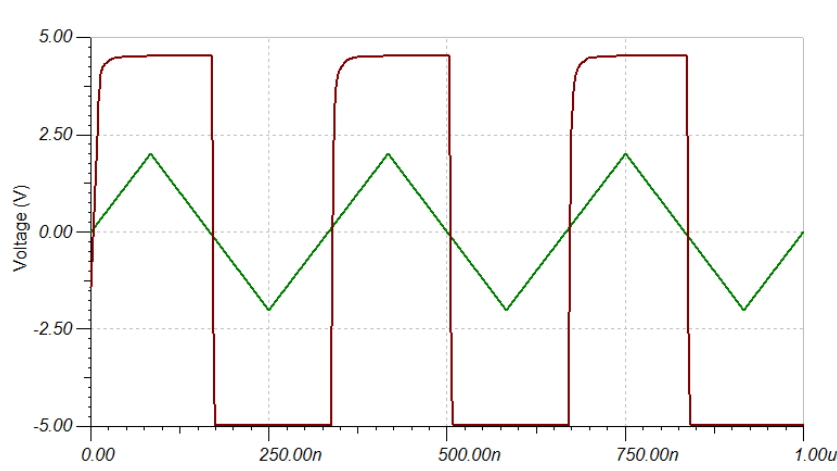


Figura 8.18. Comportamiento del comparador AD8564 ante una señal triangular de 3 GHz.

### 6.2.7 Driver disparador transistor

La salida del comparador deberá activar o no un driver, en este caso un transistor BJT, que proporcionará corriente a través de una bobina al circuito.

Como la tensión a amplificar es de audio, los driver deberán trabajar tanto en el semi-ciclo negativo como en el semi-ciclo positivo. Cada semi-ciclo tendrá un diseño.



### 6.2.7.1 Driver semi-ciclo positivo

Partiendo del diseño de un convertidor Buck como el comentado anteriormente se han utilizado dos transistores BJT para el control de conmutación.

El transistor  $T_2$  está conectado directamente a la fuente de tensión. Cuando el transistor  $T_1$  está cortado, la salida del comparador es aproximadamente cero y la tensión en el colector será aproximadamente la tensión  $V_1$ . Cuando en la salida del comparador hay 5 V la tensión en el colector del  $T_1$  cae hasta los 0 V encendiéndose el  $T_2$ .

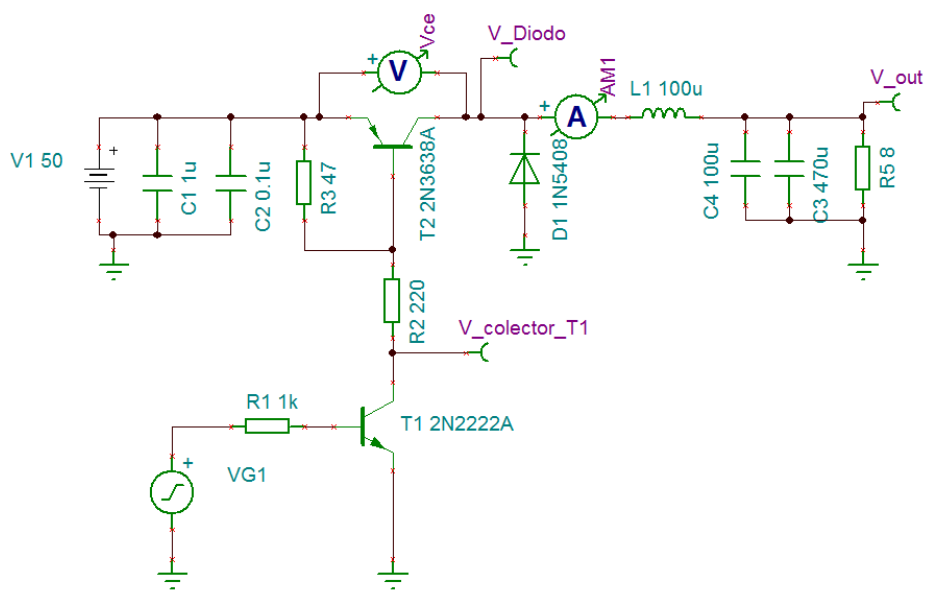


Figura 6.19. Diseño regulador Buck con transistores BJT en TINA.

En la figura 6.20 se ha simulado el circuito de la figura 6.19 para ver el comportamiento. Para la simulación se ha introducido una señal TTL de 500 kHz.

Se puede apreciar en la figura, tal como se ha comentado, que cuando la salida del comparador es cero, la tensión en colector del transistor  $T_1$  es aproximadamente la tensión de la fuente  $V_1$ ; que mientras ocurre esto el transistor  $T_2$  está en corte. Es cuando el estado lógico del comparador es 1, salida de 5 V, cuando la tensión del colector de transistor  $T_1$  cae a cero y se satura el transistor  $T_2$

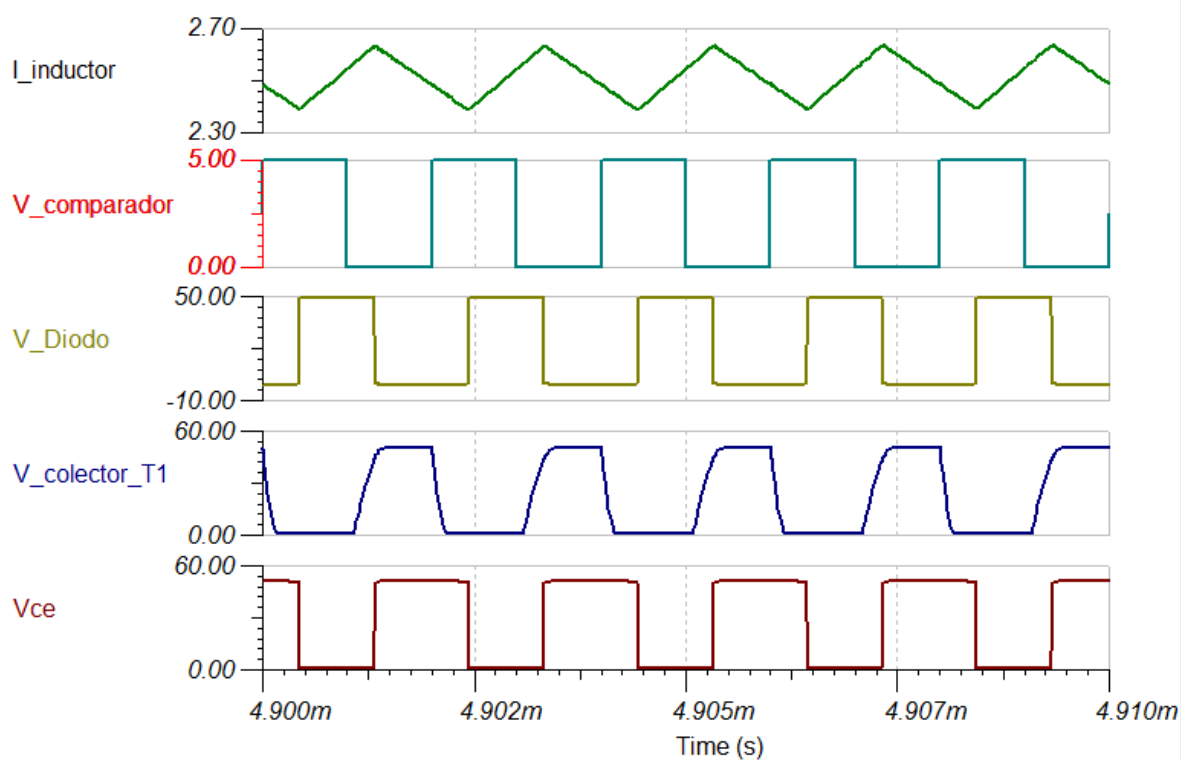


Figura 6.20. Comportamiento del diseño de la figura 6.19.

Algunos cálculos del circuito de la figura 6.19 a continuación:

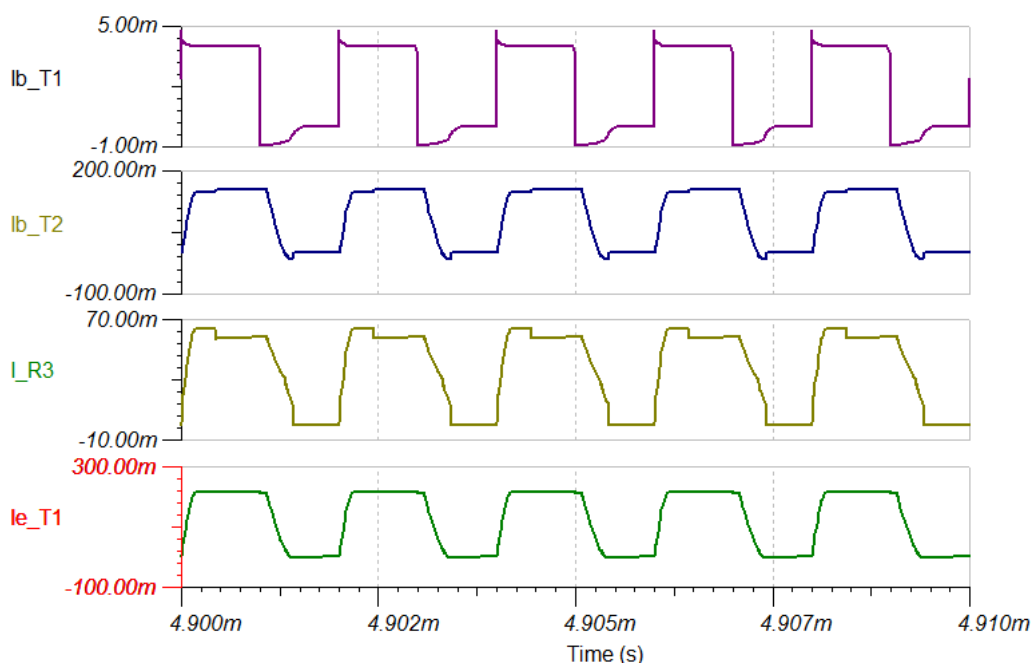


Figura 6.21. Comportamiento de las corrientes del diseño de la figura 6.19.

Cuando la tensión es 5 V en la salida del comparador, en el transistor  $T_1$ :

La tensión base emisor de saturación según el fabricante [2N2222A] es de 0,6 a 1,2 V. Para redondear se fijará en 0,9 V. A través de la ecuación 8.19 y sustituyendo valores se obtiene la corriente de base.

$$I_{B_{T_1}} = \frac{5V - V_{ce_{sat}}}{R_1} \rightarrow I_{B_{T_1}} = \frac{5V - 0,9V}{1 \cdot 10^3} \rightarrow I_{B_{T_1}} = 4,1 \text{ mA} \quad (\text{Eq. 6.20})$$

Puesto que se está trabajando en la zona de saturación no se puede obtener del datasheet la ganancia correctamente por lo que se puede calcular a través de la imagen 8.21. La  $I_{e_{T_1}} = 216 \text{ mA}$

$$\begin{cases} I_{C_{T_1}} = I_{B_{T_1}} \cdot h_{fe} \\ I_{e_{T_1}} = I_{C_{T_1}} + I_{B_{T_1}} \end{cases} \quad I_{e_{T_1}} = I_{B_{T_1}} \cdot h_{fe} + I_{B_{T_1}} \rightarrow h_{fe} = \frac{I_{e_{T_1}} - I_{B_{T_1}}}{I_{B_{T_1}}} \rightarrow h_{fe} = 51,7 \quad (\text{Eq. 6.21})$$

Se cumple que en saturación  $I_c \leq I_b \cdot h_{fe}$  puesto que según el datasheet debería ser de 100.

Esta corriente que pasa por el colector del transistor  $T_1$  viene a través de la base del transistor  $T_2$  y del resistor  $R_3$ .

$$I_{C_{T_1}} = I_{B_{T_1}} \cdot h_{fe} = I_{C_{T_1}} = 211,97 \text{ mA}$$

Y a través de la simulación

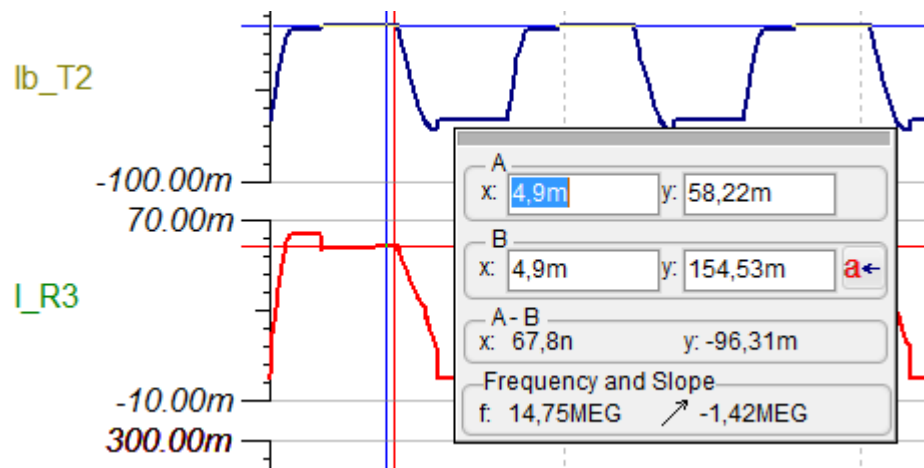


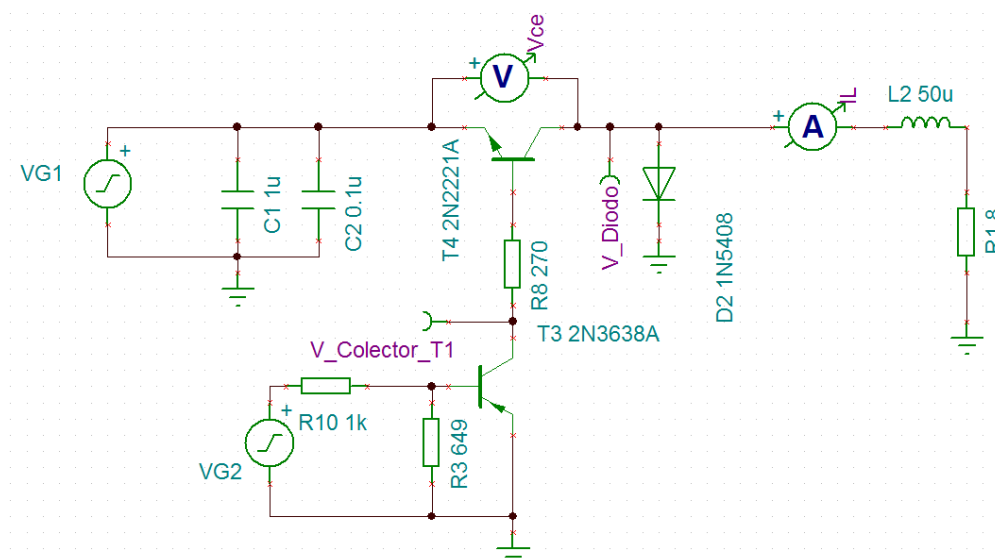
Figura 6.22. Corriente de base del transistor  $T_2$  y del resistor  $R_3$ .

$$I_{C_{T_1}} = I_{R_3} + I_{b_{T_1}} \rightarrow I_{C_{T_1}} = 58,22 \text{ mA} + 154,53 \text{ mA} \rightarrow I_{C_{T_1}} = 212,75 \text{ mA}$$

Se da por bueno tanto el diseño como los componentes.

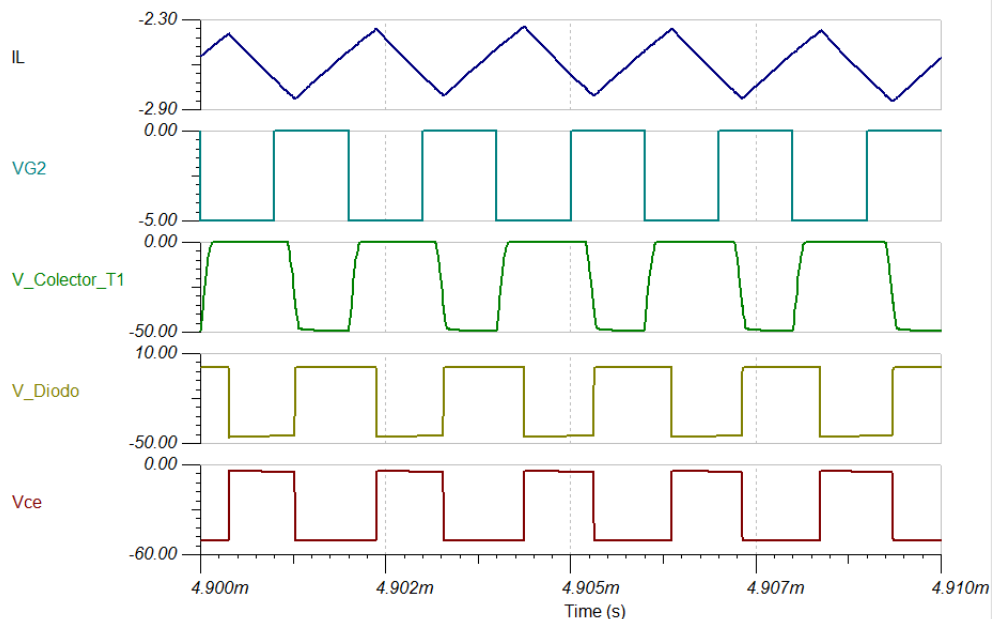
### 6.2.7.2 Driver semi-ciclo negativo

Partiendo del diseño del semi-ciclo positivo, éste tiene prácticamente funciona igual.



**Figura 6.23.** Diseño regulador Buck con transistores BJT en TINA, para semi-ciclo negativo

El transistor  $T_4$  está conectado directamente a la fuente de tensión. Cuando el transistor  $T_3$  está cortado, a la salida del comparador es aproximadamente cero y la tensión en el colector será aproximadamente la tensión  $V_{G1}$ . Cuando en la salida del comparador hay  $-5\text{ V}$  la tensión en el colector del  $T_3$  cae hasta los  $0\text{ V}$  encendiéndose el  $T_4$ . El resistor  $R_3$  es para estabilizar la tensión en la base del transistor.



**Figura 6.24.** Comportamiento del diseño de la figura 6.23.

Se puede comprobar a través de la gráfica 6.24 el correcto funcionamiento del circuito. Tal como se ha descrito al principio de este punto.

### 6.2.8 Comparador y driver trabajando conjuntamente

Debido a los retardos que existe entre elementos electrónicos, éstos crean una histéresis que limita la frecuencia de conmutación máxima a la que podrá trabajar el convertidor. Por lo comentado se añade una histéresis en el comparador.

La frecuencia es función de la inductancia, la tensión de referencia y de la histéresis del comparador. Así que si se fija el valor de la inductancia a  $55 \mu H$  con una tensión de referencia de 600 mV, 600 mV son aproximadamente 214 mA.

En un trigger de Schmitt no inversor la histéresis depende de los resistores  $R_1$  y  $R_2$ , en el circuito de la figura 6.25, además de la tensión de saturación, en este caso  $+14,12 V$  y  $-14,98 V$  respectivamente.

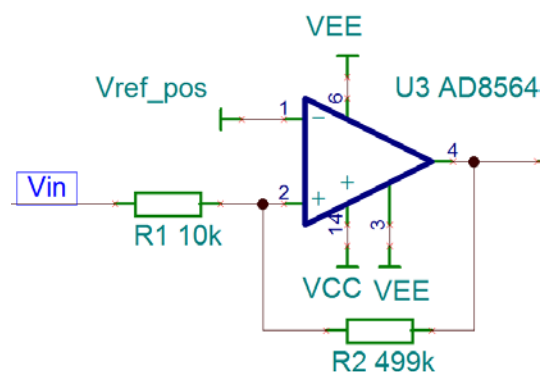


Figura 6.25. Circuito trigger de Schmitt no inversor.

Así que la histéresis:

$$\begin{cases} V_M = V_{REF} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \\ V_H = V_M + V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2} \\ V_L = V_M - V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_2} \end{cases} \quad (\text{Eq. 6.22})$$

Si se sustituyen valores en la ecuación 6.22 se obtiene que  $V_H = 895 \text{ mV}$ ,  $-V_L = 312 \text{ mV}$  por lo que la histéresis,  $V_H - V_L = 583 \text{ mV}$ .

Se simula con un barrido en DC para ver la histéresis en la imagen

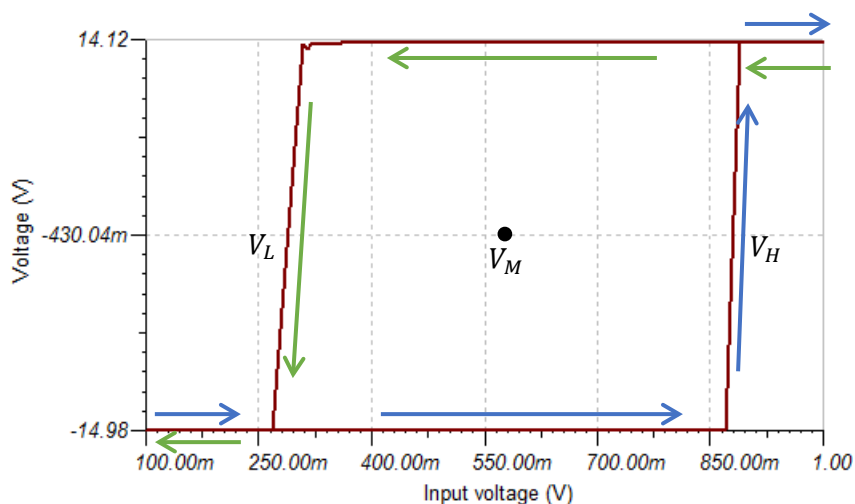
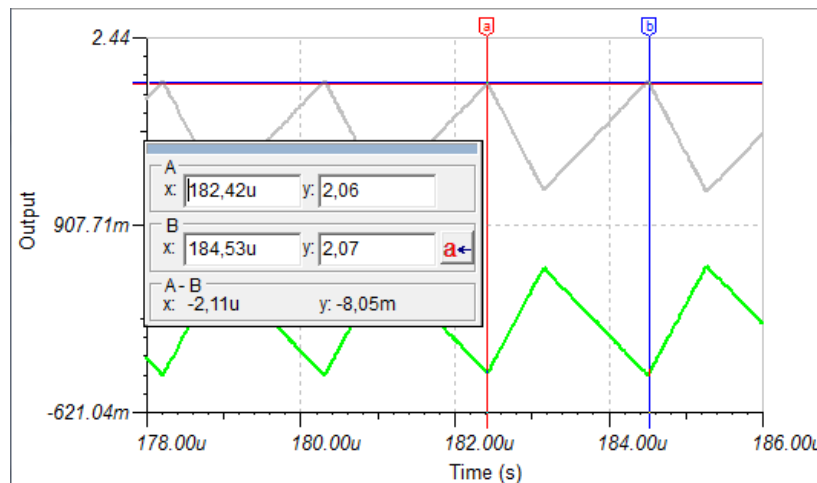


Figura 6.26. Histéresis del circuito 6.25

Se ha visto hasta ahora que los elementos seleccionados funcionan perfectamente para frecuencia de 3 GHz, un así se desea una frecuencia de trabajo en torno los 500 kHz.

Se simula con una tensión de salida aproximadamente de 14,14 V, la mitad de la tensión máxima de pico para una potencia de 50 W con una carga de  $8\Omega$ .



**Figura 6.27.** Conmutación obtenida, gris corriente aplicada por el circuito conmutado, verde corriente del amplificador analógico.

Según la imagen 6.27 la conmutación tiene un periodo de  $2,11 \mu s$ , lo que es lo mismo una frecuencia de conmutación,  $f_c = 474 \text{ kHz}$ . Un valor muy próximo al deseado, a la hora de montar el prototipo se puede modificar fácilmente mediante la tensión de referencia.

### 6.2.9 Funcionamiento Amplificador AD

Una vez calculados cada uno de los componentes de amplificador de potencia híbrido, se pondrán todos los elementos en común para ver cómo trabajan en conjunto.

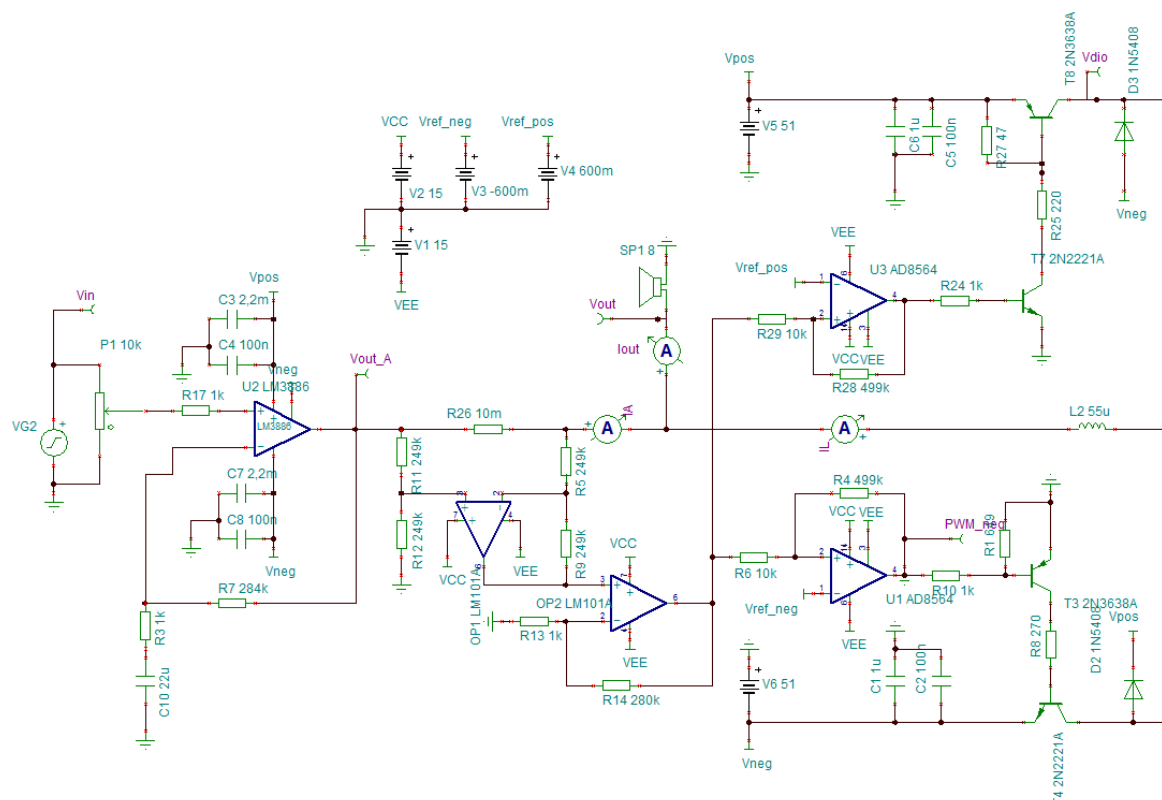


Figura 6.28. Diseño amplificador de potencia AD.

Una vez puestos todos los elementos de conmutación en común se simula para ver el funcionamiento en conjunto.

Se simula con una señal de entrada sinusoidal de 200 mV de pico, es la tensión máxima del DAC, y una frecuencia de 1 kHz.

Lo primero que se ve en la imagen 6.29 es que la tensión de salida está dentro de los márgenes deseados para obtener una potencia de salida de 50 W para una carga de 8  $\Omega$ .



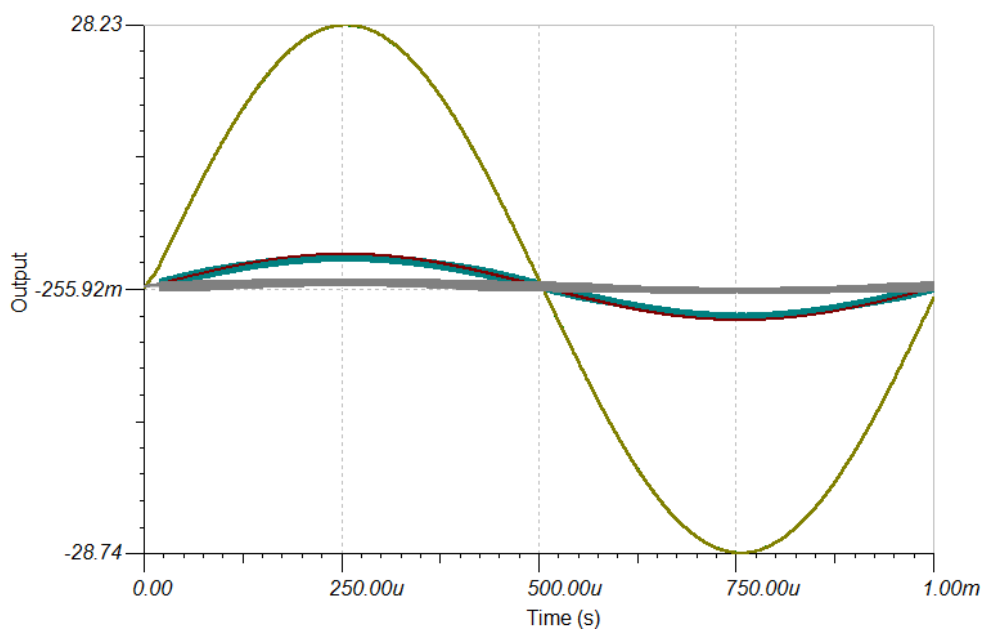


Figura 6.29. Señales de figura 6.28.

Puesto que conmuta sobre los 500 kHz se simula ahora con una frecuencia de 20 kHz para poder observar el comportamiento de la corriente tanto de salida como la que proporcionan ambos amplificadores en paralelo.

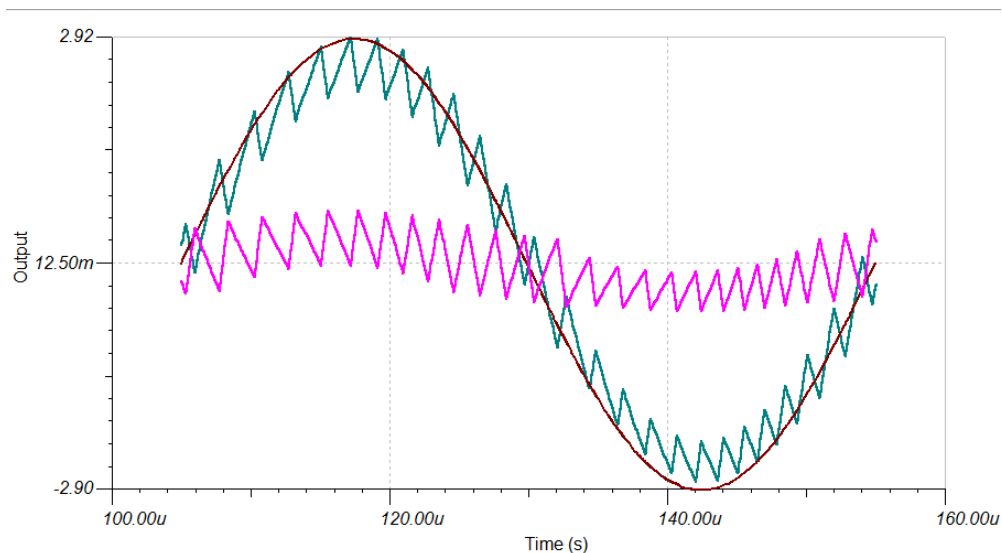
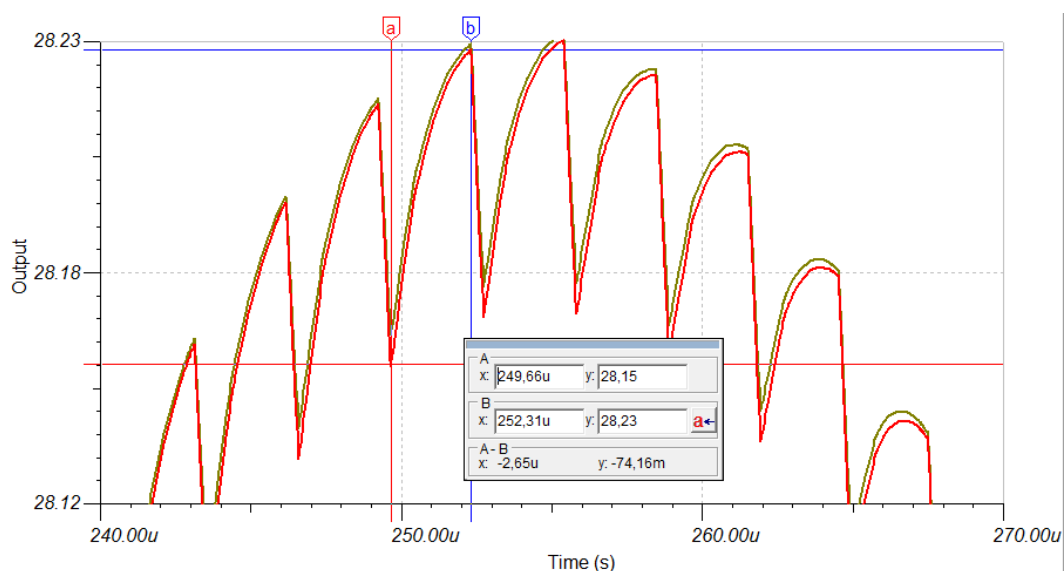


Figura 6.30. Corrientes de salida marrón, corriente amplificador analógico rosa, corriente amplificador conmutado azul.

El amplificador trabaja correctamente, la corriente de la carga es la suma de las corrientes del amplificador analógico y del amplificador conmutado siendo éste último el que aporta la casi la totalidad de la corriente.

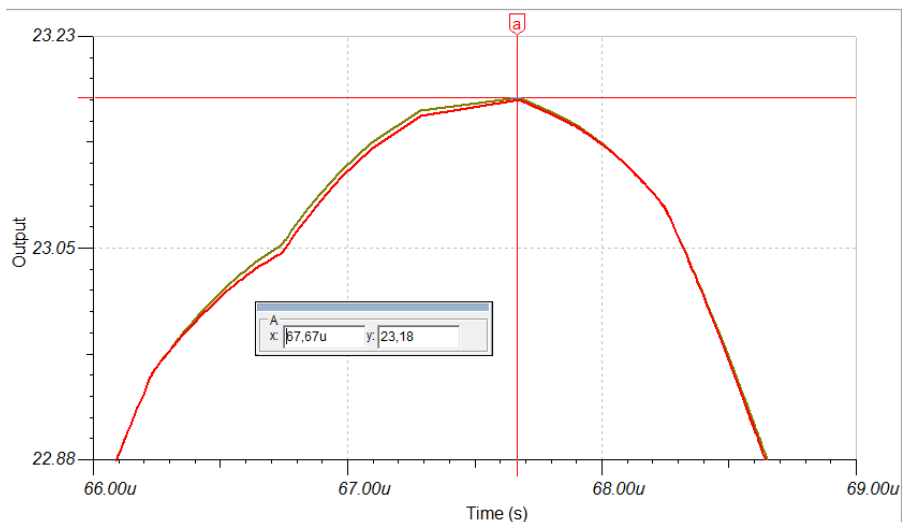
Debido a que el amplificador de potencia analógico no es ideal se crean un rizado en la tensión de salida a una frecuencia similar a la de conmutación:



**Figura 6.31.** Señal de tensión de salida del amplificador de potencia analógico en verde, tensión de salida en la carga en rojo. Frecuencia de la señal de entrada 1 kHz

El rizado que se aprecia en la imagen 6.31 desaparece si se utiliza un amplificador operacional ideal como amplificador analógico. El mayor pico esté en la cresta de la onda donde llega hasta los 76 mV de pico a pico, un 0,26% de la tensión de salida con una frecuencia aproximadamente de 325 kHz.

En la figura 6.31 el circuito ya tiene un pequeño filtro, sin él aún empeoraría más la señal de salida. Si bien introducir más filtros atenuaría el rizado, también lo hace con la señal en las frecuencias más altas. Debido al filtro que tiene actualmente este rizado no aparece en altas frecuencias pero sí atenúa la señal de salida:



**Figura 6.32.** Señal de tensión de salida del amplificador de potencia analógico en verde, tensión de salida en la carga en rojo. Frecuencia de la señal de entrada de 20 kHz.

Se puede apreciar en la figura 6.32 lo comentado anteriormente, el rizado apenas aparece en los 20 kHz pero la señal se ha atenuado desde los 28,20 V hasta los 23,18 V, aproximadamente una atenuación de -1,7 dB.

Debido a que la atenuación no sobrepasa los 3 dB el filtro es correcto. Además no hay problema con el rizado puesto que conmuta a una frecuencia que no se apreciará. Ok al diseño para montar en prototipo.

### 6.3 Selección de componentes

Para la selección de componentes se ha tenido en cuenta que cumplan las necesidades de la aplicación.

#### 6.3.1 Amplificador analógico

Necesidades a suplir, que el amplificador de potencia que sea capaz de dar 50 W a una carga de 8 Ω. Se opta por el amplificador lineal LM3886, dicho amplificador suministra hasta 50 W a una carga de 8Ω cuando se alimenta a ± 35 V.

### 6.3.2 Comparador

Necesita que sea capaz de trabajar a una alta frecuencia de conmutación, sobre el diseño sobre los 400 kHz, se opta por el AD8564 de la casa ANALOG DEVICES. Se trata de un comparador cuádruple con un retraso de propagación de sólo 7 ns.

### 6.3.3 Transistor BJT de potencia

Para el transistor que conmuta para dar corriente a la carga debe primero, tener una gran velocidad de conmutación, y segundo, soportar la tensión y corriente del circuito. Como transistor PNP se ha escogido el FJA43100TU y como complementario el transistor NPN FJA42100TU de la casa FAIRCHILD. Ambos con un ancho de banda de 30 MHz con una tensión colector-emisor de 140 V y corriente de colector de 10 A. Dichos transistores son ofertados por el fabricante para amplificadores de potencia para aplicaciones de audio.

### 6.3.4 Diodos

Los diodos escogidos serán diodos de potencia de alta velocidad, han de poder conmutar a una frecuencia superior a 500 kHz. El diodo de potencia FFPF15S60S con un tiempo de recuperación menor a 35 ns, tensión en inversa de pico y de bloqueo DC 600 V, corriente máxima con polarización directa de 15 A.

### 6.3.5 Amplificador operacional

Para el sensor de corriente se utilizarán dos amplificadores operacionales, se han descartado los sensores de corriente ya que debido a su bajo ancho de banda que no funciona en la aplicación. Se ha optado por el amplificador operacional LM101A de la casa TEXAS INSTRUMENTS el cual tiene un Slew Rate de  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$  y un ancho de banda para pequeña señal de 3,5 MHz.

Debido a la importancia de la precisión de los resistores para el correcto funcionamiento del circuito se intentará que todos sean de la serie E-192 que tienen unas tolerancias del 0,5% hasta el 0,1%.

## 7 Fuente de alimentación

Para alimentar los componentes del circuito se necesitarán las siguientes tensiones:

- $\pm 45\text{ V}$  para el circuito conmutado, que será quien proporcione la mayor parte de la corriente al driver.
- $\pm 35\text{ V}$  para el amplificador lineal analógico.
- $\pm 15\text{ V}$  para los amplificadores operacionales utilizados como sensor de corriente.
- $\pm 5\text{ V}$  para el comparador de la señal de referencia junto con la señal de obtenida a través del sensor de corriente.

Se utilizará un transformador de 150 VA, con la idea de ampliar el proyecto, con las siguientes conexiones:

- En el primario, tierra, +15 V, 0 V, 220 V, 400 V
- En el secundario, 55 V, 0V, 55V

Las bobinas serían más o menos como el de la figura 7.1

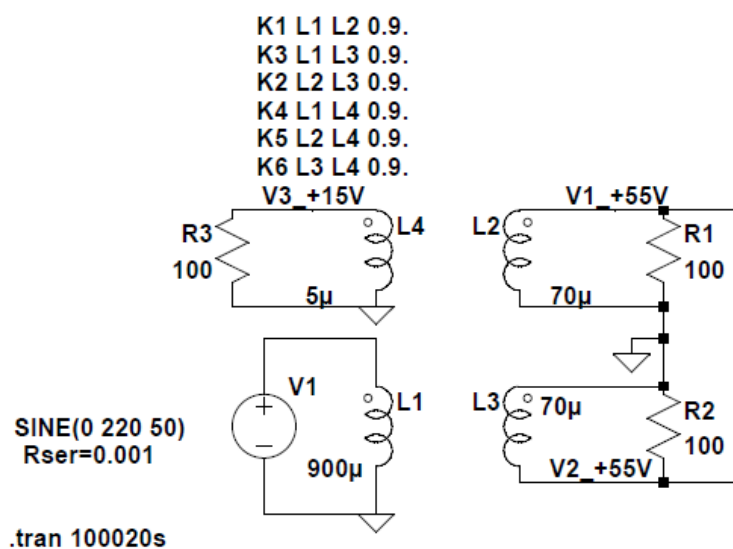


Figura 7.1. Bobinado diseñado en LtSpice.

Con las siguientes salida de onda representadas en la imagen 7.2

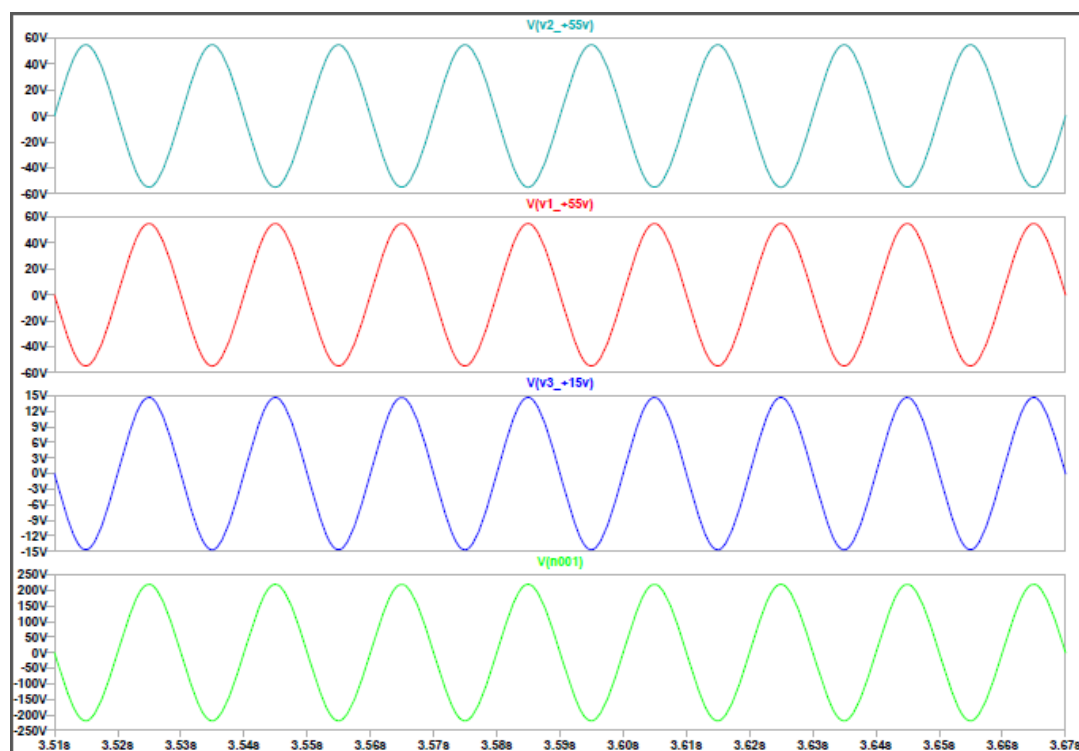


Figura 7.2. Salidas teóricas del transformador.

Puesto que la tensión del transformador es de  $55 V_{RMS}$  una vez rectificadas las salidas se obtendrán  $55 \cdot \sqrt{2} = 77 V$ . Esta tensión es muy elevada para nuestra aplicación por lo que se conectarán los en el primario a tierra, cero y 400 V para obtener en el secundario una tensión mejor.

La señal se rectificará mediante un puente de diodos junto con unos condensadores de 63 V, se espera trabajar con una tensión cercana a los 45 V.

De la salida de los  $\pm 45 V$  mediante reguladores conmutados se obtendrán el resto de tensiones necesarias para nuestra aplicación, excepto para las tensiones  $\pm 5 V$  que se utilizarán los clásicos reguladores LM7805 para la tensión positiva y el LM7905 para la tensión negativa.

Para las tensiones positivas de 15 V y 35 V se utilizará LT1074 de LINEAR TECHNOLOGY, es un convertidor reductor para tensiones comprendidas entre 2,5 y 50 V y hasta 5 A.

Para las tensiones negativas de  $-15$  y  $-35$  V se utilizará LT1170 de LINEAR TECHNOLOGY, es un convertidor reductor para tensiones entre 3 y 6 V con una corriente de hasta 5 A. Este convertidor también invierte la tensión, de positiva a negativa o de negativa a positiva.

Siguiendo los diseños propuestos por el fabricante, finalmente la placa de alimentación queda así:

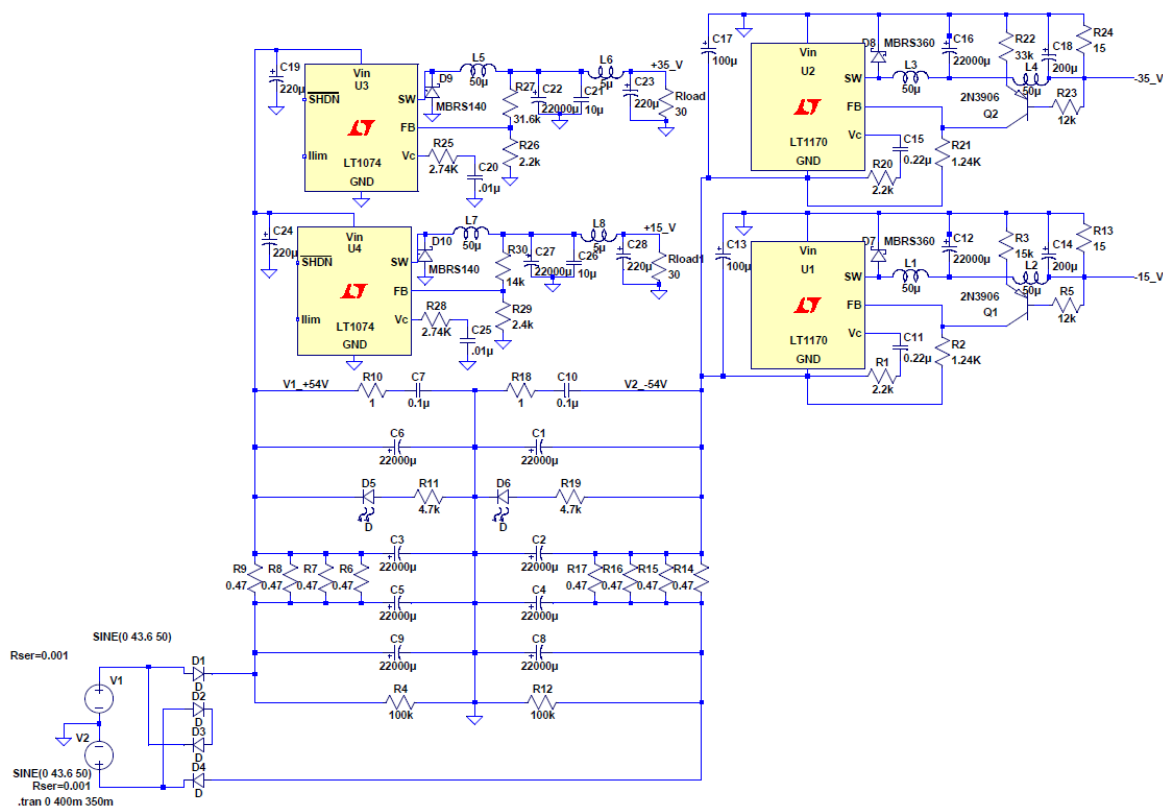


Figura 7.3. Fuente de alimentación diseñada en LTspice.

En la imagen 7.3 sólo queda por introducir los reguladores de tensión  $\pm 5 V$  que no se han encontrado en el programa de simulación.

Una vez diseñado se simula, debido a que los condensadores se han de cargar, se simularán 50 ms, desde los 350 ms hasta los 400 ms. La respuesta en simulación del circuito es la siguiente:



**Figura 7.4.** Fuente de alimentación diseñada en LTspice.

Las tensiones de salida con correctas, las deseadas. Asimismo los reguladores utilizados para las tensiones  $\pm 35\text{ V}$  y  $\pm 15\text{ V}$  son capaces de aportar más de 1 A por fuente, depende de la resistencia de la carga a la que vayan conectados.



## 8 Impacto medio ambiental

Si bien no todos los países están de acuerdo, cada vez hay una mayor concienciación sobre el medio ambiente y la sostenibilidad de nuestro planeta. Debido a que los recursos del planeta son limitados han aparecido varias legislaciones europeas con las que poder gestionar los recursos de forma responsable [16]

Estas legislaciones tienen como objetivo el 20/20/20. Que es reducir el consumo energético, reducir las emisiones de efecto invernadero e incrementar el uso de las energías renovables, todas ellas en un 20% dentro en un periodo de 30 años comprendidos entre 1990 y el año 2020.

Algunas de las legislaciones que afectan al material eléctrico y más concretamente al electrónico son:

- [Directiva 2012/19/UE \(WEEE\)](#), sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos (RAEE)
- [Directiva 2011/65/UE \(RoHS\)](#), esta directiva gestiona la restricción de ciertas Sustancias Peligrosas en aparatos eléctricos y electrónicos.
- [Directiva 2006/66/CE](#)/ relativa a las pilas y acumuladores y a los residuos de pilas y acumuladores

Se estima que las familias españolas consumen alrededor de 567 millones de kilos de aparatos eléctricos y electrónicos [17] al año de los cuales deberían reciclarse según Ecolec, fundación para la recuperación y reciclaje, 389 millones de kilos, un 65%. En el mundo según PNUMA, el Programa de Naciones Unidas para el Medio Ambiente, calculó que en 2010 se generó 40 millones de toneladas de basura electrónica con un crecimiento del 16% al 28 % cada año.

### 8.1 Cadena de reciclaje RAEE

Como se ha visto, a lo largo de un año se genera una gran cantidad de basura de material eléctrico o electrónico. Es por esto que la aparición de las legislaciones para controlar estos residuos, la RAEE es la encargada sobre sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos.

Actualmente en Cataluña hay 9 SIG autorizados para la recogida de RAEE.

La finalidad de del proceso para la gestión de los RAEE es convertirlos en nuevos recursos. Se recuperan los materiales que contienen los aparatos eléctricos existiendo principalmente 4 métodos de reciclaje:

- Desmontaje y separación manual de los componentes del aparato.

- Reciclaje mecánico, mediante la extracción y triturado de materiales.
- Fundición, para la recuperación de metales.
- Reciclaje químico, aplicable a metales preciosos (oro, plata, etc.) contenidos en las placas de circuitos impresos.

## Conclusiones y vías de continuación

### Conclusiones

La principal conclusión de este proyecto es que se ha podido mostrar el funcionamiento entre un amplificador analógico y uno amplificador digital conmutado.

El amplificador analógico dota al circuito de una rápida respuesta entre la entrada y la salida lo que hace disminuir el rizado que suele aparecer en la salida de los dispositivos conmutados.

El amplificador conmutado, montado en semi-puente, dota a la carga de la mayor parte de la corriente por lo que se puede conseguir una potencia elevada con alto rendimiento.

Si bien los amplificadores en Clase D necesitan una señal conmutada externa, tal como se ha diseñado en el capítulo 4 de este proyecto, ahora no es necesario, aparece simplemente por la histéresis que se fija en el comparador y activándose sólo en caso necesario, cuando la carga demande más corriente de la fijada.

Por último, si bien en amplificador de Clase D necesita un filtro a la salida no es necesario en el híbrido puesto que el amplificador analógico hace las veces de filtro.

### Continuación

Se puede continuar re-diseñando el circuito para mejorarlo:

- Una de las posibles mejoras sería obtener a la salida del semipuente una tensión unipolar, actualmente es bipolar.
- Para el sensor de corriente se podría buscar un amplificador instrumental con un alto ancho de banda y Slew Rate. Para el sensor de corriente diseñado se ha utilizado un amplificador con 4 resistencias, si bien son de un valor mucho mayor al resistor sensor, 25 k $\Omega$  frente a 10 m $\Omega$ , podría la lectura no ser todo lo precisa que se querría.
- También la de diseñar el circuito en PCB y añadir los disipadores de calor necesarios, calculados previamente, para un correcto funcionamiento del circuito.

## Bibliografia

- [1] [http://www.hardkernel.com/main/products/prdt\\_info.php](http://www.hardkernel.com/main/products/prdt_info.php)
- [2] <http://www.ti.com/lit/ds/slase12a/slase12a.pdf>
- [3] <https://volumio.org/>
- [4] <https://www.sparkfun.com/datasheets/BreakoutBoards/I2SBUS.pdf>
- [5] [http://www.hardkernel.com/main/products/prdt\\_info.php?g\\_code=G147589529288&tab\\_idx=1](http://www.hardkernel.com/main/products/prdt_info.php?g_code=G147589529288&tab_idx=1)
- [6] <https://en.devialet.com/assets/V3/pdf/White-Paper-Expert-Pro-EN.pdf>
- [7] "Wikipedia" Accedido el 6 de marzo, [https://es.wikipedia.org/wiki/Curva\\_isof%C3%B3nica](https://es.wikipedia.org/wiki/Curva_isof%C3%B3nica)
- [8] Duncan Ben, High performance Audio Power Amplifiers, (Newnes, 1996), 149
- [9] Self, D. et al. – Audio Engineering – Know it All
- [10] <https://www.madisoundspeakerstore.com/scanspeak-woofers-6-7/scanspeak-classic-18w/8542-7-mid-woofer-paper-cone/>
- [11] <http://www.carstereo.com/help/Articles.cfm?id=11>
- [12] A. E. Ginart; R. M. Bass; W. M. Leach. High efficiency class AD audio amplifier for a wide range of input signals. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting.
- [13] I. Dettmann; M. Berroth. Supply Modulation of Power Amplifiers with a Class AD Modulator. 2009 German Microwave Conference.
- [14] <http://www.audacityteam.org/>
- [15] Martínez García, Herminio. Diseño e implementación de un amplificador híbrido lineal–conmutado con amplio margen de salida. UPC, Departamento Ingeniería Electrónica.
- [16] <http://www.afme.es/es/t%C3%A9cnico/medioambiente>
- [17] [http://www.consumer.es/web/es/medio\\_ambiente/urbano/2012/09/10/212515.php](http://www.consumer.es/web/es/medio_ambiente/urbano/2012/09/10/212515.php)

Scherz, Paul; Monk, Simon. Practical Electronics for inventors. Third Ed. Mc Graw Hill, 2013. ISBN 978-0-07-177133-7

Horowitz, Paul; Hill, Winfield. The Art of Electronics. Third Ed. Cambridge University Press. New York 2015. ISBN 978-0-521-80926-9

Self, Douglas. Audio Power Amplifier Design. Sixth Ed. Focal Press. 2013. ISBN 978-0-240-52613-3

Ballester, Eduard; Piqué, Robert; Román, Manuel. Electrònica de Potència Manual de Pràctiques. UPC 2014.