



Universidad de Buenos Aires

Facultad de Ingeniería

Departamento de Electrónica

---

## TRABAJO PRÁCTICO

---

### 86.10 DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

---

DAGNINO, Lionel	94248
DASSO, Ignacio	93121
DIANA, Antonela	94464
POULSEN, Katrine	94015



# Índice

<b>I Ejercicios Preliminares</b>	<b>2</b>
<b>1. Ejercicios de Realimentación</b>	<b>2</b>
Ejercicio 1 . . . . .	2
Ejercicio 2 . . . . .	4
Ejercicio 3 . . . . .	7
Ejercicio 4 . . . . .	8
Ejercicio 5 . . . . .	9
Ejercicio 6 . . . . .	11
<b>2. Especificación de un Amplificador de Audio</b>	<b>12</b>
Ejercicio 1 . . . . .	12
Ejercicio 2 . . . . .	12
<b>3. Circuitos de Amplificadores</b>	<b>14</b>
Ejercicio 1 . . . . .	14
Ejercicio 2 . . . . .	15
Ejercicio 3 . . . . .	17
<b>4. Tecnología de Componentes</b>	<b>18</b>
<b>II Amplificador de Potencia de Audio</b>	<b>24</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>24</b>
<b>2. Diseño</b>	<b>24</b>
Especificación Propuesta . . . . .	24
Análisis de Bloques . . . . .	25
Selección de Componentes . . . . .	25
Cálculo de Resistencias Anti-Embalamiento Térmico . . . . .	26
Listado de Componenentes . . . . .	27
Cálculo de Disipadores . . . . .	28
Criterios de Ruteo . . . . .	29
<b>3. Simulaciones</b>	<b>30</b>
Polarización . . . . .	30
Primera Prueba con Señal . . . . .	31
Ganancia de Tensión . . . . .	39
Sensibilidad . . . . .	42
Potencia Máxima de Salida . . . . .	43
Ancho de Banda . . . . .	45
Slew Rate . . . . .	46
Impedancia de Entrada . . . . .	47
Impedancia de Salida . . . . .	48
Distorsión Armónica . . . . .	49
Distorsión por Intermodulación . . . . .	50
<b>4. Mediciones</b>	<b>51</b>
Polarización . . . . .	52
Primera Prueba con Señal . . . . .	52
Ganancia de Tensión . . . . .	54
Sensibilidad . . . . .	56
Potencia Máxima de Salida . . . . .	57



Ancho de Banda . . . . .	58
Slew Rate . . . . .	59
Impedancia de Entrada . . . . .	60
Impedancia de Salida . . . . .	61
Factor de Amortiguamiento . . . . .	63
Distorsión Armónica . . . . .	63
Temperaturas de Operación . . . . .	64
<b>5. Conclusiones</b>	<b>65</b>

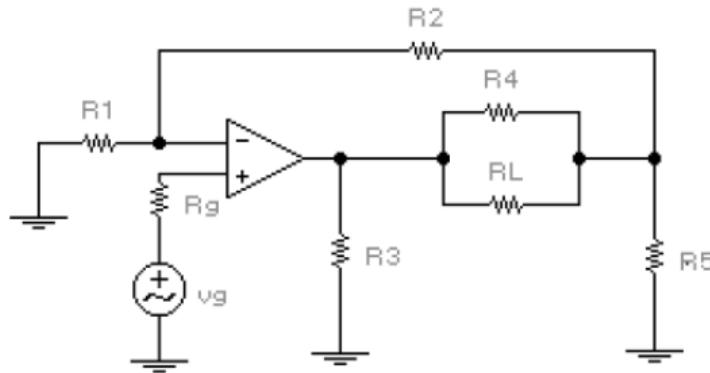
## Parte I

# Ejercicios Preliminares

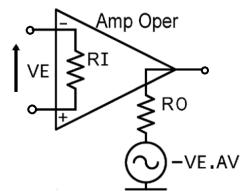
### 1. Ejercicios de Realimentación

#### Ejercicio 1

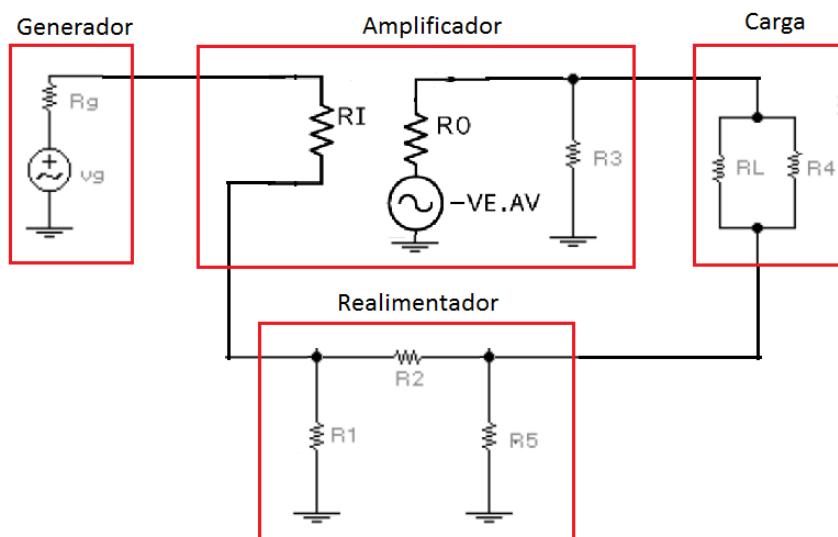
Calcular la impedancia vista por el generador y por la carga.



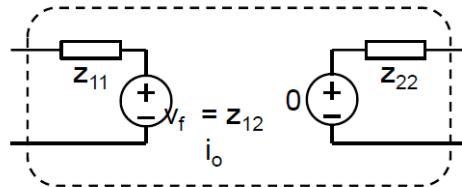
Se utiliza el siguiente modelo para el amplificador operacional:



Se separan los bloques del amplificador realimentado:



Puede verse que la realimentación es serie-serie, de modo que se reemplaza al realimentador por su cuadripolo equivalente de parámetros  $Z$ , considerando despreciable su transferencia inversa.



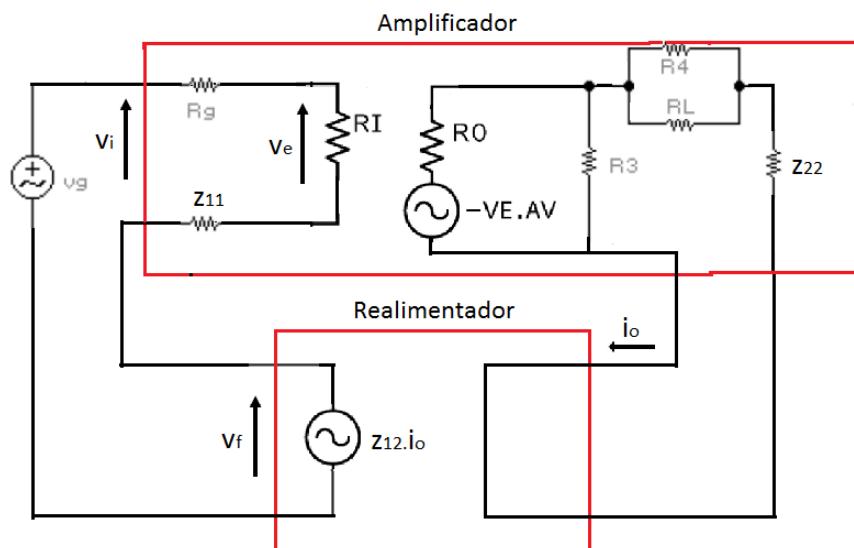
donde:

$$z_{11} = R_1 // (R_2 + R_5)$$

$$z_{12} = \frac{R_1 R_5}{R_1 + R_2 + R_5}$$

$$z_{22} = (R_1 + R_2) // R_5$$

Se reemplazan los bloques por el diagrama ideal de realimentación:



A partir de lo obtenido, se calculan por inspección los parámetros del amplificador. La ganancia del realimentador es:

$$f = \frac{v_f}{i_o} = z_{12} = \frac{R_1 R_5}{R_1 + R_2 + R_5}$$

Se calcula la ganancia del amplificador modificado:

$$v_e = v_i \frac{R_I}{R_g + R_I + R_1 // (R_2 + R_5)} \quad (1)$$

Utilizando equivalentes de Thévenin y Norton sucesivos se obtiene:

$$v_e A_v \frac{R_O//R_3}{R_O} = i_o (R_O//R_3 + R_4//R_L + (R_1 + R_2)//R_5) \quad (2)$$

De (1) y (2) se despeja  $a$ :

$$a = \frac{i_o}{v_i} = A_v \frac{(R_O//R_3)R_I}{R_O(R_O//R_3 + R_4//R_L + (R_1 + R_2)//R_5)(R_g + R_I + R_1//(R_2 + R_5))}$$

Las impedancias de entrada y salida son entonces:

$$Z_i = (R_g + R_I + R_1//(R_2 + R_5))(1 + af)$$

$$Z_o = (R_O//R_3 + R_4//R_L + (R_1 + R_2)//R_5)(1 + af)$$

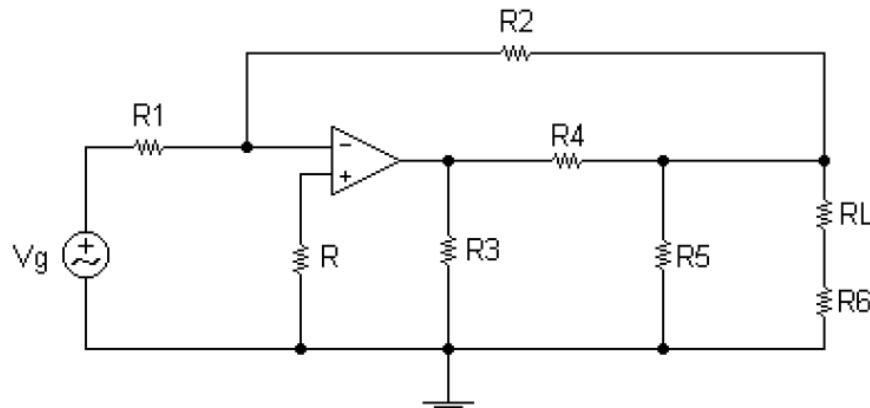
Finalmente, las impedancias vistas por el generador y por la carga son:

$$Z_{i_g} = Z_i - R_g = (R_g + R_I + R_1//(R_2 + R_5))(1 + af) - R_g$$

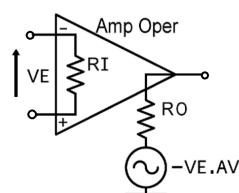
$$Z_{o_{R_L}} = (Z_o - R_4//R_L)//R_4 = ((R_O//R_3 + R_4//R_L + (R_1 + R_2)//R_5)(1 + af) - R_4//R_L)//R_4$$

## Ejercicio 2

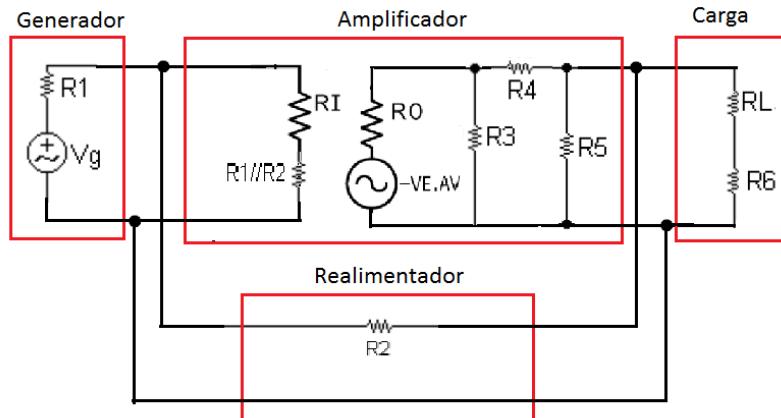
Calcular la resistencia vista por el generador y por la carga para  $R = R_1//R_2$ . Calcular la tensión de offset sobre la carga para  $R = R_1//R_2$  y  $R = 0$ .



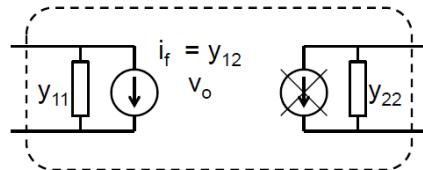
Se utiliza el siguiente modelo para el amplificador operacional:



Se separan los bloques del amplificador realimentado:



Puede verse que la realimentación es paralelo-paralelo, de modo que se reemplaza al realimentador por su cuadripolo equivalente de parámetros Y, considerando despreciable su transferencia inversa.



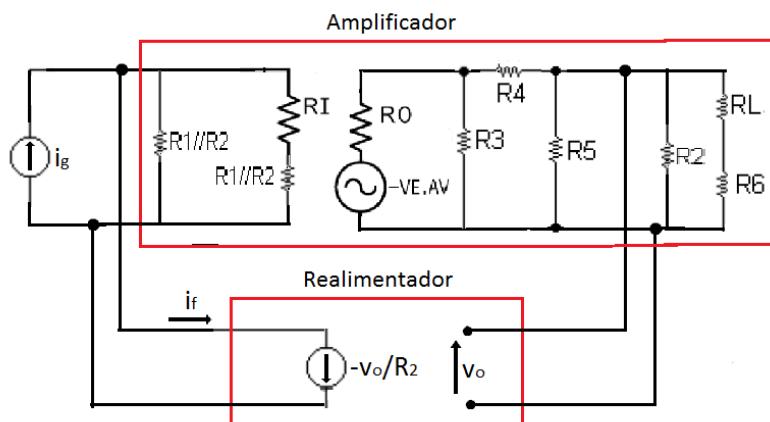
donde:

$$y_{11} = \frac{1}{R_2}$$

$$y_{12} = -\frac{1}{R_2}$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_2}$$

Se reemplazan los bloques por el diagrama ideal de realimentación. El generador se reemplaza por su equivalente de Norton.





A partir de lo obtenido, se calculan por inspección los parámetros del amplificador. La ganancia del realimentador es:

$$f = \frac{i_f}{v_o} = y_{12} = -\frac{1}{R_2}$$

Se calcula la ganancia del amplificador modificado:

$$\frac{v_e}{R_I} = i_i \frac{R_1//R_2}{R_I + 2(R_1//R_2)} \quad (1)$$

Utilizando equivalentes de Thévenin y Norton sucesivos se obtiene:

$$v_o = -v_e A_v \frac{(R_O//R_3)((R_O//R_3 + R_4)//R_5//R_2//(R_L + R_6))}{R_O(R_O//R_3 + R_4)} \quad (2)$$

De (1) y (2) se despeja  $a$ :

$$a = \frac{i_o}{v_i} = A_v \frac{(R_O//R_3)((R_O//R_3 + R_4)//R_5//R_2//(R_L + R_6))R_I(R_1//R_2)}{R_O(R_O//R_3 + R_4)(R_I + 2(R_1//R_2))}$$

Las impedancias de entrada y salida son entonces:

$$Z_i = \frac{(R_O//R_3 + R_4)//R_5//R_2//(R_L + R_6)}{1 + af}$$

$$Z_o = \frac{R_1//R_2//(R_I + R_1//R_2)}{1 + af}$$

Finalmente, las impedancias vistas por el generador y por la carga son:

$$Z_{i_g} = Z_i = \frac{(R_O//R_3 + R_4)//R_5//R_2//(R_L + R_6)}{1 + af}$$

$$Z_{o_{R_L}} = \frac{(R_L + R_6)Z_o}{R_L + R_6 - Z_o} + R_6 = \frac{(1 + af)(R_L + R_6)R_6 + R_L(R_1//R_2//(R_I + R_1//R_2))}{(1 + af)(R_L + R_6) - R_1//R_2//(R_I + R_1//R_2)}$$

Para calcular la tensión de offset sobre la carga cuando  $v_g = 0$  primero se aplica Thevenin a la fuente de corriente que presenta el realimentador:

$$V_{realim} = V_o \cdot f = -\frac{v_o}{R_2}$$

Por Thevenin:

$$R_{eq} = R_1//R_2$$

$$V_{eq} = V_o f (R_1//R_2) = -\frac{V_o}{R_2} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

■  $R_1//R_2 :$



$$V_{id} = 0 \Rightarrow V_+ = V_-$$

$$I_{B+} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = I_{B-} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} - V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = (I_{B+} - I_{B-}) R_1 R_2 = I_{OS} R_1 R_2$$

Por lo tanto  $V_o = 0$  si  $I_{OS} = 0$ .

- $R_1//R_2 = 0$  :

En este caso:

$$0 = I_B - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} - V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = I_B - R_2$$

Entonces:

$$V_{off} = I_B - R_2 \frac{R_L}{R_L + R_6}$$

### Ejercicio 3

Un amplificador de tensión no inversor se implementó con un AO que posee 3 polos en alta frecuencia, y cuya ganancia de tensión a lazo abierto en baja frecuencia es mayor a 1000. Se sabe que la capacidad interna del AO entre los terminales para compensar por polo es de 1 pF. La etapa a ganancia unitaria está compensada con un capacitor  $C_C = 47$  pF por corrimiento del primer polo, con frecuencia de corte 1 MHz, margen de fase 90°. Si se desea mantener la misma frecuencia de corte, con una ganancia de 12 veces, ¿cuál debe ser el valor de  $C_C$ ? ¿Cómo se modifica SR?

Al estar en paralelo con la capacitancia interna del AO, la capacitancia total para la compensación a ganancia unitaria es:

$$C_{c_{total}} = 1 \text{ pF} + 47 \text{ pF} = 48 \text{ pF}$$

Para una ganancia de 12 veces con una frecuencia de corte de 1 MHz, la respuesta en frecuencia cortará a la ganancia unitaria en:

$$20\log\left(\frac{x}{1 \text{ MHz}}\right) = 20\log(12) \Rightarrow x = 12 \text{ MHz}$$

Por lo tanto, la capacitancia de compensación debe ser 12 veces menor, es decir:

$$C_{c_{total}} = 4 \text{ pF}$$

Finalmente, el valor de  $C_c$  necesario será:

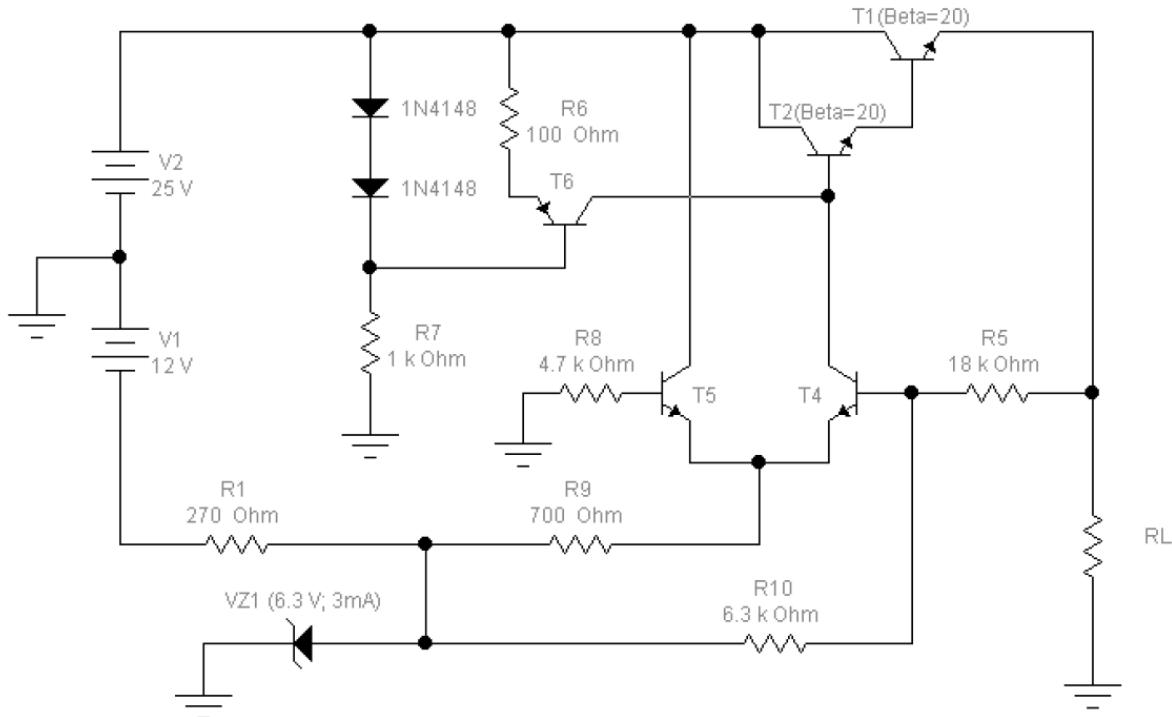
$$C_c = 4 \text{ pF} - 1 \text{ pF} = 3 \text{ pF}$$

Por efecto de la reducción del capacitor de compensación, el slew rate mejora.

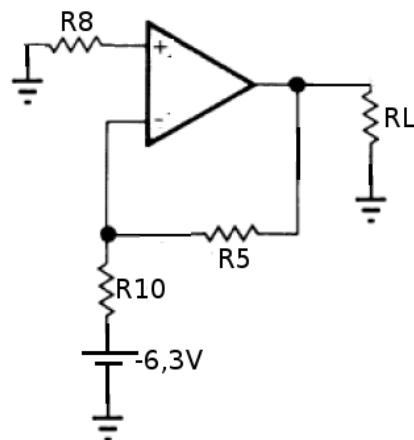
## Ejercicio 4

Para el siguiente circuito determinar:

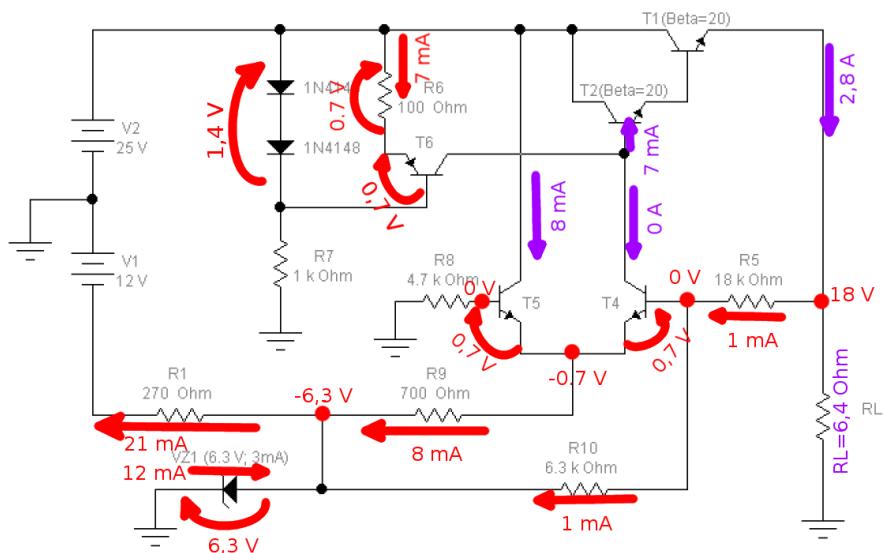
- Valor mínimo de  $R_L$ .
- Valor mínimo de  $V_1$  y  $V_2$ .



- Para poder analizar el funcionamiento del circuito de una manera más simple, realizamos un gráfico en el que se ve el amplificador ideal, para poder analizar mejor el lazo de realimentación:



Como se ve es un circuito que muestrea tensión y suma tensión, por lo tanto la tensión sobre la carga está fija, y para que se mantenga en ese valor de 18v, quiero saber cual es la máxima corriente que circulará por la carga, para que el circuito siga funcionando de esa manera.



En la figura 1 se muestra en rojo, los valores de tensión y corriente que podemos calcular a priori, teniendo como hipótesis que la corriente sobre las bases del diferencial es muy baja, por lo tanto, la tensión en las bases del diferencial es 0V. Para que  $R_L$  sea mínima, como la tensión en el nodo está fija a 18 V, quiero la máxima corriente que puede circular por esta rama, esto se da cuando  $R_L = 4,6\Omega$ , y se da cuando toda la corriente que circula por T6, se va por la base del darlington, y como este tiene un  $\beta = 400 \Rightarrow I_{C_{DARLINGTON}} = 2,8A$

**b** Los valores mínimos de las fuentes de tensión  $V_1$  y  $V_2$ , están básicamente determinados por la tensión que tiene que caer en los diodos. Para  $V_1$ , me interesa que en el zener, por lo tanto necesito que la fuente de tensión sea de al menos 6,3V, y si considero una corriente mínima por  $R_1$ , necesito que mínimo de  $V_1 = 6,5V$ .

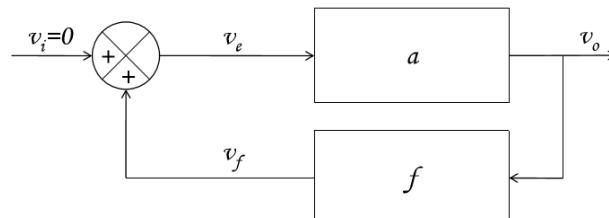
Si a la salida tengo 18V, en la base de  $T_2$  tengo  $18V + 1,4V = 19,4V$ , considerando  $V_{CESat} = 0,7V$ , en el emisor de  $T_6$  necesito tener  $19,4V + 0,7V$ , añadiendo los 0,7V que caen en  $R_6$ ,  $V_2$  debe ser al menos  $V_2 = 19,4V + 1,4V = 20,8V$ .

## Ejercicio 5

Dado el circuito puente de Wien básico, se pide:

**a** ¿Cómo se fija la frecuencia de oscilación?

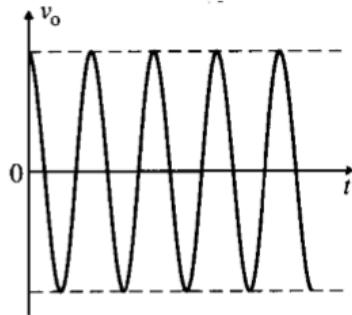
Como se ve en la figura 1 el sistema tiene una realimentación positiva. Un sistema de amplificador con realimentación se puede modelar de la siguiente manera:



$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a}{1 - af}$$

Por lo tanto la condición de oscilación es  $|af| = 1$  y  $\angle = 0$ .

Estas condiciones se deben mantener ante cambios de valor de los componentes por tolerancia, envejecimiento, temperatura, reemplazo, etc.



**b** ¿Cómo se garantiza la estabilidad en frecuencia y en amplitud?

- La estabilidad en la frecuencia se logra haciendo que el corrimiento en fase sea una función muy dependiente de la frecuencia en la zona cercana a la frecuencia de oscilación  $\omega_0$ , esto se logra con un Q alto.

$$\frac{\partial \angle}{\partial \omega} \uparrow \quad \omega \rightarrow \omega_0$$

- Se debe lograr una gran dependencia negativa de la variación de la ganancia respecto de la amplitud de salida:

$$\frac{\partial a}{\partial v_o} \uparrow \quad < 0$$

$|af|$  ligeramente mayor que 1 o  $a$  estabilizado alinealmente.

**c** Hallar la transferencia del realimentador y calcular la ganancia del amplificador para que oscile en régimen estacionario. ¿Qué condición se debe cumplir?

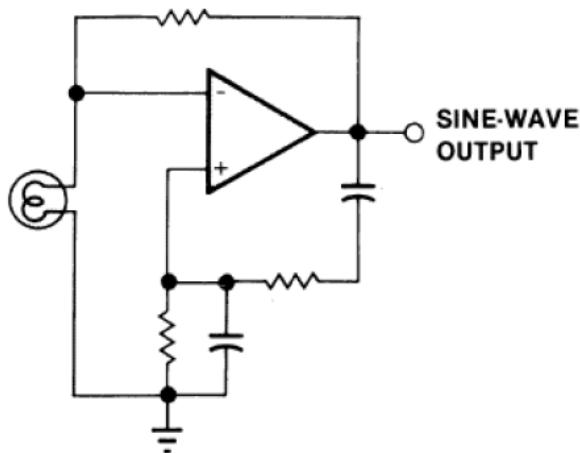
El divisor de impedancias responsable de la realimentación positiva es un filtro pasabandas. Llamamos  $R_S$  y  $C_S$  a la resistencia y capacidad que se encuentran en serie, y  $R_p$  y  $C_p$  las que se encuentran en paralelo. Sus polos se encuentran en frecuencias cuya media geométrica es  $\frac{1}{\sqrt{R_S C_S R_p C_p}}$ , y por lo tanto, esta es la frecuencia angular de máxima ganancia y con fase 0. En particular, si las capacidades  $C_S = C_p = C$  son iguales, al igual que la resistencias  $R_S = R_p = R$ , entonces la frecuencia angular de oscilación es  $\frac{1}{RC}$ .

En la frecuencia de oscilación, la ganancia del realimentador es  $\frac{C_S R_p}{C_p R_p + C_S (R_p + R_S)}$ . Para el caso de iguales resistencias y capacidades, la ganancia es simplemente 1/3. Esto implica que, para cumplir el criterio de Barkhausen, el amplificador debe tener ganancia 3. Asumiendo una ganancia a lazo abierto del operacional muy grande, esto se logra cuando la resistencia entre la entrada negadora y la salida es el doble de la resistencia de lamparita. La amplitud estable de oscilación queda entonces determinada por esta condición.

**d** Discutir los distintos tipos de distorsión medibles y sus causas.

Los osciladores por puente de Wien suelen tener distorsión armónicas muy bajas. A diferencia de otros osciladores que limitan su ganancia de lazo respecto a la amplitud de módulo bajo, por lo que deforman menos la forma de onda al limitar. La desventaja de esto es que demoran más en adaptarse a cambios o incluso a arrancar a oscilar y llegar a la amplitud final si esta derivada es demasiado pequeña.

**e** Medir la distorsión de alguno de los circuitos osciladores que se describen en AN-263. Explicar su funcionamiento.



## Ejercicio 6

Para los siguientes circuitos se pide:

- a Identificar su topología. ¿En qué se diferencian?

Son circuitos osciladores, el primero de topología Hartley, y el segundo Colpitts. La diferencia es que uno se construye con dos capacitores y un inductor, y el otro con un inductor y dos capacitores.

- b ¿Cómo queda determinada la frecuencia de oscilación?

La frecuencia de oscilación está determinada por los capacitores e inductores  $C_P$ ,  $L_1$  y  $L_2$ , para el Hartley y  $L_1$ ,  $C_1$  y  $C_2$  para el Colpitts.

La frecuencia de oscilación está determinada por:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

**Hartey:**  $L = L_1 + L_2$

$$\Rightarrow f_o = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

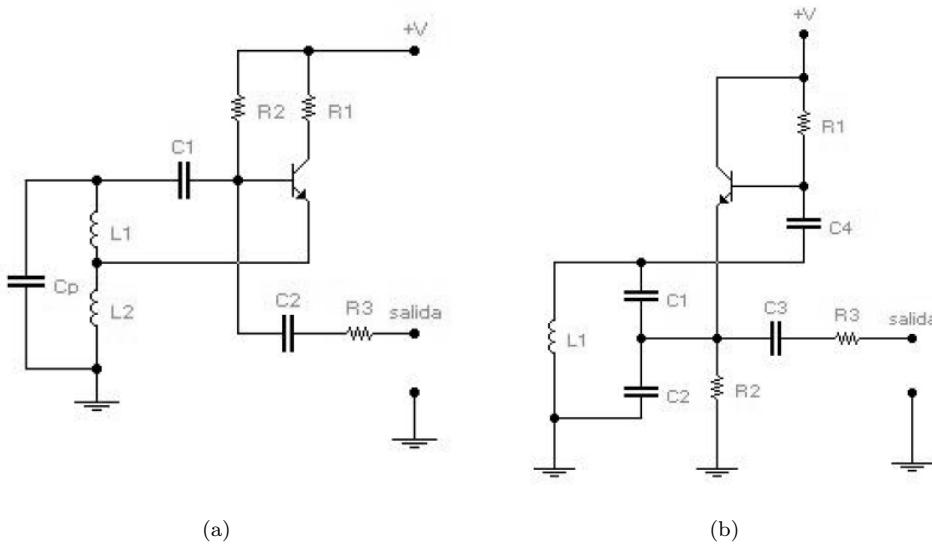
**Colpitts:**  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

$$\Rightarrow f_o = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} L}}$$

- c ¿Cuál es la condición de arranque?

Para el Hartley la conducción de arranque es  $\beta > \frac{L_1}{L_2}$  y de forma análoga, la condición de arranque de el Colpitts es  $\beta > \frac{C_1}{C_2}$

- d Diseñar y caracterizar un oscilador RF utilizando uno de estos circuitos.



## 2. Especificación de un Amplificador de Audio

### Ejercicio 1

*Investigar y discutir las ventajas y desventajas de las distintas topologías de amplificadores: Clase A, B, D y G.*

Los transistores de salida en un amplificador de potencia clase A permanecen en conducción durante todo el ciclo de la señal. En cambio, los transistores de salida en un diseño clase B permanecen encendidos sólo durante medio ciclo de la señal. Existe entonces una transición abrupta entre los transistores cuando la corriente de salida pasa por cero. En otras palabras, el ángulo de conducción para clase A es  $360^\circ$ , y para clase B es  $180^\circ$ . Los amplificadores clase B tienen la ventaja de una mayor eficiencia, lo que permite reducir costos, pero introducen distorsión por cruce. La mayoría de los amplificadores de potencia se construyen de modo que exista una superposición entre la conducción de ambos transistores, lo cual permite reducir la distorsión por cruce.

En los amplificadores clase D, los transistores de salida operan en modo digital (o de conmutación). La señal de entrada es convertida a una secuencia de pulsos cuyo valor promedio es directamente proporcional a la amplitud de la señal en ese momento; esto se llama “modulación por densidad de pulsos” (PWM). Para reconvertir en una señal analógica, se pasa por un filtro pasivo pasabajos. La eficiencia teórica de estos amplificadores es muy alta. La distorsión puede ser alta si la frecuencia de los pulsos no es muy superior a la de la máxima frecuencia. Aunque son de diseño difícil y generan interferencia electromagnética, uno diseñado adecuadamente puede lograr alta eficiencia energética, económica y de espacio, pues necesitan menores disipadores, ocupan poco y logran tensiones altas.

Los amplificadores clase G son diseñados para reducir la disipación de potencia en la etapa de salida. Proveen más de un canal de tensión de alimentación, y la cambian a medida que se necesita. El resultado es una eficiencia mucho mayor, a costa de un diseño más complejo y posiblemente una distorsión mayor.

### Ejercicio 2

*Definir las principales especificaciones de un amplificador:*

a *Potencia de salida.*

Dada una carga, es la máxima potencia sobre esta antes de que distorsione.

**b** *Respuesta en frecuencia.*

Es la variación de la ganancia y la fase del amplificador en función de la frecuencia. Se analiza generalmente mediante el diagrama de bode.

**c** *Amplitud dinámica.*

Es el cociente expresado en dB entre la máxima tensión de salida y el piso de ruido que se mide con la entrada en cortocircuito.

**d** *Distorsión armónica total.* La distorsión armónica total o THD (Total Harmonic Distortion) se define como:

$$THD = \frac{\sum \text{Potencia de los armónicos}}{\text{Potencia de la frecuencia fundamental}}$$

**e** *Distorsión de intermodulación.*

Es la distorsión (diferencia entre señal que entra a un equipo y señal que luego sale del mismo) que se produce cuando dos o más señales atraviesan simultáneamente un sistema no lineal.

**f** *Distorsión de intermodulación transitoria.*

Todo amplificador tiene un tiempo de tránsito, que es el tiempo que demora en salir la señal desde que entra al amplificador. Cuando se aplica realimentación negativa, una porción de la señal de salida se introduce en la entrada de manera que se resta con la señal original. Pero los amplificadores de tránsito instantáneo no existen. Siempre hay una demora y la señal que se resta ya no coincide con la que está entrando. En las pruebas con ondas senoidales puras esto no se aprecia demasiado, ya que la salida sigue siendo senoidal; además, la señal de entrada no varía, es un tono fijo. Sin embargo, la música es altamente dinámica. En estos casos de señales de mucha complejidad y frentes abruptos, un retraso apreciable resulta en la introducción de más distorsión. Mayores niveles de realimentación negativa y retrasos considerables hacen la diferencia de sonido. Se suele llamar "distorsión por intermodulación transitoria" (TIM: transient intermodulation distortion) o, también, "distorsión de slew rate." "distorsión de intermodulación dinámica".

**g** *Relación señal a ruido.*

Para definir la SNR es preciso caracterizar primero el nivel de ruido de base del sistema. El mismo se mide configurando en 0V a la fuente ideal del modelo real del generador de entrada: es decir, se remplaza por una resistencia baja del valor apropiado. El ruido total es función del ancho de banda, por lo que sólo se considera aquel que cae en el rango de frecuencias audibles. Una vez medido el "nivel base de ruido" se puede definir la SNR comparándolo con una tensión de referencia y expresando el resultado en dB.

**h** *Sensibilidad.*

Indica la cantidad de flujo eléctrico necesario de entrada para producir la máxima potencia de salida.

La sensibilidad viene indicada por dBu a una determinada impedancia

**i** *Impedancia de entrada.*

Es la relación entre la tensión y corriente de entrada en señal. Se desea que la impedancia de entrada sea alta para no cargar a la fuente y para que la presencia del amplificador no modifique la señal a amplificar.

**j** *Impedancia de salida.*

Es la relación entre la tensión de salida y la corriente. Se desea que la impedancia de salida sea baja para que la señal de salida no se vea modificada por la carga y para que no se degrade la eficiencia.

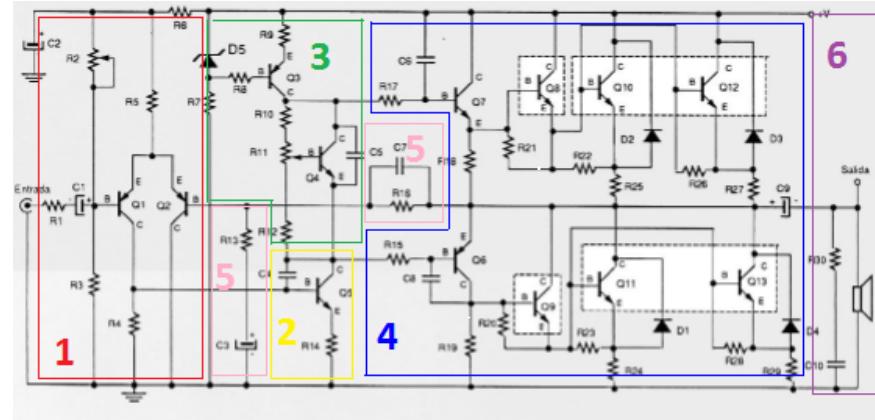
**k** *Factor de amortiguamiento.*

El factor de amortiguamiento es el cociente entre la impedancia de la carga y la impedancia de salida. El mismo refleja la capacidad del amplificador para controlar los efectos indeseables sobre su salida causados por el movimiento de las membranas del parlante en frecuencias cercanas a las de su resonancia.

### 3. Circuitos de Amplificadores

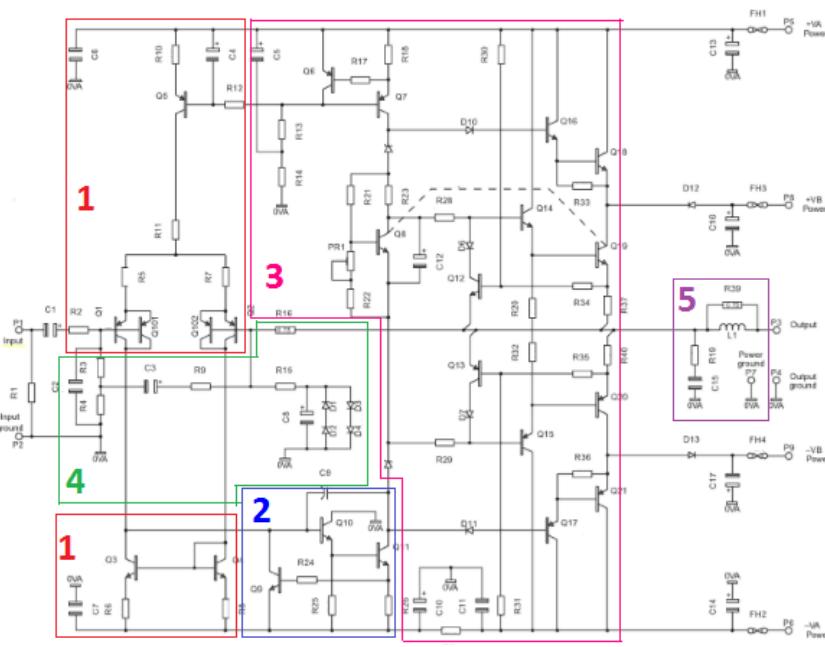
# Ejercicio 1

*En los siguientes circuitos, identificar y marcar las distintas etapas. Discutir su funcionamiento, la función y las topologías alternativas para cada etapa.*



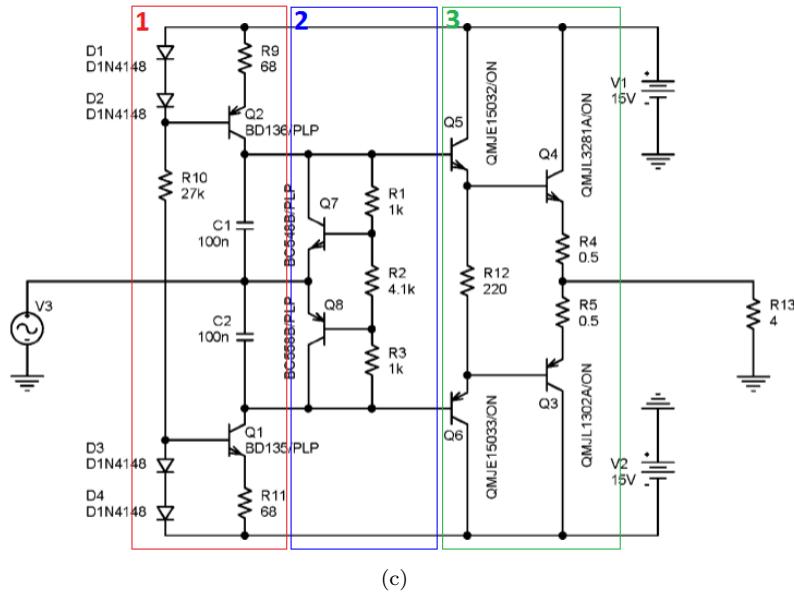
(a)

1. Etapa de entrada del amplificador (entrada diferencial).
  2. Etapa de amplificación de tensión, en configuración emisor común.
  3. Parte de la etapa de salida. Fuente de corriente que polariza al multiplicador de  $V_{BE}$ , que polariza a los transistores de salida.
  4. Parte de ganancia de corriente de la etapa de salida.
  5. Realimentador en configuración paralelo-serie.
  6. Carga del amplificador.



(b)

1. Etapa de entrada diferencial.
2. Etapa de amplificación de tensión, formada por un colector común y un emisor común.
3. Etapa de salida clase G.
4. Realimentador, que llega a ambas entradas del par diferencial.
5. Carga del amplificador.



1. Amplificador de corriente.
2. Multiplicador de  $V_{BE}$ .
3. Salida clase B darlington.

## Ejercicio 2

Para la siguiente etapa de potencia de un amplificador de audio, responder (por simple inspección):

a El amplificador, ¿tiene una topología de clase A, B, C, D, G o H?

Por simple inspección podemos decir que la topología del amplificador es clase B.

b Indicar y calcular el parámetro estabilizado.

El amplificador muestrea tensión y suma tensión, de modo que el parámetro estabilizado es la ganancia de tensión.

c Calcular la impedancia a la entrada y a la salida.

La corriente de polarización que circula por el par diferencial ( $I_d$ ) es:

$$40V - 0,7V - \frac{I_d}{2}(470\Omega + 10k\Omega) \Rightarrow \frac{I_d}{2} = 3,8mA \Rightarrow I_d = 1,9mA$$

El  $g_m$  de los transistores del par diferencial es entonces:  $g_m = \frac{1,9mA}{25mV} = 0,076A/V$ , por lo tanto si consideramos  $\beta = 200$ ,  $r_\pi = \frac{200}{g_m} = 2,6k\Omega$ . La resistencia de entrada a lazo abierto es:

$$z_i = 47k\Omega // 2,6k\Omega + 200 \times 10,47k\Omega = 47k\Omega / 2M\Omega \Rightarrow z_i = 47k\Omega$$



La impedancia de salida a lazo abierto es muy pequeña, aproximadamente:

$$z_o \simeq \left( 0,1\Omega + \frac{1k\Omega + 2,7k\Omega + 3,9k\Omega}{\beta^2} \right) / 2 = \frac{0,1\Omega + 0,19\Omega}{2} \Rightarrow z_o = 0,15\Omega$$

La ganancia del lazo es :  $f = \frac{470\Omega}{470\Omega + 10k\Omega} = 0,0001$  y la ganancia a lazo abierto es:  $a \simeq g_m(1k\Omega + \beta^2 0,1\Omega)$

Por cada transistor del par diferencial circulan  $1,9mA$ , y en la resistencia  $R_5$  circulan  $700\mu A$ , dado que caen  $0,7V$  sobre esta si hay polarización, por lo tanto,  $I_c$  del emisor común, suponiendo  $\beta = 200$  es :  $I_c = (1,9mA - 700\mu A)200 = 0,24A = 240mA$ . Es decir,  $g_m$  del emisor común es:  $g_m = \frac{240mA}{25mV} = 9,6A/V$ , por lo tanto:

$$a \simeq 9,6A/V \times 5k\Omega \Rightarrow a = 48000$$

Por lo tanto  $(1 + af) = 1 + 48000 \times 0,0001 = 5,8$

Finalmente:

$$Z_i = z_i \times (1 + af) = 47k\Omega \times 5,8 \Rightarrow Z_i = 272,6k\Omega$$

$$Z_o = z_0 \times (1 + af) = 0,15\Omega \times 5,8 \Rightarrow Z_o = 0,87\Omega$$

**d** *Discutir las modificaciones que harían sobre el circuito para compensar los corrimientos de continua.* Para compensar los corrimientos de continua debemos asegurar la misma diferencia de potencial entre GND y las bases del par diferencial. Para lograr esto cambiariamos el resistor  $R_7$  de  $10k\Omega$  a  $47k\Omega$ . Para que este cambio no afecte la amplificación en señal debemos cambiar  $R_6 = 2,53k\Omega$ , esto es para mantener  $A = 20$ .

**e** *¿Cómo se logra estabilizar esta etapa?*

La estapa se estabiliza compensando en frecuencia mediante el capacitor  $C_7$  por efecto Miller.

**f** *Calcular el SR de la etapa y discutir si es suficiente y por qué.*

$$SR = \frac{I_c}{C_M} = \frac{1,9mA}{330pF} = 5,75 \frac{A}{useg}$$

Si tenemos en cuenta que  $V_{max} = 40V$ , por lo tanto :  $BW = \frac{SR}{2\pi \times V_{max}} = 22,9kHz$

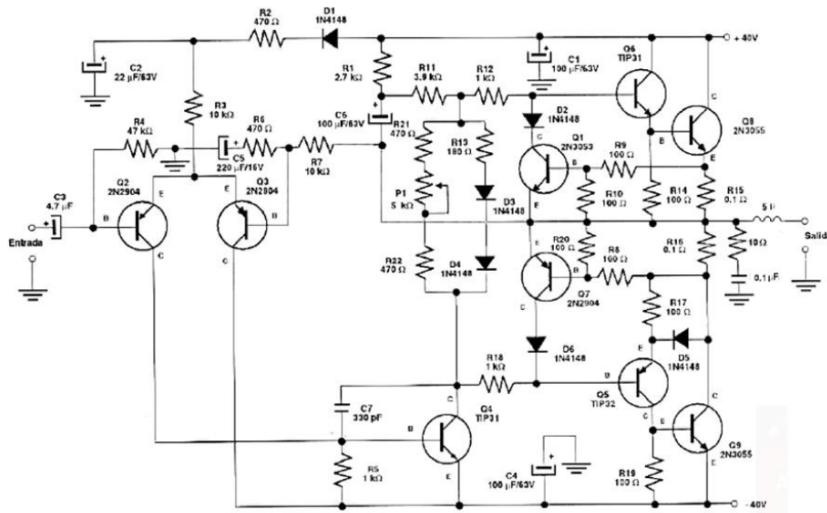
Esto es suficiente porque la frecuencia es mayor a  $20kHz$ .

**g** *Modificar el circuito para que el SR sea el doble pero sin afectar la compensación en frecuencia.*

Para aumentar el SR al doble sin afectar la compensación en frecuencia debemos aumentar la corriente de polarizacion del par diferencial. Para esto reducimos  $R_3$  a la mitad.  $R_3 = 5k\Omega$

**h** *Al aumentar el SR, ¿creen que se perjudica otra característica del amplificador? ¿Por qué?*

Al aumentar el SR por el metodo descripto en el item anterior se aumenta la corriente por el par diferencial, la desventaja es que de esta forma se incrementa el ruido en el amplificador.



### Ejercicio 3

Para el siguiente circuito, responder:

**a** ¿Por qué se ha incluido una compensación térmica basada en un transistor bipolar si se emplea una etapa de salida MOSFET?

Porque la corriente que circula por esa malla está determinada por los transistores bipolares.

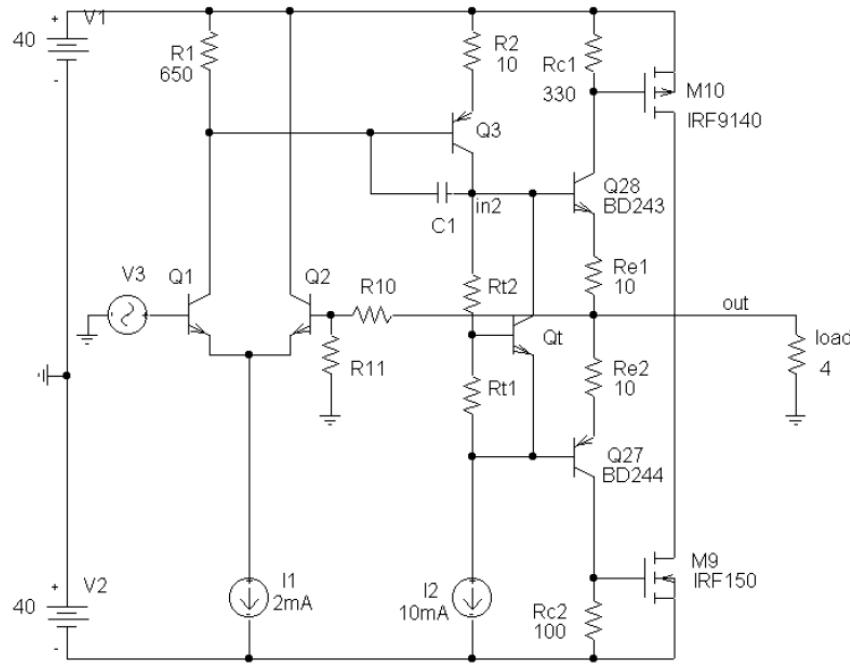
**b** ¿Cuáles son las principales ventajas y desventajas de esta topología?

Lo positivo es que es una etapa con máxima linealidad, pero con graves problemas de estabilidad al tener una cierta ganancia en voltaje y realimentación local.

**c** Analizar y discutir los siguientes resultados de distorsión obtenidos sobre una carga de  $4 \Omega$ , a una frecuencia de  $1 \text{ kHz}$  y una corriente de polarización de  $200 \text{ mA}$ :

Tensión de Salida ( $V_p$ )	THD (%)
$20V_p$	0,00031 %
$10V_p$	0,00042 %
$5V_p$	0,00070 %
$1V_p$	0,00115 %

La distorsión aumenta a medida que disminuye la amplitud, distorsión por cruce, la cual se puede corregir aumentando la corriente de polarización.



## 4. Tecnología de Componentes

*Responder:*

- 1 *Cuáles son las aplicaciones más comunes de los capacitores electrolíticos.*

Los capacitores electrolíticos se emplean en aplicaciones de filtrado, derivación y acoplamiento, en las que se requiere gran capacitancia, pero en las que las tolerancias y la variación de la capacitancia con la temperatura no son importantes.

- 2 *Para qué se graban las láminas.*

Las láminas pueden ser lisas pero con mayor frecuencia suelen grabarse electrolíticamente a fin de incrementar el área superficial, con lo que se eleva la capacitancia.

- 3 *Qué es la tensión de formación.*

La lámina se anodiza a fin de producir una capa de óxido de aluminio. El voltaje aplicado durante la etapa final de anodización se conoce como voltaje de formación, y determina el grosor del óxido.

- 4 *Qué tipos de electrolitos se utilizan.*

El electrolito más común es del tipo de glicolborato, elaborado por medio de la disolución de pentaborato de amonio en glicol. Algunas veces se agrega agua a fin de mejorar las características a bajas temperaturas. Algunos otros electrolitos incluyen etilenglicol o dimetilformamida.

- 5 *En qué valores se fabrican los capacitores electrolíticos.*

Los capacitores electrolíticos se encuentran disponibles en valores que van de  $1 \mu F$  hasta  $1 F$ , con voltajes nominales de 3 a 475 V.

- 6 *Cuáles son las características más importantes de los capacitores de tantalio.*

Los capacitores de tantalio son más flexibles y confiables, y presentan mejores características que los electrolíticos de aluminio, pero su costo es mucho más elevado.

- 7 *Cuántos tipos de capacitores de tantalio existen. Características generales.*



Existen tres tipos: de hojas metálicas, húmedo y sólido. Los capacidores de hojas metálicas se elaboran del mismo modo que los electrolíticos de aluminio y existen en el mercado en tamaños que varían de 0,12 hasta 3500  $\mu F$ , a voltajes hasta de 450 V. La mayor parte de las aplicaciones para este tipo de capacitor se encuentran en los intervalos de voltaje superiores. Sus desventajas son gran tamaño, elevadas corrientes de fuga y gran variación de la capacitancia con la temperatura.

El condensador de tantalio húmedo presenta la mayor eficiencia volumétrica, debido a la gran área superficial de las escamas porosas de tantalio empleadas como ánodo. Su principal aplicación se encuentra en filtros de fuentes de alimentación. Los valores de la capacitancia varían desde una fracción de microfarad hasta 2000  $\mu F$ . Presentan dos desventajas principales: una es la posibilidad de fuga del electrolito líquido y la segunda es la necesidad de evitar la aplicación de voltaje inverso incluso por poco tiempo.

El condensador de tantalio sólido se emplea para aplicaciones de filtrado de baja frecuencia, derivación y acoplamiento, en las que son muy importantes una gran capacitancia y pequeño tamaño de la envoltura. Existen en el mercado en valores que van de 0,0047 a 1000  $\mu F$ , con voltajes hasta de 125 V. Es el de mayor estabilidad y confiabilidad. La variación de la capacitancia es muy pequeña con la temperatura.

**8 Cuál es el capacitor de tantalio más utilizado.**

El de ánodo poroso y electrolito sólido.

**9 Para qué se utilizan los capacidores de cerámica.**

Los capacidores de cerámica son particularmente idóneos para aplicaciones de filtrado, derivación y acoplamiento de circuitos híbridos integrados, en las que es posible tolerar considerables cambios en la capacitancia.

**10 Qué diferencia hay entre los capacidores de cerámica clase 1 y clase 2.**

Los capacidores de clase I se caracterizan por una baja constante dieléctrica, buen control de tolerancias, excelente estabilidad, excelentes características de envejecimiento, baja disipación y comportamiento de la capacitancia en función de la temperatura bien controlado. Los capacidores de clase II tienen constantes dieléctricas mucho mayores y, por ello, mucho mayor eficiencia volumétrica. Sin embargo, sus características eléctricas son inferiores.

**11 Qué valores existen para los capacidores cerámicos.**

Para capacidores de clase I las capacitancias pueden tomar valores desde 1  $pF$  hasta aproximadamente 1  $nF$ , mientras que para capacidores de clase II los valores de capacitancia varían de 2  $pF$  a 2  $\mu F$ .

**12 Desventajas de los capacidores cerámicos.**

Los capacidores de clase II presentan un pronunciado coeficiente de voltaje. Por otra parte, la aplicación de tensiones alternas incrementa la capacitancia. La variación de la capacitancia con la temperatura es grande y no lineal. La capacitancia suele disminuir tanto a temperaturas bajas como a temperaturas muy elevadas.

**13 Cuáles son las aplicaciones más comunes de los capacidores de papel y de plástico.**

Se utilizan en una gran variedad de aplicaciones, como filtrado, acoplamiento, derivación, cronometraje y supresión de ruido.

**14 Qué materiales se utilizan en los capacidores de papel y de plástico.**

Los tipos de plástico utilizados como dieléctrico son: polipropileno, poliéster o Mylar, sulfuro de polifénoleno, polietileno naftalato, and politetrafluoretileno or Teflón. Estos plásticos a veces son combinados con papel como portador de electrones.

**15 Qué valores existen de los capacidores de papel y de plástico.**

Los capacidores de papel y plástico para aplicaciones electrónicas existen en el mercado en tamaños desde 1  $nF$  hasta 10  $\mu F$ .

**16 Cuáles son las aplicaciones de los capacidores de mica y de vidrio.**



Se aplican cuando se requiere  $Q$  alto y excelente estabilidad con respecto a la temperatura, envejecimiento y frecuencia. Se usan en circuitos de acoplamiento, derivación y sintonización a alta frecuencia en los que se requieren rendimiento sobresaliente y alta fiabilidad.

**17 Que valores existen de capacitores de mica y vidrio.**

Los capacitores de mica existen en el mercado en tamaños desde  $1 \text{ pF}$  hasta  $100 \text{ nF}$ . Los valores de capacitancia para los capacitores de vidrio varían de  $0,5 \text{ pF}$  a  $10 \text{ nF}$ .

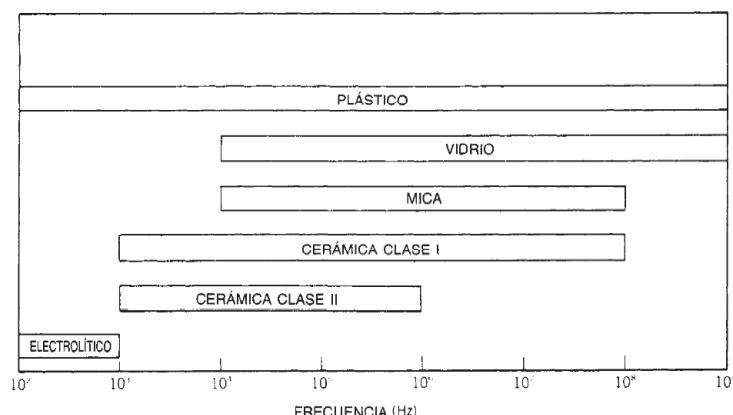
**18 Qué materiales se utilizan en los capacitores de mica y vidrio.**

Los capacitores de mica se elaboran formando una pantalla de pasta de plata sobre hojas delgadas de mica. Después de sometidas a cocción, las hojas se apilan con láminas, extendidas alternativamente más allá de la mica sobre extremos opuestos de la pila. Las láminas se doblan sobre los extremos, luego se comprimen y se sujetan por medio del montaje de las puntas. Los capacitores se sumergen varias veces en resinas fenólicas o epoxicas, o bien se moldean en sustancias fenólicas o en poliéster.

Los capacitores de vidrio se elaboran a partir de un vidrio de potasa con plomo, que se estira en forma de cinta delgada y después se apila con capas alternadas de hoja de aluminio. Las hojas alternadas se sueldan a las puntas conductoras, se agrega una cubierta de vidrio y todo el montaje se sella al vacío a elevadas temperatura y presión.

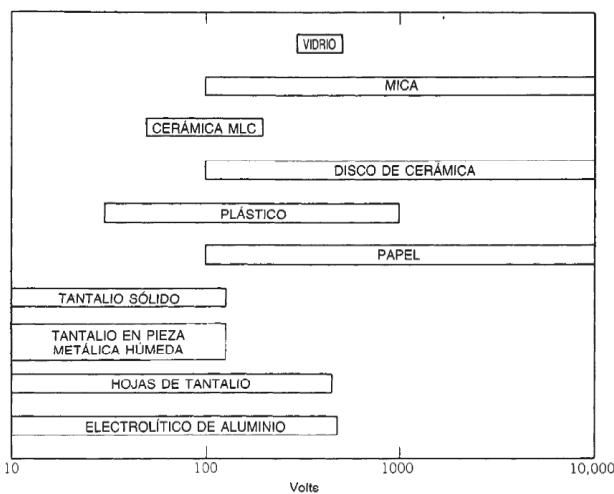
**19 En qué rango de frecuencias utilizaría los distintos tipos de capacitores.**

En la figura siguiente se muestra el intervalo útil de frecuencias para cada familia de capacitores.



**20 Qué capacitores soportan mayor tensión y cuáles la menor.**

En la figura siguiente se muestra el rango de tensiones soportado por cada familia de capacitores.

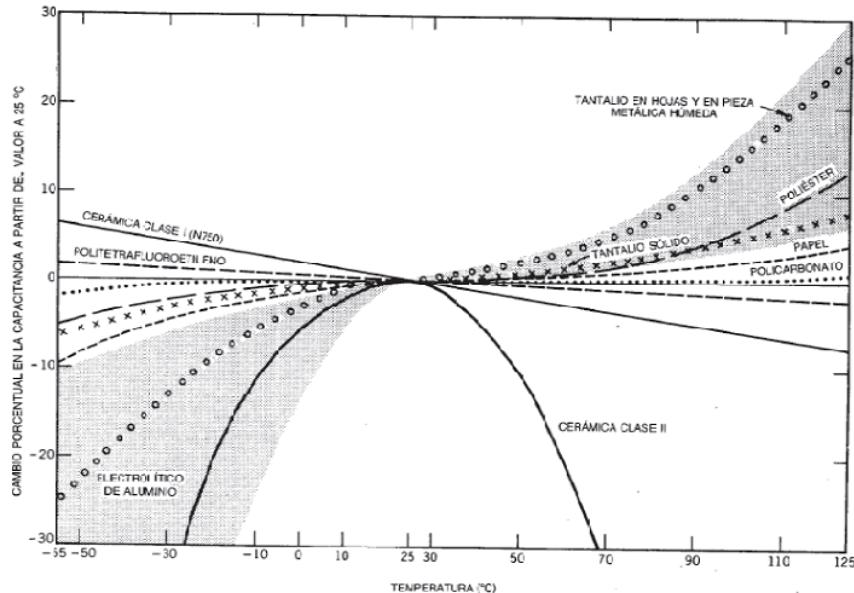


**21** *Qué capacitor tiene mejor respuesta en frecuencia.*

El capacitor con mejor respuesta en frecuencia es el de plástico.

**22** *Qué capacitor varía más su valor con la temperatura.*

En la figura siguiente se muestran las variaciones de la capacitancia con la temperatura para cada familia de capacitores.



**23** *Qué debe tenerse en cuenta para elegir un resistor.*

Al elegir un capacitor deben tenerse en cuenta los siguientes factores: precio, disponibilidad, tolerancia, disipación de potencia, estabilidad, confiabilidad, respuesta en frecuencia, coeficiente térmico, coeficiente de voltaje, tamaño, empaque, etc.

**24** *Cuáles son las características generales de un resistor de composición de carbón.*

Sus ventajas son: bajo precio, amplio intervalo de resistencia, baja inductancia, excelente capacidad para soportar oscilaciones de carga, buen rendimiento en ciclos de temperatura, buena confiabilidad y fácil disponibilidad. Sus desventajas son: no existen en el mercado en tolerancias inferiores al 5%, tienen poca estabilidad a largo plazo, son sensibles a los niveles ambientales de humedad y tienen valores de ruido elevado.

**25** *Cuáles son las características generales de un resistor de película de carbón.*

Han sustituido a los de composición de carbón para uso general, debido a que son menos costosos, tienen mayor estabilidad, tolerancia y rendimiento a alta frecuencia, y presentan menor ruido. Tienen un coeficiente de resistencia negativo.

**26** *Cuáles son las características generales de un resistor de película metálica.*

Pueden constar de una delgada capa de metal sobre un núcleo aislante, o bien puede ser un óxido o algún otro compuesto metálico. Se fabrican con potencias nominales que pueden llegar a ser tan bajas como 1/20 W y suelen ser más pequeños que otros resistores equivalentes. Aunque su intervalo de resistencia es un poco inferior que el de los resistores de composición de carbono, su tolerancia es mucho mejor. Además, son superiores en cuanto a estabilidad, duración en almacenaje y coeficiente térmico. Su rendimiento a alta frecuencia supera el de otros resistores.

**27** *Cuáles son las características generales de un resistor de alambre arrollado.*

Se clasifican en tres categorías: de uso general y bajo costo, de potencia de hilo arrollado y de precisión de hilo arrollado. Las dos últimas clases presentan elevado costo, gran tamaño y deficiente respuesta en



frecuencia, pero cuentan con sobresalientes exactitud, estabilidad, factor de ruido, coeficiente térmico y coeficiente de voltaje. Están limitados en cuanto a valores de alta resistencia por el pequeño diámetro de alambre.

**28** *Qué materiales se utilizan en los resistores de composición de carbón.*

Se utiliza grafito o negro de humo calcinado, dispersados en un sistema de resina. La cubierta aislante está hecha del mismo material sin carbono. La coraza se forma alrededor de un conductor de cobre estañado.

**29** *Qué se hace para incrementar la resistencia mecánica de un resistor de composición de carbón.*

Para incrementar la resistencia mecánica del conductor y reducir la resistencia eléctrica de contacto, las puntas de conexión pueden moletearse, estamparse o conformarse en un ahusador invertido o en una cabeza de clavo doble.

**30** *Qué valores de resistencia se pueden obtener en una resistencia de película de carbón.*

En una resistencia de película de carbón se pueden obtener valores desde  $1\ \Omega$  hasta  $10\ M\Omega$ .

**31** *Explique cómo se corta un resistor de película de carbón.*

Los resistores se ajustan al tamaño idóneo mediante un procedimiento conocido como espiralización. Se emplea una muela delgada para cortar una ranura en la película a lo largo de una trayectoria helicoidal, incrementando el valor de la resistencia mediante el cambio de la configuración de la película transportadora de corriente. El corte en espiral puede ocupar desde una vuelta hasta una docena. La resistencia se mide de forma continua y el proceso se detiene automáticamente cuando se llega al valor deseado.

**32** *Con qué se recubre un resistor de película de carbón.*

El resistor terminado se recubre con resina de termofraguado, resina epóxica moldeada, recubrimiento cerámico o recubrimiento de conformación de diversos materiales.

**33** *Indique los inconvenientes de los resistores de película de carbón.*

Cuando se espiraliza el resistor, el flujo de corriente y la distribución de la potencia dejan de ser uniformes sobre la película. La densidad de corriente es máxima en la punta del corte en espiral, lo cual produce un punto caliente en ese sitio y posibles cambios permanentes en la resistencia del resistor.

**34** *Qué valores se pueden obtener en un resistor de película metálica.*

Un resistor de película metálica puede tener valores desde  $1\ \Omega$  hasta  $10\ M\Omega$ .

**35** *Cómo se fabrican los resistores de película metálica.*

El elemento resistivo es una capa fina de metal que se deposita en una cámara de vacío sobre un núcleo cilíndrico de cerámica de alta pureza. El metal depositado es envejecido artificialmente manteniéndolo por largos períodos a bajas temperaturas, esto mejora la precisión del resistor. Luego se le colocan contactos en ambos lados. El valor de la resistencia se logra cortando una hélice en la superficie como en los resistores de película de carbón.

**36** *Qué material se utiliza en los resistores de película metálica.*

Generalmente se utiliza níquel-cromo.

**37** *Qué materiales son más utilizados en los resistores de alambre.*

Los tipos más comunes son aleaciones de níquel-cromo y aleaciones de cobre-níquel.

**38** *Cómo se fabrican los resistores de alambre.*

Son fabricados enrollando alambre sobre un núcleo. El valor de la resistencia depende de la resistividad del alambre, su sección y su longitud. Para aplicaciones de altas tolerancias, la resistencia del cable se mide para determinar la longitud exacta del alambre. Para crear altos valores de resistencia, el alambre debe ser largo y de diámetro muy chico, motivo por el cual estos resistores son fabricados con valores bajos. La manipulación del cable se debe realizar con cuidado ya que cualquier daño puede cortarlo. Se



protege de la humedad para evitar la corrosión. Para reducir el efecto inductivo se enrollan en secciones con direcciones alternadas.

**39** *Para qué se fabrican los resistores de alambre.*

Generalmente se utilizan para aplicaciones de alta potencia.

**40** *Qué es la tolerancia de un resistor.*

Es el porcentaje de error en el valor de la resistencia.

**41** *Qué es la estabilidad de un resistor.*

La estabilidad se refiere al cambio en el valor de la resistencia después de la exposición a un esfuerzo ambiental específico, como alta o baja temperatura, largo tiempo de almacenaje, aplicación de potencia nominal completa, humedad, calor de soldadura, exposición a radiación, etc.

**42** *Qué resistor tiene el mejor coeficiente térmico y cuál el peor.*

Los resistores de alambre arrollado poseen el mejor coeficiente térmico, y los de película metálica son casi tan buenos. Los de composición de carbono y película de carbono tienen el peor.

**43** *Qué es el coeficiente de tensión.*

Cuando se aplica voltaje a un resistor puede presentarse una ligera disminución en la resistencia. El cambio porcentual en resistencia por voltio aplicado se conoce como coeficiente de tensión.

**44** *Cuáles son los factores limitantes en la aplicación de resistores.*

Los factores limitantes son la temperatura máxima de operación, la tensión máxima que soportan, la potencia máxima que pueden disipar, etc.

**45** *Por qué los resistores reducen su valor con el aumento de la frecuencia.*

La respuesta en frecuencia es afectada por la capacitancia e inductancia distribuidas en la trayectoria resistiva, inductancia de los conductores, capacitancia de la envoltura a tierra y pérdidas dieléctricas.

**46** *Cuál es el resistor más estable con la frecuencia.*

El mejor comportamiento con respecto a la frecuencia lo presentan los resistores de película con espacialización mínima.

**47** *Qué es la fiabilidad de un resistor.*

La fiabilidad se refiere a la probabilidad de que un resistor se encuentre todavía en el intervalo de cierta especificidad después de un tiempo dado en ciertas condiciones de operación.

**48** *Indique algunos motivos por los cuales un resistor puede quedar fuera de servicio.*

Los resistores pueden fallar catastróficamente o derivar saliéndose fuera de las especificaciones. Los circuitos abiertos pueden deberse a sustratos agrietados, soldaduras abiertas, elementos resitivos rotos o corrosión química. Algunas causas de los cortocircuitos son disruptores eléctricos, objetos o materiales extraños y emigración de plata. La deriva excesiva se debe a penetración de humedad, corrosión, recocido y estabilización insuficientes, descarga electrostática, otros efectos transitorios y uso indebido.

**49** *Qué ventajas se obtienen con las redes de resistencia.*

El empleo de redes de resistores es una forma de reducir los costos a través de un abatimiento del número de componentes y satisfacer la necesidad de menor espacio en los tableros de circuitos impresos, aunque en algunas aplicaciones una ventaja importante es una mejora en el rendimiento.

**50** *Qué es un varistor. Qué material se utiliza para su fabricación. Cuál es la aplicación más común de un varistor.*

Un varistor es un resistor sensible al voltaje. Los primeros tipos estaban hechos de carburo de silicio, pero ya se han sustituido en gran medida por dispositivos de óxido de cinc. La aplicación más común de los varistores es la supresión de oscilaciones momentáneas.

## Parte II

# Amplificador de Potencia de Audio

### 1. Introducción

La segunda etapa del presente trabajo práctico consistió en la aplicación de los conocimientos adquiridos en la materia en el diseño, simulación, implementación y medición de un amplificador de potencia de audio propuesto por la cátedra.

A partir de un esquema circuitual suministrado se propuso una especificación técnica y se calcularon y seleccionaron todos los componentes para el circuito dado, interpretando qué función desempeña cada uno de dichos componentes. Una vez seleccionados los componentes, se procedió a realizar las simulaciones pertinentes de modo de comprobar que el funcionamiento del circuito a implementar sea próximo al esperado. La última etapa consistió en el armado del circuito, para lo cual también se diseñó el ruteo de la placa, para luego realizar las mediciones pedidas.

### 2. Diseño

A continuación se muestra el esquemático del amplificador de potencia de audio provisto por la cátedra.

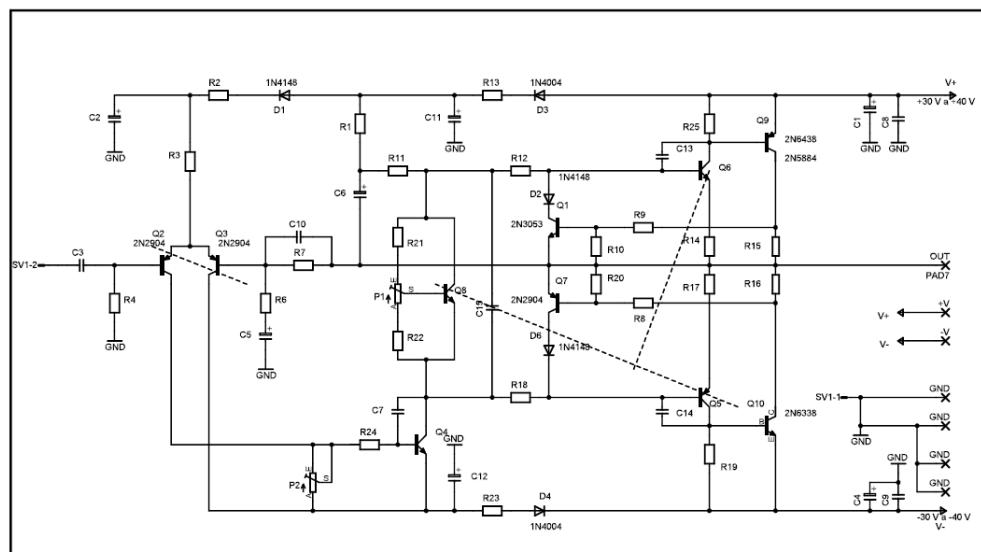


Figura 1: Diagrama esquemático del amplificador.

A partir de este circuito se calcularon los valores para las resistencias y capacitores y se seleccionaron los modelos para los transistores que no habían sido especificados, de modo tal de lograr un funcionamiento óptimo del amplificador. La tensión de la fuente de alimentación, cuyo rango propuesto se encontraba entre  $\pm 30 \text{ V}$  y  $\pm 40 \text{ V}$ , se fijó en  $\pm 30 \text{ V}$  teniendo en cuenta los instrumentos disponibles en el laboratorio.

### Especificación Propuesta

Como objetivo se propusieron las siguientes especificaciones, en orden de prioridad:

- Ancho de banda como mínimo entre 20 Hz y 20 kHz.

- Potencia de 25 W o superior sobre la carga.
- Distorsión armónica del orden del 0,5 %.
- Slew rate lo más alto posible.

## Análisis de Bloques

Para la selección de los componentes, en primer lugar se identificaron los diferentes bloques funcionales presentes en el circuito, con el fin de poder identificar con facilidad las funciones cumplidas por cada componente. En la figura siguiente se muestran dichos bloques.

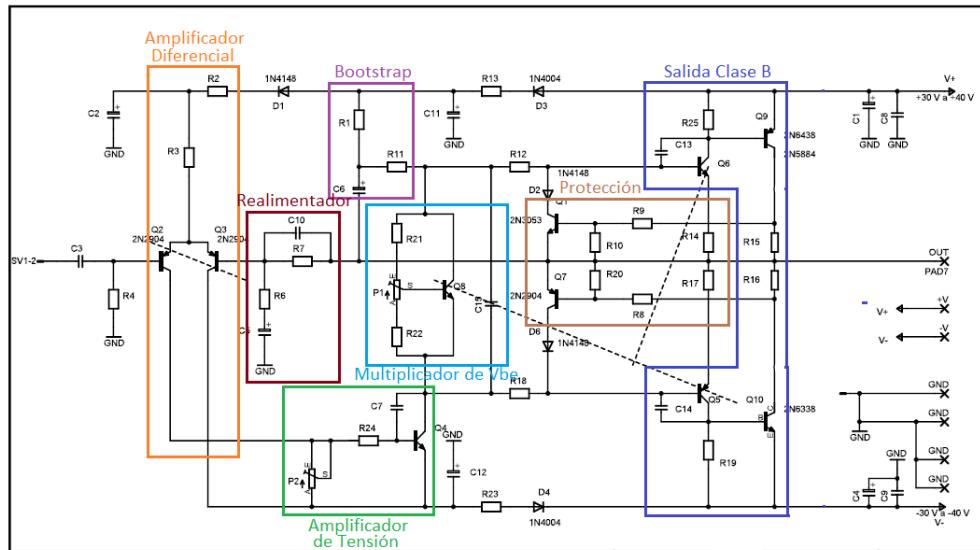


Figura 2: Bloques funcionales del amplificador.

## Selección de Componentes

A continuación se listan los criterios de selección de los componentes:

- Para las resistencias  $R_{13}$  y  $R_{23}$  que componen los filtros pasa bajos, se decidió utilizar valores pequeños para evitar que caiga mucha tensión, ya que esto limitaría la excursión de la segunda etapa.
- Las resistencias  $R_{15}$  y  $R_{16}$  están en serie con la carga, de modo que también se eligieron valores pequeños para permitir que la mayor parte de la tensión caiga en la carga.
- $R_{14}$  y  $R_{17}$  son las resistencias anti embalamiento térmico y sus valores fueron seleccionados según el cálculo que se muestra más adelante.
- Las resistencias  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$  y  $R_{20}$  fueron ajustadas como un divisor de tensión para que, al circular la corriente máxima por la salida, haya 0,7 V en las bases de los transistores  $Q_1$  y  $Q_7$  para disparar el limitador de corriente del circuito de protección.
- Para el transistor  $Q_8$  del multiplicador de  $V_{BE}$  se utilizó un modelo adecuado para poder acoplarlo térmicamente con  $Q_5$  y  $Q_6$ .
- Las resistencias  $R_{21}$  y  $R_{22}$  se eligieron para que circulen aproximadamente 10 mA por el multiplicador de  $V_{BE}$ , de modo que lograr que no circule corriente en polarización por las bases de  $Q_5$  y  $Q_6$ , permitiendo que esa corriente vaya a  $Q_4$ . Además, al seleccionar estas resistencias se tuvo en cuenta que se pueda lograr, utilizando un potenciómetro de 1 kΩ una variación de tensión coherente para poder polarizar los transistores de salida.



- Los valores de  $R_1$  y  $R_{11}$  se seleccionaron para que el bootstrap funcione adecuadamente.
- Las resistencias del lazo de realimentación,  $R_7$  y  $R_6$ , se seleccionaron para que el circuito gane 15.
- El valor de  $R_4$  fue elegido para que las resistencias vistas por ambos transistores del par diferencial,  $Q_2$  y  $Q_3$ , sean similares.
- $R_3$  se seleccionó para que circule una corriente total de 1 mA por el par diferencial.
- Para poder aparear los transistores del par diferencial y lograr que circulen 500  $\mu A$  en cada rama, se seleccionó un valor adecuado para el potenciómetro  $P_2$ .
- La resistencia  $R_{24}$  fue utilizada para polarizar el transistor  $Q_4$  de la segunda etapa.
- Los capacitores  $C_1$ ,  $C_4$ ,  $C_8$  y  $C_9$  cumplen la función de filtrar ruido de fuente, y sus valores fueron elegidos de acuerdo con este propósito.
- El capacitor  $C_6$  se utiliza como un reservorio de corriente, por lo que su valor elegido es relativamente grande.
- Los capacitores  $C_7$ ,  $C_{10}$ ,  $C_{13}$  y  $C_{14}$  tienen como función la compensación y se eligieron para mejorar este aspecto del circuito y para lograr un determinado ancho de banda. Además, para  $C_{10}$  se utilizó un valor lo más pequeño posible, de modo de lograr un mejor slew rate.
- Las resistencias  $R_{19}$  y  $R_{25}$  se utilizan para polarizar los transistores de potencia.

## Cálculo de Resistencias Anti-Embalamiento Térmico

Para el cálculo de las resistencias anti-embalamiento térmico se utilizó la siguiente fórmula:

$$R_E \geq \frac{\Theta_{ja_{Q_9}} V_{CC} K}{\beta_{2_{min}} + 1}$$

donde:

$$K = 2 \frac{mV}{^{\circ}C}$$

$$\Theta_{ja_{Q_9}} = 10 \frac{{}^{\circ}C}{W}$$

$$\beta_{2_{min}} = 40$$

Entonces:

$$R_E \geq 0,015$$

En principio se utilizaron resistencias de 0,22  $\Omega$ , que fue el menor valor conseguido, pero debieron reemplazarse por resistencias de un valor superior debido a que, a pesar de que se cumplió con el valor requerido por el cálculo y los transistores estaban acoplados térmicamente, ocurrió embalamiento térmico. Finalmente las resistencias seleccionadas fueron:

$$R_E = 12 \Omega$$



## Listado de Componenentes

Teniendo en cuenta los criterios expuestos, los componentes seleccionados para el armado del circuito son los que se muestran en las tablas siguientes.

Componente	Valor [ $\Omega$ ]	Composición	Tolerancia [%]	Potencia [W]
$R_1$	3k	Carbón	5	1/4
$R_2$	470	Carbón	5	1/4
$R_3$	22k	Carbón	5	1/4
$R_4$	68k	Carbón	5	1/4
$R_6$	4, 99k	Metalfilm	5	1/2
$R_7$	68k	Carbón	5	1/4
$R_8$	1k	Carbón	5	1/4
$R_9$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{10}$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{11}$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{12}$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{13}$	12	Carbón	5	1/4
$R_{14}$	12	Carbón	5	1/4
$R_{15}$	0, 47	Cerámica	5	10
$R_{16}$	0, 47	Cerámica	5	10
$R_{17}$	12	Carbón	5	1/4
$R_{18}$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{19}$	15	Metalfilm	5	1/2
$R_{20}$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{21}$	1k	Carbón	5	1/4
$R_{22}$	680	Carbón	5	1/4
$R_{23}$	12	Carbón	5	1/4
$R_{24}$	100	Carbón	5	1/4
$R_{25}$	15	Metalfilm	5	1/2

Tabla 1: Resistores.

Componente	Valor [F]	Tensión [V]	Tipo
$C_1$	1m	50	Electrolítico
$C_2$	10 $\mu$	50	Electrolítico
$C_3$	1 $\mu$	16	Electrolítico
$C_4$	1m	50	Electrolítico
$C_5$	2, 2 $\mu$	16	Electrolítico
$C_6$	100 $\mu$	16	Electrolítico
$C_7$	68p	50	Cerámico
$C_8$	100n	400	Poliéster Metalizado
$C_9$	100n	400	Poliéster Metalizado
$C_{10}$	3p	50	Multicapa
$C_{11}$	1m	50	Electrolítico
$C_{12}$	1m	50	Electrolítico
$C_{13}$	100p	50	Cerámico
$C_{14}$	100p	50	Cerámico
$C_{15}$	200p	50	

Tabla 2: Capacitores.



Componente	Modelo
$Q_1$	2N3053
$Q_2$	2N2904
$Q_3$	2N2904
$Q_4$	BC548B
$Q_5$	BD136
$Q_6$	BD135
$Q_7$	2N2904
$Q_8$	BD135
$Q_9$	2N6438
$Q_{10}$	2N6338

Tabla 3: Transistores.

Componente	Modelo
$D_1$	1N4148
$D_2$	1N4148
$D_3$	1N4004
$D_4$	1N4004
$D_6$	1N4148

Tabla 4: Diodos.

Componente	Valor [ $\Omega$ ]
$P_1$	1k
$P_2$	2k

Tabla 5: Potenciómetros.

## Cálculo de Disipadores

Para calcular los disipadores se calculó la potencia máxima que disipan los transistores según la siguiente fórmula:

$$\frac{V_{cc}^2}{\pi^2 8} = 11,5W$$

Por lo tanto, como:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{ja} = \theta_{cj} + \theta_{cs} + \theta_{sa} \\ \theta_{ja} = \frac{200^\circ C - 25^\circ C}{11,5W} = 15,22 \\ \theta_{cs} = 0, \theta_{jc} = 0,875 \end{array} \right.$$

Entonces:

$$\theta_{sa} = 14,34$$

Ahora, al tener la resistencia entre la superficie y el ambiente y dejando un margen de seguridad, por ejemplo:

$$1,5 \frac{^\circ C}{W}$$

es decir:

$$\theta_{sa} = 13 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Siendo esta la resistencia que se consiguió para el disipador.

## Criterios de Ruteo

El diseño del PCB se realizó en el software EAGLE 7.1. Los resultados del diseño se presentan en las imágenes a continuación.

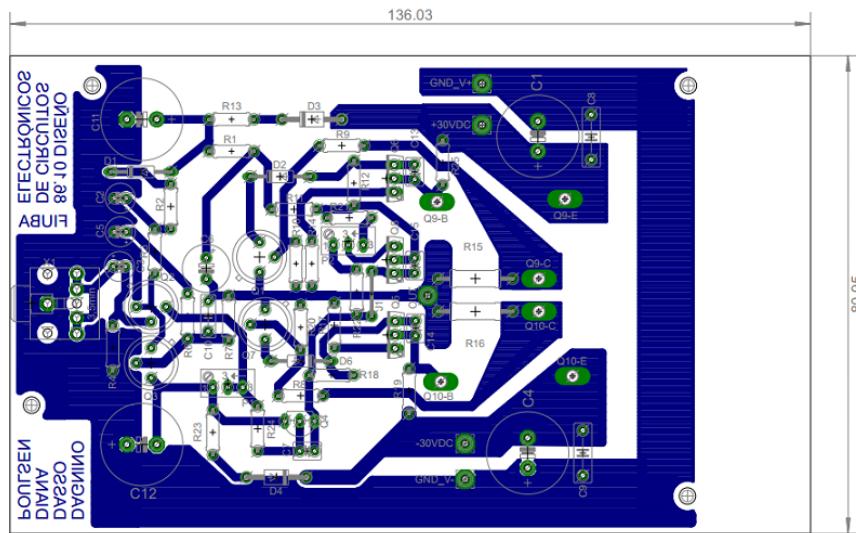


Figura 3: PCB diseñado.

Consultando con diferentes docentes de la materia, se reunieron los siguientes criterios de diseño:

- Aumentar lo más posible las pistas involucradas en la conexión de los terminales de los transistores de la etapa de salida.
- La salida debe tomarse del centro exacto de la pista que une las resistencias de Las pistas que transmitan corrientes de gran magnitud deben ser lo más cortas posibles.
- Las pistas que transmitan corrientes de gran magnitud deben circular lejos de pistas de baja señal para disminuir la inducción de ruido.
- Prestar atención a que corrientes circulan entre pistas que pasan de debajo de otros componentes (principalmente resistores) dado que pueden contribuir a generar efectos capacitivos indeseados.
- Acoplar térmicamente transistores del multiplicador de VBE y la etapa de salida ( $Q_6$ ,  $Q_5$  y  $Q_8$ ) Ubicar los capacitores  $C_1$  y  $C_8$  cerca de la fuente  $+V$ , preferentemente entre el transistor de potencia,  $Q_9$ , y la fuente.
- Ubicar los capacitores  $C_4$  y  $C_9$  cerca de la fuente  $-V$ , preferentemente entre el transistor de potencia,  $Q_{10}$ , y la fuente.
- Priorizar la extensión del plano de GND antes que el de las tensiones de fuente.
- Hacer que la realimentación haga el menor recorrido posible sin puentes.
- Orientar los componentes de la placa utilizando como criterio prioritario reducir la longitud de las pistas.
- Dejar espacio en el borde de la placa para instalar el disipador.

- Conectar el retorno del parlante directamente a la fuente. No hacerlo pasar por la placa.

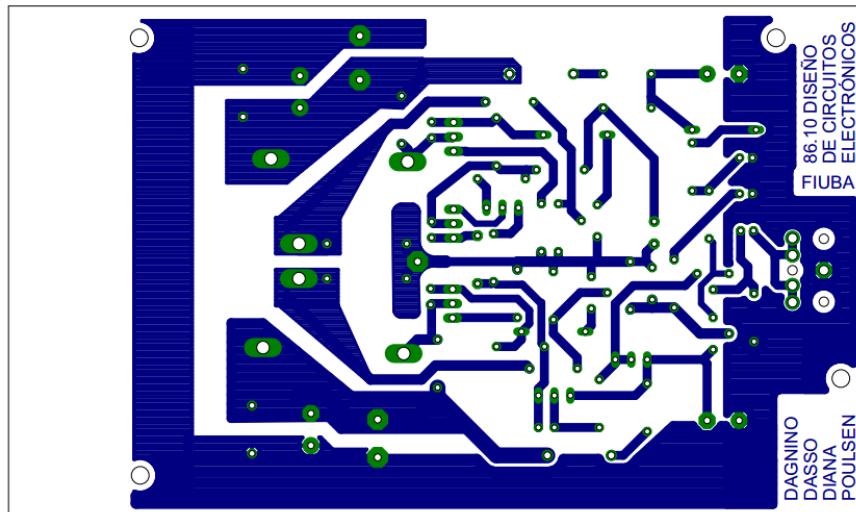


Figura 4: PCB diseñado.

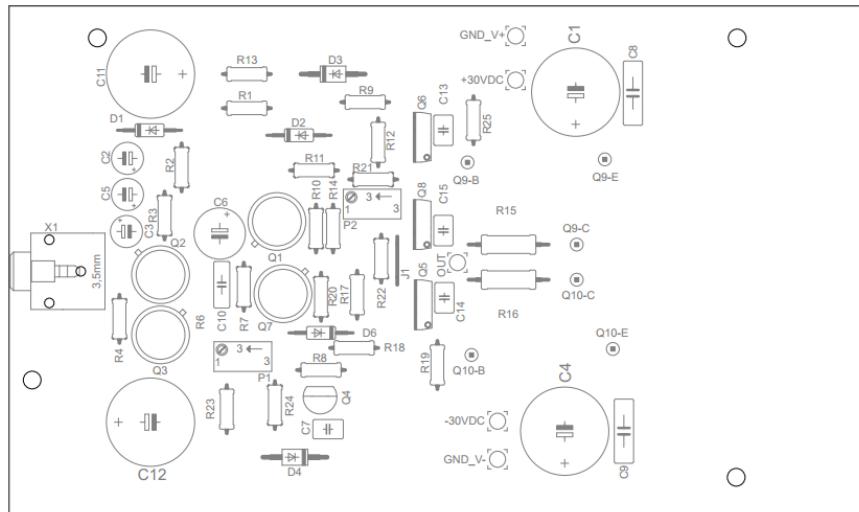


Figura 5: PCB diseñado.

### 3. Simulaciones

A continuación se detallan las simulaciones realizadas utilizando LTspice y los resultados obtenidos.

#### Polarización

La Figura 7 muestra los valores de tensiones y corrientes de todo el circuito obtenidos en la simulación. Para obtener dichos valores se utilizó el esquema de la siguiente figura:

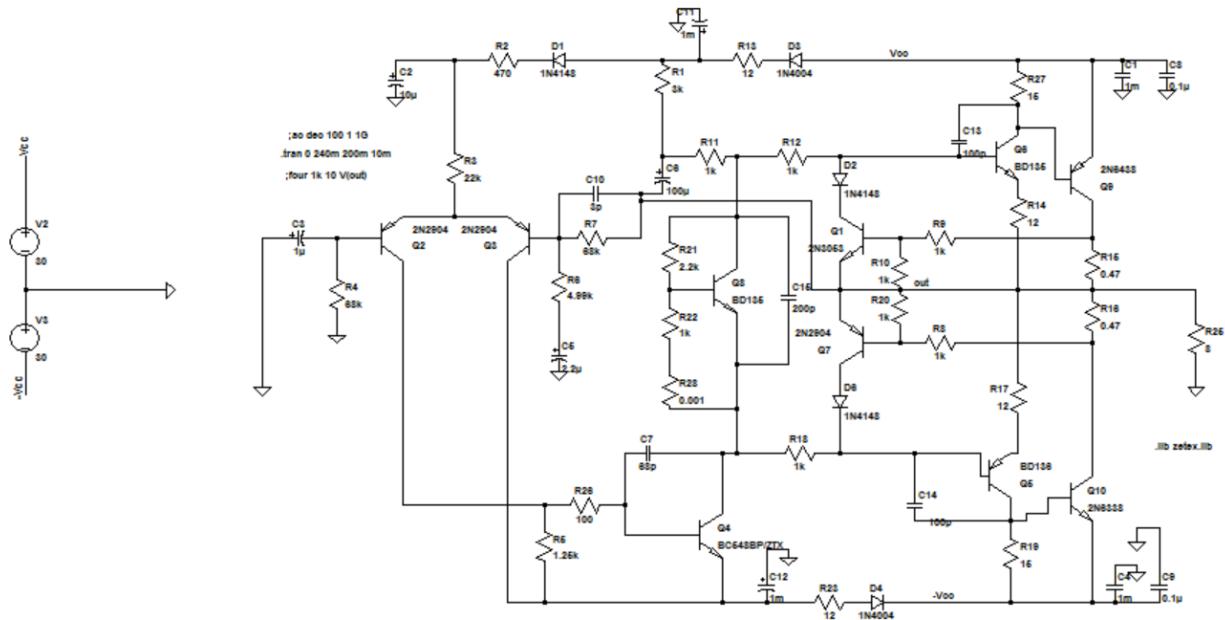


Figura 6: Simulación del punto de polarización.

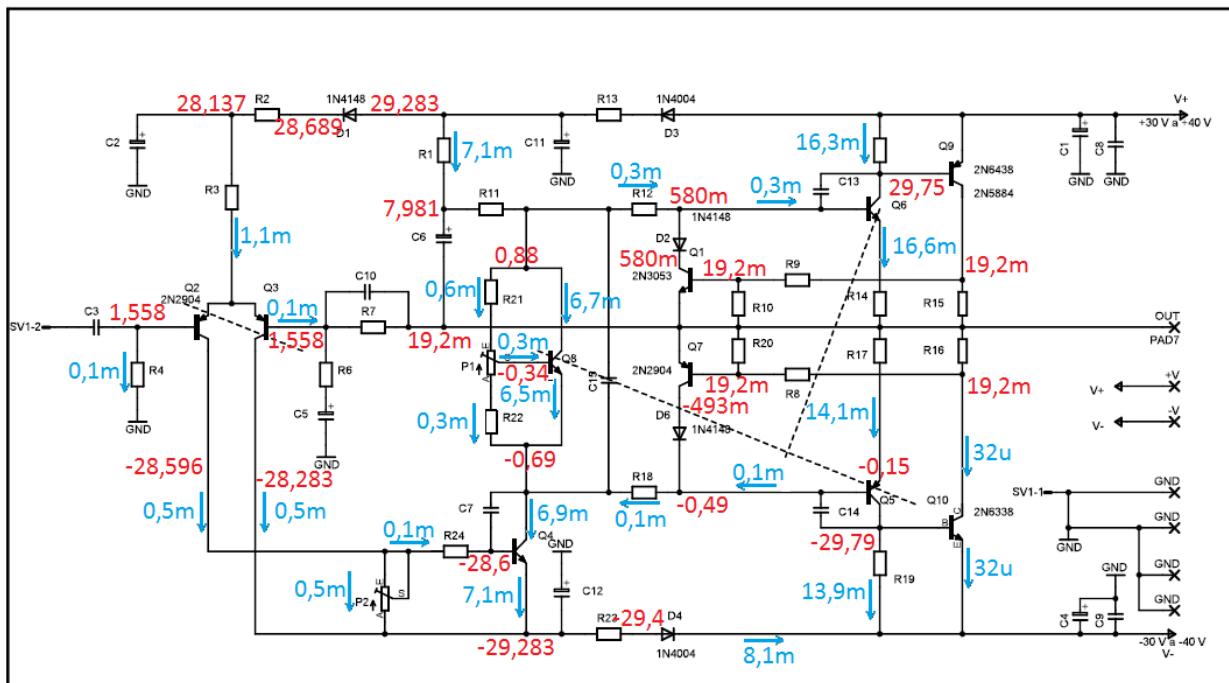


Figura 7: Valores de polarización simulados.

### Primera Prueba con Señal

En la simulación las primeras pruebas con señal resultaron acordes a lo esperado. Para realizar estas simulaciones se varió la tensión de entrada según lo pedido (señales senoidales y rectangulares con amplitudes de 1,4 V y 100 mV) y se midió la tensión de salida con y sin carga para todos los casos, como se muestra en las figuras siguientes.

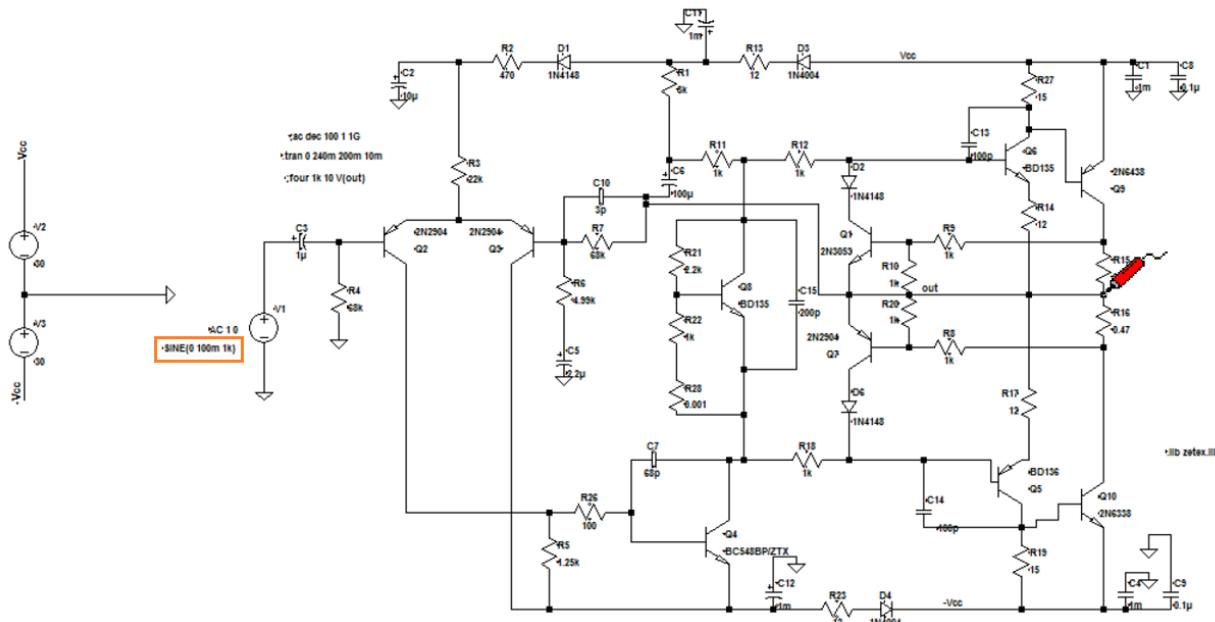


Figura 8: Simulación de tensión de salida con entrada senoidal 100 mV pico sin carga.

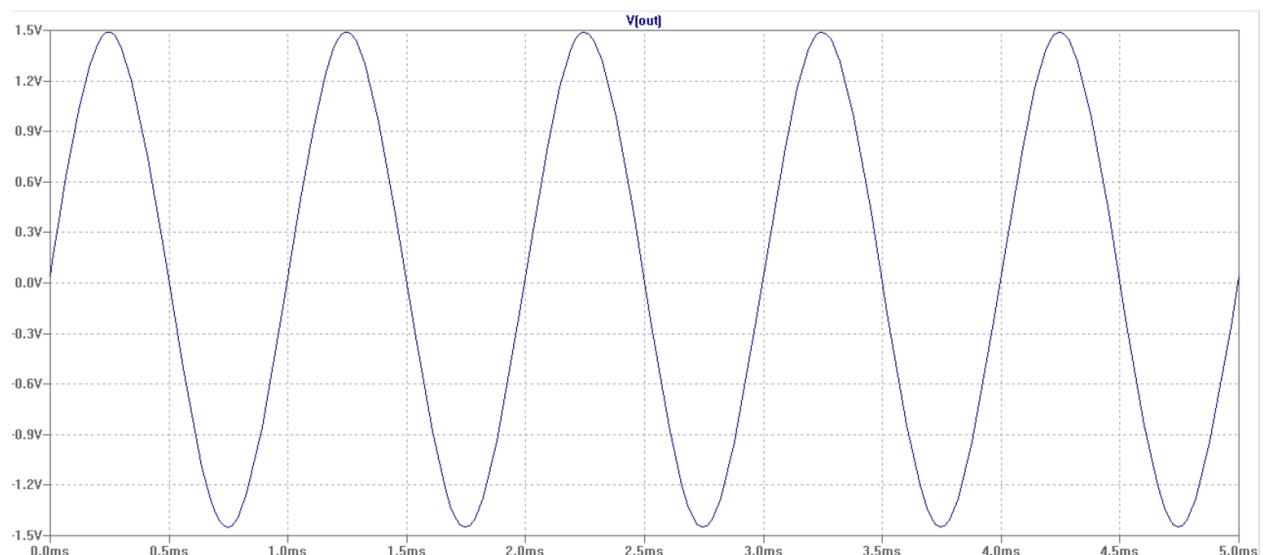


Figura 9: Tensión de salida con entrada senoidal 100 mV pico sin carga.

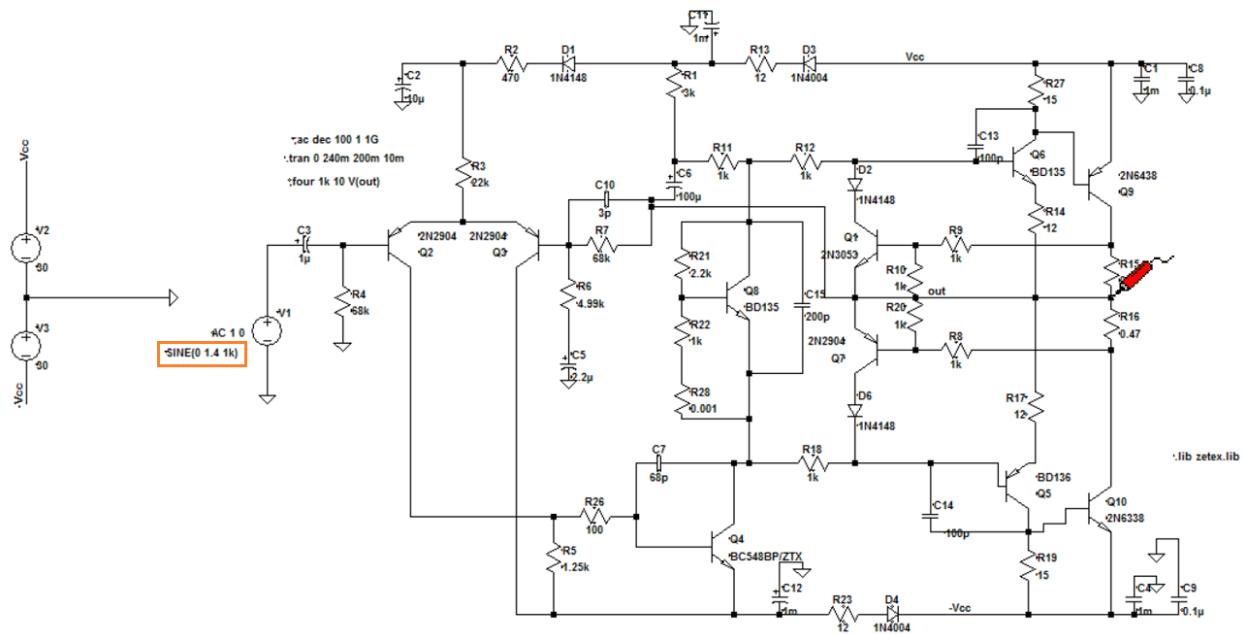


Figura 10: Simulación de tensión de salida con entrada senoidal 1,4 V pico sin carga.

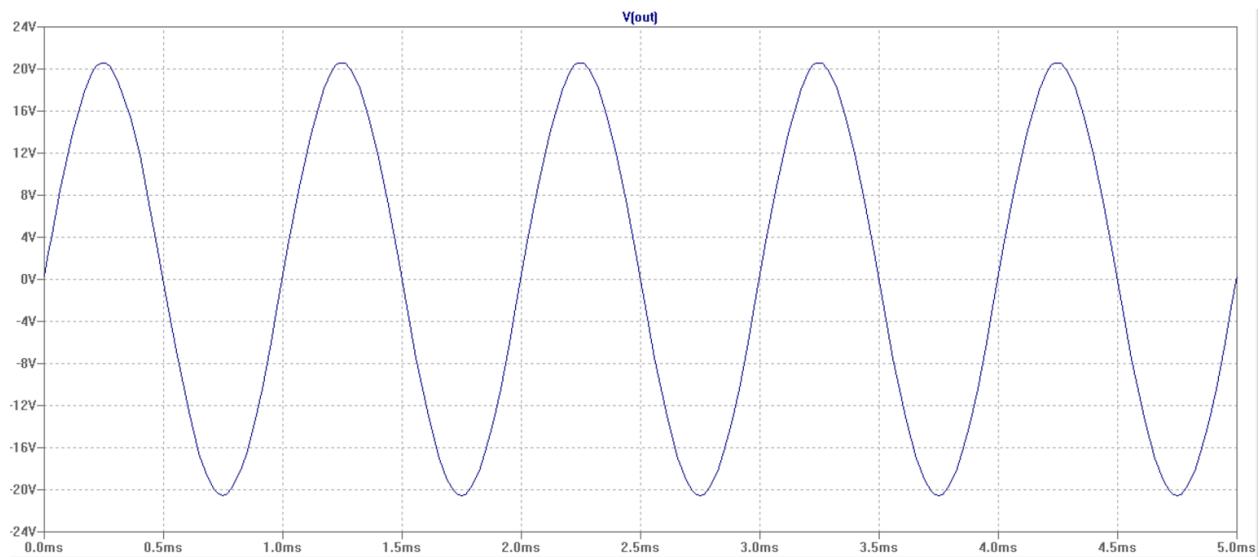


Figura 11: Tensión de salida con entrada senoidal 1,4 V pico sin carga.

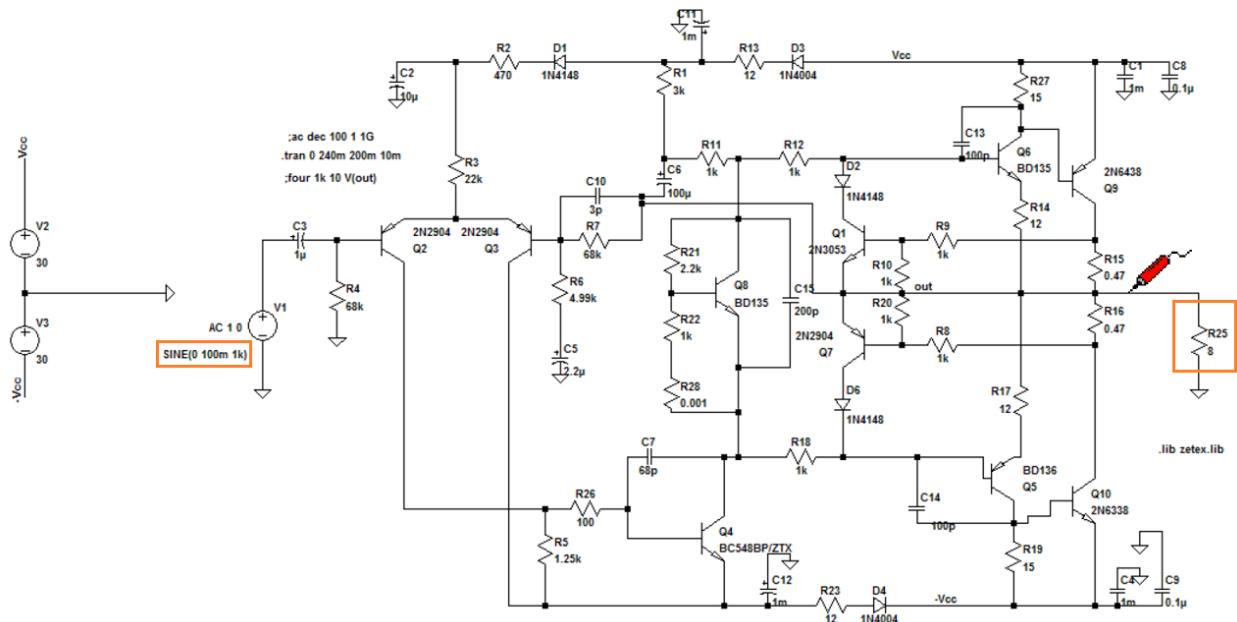


Figura 12: Simulación de tensión de salida con entrada senoidal 100 mV pico con carga.

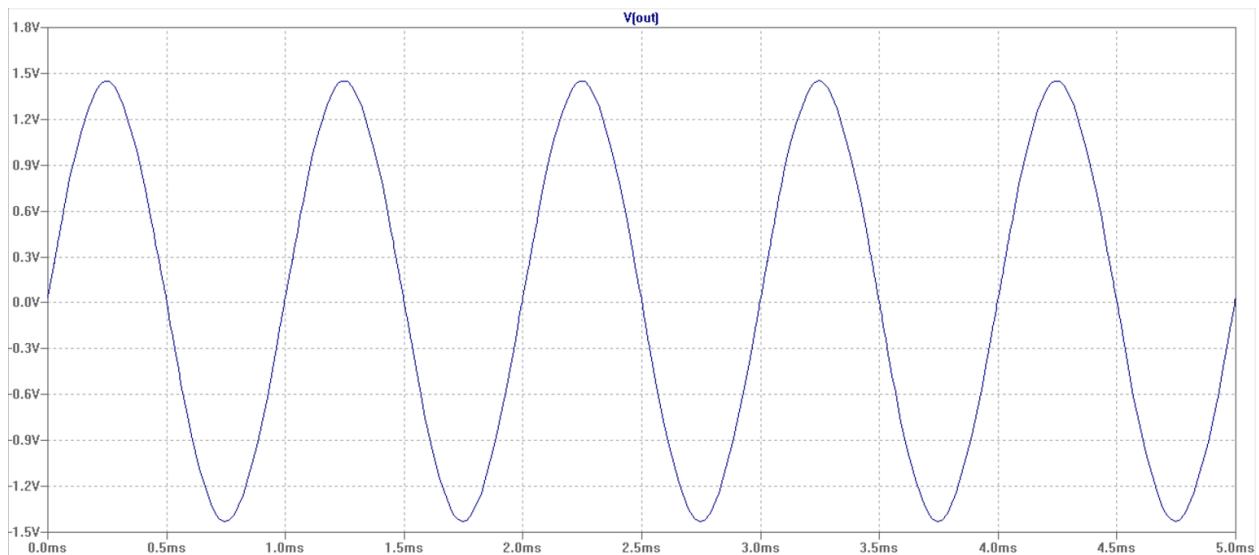


Figura 13: Tensión de salida con entrada senoidal 100 mV pico con carga.

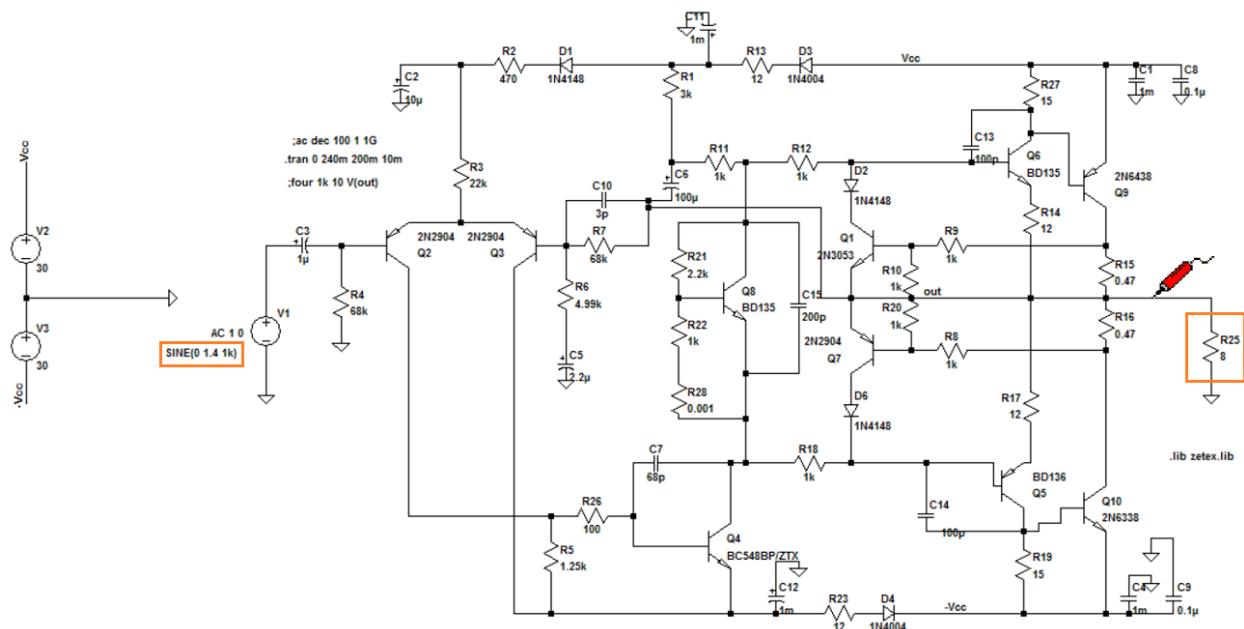


Figura 14: Simulación de tensión de salida con entrada senoidal 1,4 V pico con carga.

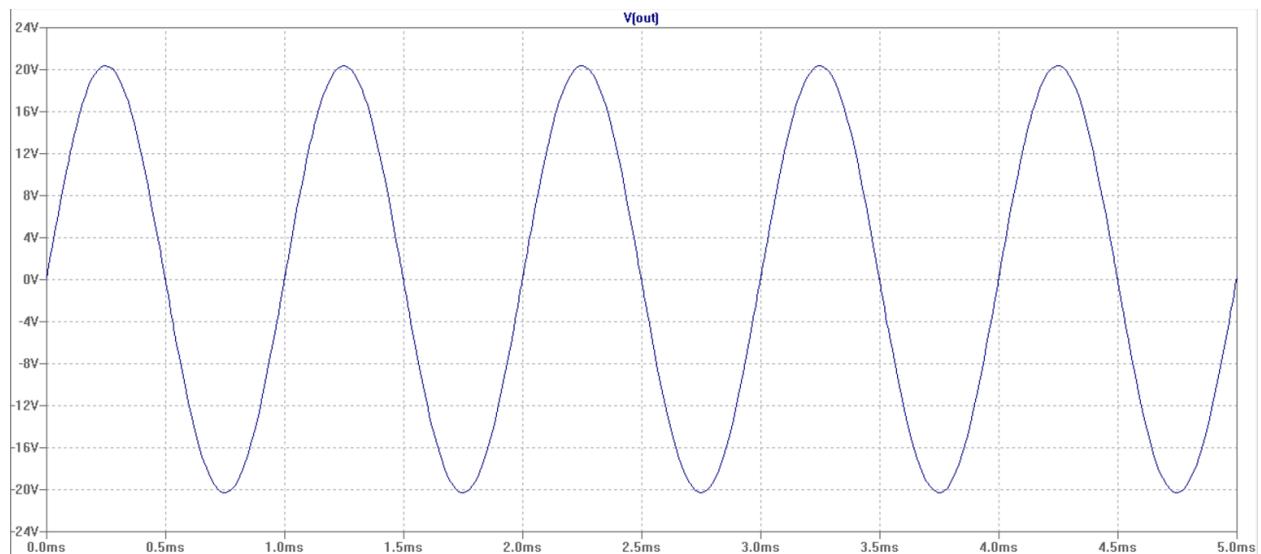


Figura 15: Tensión de salida con entrada senoidal 1,4 V pico con carga.

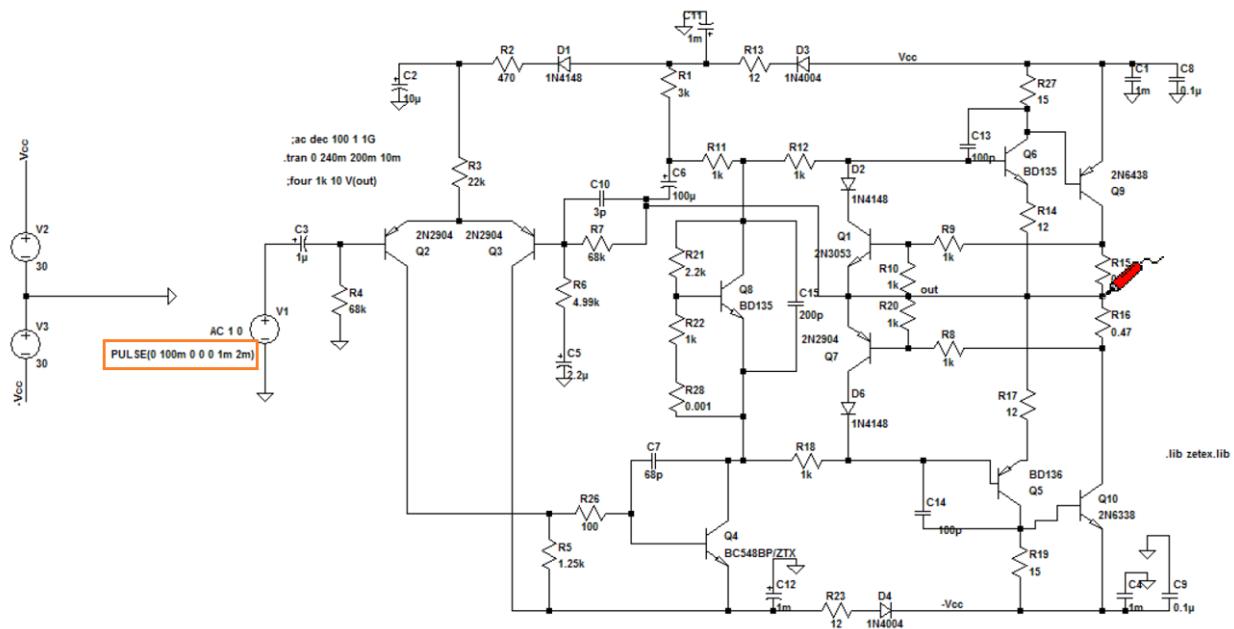


Figura 16: Simulación de tensión de salida con entrada rectangular 100 mV pico sin carga.

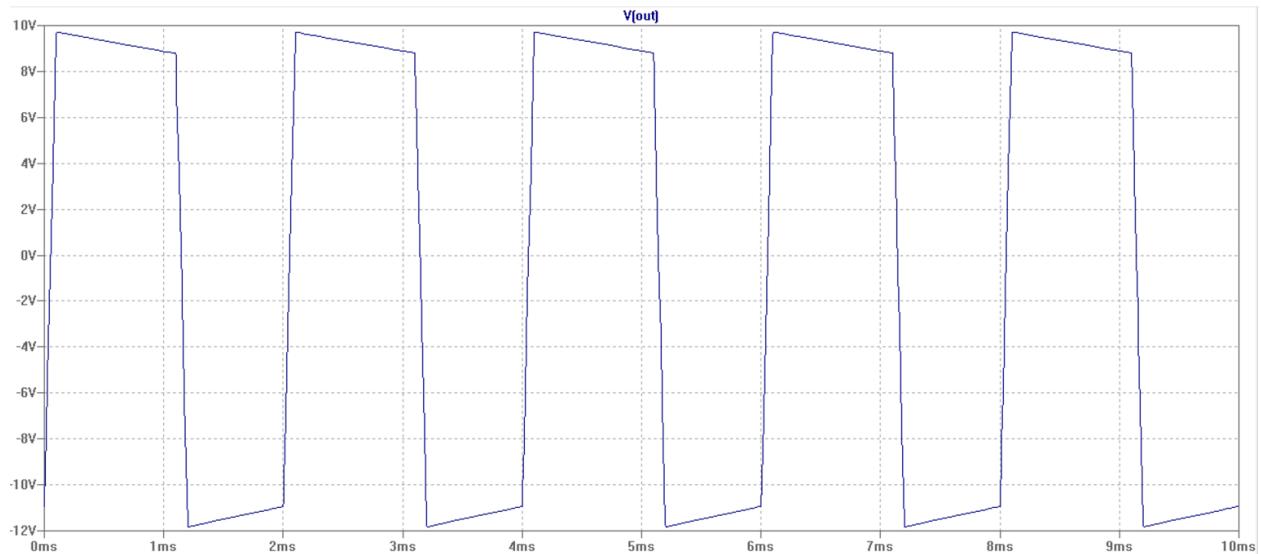


Figura 17: Tensión de salida con entrada rectangular 100 mV pico sin carga.

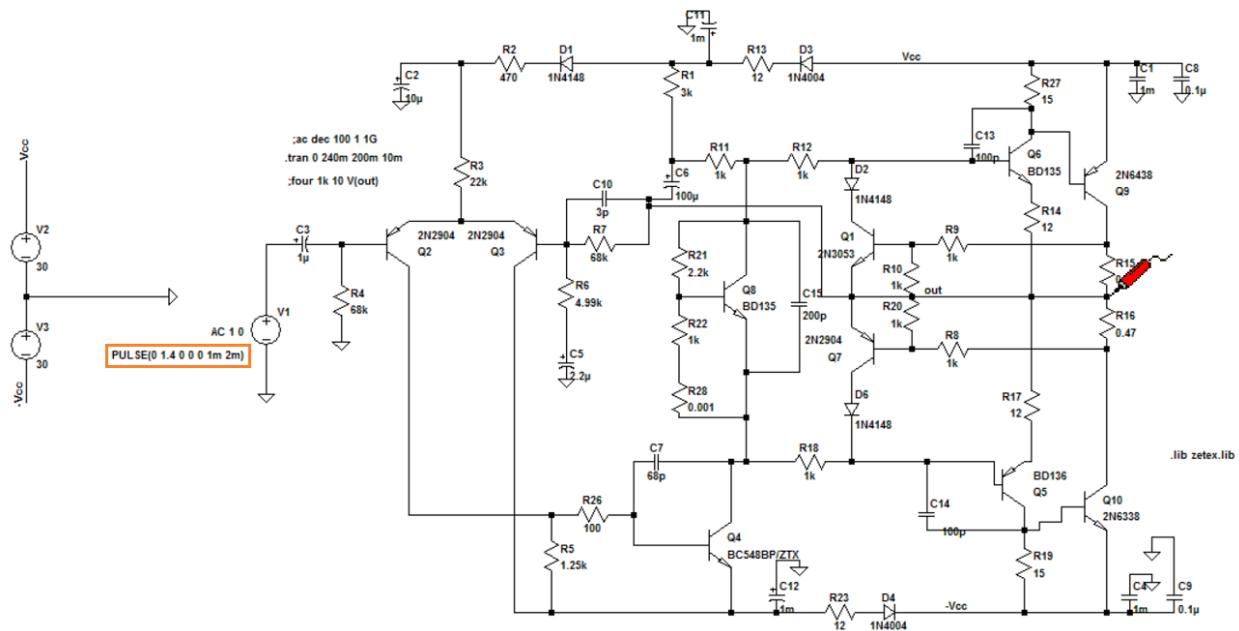


Figura 18: Simulación de tensión de salida con entrada rectangular 1,4 V pico sin carga.

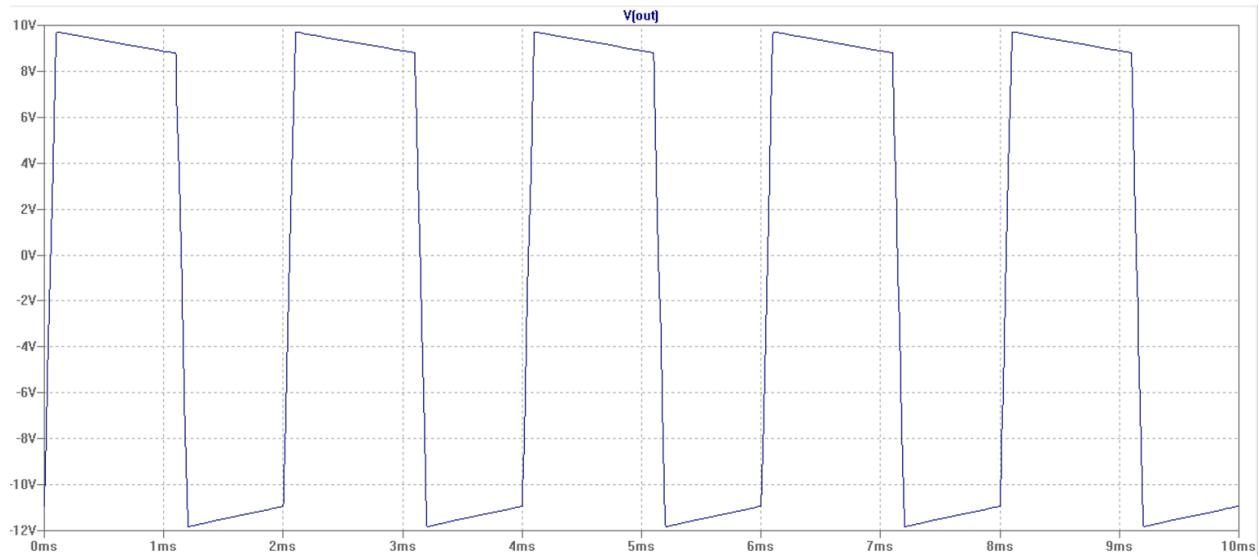


Figura 19: Tensión de salida con entrada rectangular 1,4 V pico sin carga.

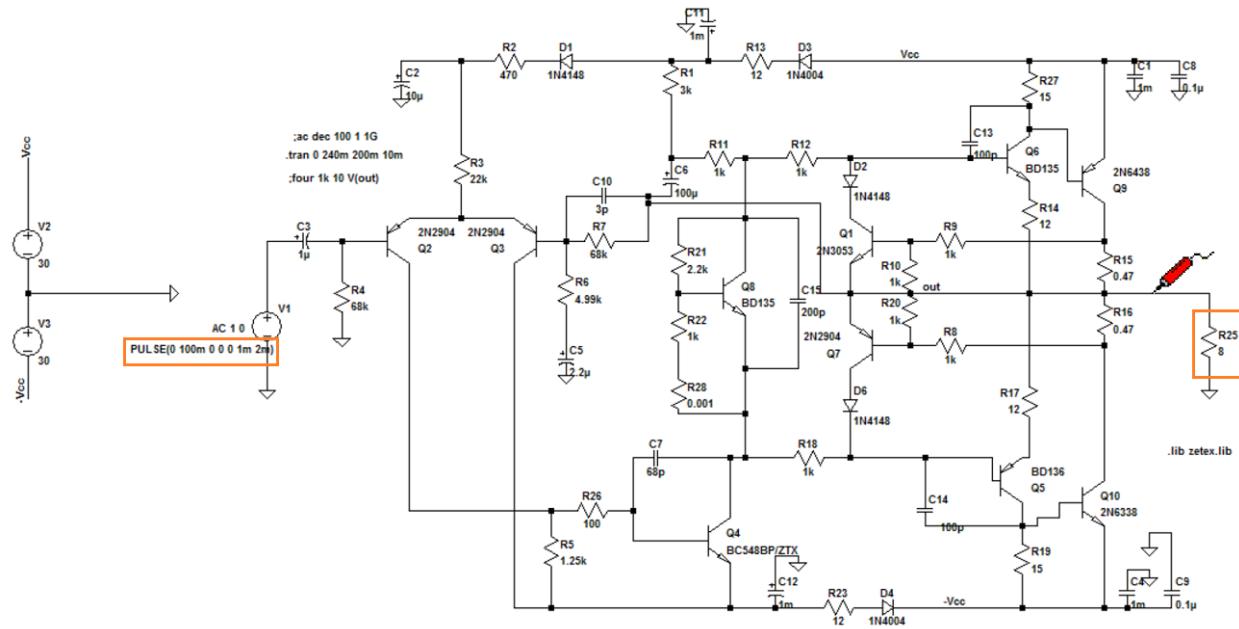


Figura 20: Simulación de tensión de salida con entrada rectangular 100 mV pico con carga.

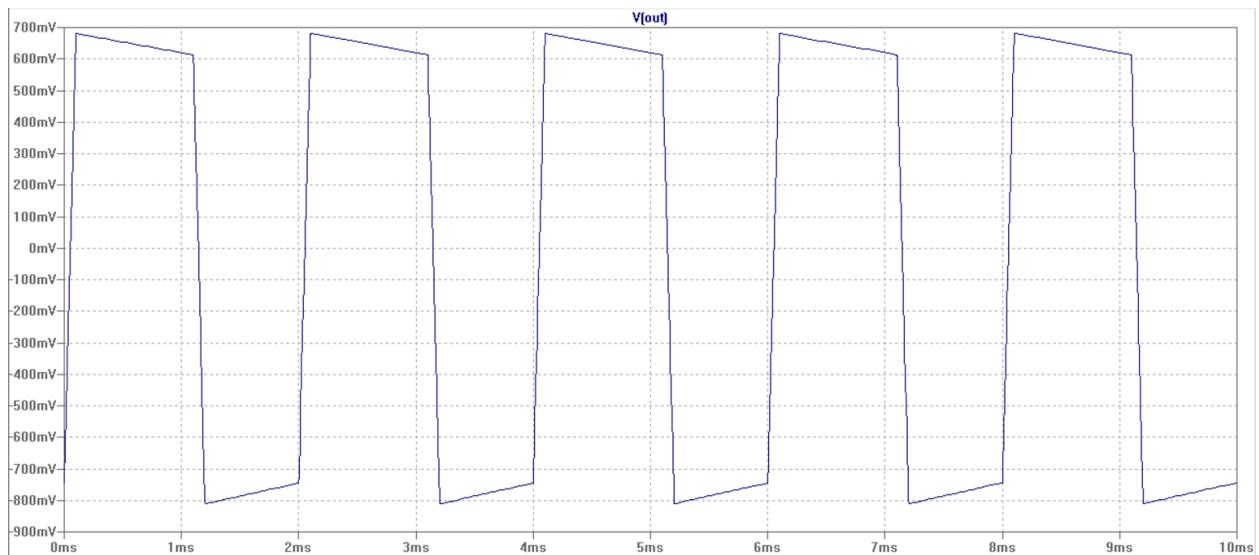


Figura 21: Tensión de salida con entrada rectangular 100 mV pico con carga.

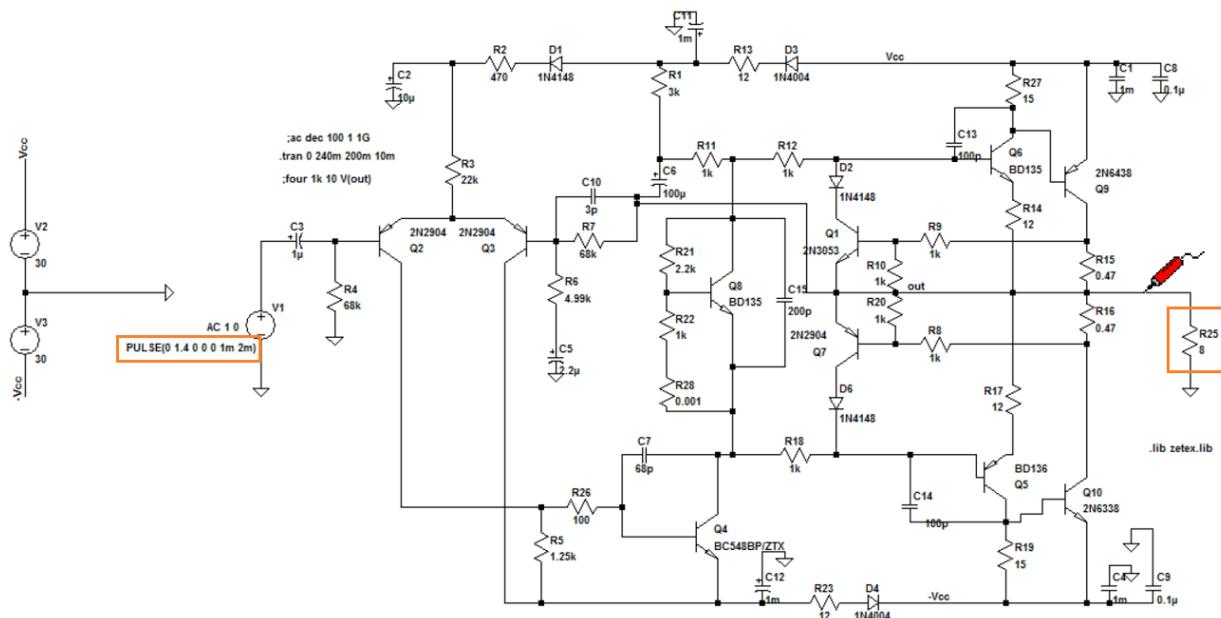


Figura 22: Simulación de tensión de salida con entrada rectangular 1, 4 V pico con carga.

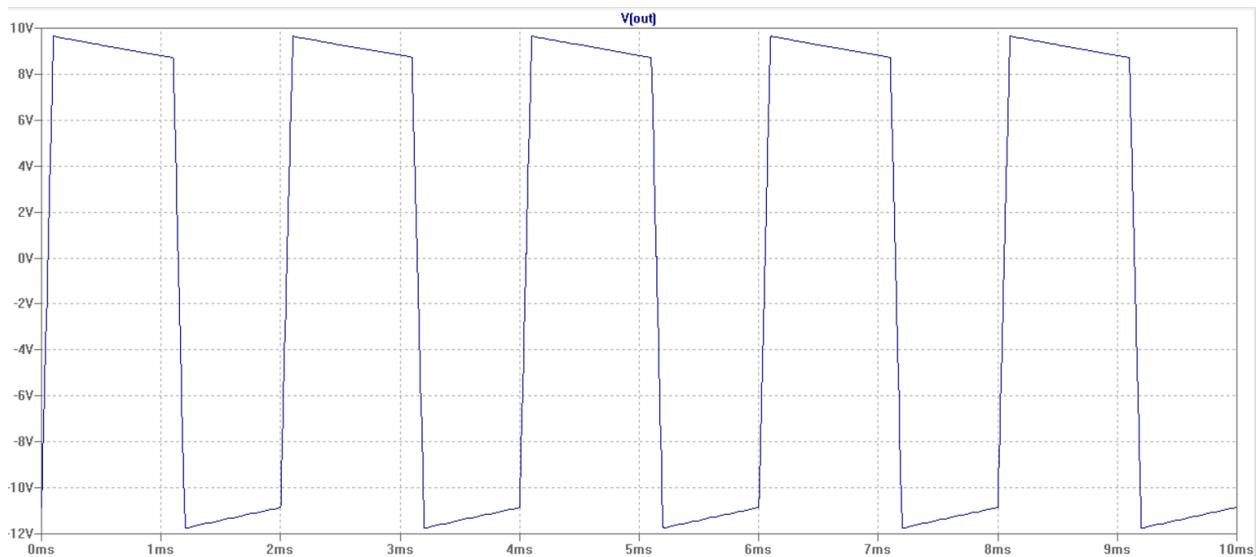


Figura 23: Tensión de salida con entrada rectangular 1, 4 V pico con carga.

## Ganancia de Tensión

Para simular la ganancia de tensión se utilizó el esquema mostrado en la Figura 24, conectando a la entrada un generador de onda senoidal de 1 kHz y la carga a la salida. En un principio se ajustó la amplitud de entrada de forma tal que la amplitud de salida sea aproximadamente un 90% de aquella para la cual se produce recorte. Dicha tensión de entrada resultó ser de 1,26 V pico, y el resultado obtenido se muestra en las Figura 25, donde se ve la tensión de salida, con un pico de 18,4 V. Luego se graficó la ganancia de tensión en función de la frecuencia, manteniendo la misma amplitud de entrada, y el resultado obtenido, que se muestra en la Figura 26, fue:

$$A_v \cong 13,5$$

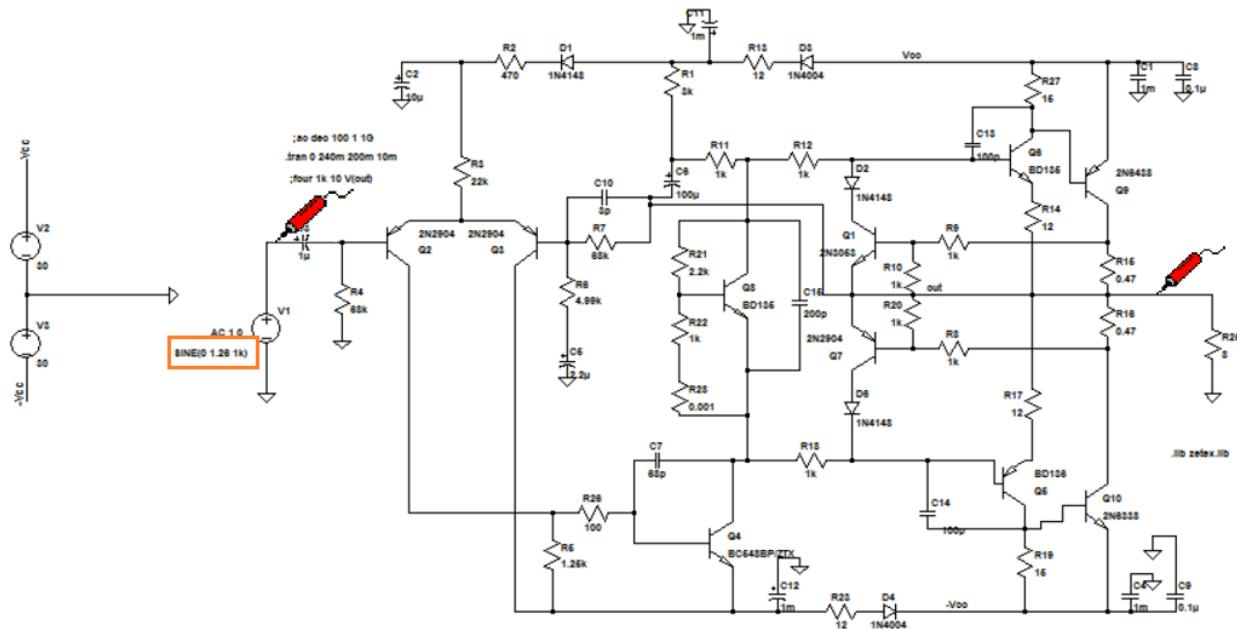


Figura 24: Simulación de tensión de salida con entrada 1, 26 V pico.

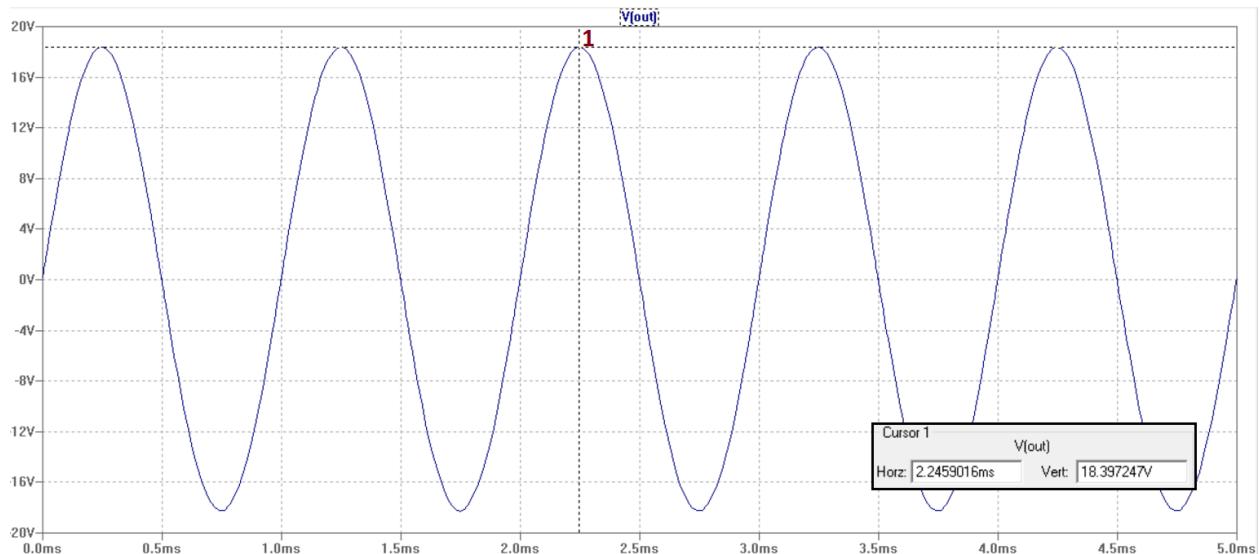


Figura 25: Tensión de salida con entrada 1, 26 V pico.

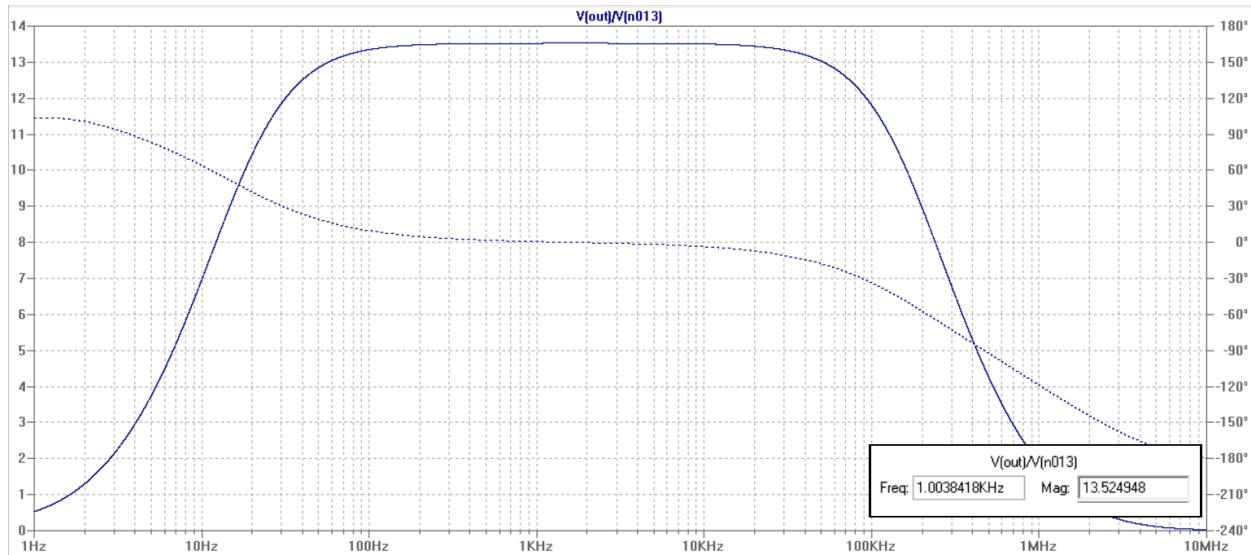


Figura 26: Ganancia de tensión con entrada 1, 26 V pico.

Luego se repitió el proceso detallado anteriormente, pero modificando la amplitud de la tensión de entrada para que sea 10 veces menor, es decir, la tensión de entrada en este caso fue de 126 mV pico. En las figuras siguientes se muestran los resultados obtenidos, en los que se observa que el valor de la ganancia de tensión mantuvo el mismo valor calculado previamente.

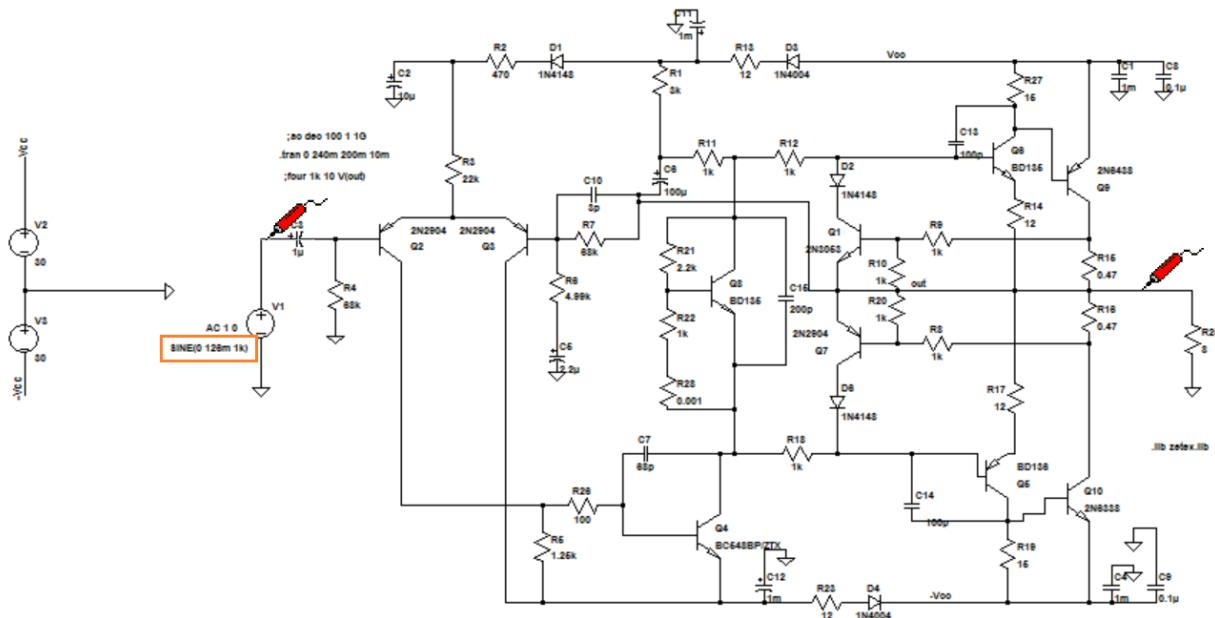


Figura 27: Simulación de tensión de salida con entrada 126 mV pico.

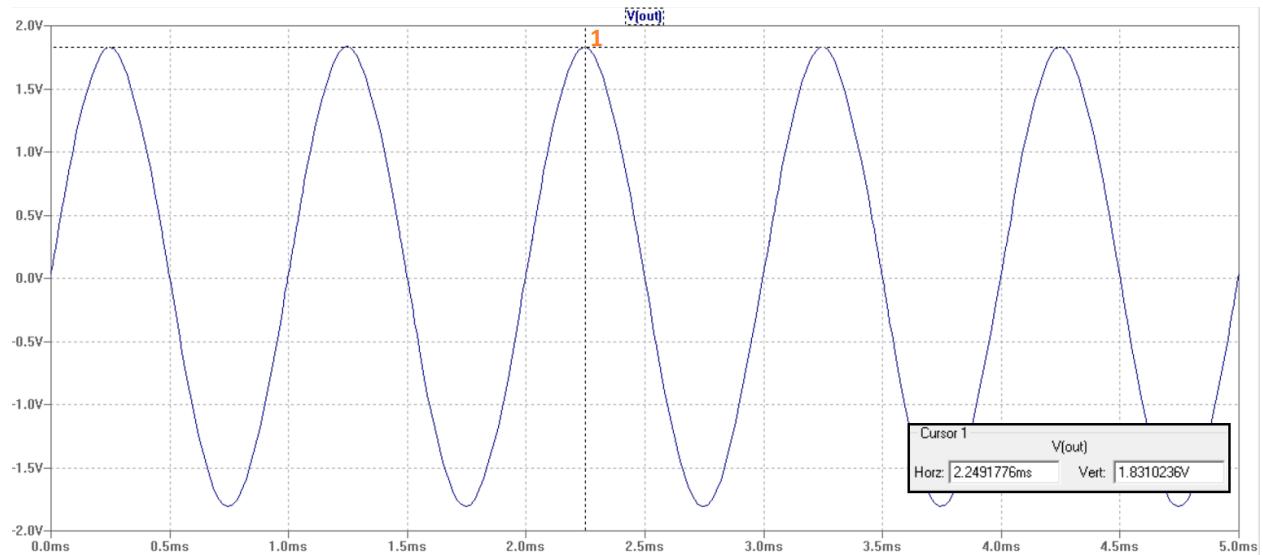


Figura 28: Tensión de salida con entrada 126 mV pico.

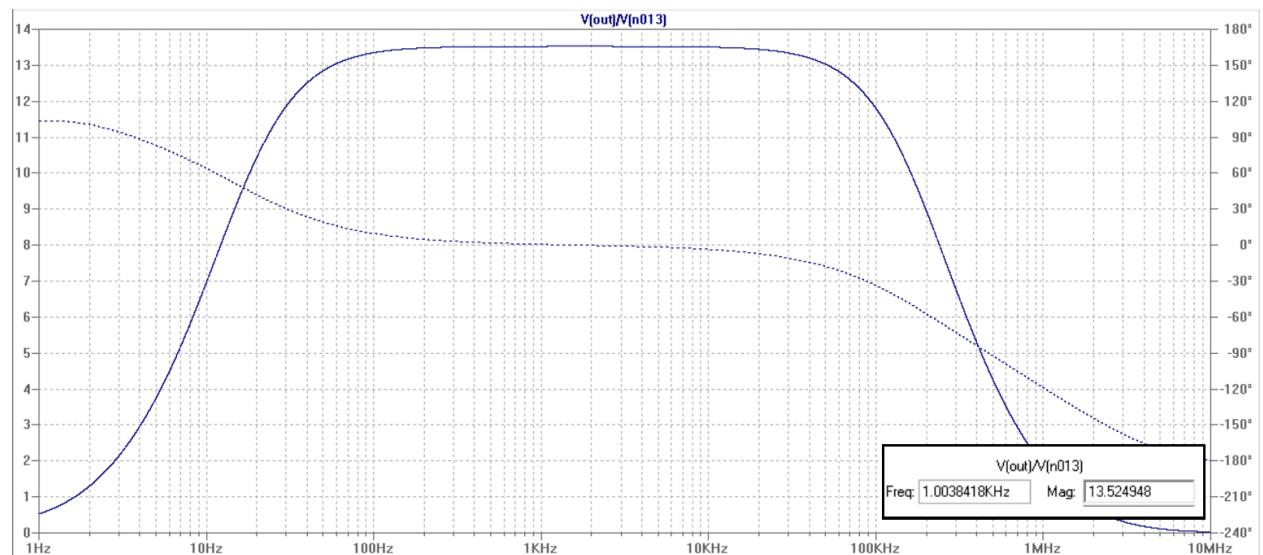


Figura 29: Ganancia de tensión con entrada 126 mV pico.

## Sensibilidad

La sensibilidad es la máxima tensión de entrada RMS tal que a la salida se obtenga la máxima potencia sin recorte. Para realizar esta simulación se utilizó esquema, aumentando la amplitud de la señal aplicada a la entrada hasta llegar al recorte.

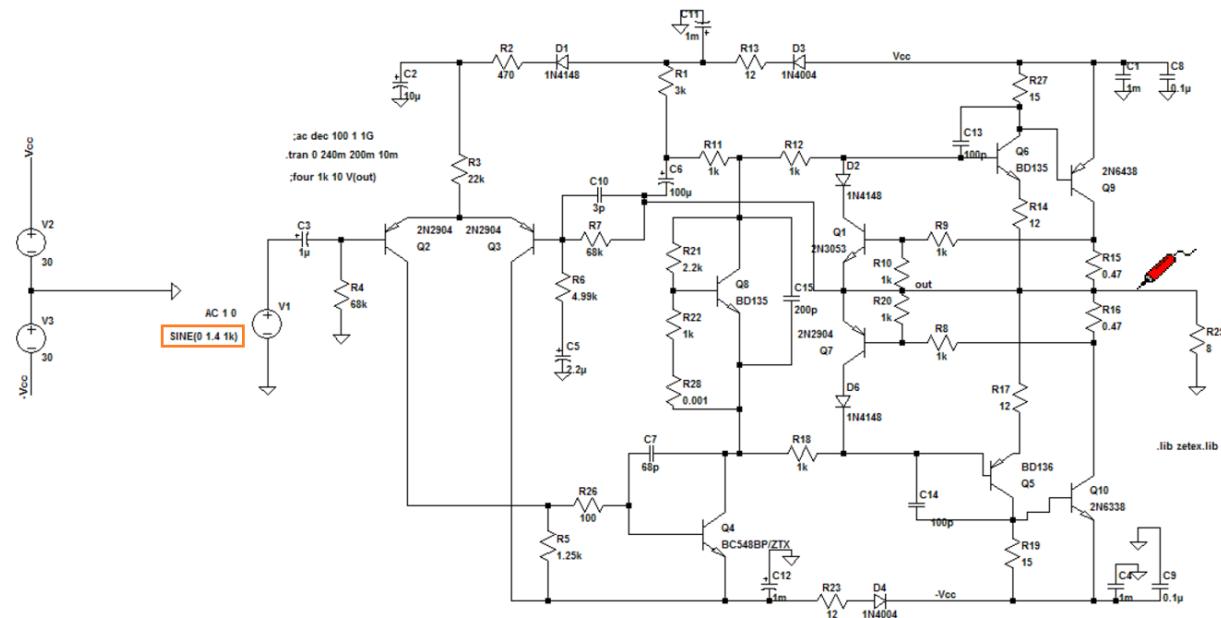


Figura 30: Simulación de máxima tensión de salida sin recorte.

El resultado obtenido fue que la máxima tensión de entrada sin recorte es de 1,4 V pico, de modo que la sensibilidad es:

$$S = 1 \text{ V}$$

### Potencia Máxima de Salida

Para simular la potencia máxima de salida se aplicó a la entrada una señal senoidal de 1 KHz y amplitud pico 1,4 V, que es la tensión de entrada que permite obtener a la salida la máxima amplitud de tensión sobre la carga sin que se produzca recorte. Con este esquema, que se muestra en la Figura 31, se simuló el producto de la tensión y la corriente sobre la carga, obteniéndose, como se ve en la Figura 32, una potencia promedio de 25,9 W, con un pico de 51,6 W.

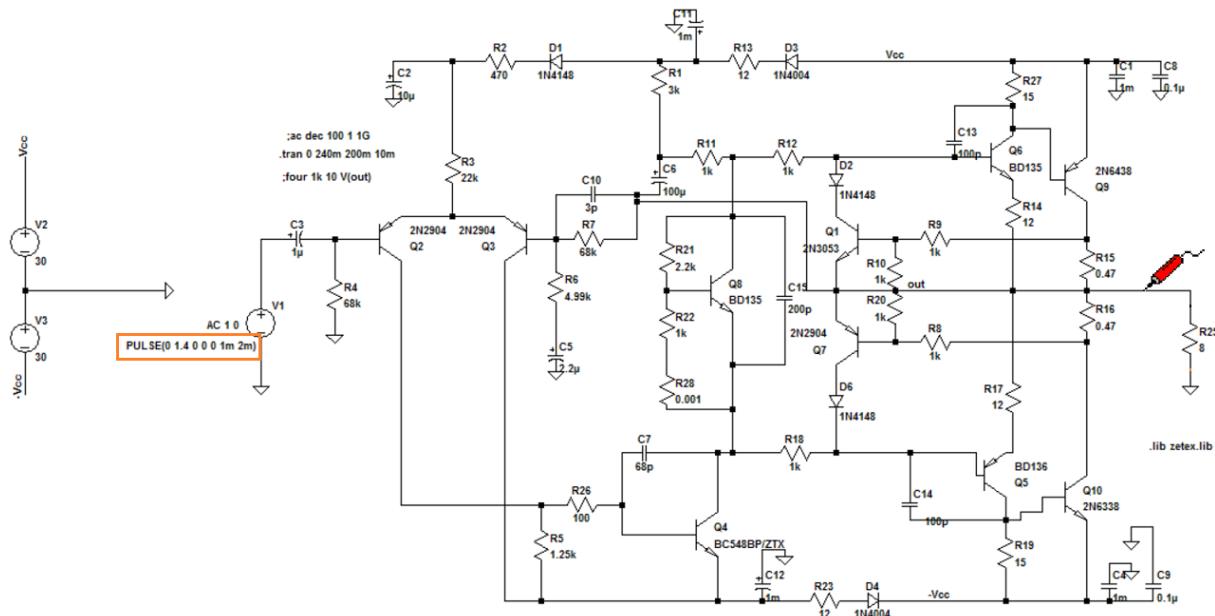


Figura 31: Simulación de potencia máxima de salida con entrada senoidal.

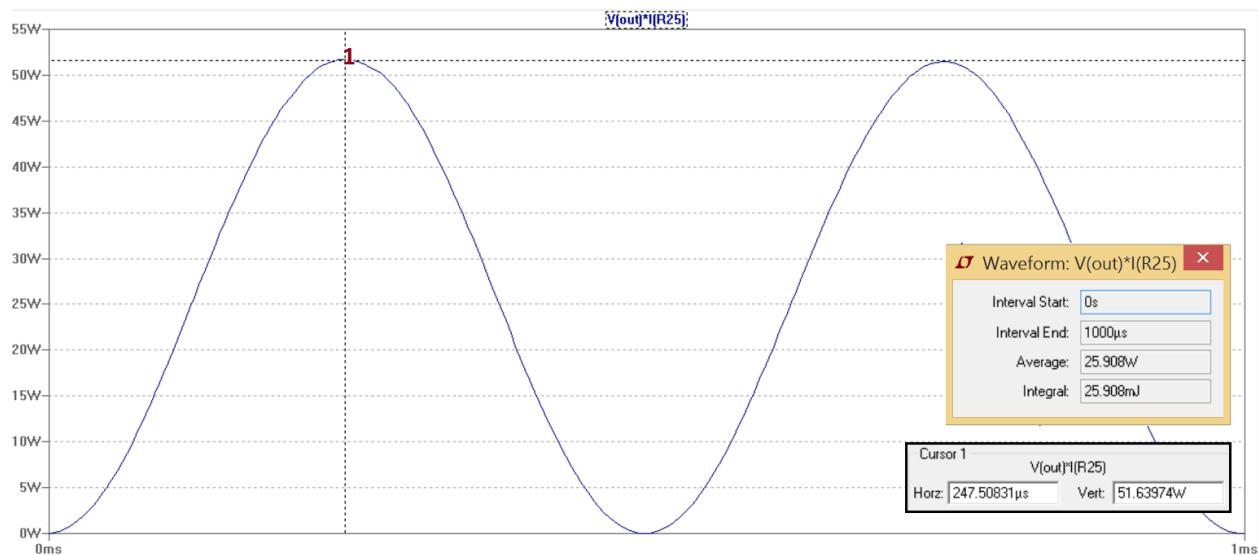


Figura 32: Potencia máxima de salida con entrada senoidal.

El procedimiento anterior se repitió con una señal de entrada rectangular con la misma frecuencia y amplitud, obteniéndose sobre la carga una potencia promedio de 11,7 W, con un pico de 17,2 W, como se observa en las figuras siguientes.

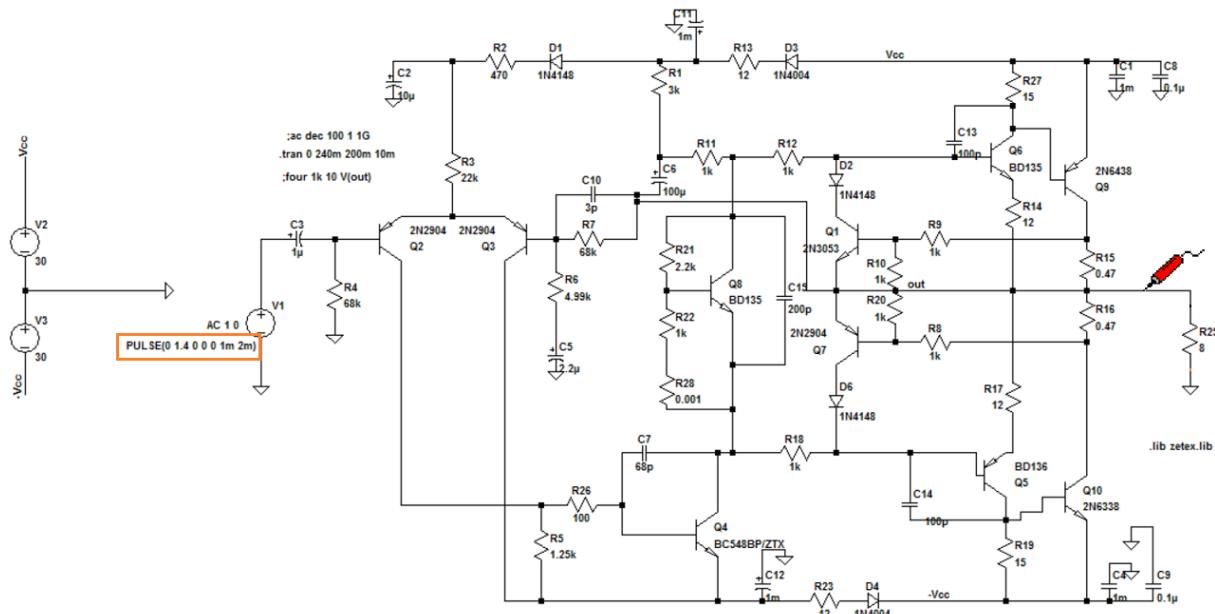


Figura 33: Simulación de potencia máxima de salida con entrada rectangular.

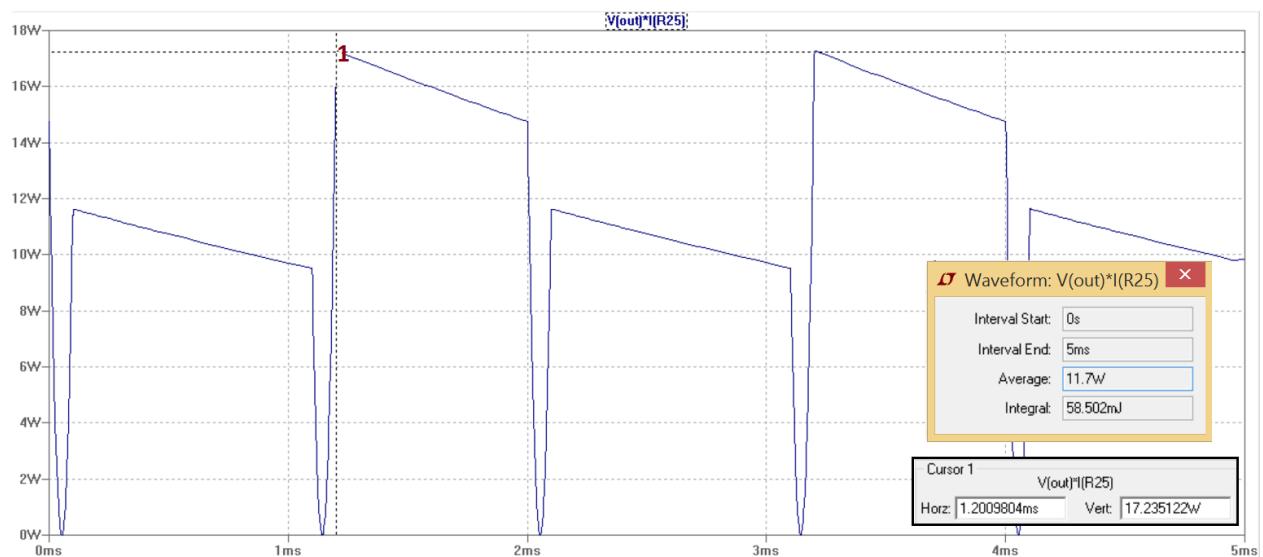


Figura 34: Potencia máxima de salida con entrada rectangular.

## Ancho de Banda

Para simular el ancho de banda de baja potencia se trazó la curva de respuesta en frecuencia, ajustando el nivel de tensión de la señal de entrada a un 10 % del que produce la máxima excursión de tensión de la señal de salida sin recorte. Es decir, se utilizó el esquema de la Figura 35 con una señal de entrada de 140 mV pico, y se graficó el cociente entre la tensión sobre la carga y la tensión de entrada, como se muestra en la Figura 36.

Con los cursores se indican los puntos donde la ganancia cae 3 dB, que son aproximadamente 16 Hz y 180 kHz, resultando así el ancho de banda:

$$BW \cong 180 \text{ kHz}$$

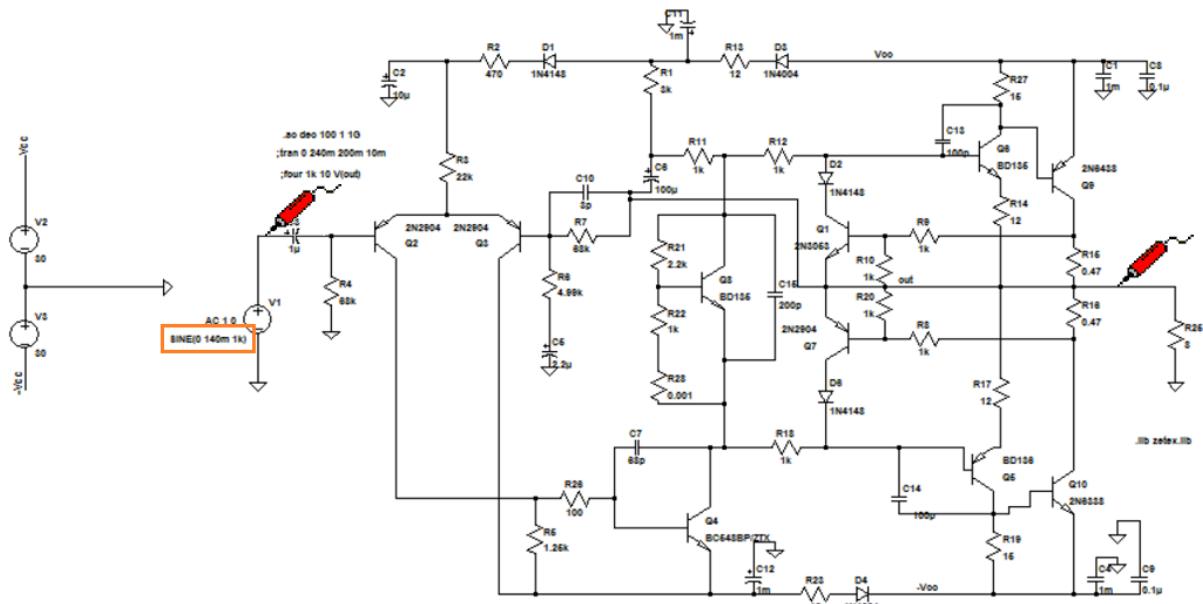


Figura 35: Simulación ancho de banda para baja potencia.

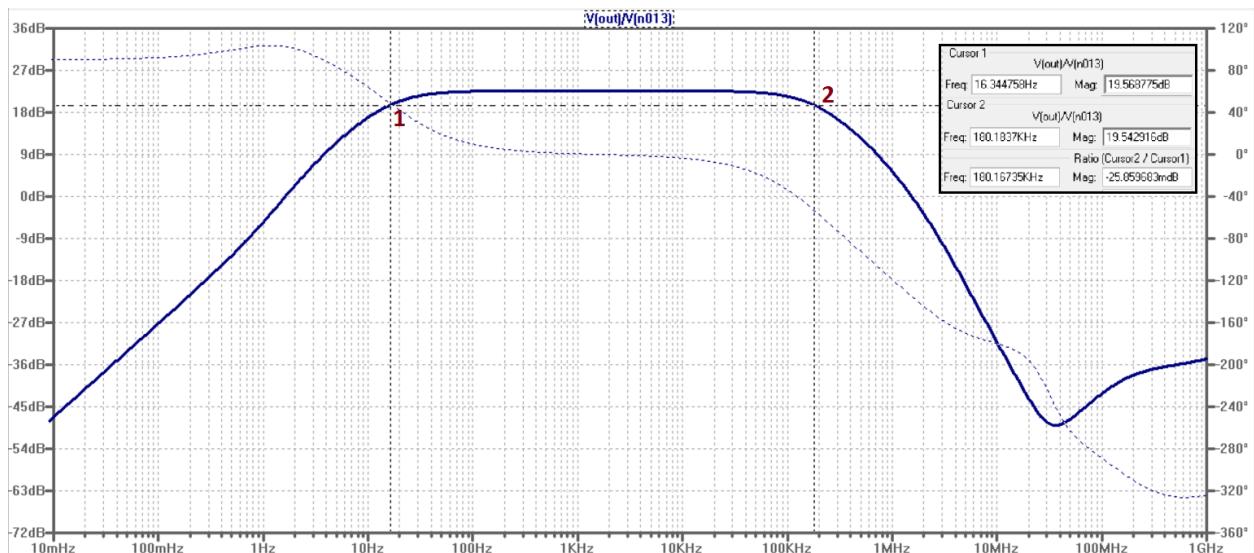


Figura 36: Ancho de banda para baja potencia.

### Slew Rate

El slew rate es la velocidad de subida de la tensión de salida, que resulta limitada por la carga (a corriente constante) del capacitor asociado al transistor de la segunda etapa amplificadora de tensión. Para simularlo se utilizó a la entrada una señal rectangular de frecuencia adecuada para observar el efecto, y amplitud 1,4 V pico, como se indica en la Figura 37. Luego, como puede observarse en la Figura 38, se graficó la tensión de salida ampliando la imagen en la rampa de subida y se calculó la pendiente de dicha rampa utilizando los cursores. El slew rate obtenido fue:

$$SR \cong 6,23 \frac{V}{\mu s}$$

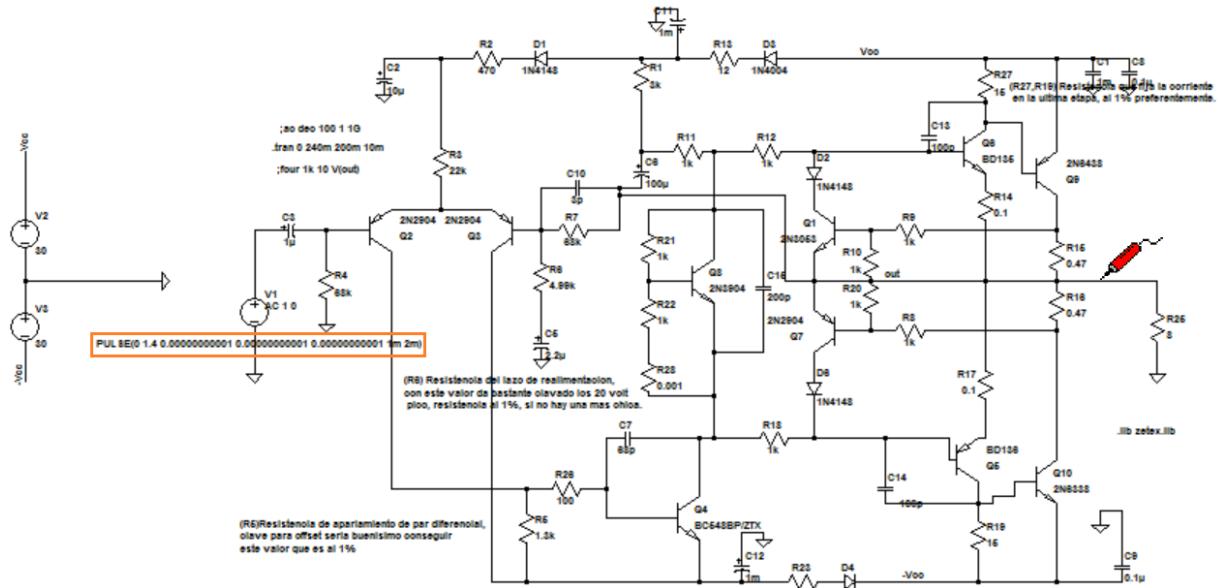


Figura 37: Simulación Slew Rate.

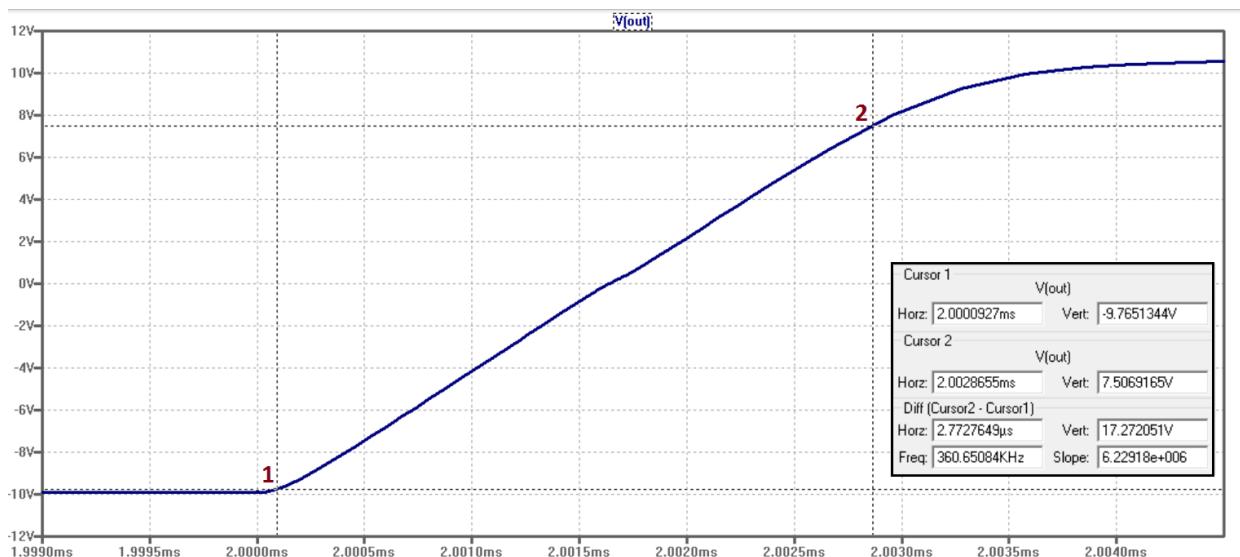


Figura 38: Slew Rate.

## Impedancia de Entrada

Para la simulación de la impedancia de entrada se intercaló un resistor en serie con el generador, variando su valor hasta lograr que la caída de tensión en dicho resistor sea la mitad de la tensión del generador. La señal de entrada se ajustó en 1 kHz de frecuencia y amplitud 1 V pico. Como puede verse en las figuras siguientes, el valor de impedancia de entrada obtenido fue:

$$Z_i = 68 \text{ k}\Omega$$

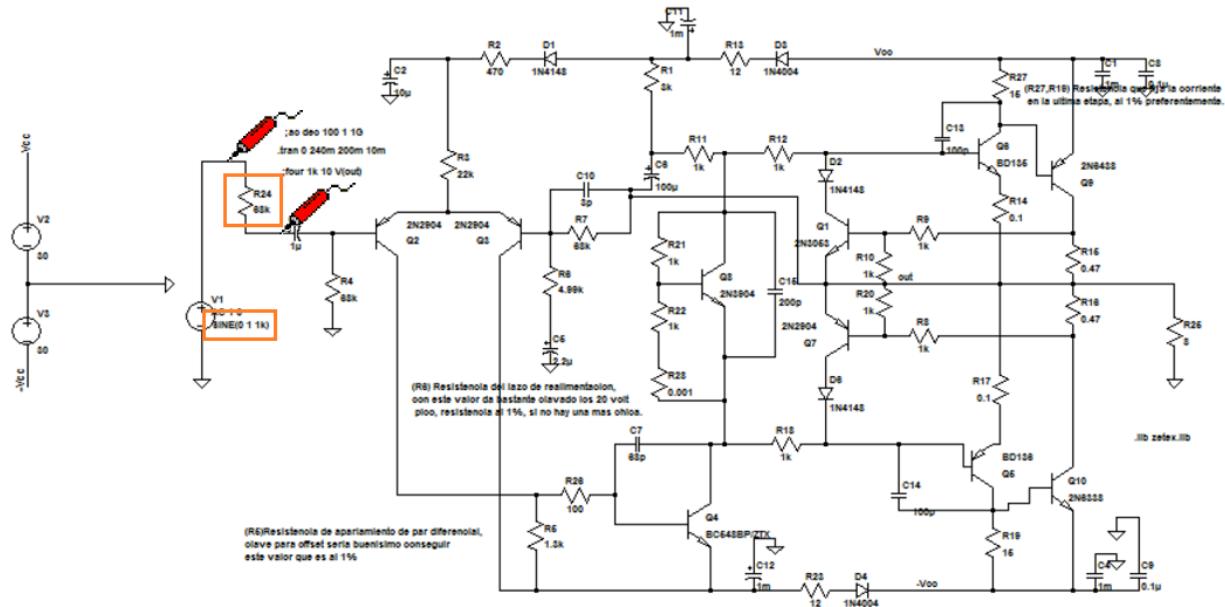


Figura 39: Simulación de impedancia de entrada.

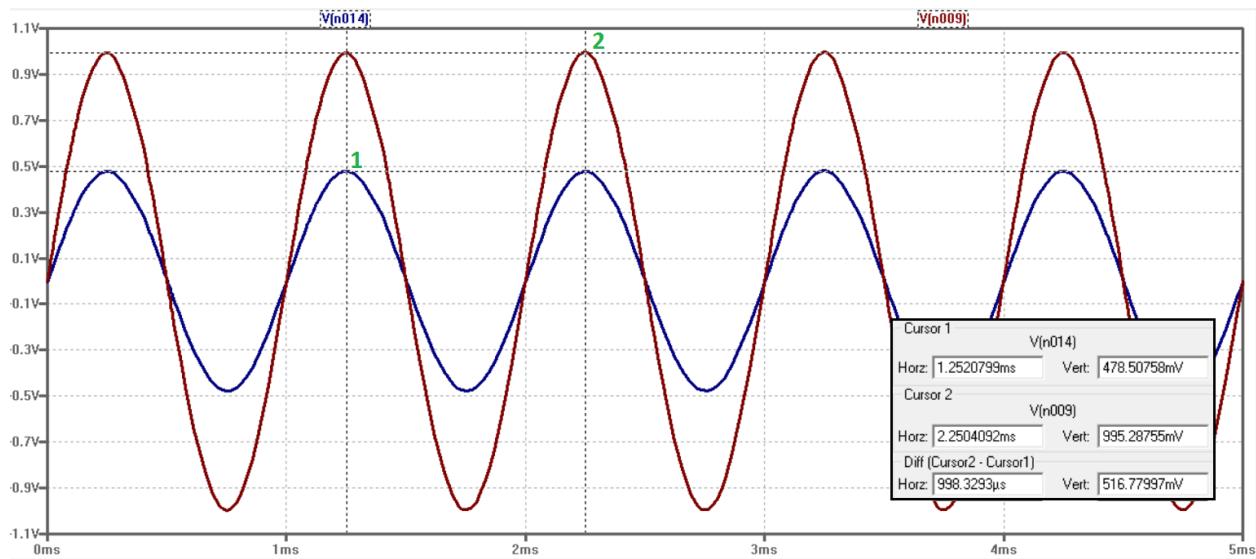


Figura 40: Tensión en ambos bornes del resistor colocado en serie con el generador.

## Impedancia de Salida

Para simular la impedancia de salida se realizó un procedimiento similar al utilizado para la impedancia de entrada, pero colocando un generador a la salida y un resistor en serie con dicho generador, y pasivando el generador de entrada. Como puede verse en las figuras siguientes, la impedancia de salida obtenida fue:

$$Z_o = 43 \text{ m}\Omega$$

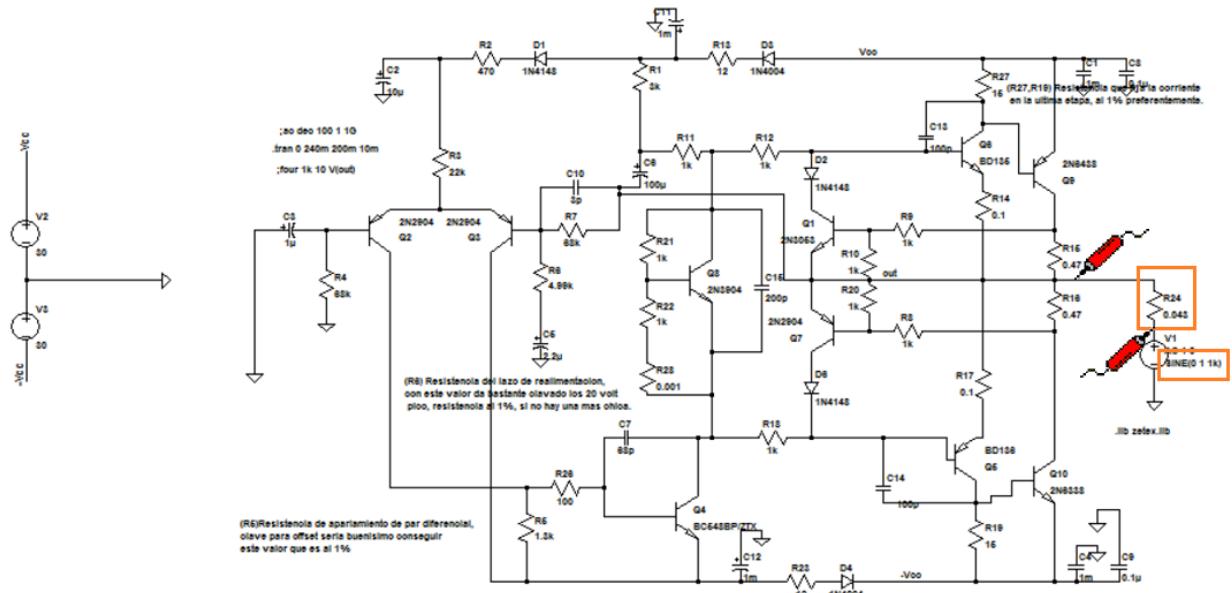


Figura 41: Simulación de impedancia de salida.

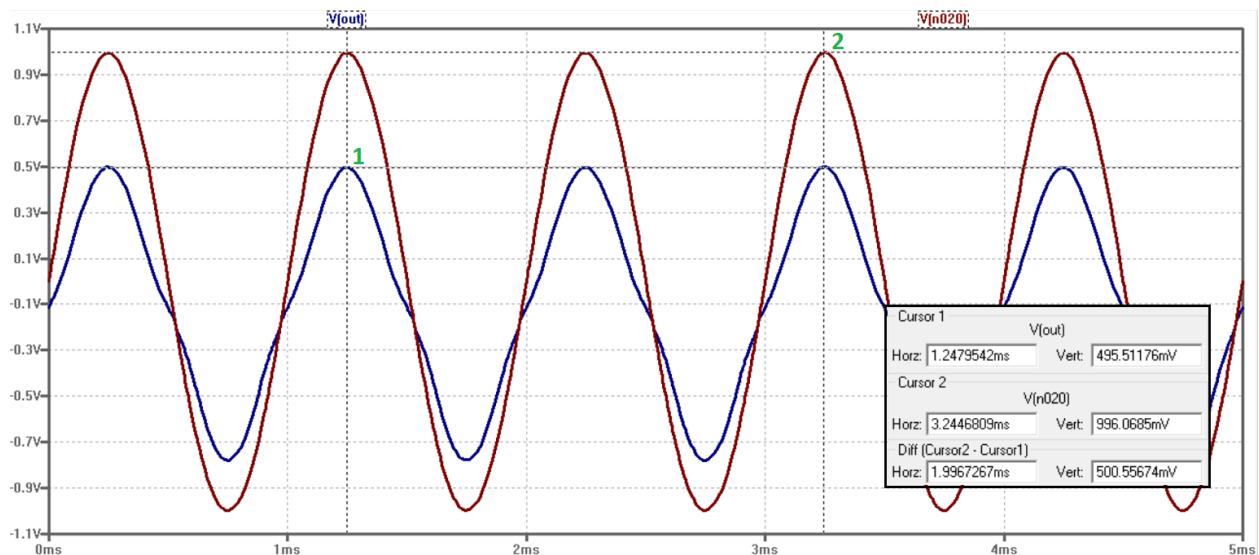


Figura 42: Tensión en ambos bornes del resistor colocado en serie con el generador.

## Distorsión Armónica

Para calcular la distorsión armónica se graficó la FFT de la señal de salida y se utilizó la siguiente fórmula:

$$DA = 100 \frac{\sqrt{\sum a_i^2}}{a_1}$$

donde  $a_i$  son los valores eficaces de las armónicas y  $a_1$  es el valor eficaz de la fundamental. El valor obtenido fue:

$$DA \cong 0,27\%$$

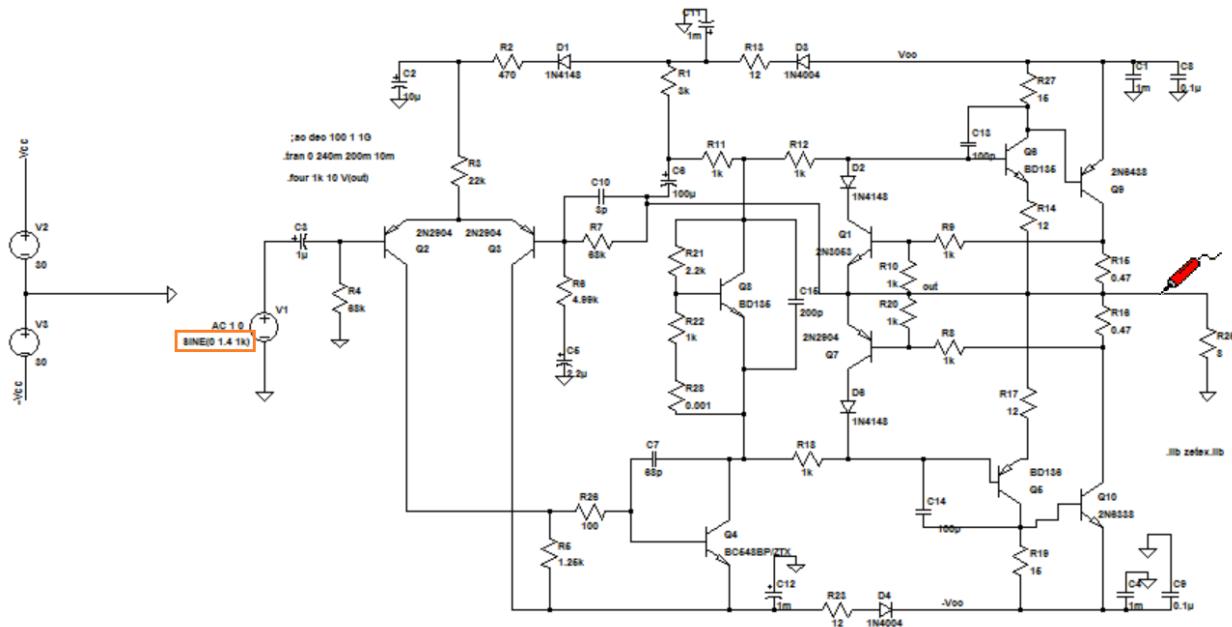


Figura 43: Simulación distorsión armónica.

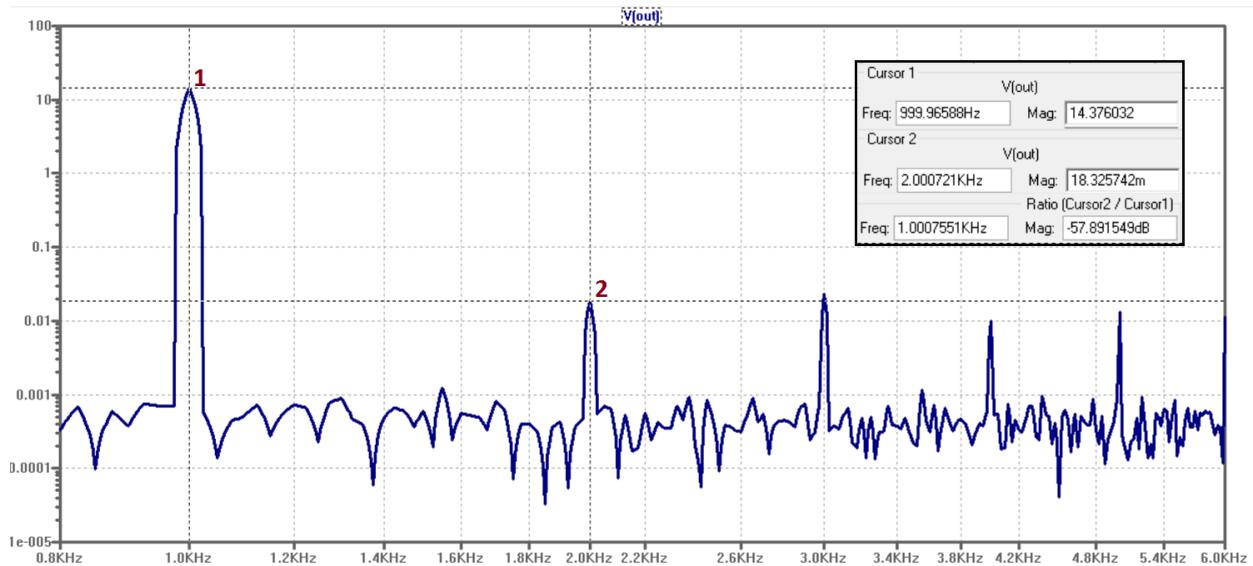


Figura 44: FFT de la señal de salida.

### Distorsión por Intermodulación

Para la simulación de la distorsión por intermodulación se aplicaron a la entrada dos tonos simultáneamente y se analizaron en la señal de salida los productos de intermodulación, que se manifiestan como armónicos de frecuencias múltiplos de la suma y resta de las frecuencias de los dos tonos ingresados. El resultado obtenido fue:

$$DI \cong 0,27\%$$

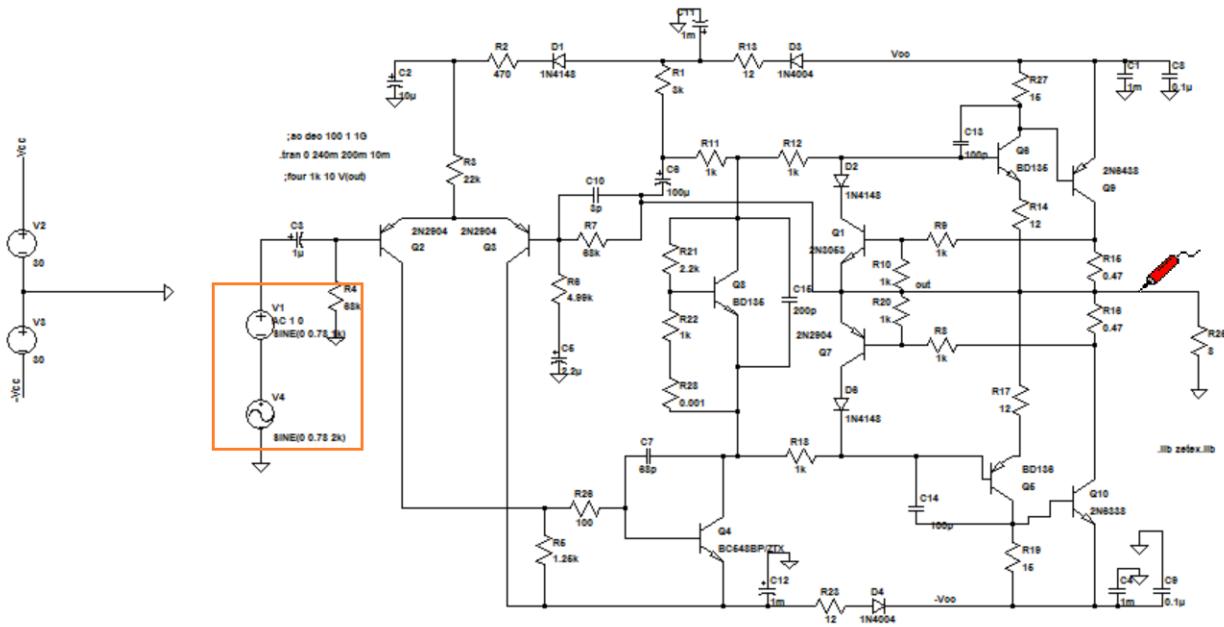


Figura 45: Simulación distorsión por intermodulación.

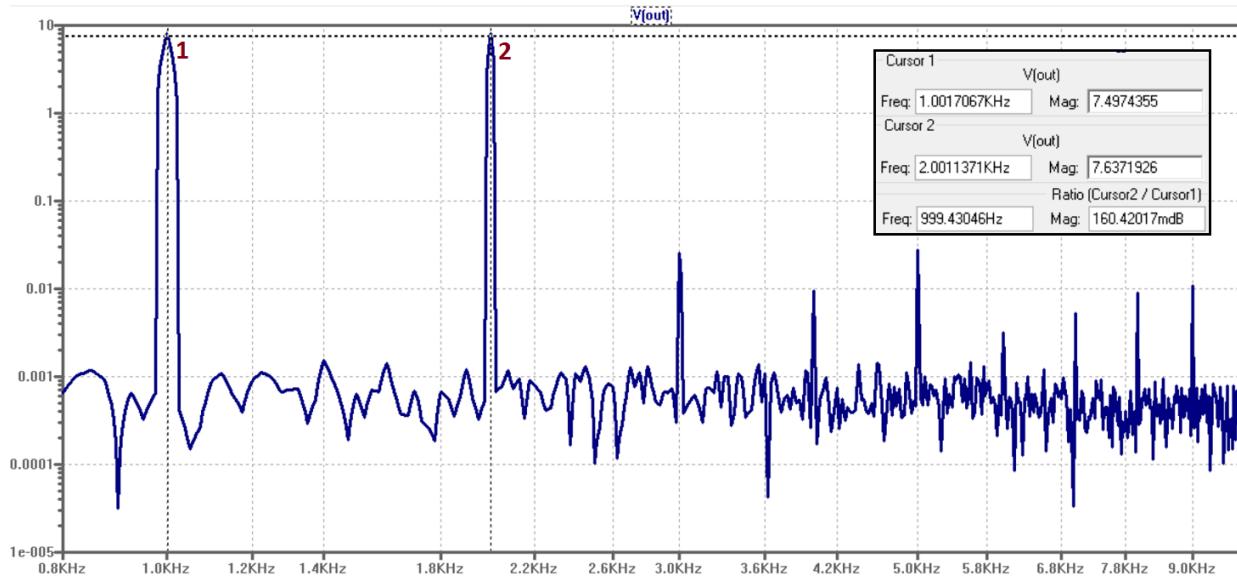


Figura 46: FFT de la señal de salida.

## 4. Mediciones

En la última etapa del trabajo práctico se realizaron las siguientes mediciones sobre el circuito armado.

## Polarización

La figura siguiente muestra los valores de tensiones y corrientes de polarización medidos.

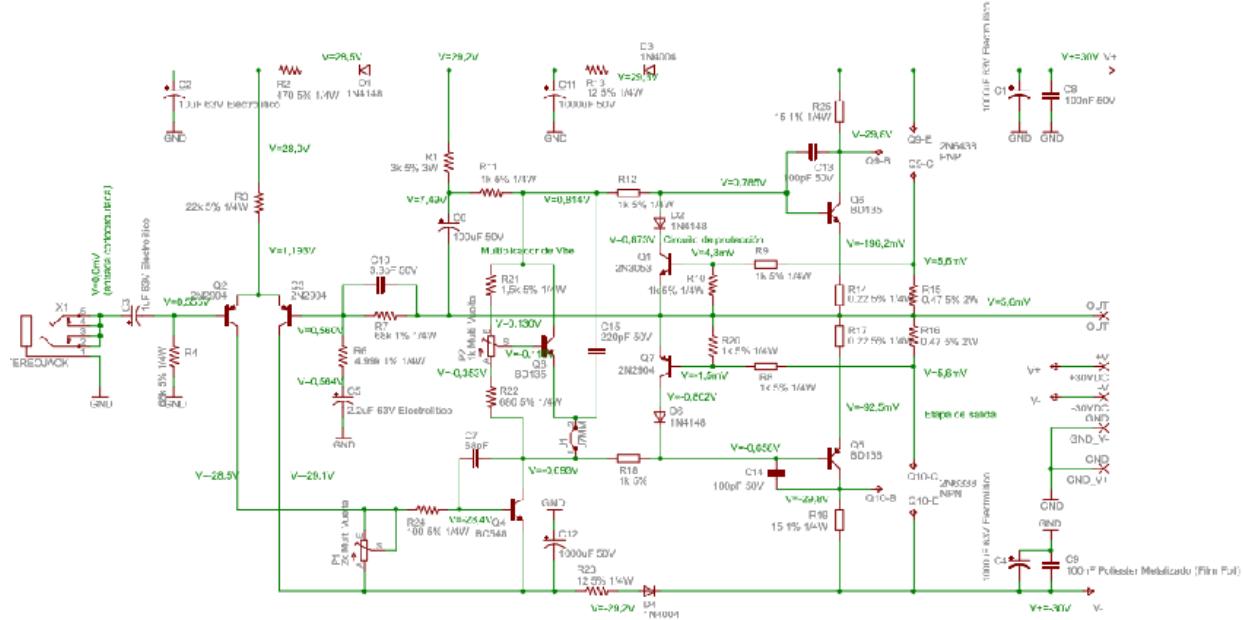


Figura 47: Simulación del punto de polarización.

## Primera Prueba con Señal

Para esta prueba conectamos un generador de funciones a la entrada del amplificador. Hicimos las mediciones con la señal de entrada senoidal y cuadrada de 1KHz y en un comienzo con la mínima amplitud. Esto lo realizamos sin carga y luego con carga aumentamos la señal hasta llegar al recorte. En las imágenes a continuación se muestran la entrada y la salida de cada caso (entrada: channel 1 y salida: channel 2 en todos los casos) sin recorte.

Señal	Tensión de Entrada de Recorte ( $V_p$ )	Tensión de Salida de Recorte	Ganancia
Senoidal sin carga	$1,8V_p$	$28V_p$	15,6
Cuadrada sin carga	$1,76V_p$	$24,4V_p$	13,9
Senoidal con carga	$1,64V_p$	$23,6V_p$	14,4
Cuadrada con carga	$1,6V_p$	$24V_p$	15

Estos resultados son optimos, ya que concuerdan con los valores obtenidos en la teoría y en la simulación.

Las mediciones con señal senoidal se comportó como se esperaba. En la señal cuadrada se observó una pequeña curvatura en el estado alto de la señal y se corrigió disminuyendo un capacitor de compensación. De esa forma se obtuvo la respuesta esperada.

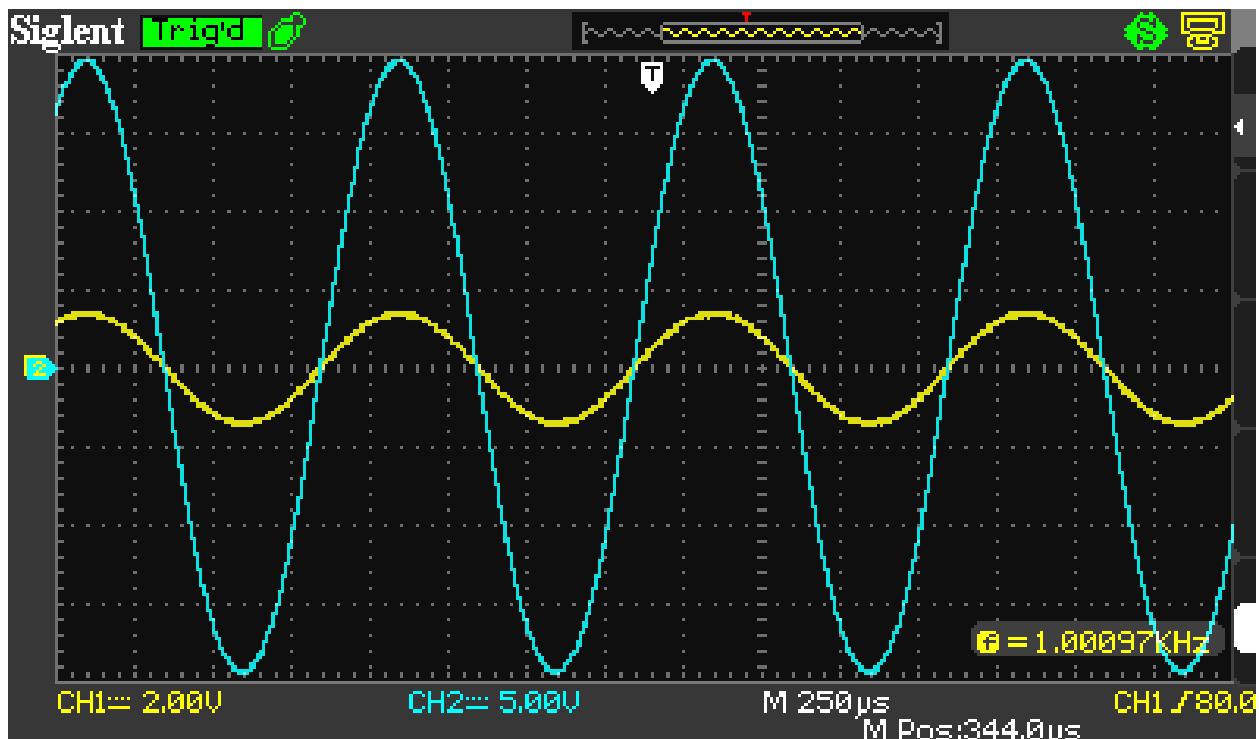


Figura 48: Amplificación sin carga con señal senoidal

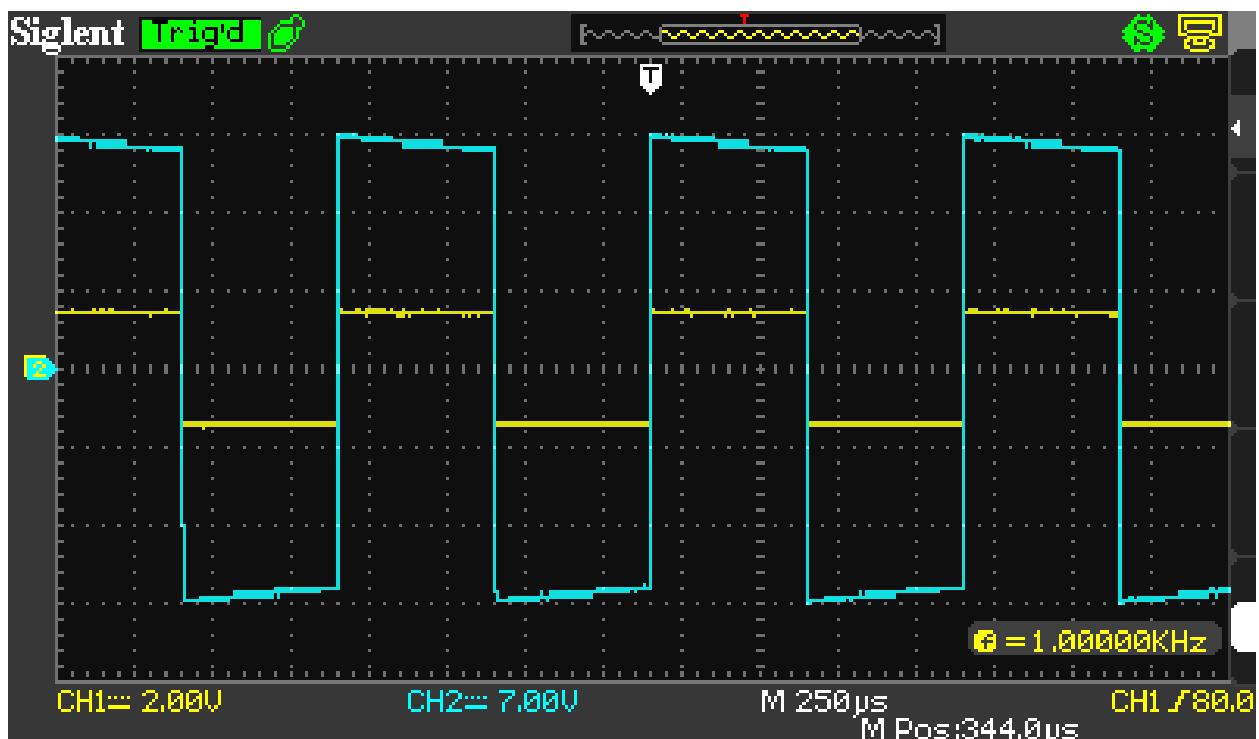


Figura 49: Amplificación sin carga con señal cuadrada

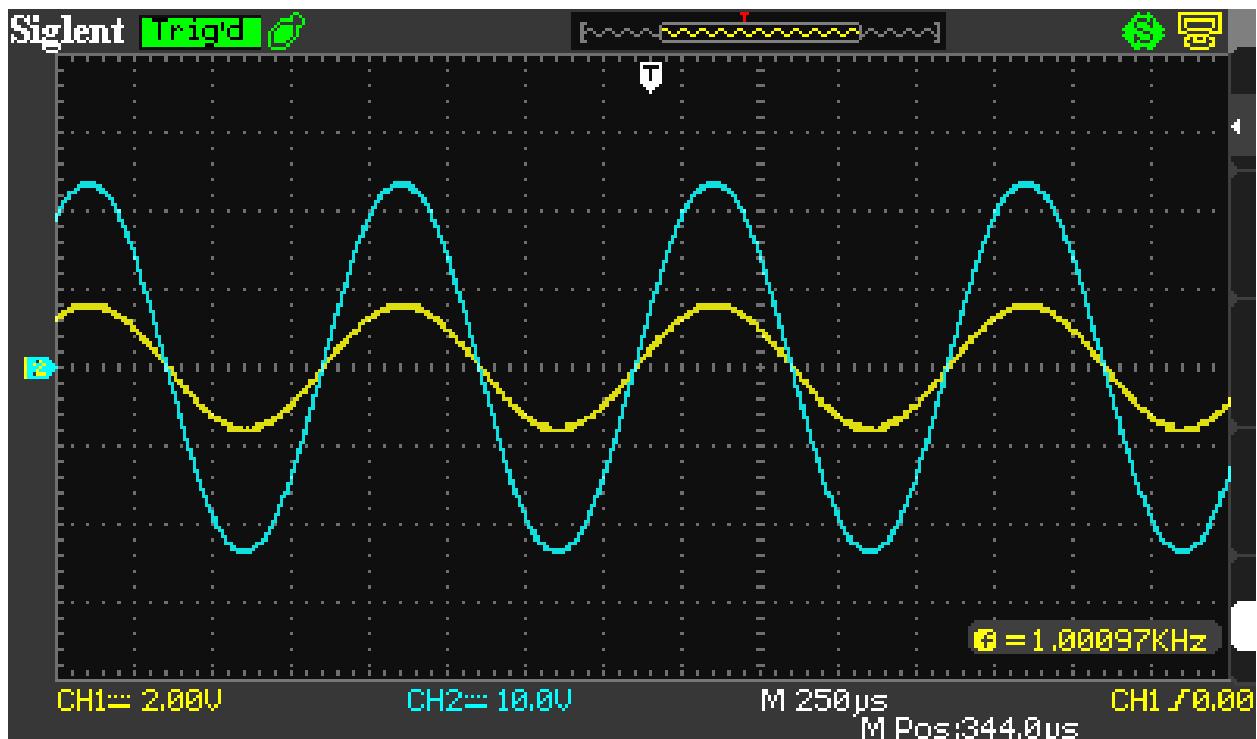


Figura 50: Amplificación con carga con señal senoidal

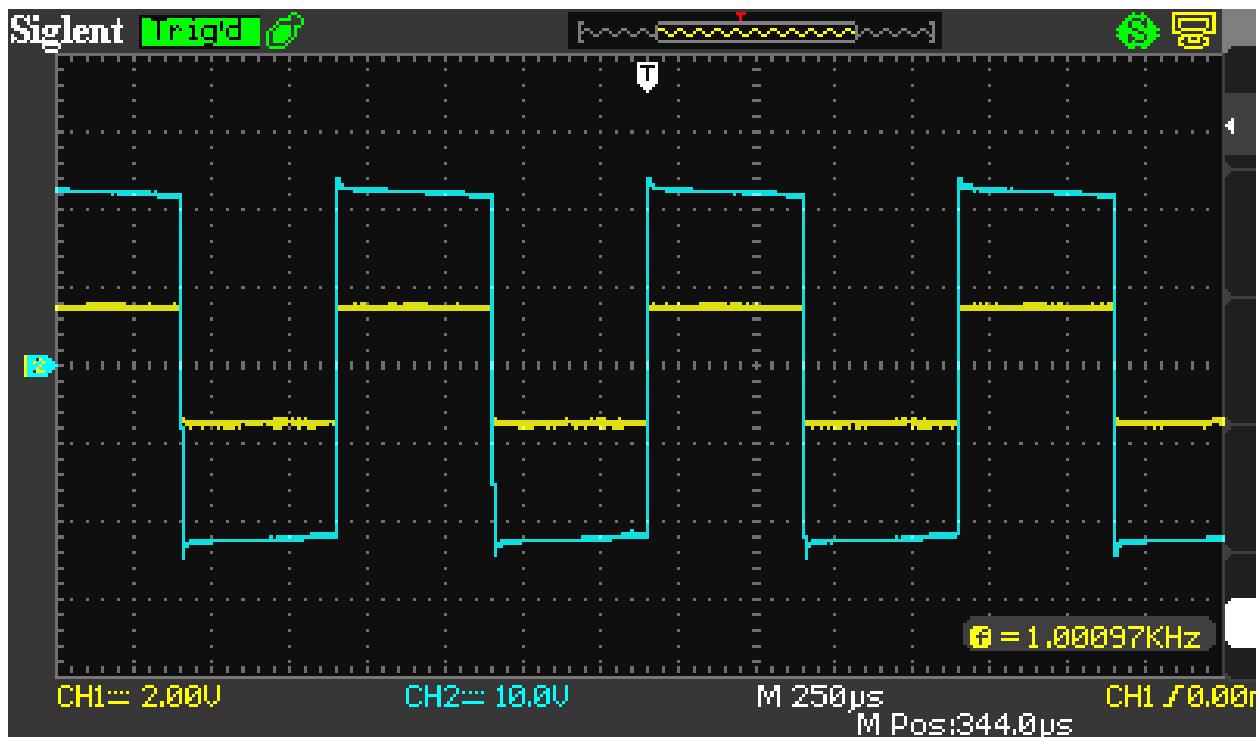


Figura 51: Amplificación con carga con señal cuadrada

### Ganancia de Tensión

Para estas mediciones conectamos el generador de onda senoidal de 1KHz a la entrada del amplificador.

Para la primera, la amplitud señal de entrada es un 90 % de la señal para la cual se produce recorte. Según las mediciones en el punto anterior, esta tensión es  $1,64V_p$ , por lo tanto, la tensión de entrada para esta medición es  $V_{in} \cong 1,5V_p$ .

La segunda parte es con una señal de entrada que tiene una amplitud 10 veces menor. Es decir  $V_{in} \cong 150mV_p$ .

Tensión de entrada ( $V_p$ )	Ganancia
1,5	13,3
150m	14,13

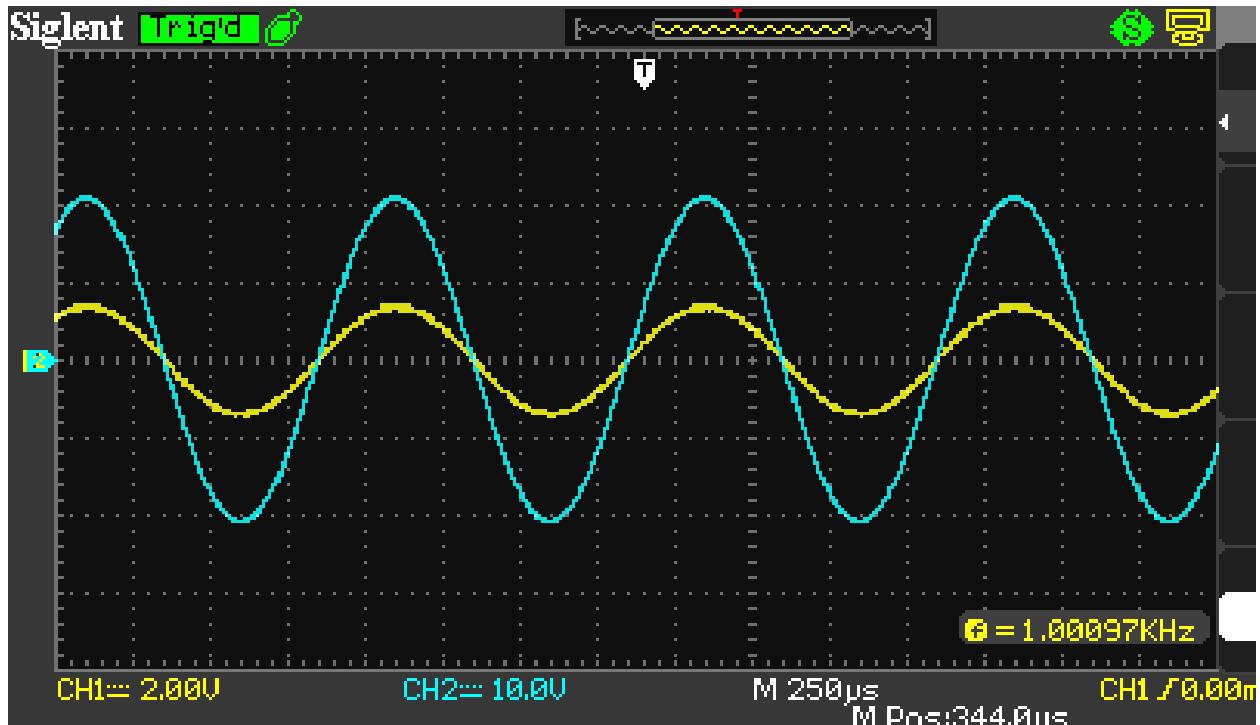
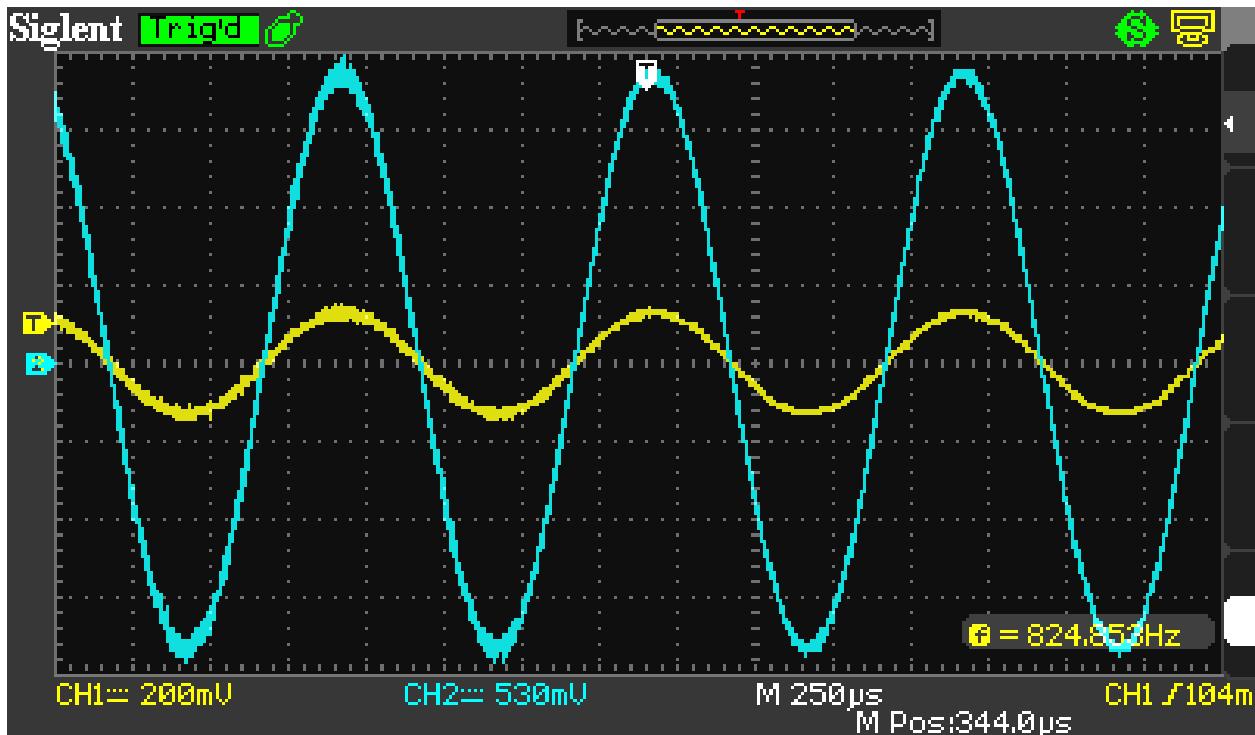


Figura 52: Amplificación con  $V_{in} = 1,5V_p$

Figura 53: Amplificación con  $V_{in} = 150mV_p$ 

## Sensibilidad

Mediremos el valor eficaz de la señal senoidal de 1KHz aplicada a la entrada de forma tal de producir la potencia especificada a la salida con carga.

La potencia especificada es  $25W$ , por lo tanto  $\frac{(V)}{\sqrt{2}}^2 = 25W \Rightarrow V = 20V_p \Rightarrow V_{ef} = \frac{20V_p}{\sqrt{2}} = 14,14V$

La imagen de la medición se muestra a continuación:



Figura 54: Medición de la Sensibilidad

## Potencia Máxima de Salida

En la primer parte de esta medición tenemos a la entrada una senoidal de 1KHz, con una amplitud tal que a la salida se obtenga la amplitud máxima antes de tener recorte, con carga. Este dato lo tenemos de la primera medición con señal,  $Pot_{max} = \frac{(23,6V_p)}{\sqrt{2}} = 34,8W$ , para esto la señal de entrada es  $V_{in} = 1,64V_p$ .

La segunda parte es con una señal de misma frecuencia pero cuadrada, la máxima amplitud a la salida sin distorsión (con carga), la calculamos también en la primera medición con señal,  $Pot_{max} = \frac{(24V_p)}{\sqrt{2}} = 36W$ , esto se logra con una tensión de entrada  $V_{in} = 1,6V_p$ .

Los resultados de las mediciones se muestran a continuación:

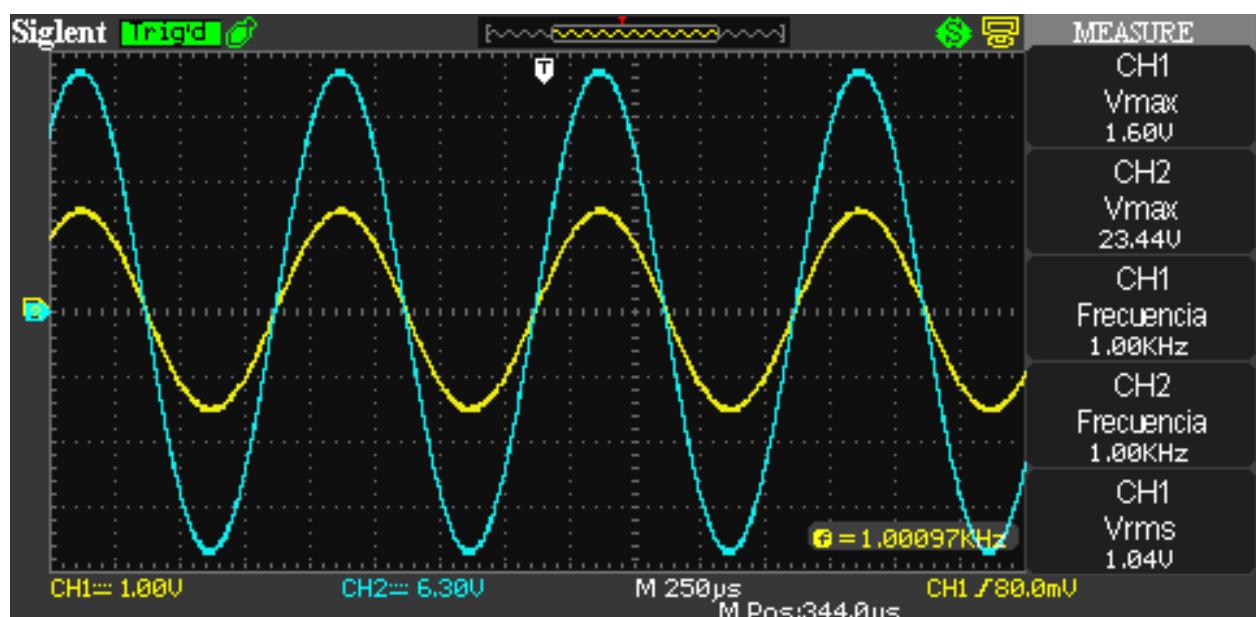


Figura 55: Potencia máxima de salida con entrada senoidal

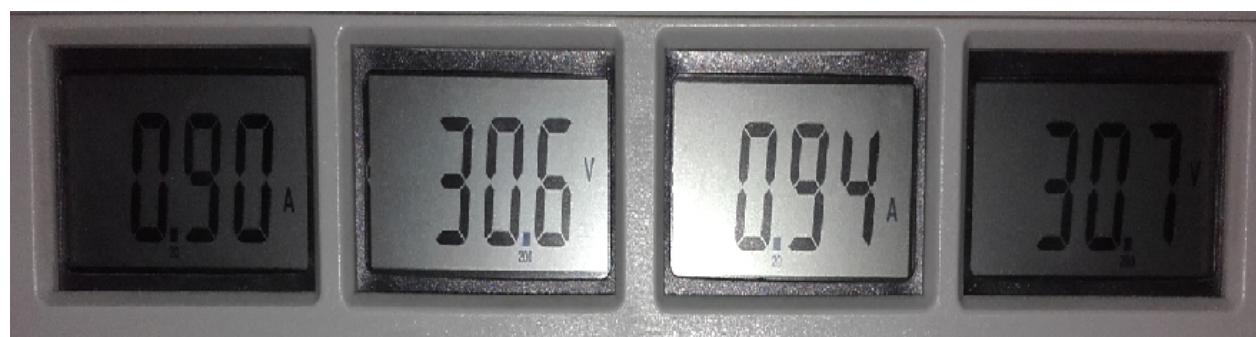


Figura 56: Valores de  $V_{cd+}$  y  $V_{cd-}$  con entrada senoidal

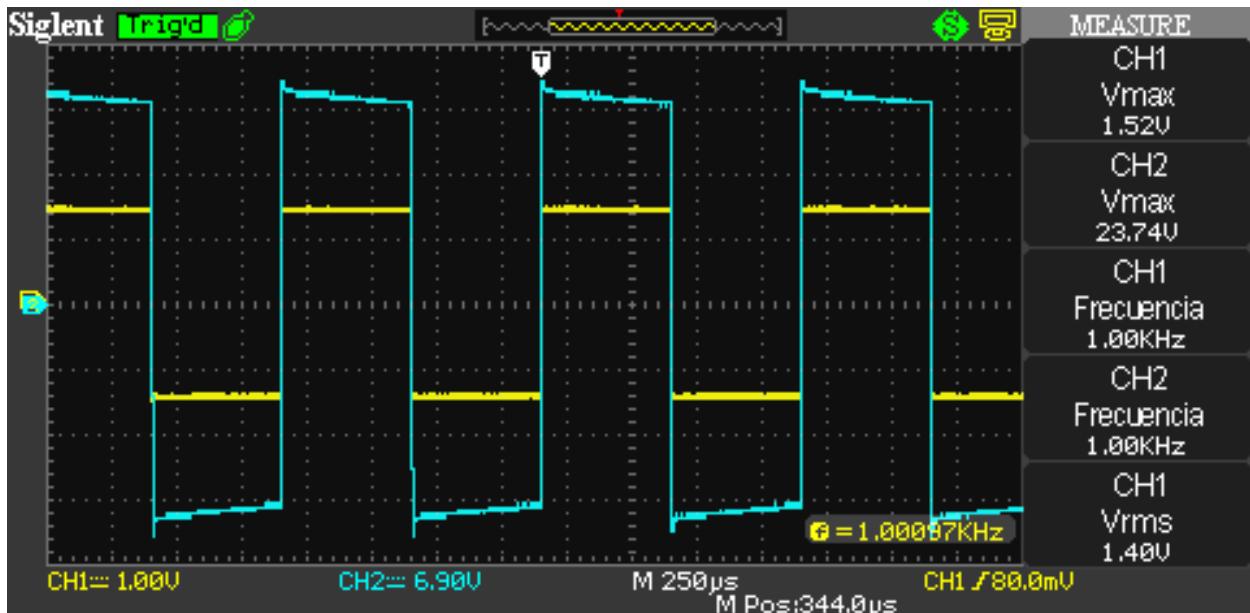


Figura 57: Potencia máxima de salida con entrada cuadrada



Figura 58: Valores de  $V_{cd+}$  y  $V_{cd-}$  con entrada cuadrada

En este caso, en las mediciones obtuvimos una potencia máxima mayor a la especificada en la teoría y simulaciones.

### Ancho de Banda

En estas mediciones, obtuvimos los puntos de la tensión de entrada y salida, a medida que íbamos subiendo la frecuencia de la señal de entrada. Como debíamos considerar baja potencia un 1 % de la potencia de salida máxima, que por lo calculado antes, sabemos que  $Pot_{max} = 34,8W$  entonces:

$$1\%Pot_{max} = 0,348W \Rightarrow V_o = \sqrt{0,348 \times 8\Omega} \sqrt{2} \Rightarrow V_o = 2,36V$$

23,6V es la máxima señal de salida antes de que se produzca recorte, y la calculada para obtener el 1 % de la potencia máxima es 1/10 de este valor, y entonces la tensión de entrada debe ser aproximadamente  $V_{in} = 160mV$ . De esta manera evitamos que la señal de salida deformé por el efecto de Slew Rate a frecuencias altas.

La segunda medición es el ancho de banda de potencia, en este caso debido a la deformación por Slew Rate, en frecuencias altas fue necesario ir reduciendo el nivel de la señal de entrada. Por eso, a partir de 50KHz tuvimos que empezar a reducir la amplitud de la señal de entrada.

Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

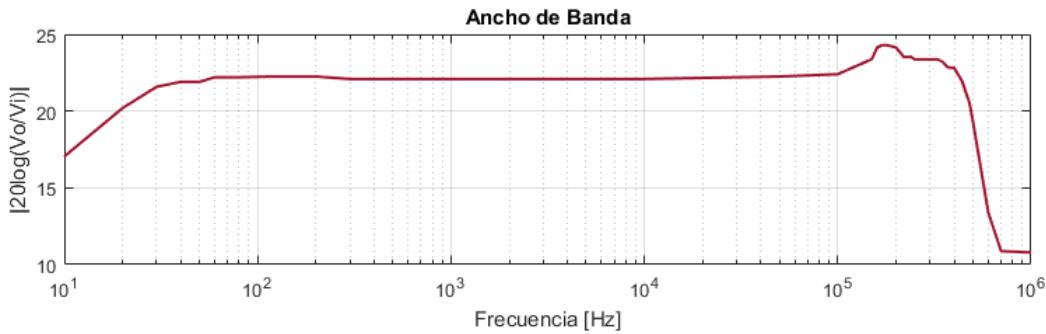


Figura 59: Ancho de Banda

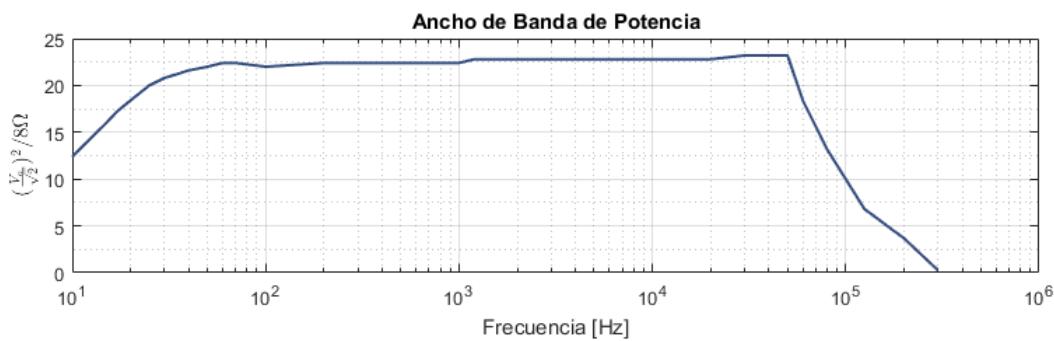


Figura 60: Ancho de Banda de Potencia

## Slew Rate

Para medir el Slew Rate, conectamos a la entrada un generador de senoidal de una frecuencia de  $1KHz$  y con amplitud  $V_{in} = 1,64V_p$ , que es la tensión de entrada para la cual se obtiene la máxima excusión de salida. Aumentamos la frecuencia hasta que observamos una deformación de la onda, esto es a partir de  $f_{SR} = 442,23KHz$ . Una vez obtenido el valor de  $f_{SR}$ , cambiamos a la entrada una señal rectangular con la frecuencia calculada y amplitud  $V_{in} = 1,6V_p$ , con la que se obtiene máxima excusión de salida sin recorte, de esta forma podemos calcular el Slew Rate:

$$SR = \frac{18V - (-17,6V)}{10 \times 500nseg} \Rightarrow$$

$$SR = 7,12 \frac{V}{\mu seg}$$

A continuación se muestra la medición realizada:

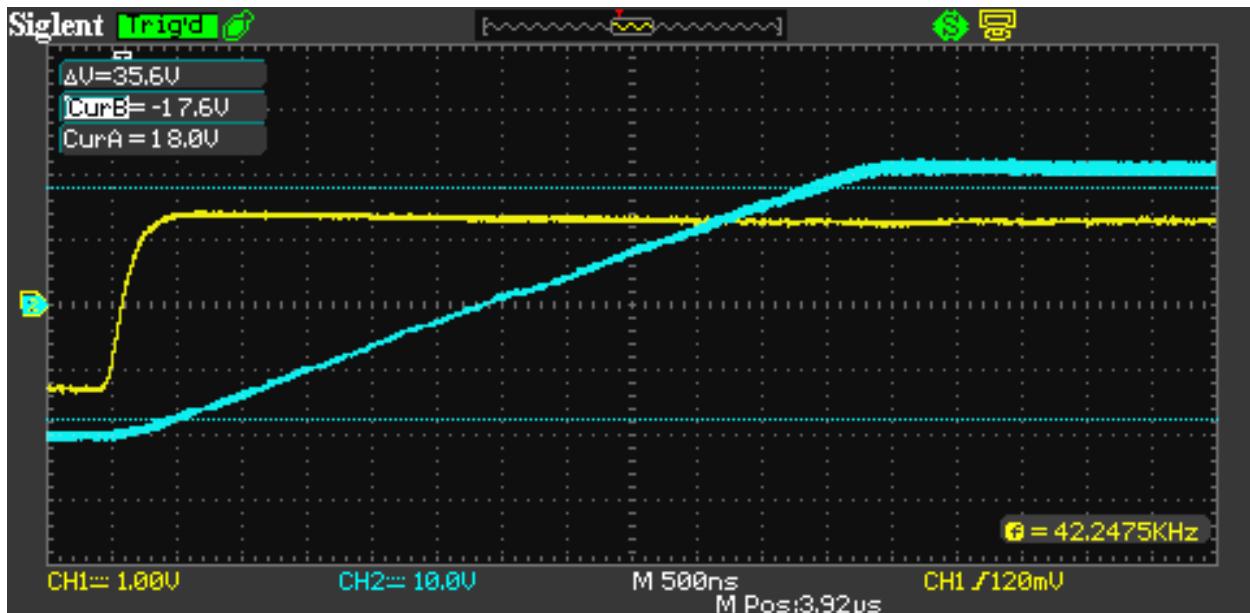


Figura 61: Medición de Slew Rate

### Impedancia de Entrada

Para medir la impedancia de entrada, colocamos un potenciómetro de 100k en serie con la entrada, dado que en las simulaciones, obtuvimos que  $Z_i = 65K\Omega$ . Variamos el potenciómetro hasta que la tensión en el nodo de entrada del circuito tenía la mitad de amplitud que la señal del generador, que era una senoidal de 1KHz. En la figura 66, se muestra la conexión que realizamos para esta medición:

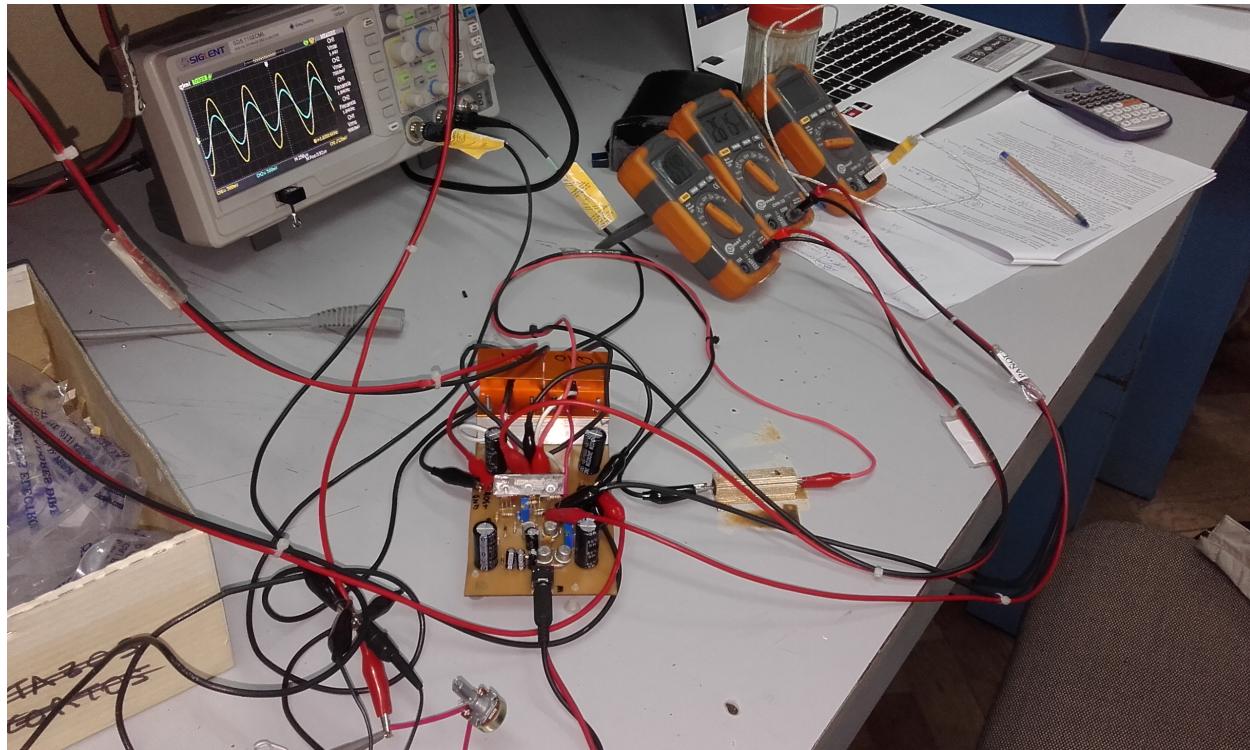


Figura 62: Banco de medición para impedancia de entrada

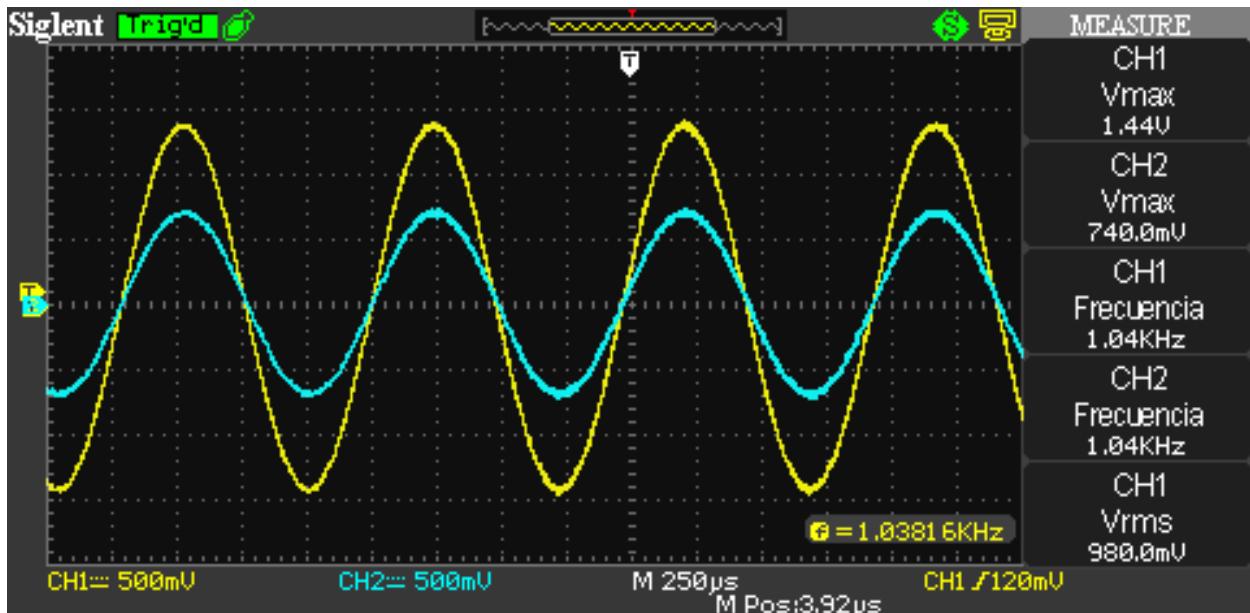


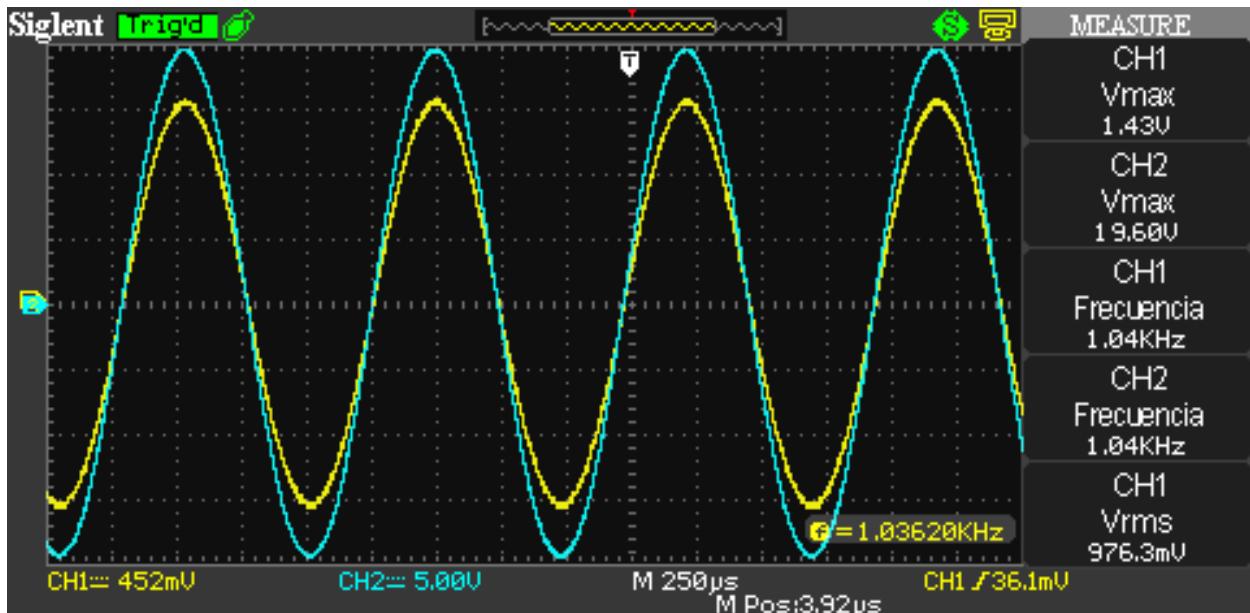
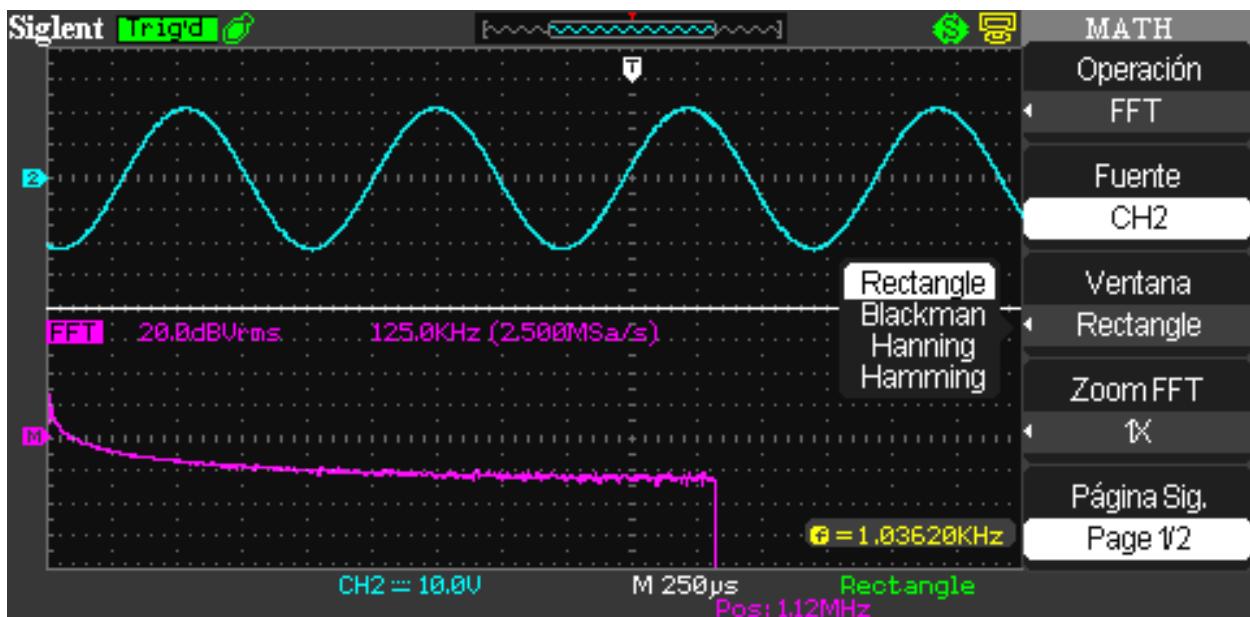
Figura 63: Tensión de generados y tensión de entrada

En la figura se puede apreciar que cae la mitad de la tensión en el nodo de entrada, esto sucede para una resistencia  $Z_i = 62,7k\Omega$ , lo que da aproximadamente el valor hallado por simulación, que es  $Z_i = 65k\Omega$ .

### Impedancia de Salida

Para medir la impedancia de salida, conectamos el generador a la entrada, con una señal de frecuencia 1KHz, medimos la tensión en vacío  $V_o$  y una con la carga de  $8\Omega$   $V_c$ , a una amplitud que permita obtener la mayor resolución posible en el voltímetro. Luego calculamos la impedancia de salida de la siguiente forma :

$$Z_o = R_{carga} \frac{V_o}{V_c} - 1$$

Figura 64:  $V_{RMS}$  a la salida en vacíoFigura 65:  $V_{RMS}$  a la salida con carga nominal

En este caso, la impedancia de salida nos dió :

$$Z_o = 8\Omega \frac{19,6V_p/\sqrt{2}}{20V_p/\sqrt{2}} - 1 \Rightarrow$$

$$\boxed{Z_o = 0,16\Omega}$$

Aunque es un resistencia muy baja, no llega a los  $0,043\Omega$  obtenidos en la simulación.

## Factor de Amortiguamiento

Para esta medición, sólo tomaremos el valor del factor de amortiguamiento para 1KHz, mediante el siguiente cálculo:

$$F_A = \frac{Z_{CARGANOMINAL}}{Z_{SALIDA}} = \frac{8\Omega}{0,16\Omega} \Rightarrow$$

$$F_A = 50$$

## Distorsión Armónica

La distorsión se calcula como:

$$DA = 100 \sqrt{\frac{\sum a_i^2}{a_1}}$$

Donde  $a_i$  son los armónicos con  $i = 2, 3, \dots, N$  y  $a_1$  es el primer armónico o fundamental.

Con la señal de entrada al 90 % de amplitud antes de que llegue a distorsionar, medimos un osciloscopio la FFT de la salida, el resultado se muestra a continuación:

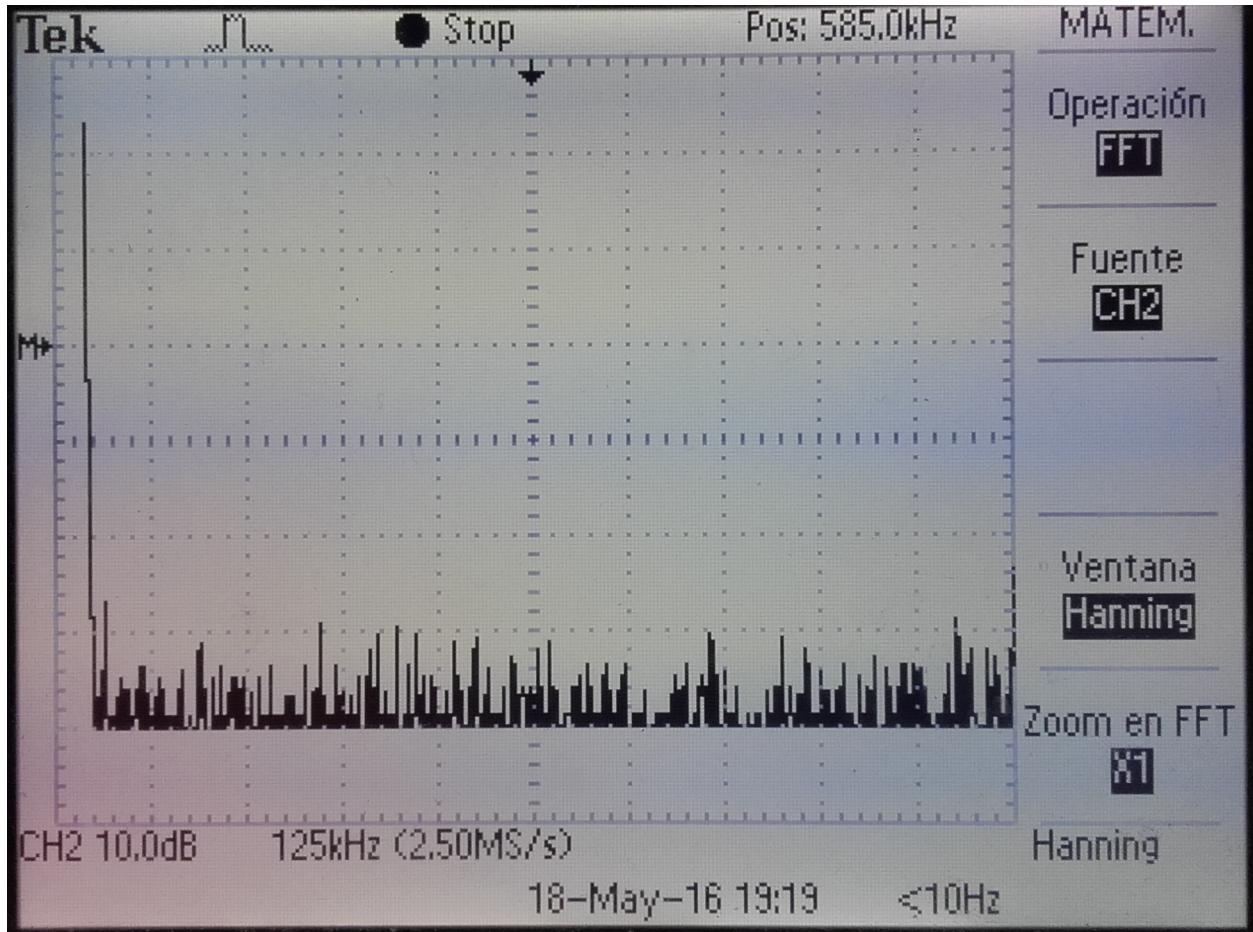


Figura 66: Distorsión Armónica



Según las mediciones realizadas, la distorsión es :

$$DA = 100 \frac{4,22V_p/\sqrt{2} + 3,55V_p/\sqrt{2}}{1,33kV_p/\sqrt{2}} \Rightarrow$$

$DA = 0,58\%$

## Temperaturas de Operación

En las tablas 6 y 7 se muestran los resultados de la medición de la temperatura sobre los elementos del circuito:

Elemento	Temperatura (°C)
$R_{Carga}$	184,3
Cápsula transistor $Q_{10}$	89,4
Cápsula transistor $Q_9$	89,1
Disipador	86,4
Aire (cerca de disipador)	47,8
R - Emisor cerámico	38,3
Multiplicador $V_{be}$	32,8
BC548	46
Limitador de corriente - 2N2904	23,9
Limitador de corriente - 2N2904	22,8
Par Diferencial $Q_2$ - 2N2904	23,9
Par Diferencial $Q_1$ - 2N2904	23,9
Acomplamiento térmico (arriba)	33,3
Acomplamiento térmico (medio)	34,4
Acomplamiento térmico (abajo)	34,4

Tabla 6: Temperaturas con señal de entrada senoidal y máxima excusión de salida sin recorte

Elemento	Temperatura (°C)
$R_{Carga}$	232,2
Cápsula transistor $Q_{10}$	81,1
Cápsula transistor $Q_9$	77,8
Disipador	75,6
Aire (cerca de disipador)	48,9
R - Emisor cerámico	63,3
Multiplicador $V_{be}$	32,8
BC548	32,2
Limitador de corriente - 2N2904	23,8
Limitador de corriente - 2N2904	23,3
Par Diferencial $Q_2$ - 2N2904	23,3
Par Diferencial $Q_1$ - 2N2904	23,3
Acomplamiento térmico (arriba)	30
Acomplamiento térmico (medio)	30
Acomplamiento térmico (abajo)	31,1

Tabla 7: Temperaturas con señal de entrada cuadrada y máxima excusión de salida sin recorte



## 5. Conclusiones

Durante el ajuste de los valores de los componentes se notó que la modificación un parametro influía notoriamente en el resto del circuito, por lo que para llegar a los valores finales se debió tener en cuenta cómo se afectaban entre sí las distintas partes del circuito para así llegar a las especificaciones esperadas.

A pesar de haber colocado las resistencias anti embalamiento térmico y haber acoplado térmicamente los transistores, al probar el prototipo se observó embalamiento térmico. Lo observado fue que el circuito funcionaba durante algunos minutos y luego dejaba de funcionar, tomando toda la corriente entregada por la fuente. Como consecuencia de este fenómeno debieron reemplazarse en dos ocasiones los transistores de todo el circuito, hasta que finalmente se solucionó el problema aumentando significativamente los valores de las resistencias anti embalamiento térmico, de  $0,22\ \Omega$  a  $12\ \Omega$ . Esta modificación no afectó la ganancia del circuito.

En cuanto al funcionamiento del amplificador, las mediciones reflejaron resultados acordes a lo simulado, e incluso mejores en ciertos aspectos.