

TP N°4: Diseño y construcción de un mini-amplificador de audio

Accifonte, Franco - 93799
franco.accifonte@gmail.com

Iturria, Germán - 86270
german.iturria@gmail.com

Vázquez, Matías - 91523
mfvazquez@gmail.com

2 de diciembre de 2014

En el siguiente trabajo se realizará el diseño y construcción de un mini-amplificador de audio empleando un amplificador de source común. Se iniciará el diseño mediante cálculos teóricos para luego verificar los resultados obtenidos mediante simulaciones y finalmente implementar el circuito. Finalmente se realizarán comparaciones entre los resultados obtenidos por cada método.

1. Especificaciones

Se requiere construir un circuito simple que amplifique la tensión que genera un micrófono de bobina móvil de $600\ \Omega$, considerando que mantenga una señal de $25\text{ m}\hat{V}$, para que pueda ser digitalizada por un conversor digital **MAX1393**. El grabador se alimenta con una batería de $1,5\text{ V}$ (1200 mAh de carga), y debe minimizarse tanto como sea posible el consumo de potencia del sistema. Las condiciones de diseño del amplificador son:

- La salida del amplificador debe permitir la máxima excursión posible entre 0 V y 5 V , que es el rango de entrada del conversor A/D.
- La resistencia de salida del amplificador debe ser menor a $5\text{ k}\Omega$.
- La potencia de continua debe ser tal que permita su uso por más de 24 hs .
- Se debe obtener la mayor ganancia posible, respetando lo anterior.
- El amplificador debe ser emisor común, es decir, debe utilizarse el transistor **TBJ BC548**.
- Se debe considerar que la resistencia que presenta el conversor A/D al amplificador es mayor a $1\text{ M}\Omega$.

2. Diseño del amplificador

Se definió el circuito mostrado en la figura 1. Utilizando los siguientes valores.

- $R_S = 600\ \Omega$
- $R_L = 1\text{ M}\Omega$
- $V_{CC} = 1,5\text{ V}$
- $v_s = 25\text{ m}\hat{V}$
- $C_{in} = C_{out} = 1\ \mu\text{F}$

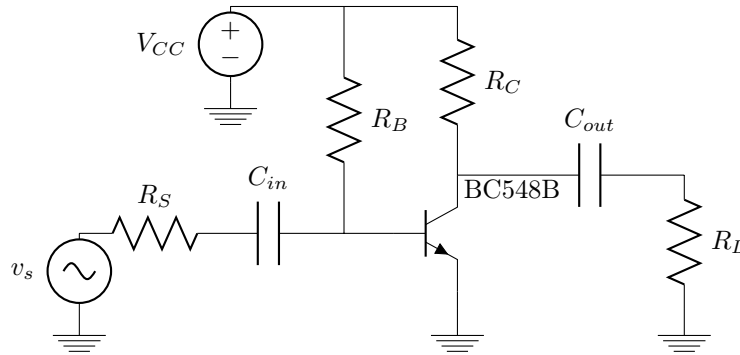


Figura 1: Circuito amplificador

Para los cálculos se utilizaron los parámetros obtenidos del transistor 1 en el Trabajo Práctico N°2 ya que es el transistor que se utilizará al armar el circuito.

- $\beta = 361$
- $V_{th} = 26,95 \text{ mV}$
- $V_A = 36,05 \text{ V}$
- $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$

2.1. Punto de polarización

Considerando a los capacitores como circuitos abiertos y pasivando la fuente de señal v_s obtenemos el circuito mostrado en la figura 2.

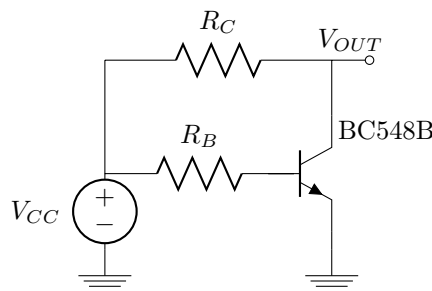


Figura 2: Circuito amplificador en DC

Se consideró la ecuación 1 para los cálculos ya que es cuando se obtiene la máxima eficiencia.

$$V_{OUT} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1)$$

Asumiendo que el TBJ está en MAD y aplicando mallas al circuito de la figura 2 obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$V_{CC} - V_{BE} = I_B R_B$$

$$V_{CC} - V_{OUT} = I_C R_C$$

Y teniendo cuenta que $I_C = \beta I_B$ y la ecuación número 1 obtenemos las siguientes relaciones de R_C y R_B respecto a I_C :

$$R_C = \frac{V_{CC}}{2I_C} \quad (2)$$

$$R_B = \frac{(V_{CC} - V_{BE})\beta}{I_C} \quad (3)$$

Luego se verificó que el punto Q este en zona de MAD teniendo en cuenta la ecuación 2:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2} = 0,75 \text{ V} > V_{CE_{sat}} \approx 0,2 \text{ V}$$

Finalmente, debido a que la potencia de continua debe ser tal que permita su uso por más de 24 hs y la batería cuenta con 1200 mAh de carga, podemos obtener la cota máxima de la corriente I_C . Se consideró también la corriente I_B despreciable respecto a I_C , así toda la corriente suministra la batería será I_C .

$$I_C \leq \frac{1200 \text{ mAh}}{24 \text{ hs}}$$

Por lo tanto:

$$I_C \leq 50 \text{ mA} \quad (4)$$

2.2. Modelo de pequeña señal

Pasivando las fuentes de tensión continua y reemplazando el transistor por su modelo equivalente de pequeña señal, se obtuvo el circuito de la figura 3.

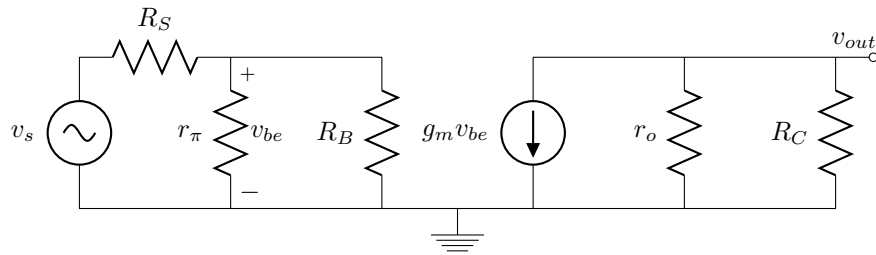


Figura 3: Circuito amplificador en AC

$$r_\pi = \frac{V_{th}\beta}{I_C} \quad (5)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_{th}} \quad (6)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (7)$$

Del circuito 3 se obtiene v_{out}

$$v_{out} = -g_m v_{be} (r_o // R_C)$$

Luego la ganancia de tensión sin carga es

$$A_{vo} = \frac{v_{out}}{v_{be}} = -g_m (r_o // R_C)$$

Reemplazando las ecuaciones 2, 6 y 7 se obtiene

$$A_{vo} = -\frac{I_C}{V_{th}} \frac{\frac{V_A V_{CC}}{2I_C^2}}{\frac{V_A}{I_C} + \frac{V_{CC}}{2I_C}}$$

Simplificando se obtiene

$$A_{vo} = -\frac{V_A V_{CC}}{V_{th} (2V_A + V_{CC})} \quad (8)$$

Es importante notar que A_{vo} sólo depende de V_{CC} , ya que para un mismo transistor V_A y V_{th} permanecen constantes.

Reemplazando los valores obtenemos la ganancia A_{vo}

$$A_{vo} = -28,26$$

A continuación se analizaron las tres causas de distorsión para obtener las cotas de I_C

2.2.1. Distorsión por alinealidad

Para que se pueda utilizar el modelo de pequeña señal del TBJ, se debe cumplir que $v_{be} \leq 10 \text{ m}\hat{V}$, ya que este valor es una cota máxima en la que una vez superado se pierde la linealidad de las ecuaciones utilizadas y se observa la distorsión en la salida con respecto a la señal de entrada, por lo tanto se calcula el valor máximo de r_π para que al conectar el micrófono en la entrada (con su resistencia interna), la caída de tensión v_{be} no supere este valor máximo.

Primero se obtiene la cota de v_{out} para poder compararla con las cotas de las otras distorsiones. Y recordando que v_{be} y v_{out} están en contra fase:

$$v_{be;max} = \frac{v_{out;min}}{A_{vo}} = 10 \text{ m}\hat{V}$$

Se despeja y calcula $v_{out;min}$

$$v_{out;min} = v_{be;max} A_{vo} = 10 \text{ m}\hat{V}(-28,26) = -282,6 \text{ m}\hat{V}$$

Como v_{out} es una señal sinusoidal $v_{out;max} = -v_{out;min}$ entonces $v_{out;max} = 282,6 \text{ m}\hat{V}$. Por lo tanto la cota de v_{out} para la distorsión por alinealidad será:

$$v_{out} \leq 282,6 \text{ mV} \quad (9)$$

Luego asumiendo que $r_\pi \ll R_B$ se obtiene $(r_\pi // R_B) \approx r_\pi$. Con la aproximación anterior resolvemos el divisor de tensión del circuito de la figura 3 entre las resistencias r_π y R_S .

$$v_{be} = v_s \frac{r_\pi}{R_S + r_\pi}$$

Como $v_{be} \leq 10 \text{ m}\hat{V}$:

$$v_s \frac{r_\pi}{R_S + r_\pi} \leq 10 \text{ m}\hat{V}$$

Despejando r_π y reemplazando datos se obtiene:

$$r_\pi \leq 400 \Omega \quad (10)$$

Finalmente reemplazando la ecuación 5 en la inecuación 10 se obtiene:

$$\frac{V_{th}\beta}{I_C} \leq 400 \Omega$$

Despejando I_C y reemplazando datos obtenemos:

$$I_C \geq 24,32 \text{ mA} \quad (11)$$

2.2.2. Distorsión por corte

Para v_s demasiado negativa el transistor entra en corte, entonces toda la corriente de señal circula por la resistencia R_C .

Se calcula la cota máxima de v_{out} , reemplazando la ecuación 1

$$v_{out;max} = V_{CC} - V_{OUT} = 1,5 \text{ V} - 0,75 \text{ V} = 0,75 \text{ V}$$

Por lo tanto la cota de v_{out} para la distorsión por corte será:

$$v_{out} \leq 750 \text{ mV} \quad (12)$$

La cota máxima de v_{out} por alinealidad es menor a la cota por corte. Por lo que evitando la distorsión por alinealidad se estará evitando la distorsión por corte.

2.2.3. Distorsión por saturación

Para v_s muy positiva el TBJ entra en régimen de saturación. El caso límite tolerable es:

$$v_{out;max} = V_{OUT} - V_{sat} = 0,75 \text{ V} - 0,3 \text{ V} = 0,45 \text{ V}$$

Por lo tanto la cota de v_{out} para la distorsión por saturación será:

$$v_{out} \leq 450 \text{ mV} \quad (13)$$

Nuevamente la cota máxima de v_{out} por alinealidad es menor a la cota por saturación. Por lo tanto evitando distorsión por alinealidad se estará también evitando distorsión por saturación.

2.3. Elección de I_C , R_C y R_B

La cota mínima de I_C es debido a la distorsión por alinealidad y su cota máxima es debido a que el amplificador pueda ser usado por más de 24hs.

$$24,32 \text{ mA} \leq I_C \leq 50 \text{ mA} \quad (14)$$

Mediante las ecuaciones 2 y 3 obtenemos las cotas para R_C y R_B , respectivamente.

$$30,84 \Omega \leq R_C \leq 15 \Omega \quad (15)$$

$$11,88 \text{ k}\Omega \leq R_B \leq 5,78 \text{ k}\Omega \quad (16)$$

Finalmente se fijó $I_C = 35 \text{ mA}$ y en base a ese valor y a las ecuaciones 2 y 3 se calculó $R_C = 21,4 \Omega$ y $R_B = 8,25 \text{ k}\Omega$. Como se utilizarán valores normalizados de resistencias se optó por utilizar $R_C = 25 \Omega$. Para R_B se tomó el valor normalizado mas cercano al calculado $R_B = 8,2 \text{ k}\Omega$.

Por lo tanto los valores a utilizar serán:

$$I_C = 35 \text{ mA}$$

$$R_C = 25 \Omega$$

$$R_B = 8,2 \text{ k}\Omega$$

2.4. Cálculo teórico

Con las I_C , R_C y R_B definidas, se realizaron los siguientes cálculos¹:

- $I_C = 35 \text{ mA}$

- $I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{35 \text{ mA}}{361} = 96,95 \mu\text{A}$

- $r_\pi = \frac{V_{th}}{I_B} = \frac{26,25 \text{ mV}}{96,95 \mu\text{A}} = 270,76 \Omega$

- $g_m = \frac{I_C}{V_{th}} = \frac{35 \text{ mA}}{26,25 \text{ mV}} = 1,34 \frac{\text{A}}{\text{V}}$

- $r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{36,05 \text{ V}}{35 \text{ mA}} = 1,03 \text{ k}\Omega$

- $v_{in} = v_{be} = v_s \frac{r_\pi}{R_S + r_\pi} = 25 \text{ m}\hat{V} \frac{270,76 \Omega}{600 \Omega + 270,76 \Omega} = 7,78 \text{ m}\hat{V}$

- $|A_{vo}| = 28,26$

- $v_{out} = |A_{vo}| v_{in} = 28,26 \cdot 7,78 \text{ m}\hat{V} = 219,86 \text{ m}\hat{V}$

- $|A_{vs}| = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{219,86 \text{ m}\hat{V}}{25 \text{ m}\hat{V}} = 8,79$

¹Las tensiones de alterna calculadas serán sus valores picos positivos, por lo que nos manejaremos con los módulos de las ganancias

- $V_{BE} = V_{CC} - I_B R_B = 1,5 \text{ V} - 96,95 \mu\text{A} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 530,5 \text{ mV}$
- $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 1,5 \text{ V} - 35 \text{ mA} \cdot 24 \Omega = 660 \text{ mV}$
- $R_{IN} = r_\pi // R_B = \frac{270,76 \Omega \cdot 8,2 \text{ k}\Omega}{270,76 \Omega + 8,2 \text{ k}\Omega} = 262,1 \Omega$
- $R_{OUT} = r_o // R_C = \frac{1,03 \text{ k}\Omega \cdot 25 \Omega}{1,03 \text{ k}\Omega + 25 \Omega} = 24,41 \Omega$
- $\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} = \frac{\frac{v_{out}^2}{2R_C}}{V_{CC} I_C} = \frac{v_{OUT}^2}{2R_C V_{CC} I_C} = \frac{(625 \text{ mV})^2}{2 \cdot 24 \Omega \cdot 1,5 \text{ V} \cdot 35 \text{ mA}} = 0,155 \Rightarrow \eta \% = 15,5 \%$

2.5. Dispersión de β

De la hoja de datos se obtuvieron $\beta_{min} = 200$ y $\beta_{max} = 450$. En la ecuación 8 se deduce que A_{vo} solo depende de V_{CC} por lo tanto la variación de β no afectará a la ganancia.

Al cambiar β la tensión V_{BE} será constante dado que es el terminal de control. La tensión V_{CE} variará debido a que I_C variará y por ende variará la tensión en R_C .

Se calculó I_C y V_{CE} para los distintos β siendo:

$$I_B = 96,95 \mu\text{A}$$

$$V_{BE} = 530,5 \text{ mV}$$

$$|A_{vo}| = 28,26$$

para ambos casos ya que no varían.

- $\beta = \beta_{min} = 200$
 - $I_C = I_B \beta = 96,95 \mu\text{A} \cdot 200 = 19,39 \text{ mA}$
 - $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 1,5 \text{ V} - 19,39 \text{ mA} \cdot 24 \Omega = 1,03 \text{ V}$
- $\beta = \beta_{max} = 450$
 - $I_C = I_B \beta = 96,95 \mu\text{A} \cdot 450 = 43,63 \text{ mA}$
 - $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 1,5 \text{ V} - 43,63 \text{ mA} \cdot 24 \Omega = 453 \text{ mV}$

Cuando $\beta = \beta_{min} = 200$ el valor de I_C está por debajo de la cota mínima de la inecuación 14. Por lo tanto la señal de salida estará distorsionada por alinealidad y por esta razón no es un diseño robusto ya que la variación de β es muy amplia.

2.6. Comparación con source común

Comparando las configuraciones Source común y Emisor común, se observa que la configuración source común posee una alta impedancia de entrada (infinita), mientras que la configuración Emisor común posee una mediana impedancia de entrada $r_\pi // R_B$. Con respecto a la impedancia de salida, las dos configuraciones poseen un rango medio, en Source común su valor es $r_o // R_D$ y en Emisor común vale $r_o // R_C$. Dado que sus valores de r_o resultan similares, se puede decir que poseen una impedancia de salida parecida.

Una ventaja del uso de transistores MOSFET es que se lograría evitar la dispersión de β .

3. Simulación del circuito

Se simuló mediante *Spice* el circuito de la figura 1. Siendo $R_C = 24 \Omega$ y $R_B = 8,2 \text{ k}\Omega$ y los capacitores de $1 \mu\text{F}$. Se utilizó como transistor un modelo genérico modificado con los datos del transistor utilizado en los cálculos teóricos. Utilizamos este modelo de transistor ya que es el que tiene menos diferencias con el transistor que se utilizará, especialmente por tener el mismo β . Para agregarle los parámetros se aplicó el siguiente comando:

```
.MODEL MiModelo NPN (BF=361 IS=106.239f VAF=36.05432)
```

Luego se obtuvieron todos los parámetros calculados en la sección anterior:

- $I_C = 36 \text{ mA}$
- $I_B = 100 \mu\text{A}$
- $r_\pi = \frac{V_{th}}{I_B} = \frac{26,25 \text{ mV}}{100 \mu\text{A}} = 262,5 \Omega$
- $g_m = \frac{I_C}{V_{th}} = \frac{36 \text{ mA}}{26,25 \text{ mV}} = 1,37 \frac{\text{A}}{\text{V}}$
- $r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{36,05 \text{ V}}{36 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$
- $v_{in} = v_{be} = 7,5 \text{ m}\hat{V}$
- $v_{out} = 250 \text{ m}\hat{V}$
- $|A_{vo}| = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{250 \text{ m}\hat{V}}{7,5 \text{ m}\hat{V}} = 33,34$
- $|A_{vs}| = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{250 \text{ m}\hat{V}}{25 \text{ m}\hat{V}} = 10$
- $V_{BE} = 685,5 \text{ mV}$
- $V_{CE} = 600 \text{ mV}$
- $\eta = \frac{v_{OUT}^2}{2R_C V_{CC} I_C} = \frac{(600 \text{ mV})^2}{2 \cdot 24 \Omega \cdot 1,5 \text{ V} \cdot 36 \text{ mA}} = 0,1389 \Rightarrow \eta\% = 13,89 \%$

3.1. Obtención de R_{IN}

Simulamos un circuito equivalente al mostrado en la figura 4 siendo el esquema amplificador el amplificador diseñado. Utilizamos una fuente de prueba v_p con un valor de forma que el amplificador no distorsione. Y una resistencia $R_p \approx R_{IN}$ utilizando como referencia el $R_{IN} = 262,1 \Omega$ obtenido en los cálculos teóricos. Por lo tanto los datos utilizados en el circuito fueron:

$$\begin{aligned} v_p &= 10 \text{ m}\hat{V} \\ R_p &= 262,1 \Omega \\ C_{in} &= C_{out} = 1 \mu\text{F} \end{aligned}$$

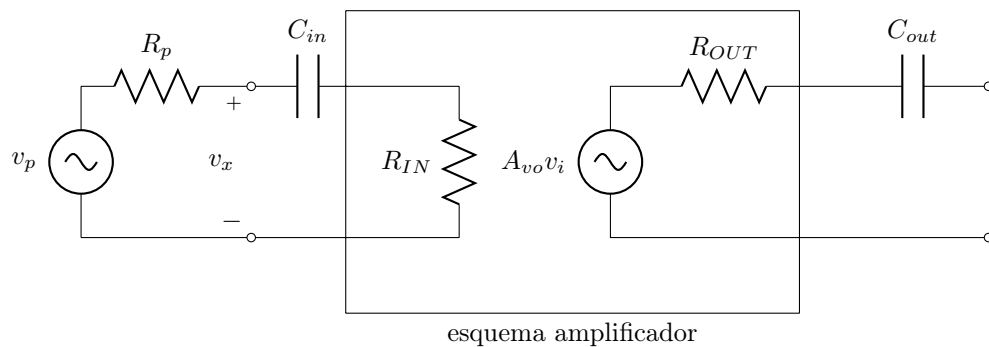


Figura 4: Circuito para la obtención de R_{IN}

Se obtuvo de la simulación la tensión $v_x = 5,5 \text{ m}\hat{V}$. Luego se planteó el divisor de tensión entre R_p y R_{IN} despreciando la impedancia del capacitor Z_C frente a las resistencias:

$$v_x = v_p \frac{R_{IN}}{R_p + R_{IN}}$$

Se despejó R_{IN} y se calculó reemplazando los datos:

$$R_{IN} = R_p \frac{v_x}{v_p - v_x} = 262,1 \Omega \frac{5,5 \text{ m}\hat{V}}{10 \text{ m}\hat{V} - 5,5 \text{ m}\hat{V}} = 320,34 \Omega$$

3.2. Obtención de R_{OUT}

Finalmente para obtener R_{OUT} primero se simuló un circuito equivalente al mostrado en la figura 5 donde el esquema amplificador es el amplificador diseñado. Se utilizó una fuente $v_i = 1 \text{ m}\hat{V}$ para no obtener distorsión en la señal de salida. Y se obtuvo la tensión $A_{vo}v_i = 28,2 \text{ m}\hat{V}$.

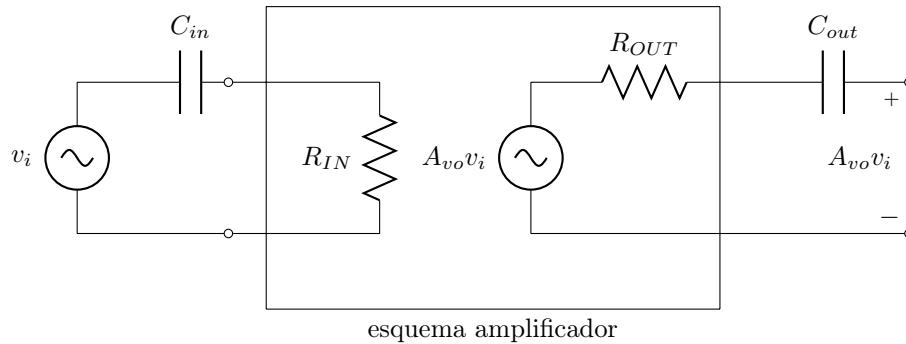


Figura 5: Circuito para la obtención de $A_{vo}v_i$

Finalmente se simuló el circuito de la figura 6 Siendo el amplificador diseñado el esquema amplificador de la figura. Se utilizó la misma resistencia de salida obtenida en los cálculos teóricos como resistencia de prueba $R_p = 24,41 \Omega$. Se obtuvo el valor de $v_o = 4,2 \text{ m}\hat{V}$. Luego se planteó la ecuación del divisor de tensión entre las resistencias R_{OUT} y R_p :

$$v_o = A_{vo}v_i \frac{R_p}{R_{OUT} + R_p}$$

Despejando y reemplazando los datos se obtuvo R_{OUT} :

$$R_{OUT} = R_p \left(\frac{A_{vo}v_i}{v_o} - 1 \right) = R_p = 24,41 \Omega \left(\frac{28,2 \text{ m}\hat{V}}{4,2 \text{ m}\hat{V}} - 1 \right) = 139,5 \Omega$$

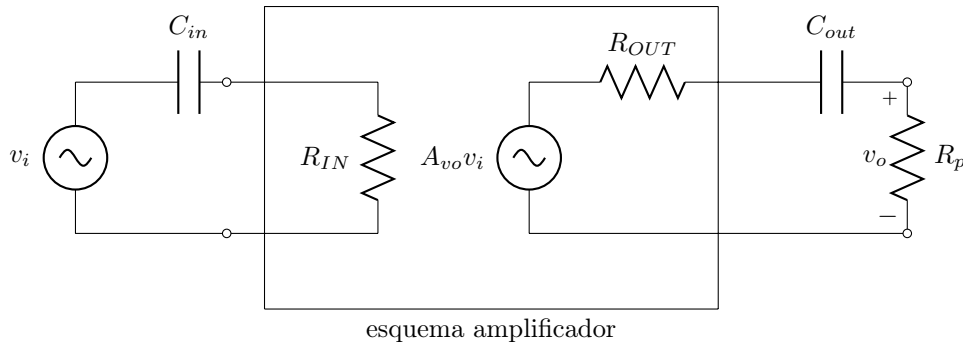


Figura 6: Circuito para la obtención de R_{OUT}

3.3. Señal obtenida

En la figura 7 se puede comparar la señal de entrada y salida simuladas. En donde calculamos la diferencia entre los módulos del valor máximo y mínimo de v_{out} :

$$|v_{out;max} + v_{out;min}| = |238,72 \text{ mV} - 247,72 \text{ mV}| = 9 \text{ mV}$$

Que podemos considerar despreciable respecto a $v_{out;max}$ y $v_{out;min}$.

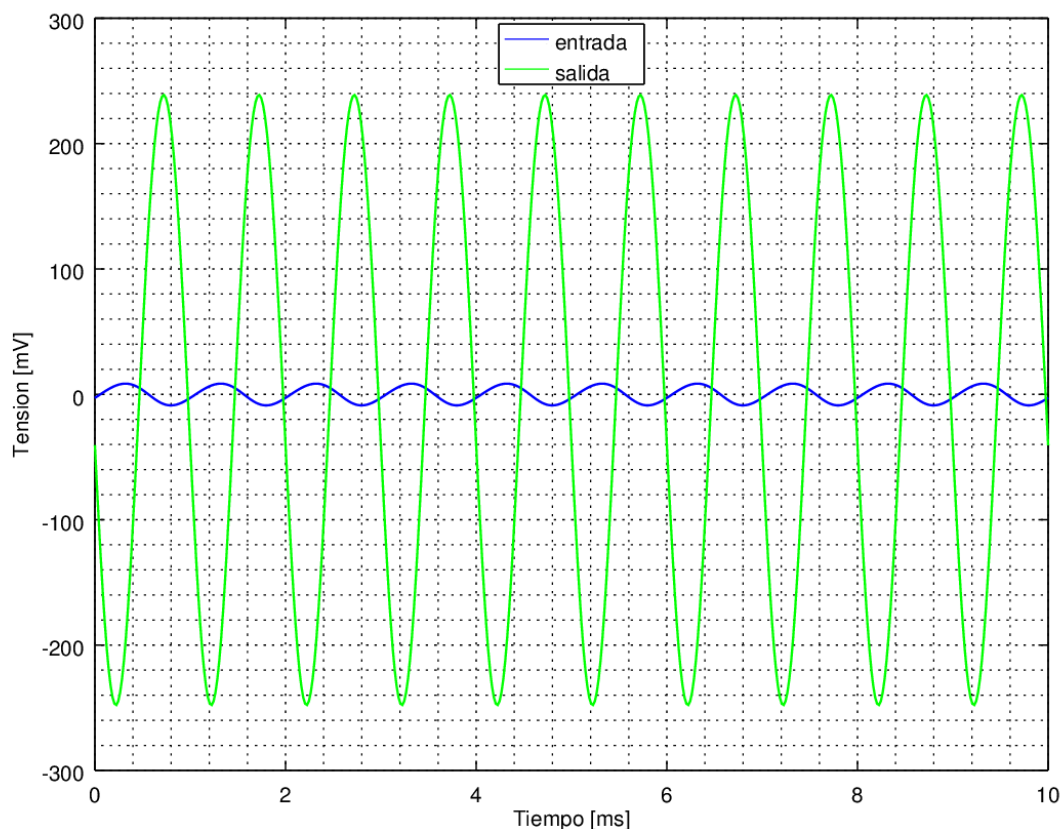


Figura 7: Señales de entrada y salida de la simulación.

3.4. Comparación de los resultados

A continuación se comparan las diferencias obtenidas en los parámetros mediante simulación respecto al cálculo teórico.

X	Cálculo teórico	Simulación	$\frac{X_{teorico} - X_{simulacin}}{X_{teorico}} \cdot 100 \%$
I_C	35 mA	36 mA	-2,8 %
I_B	96,95 μ A	100 μ A	-3,1 %
r_π	270,76 Ω	262,5 Ω	3,1 %
g_m	1,34 A/V	1,37 A/V	-2,2 %
r_o	1,03 k Ω	1 k Ω	2,9 %
v_{in}	7,78 mV	7,5 mV	3,6 %
$ A_{vo} $	28,26	33,34	-18,0 %
v_{out}	218,86 mV	250 mV	-14,2 %
$ A_{vs} $	8,79	10	-13,8 %
V_{BE}	530,5 mV	685,5 mV	-29,2 %
V_{CE}	625 mV	600 mV	4,0 %
R_{IN}	262,1 Ω	320,34 Ω	22,2 %
R_{OUT}	24,41 Ω	138,5 Ω	-467,4 %
$\eta \%$	14,88 %	13,34 %	10,3 %

Tabla 1: Comparación de valores obtenidos mediante simulación y cálculo teórico

4. Mediciones del circuito

Se armó en un *protoboard* el circuito del amplificador diseñado mostrado en la figura 1 y se realizaron las mediciones de todos los parámetros antes calculados. Siendo $R_C = 24 \Omega$ y $R_B = 8,2 \text{ k}\Omega$ resistencias

con tolerancia del 1 % y los capacitores de $1\mu\text{F}$.

4.1. Emulación de la fuente de señal y la carga

Como no se dispuso de un generador que llegue a $25\text{ m}\hat{V}$ sin distorsión y con resistencia serie de 600Ω . Se emuló un circuito de micrófono utilizando un generador con resistencia serie de $R_g = 50\Omega$.

Se partió del circuito mostrado en la figura 8. Fijando $v_g = 100\text{ m}\hat{V}$ y sabiendo que la tensión de salida $v_x = 25\text{ m}\hat{V}$ se resolvió el divisor de tensión entre la resistencia interna del generador R_g y R_1

$$v_x = v_g \frac{R_1}{R_1 + R_g}$$

Despejando R_1 y reemplazando datos:

$$R_1 = R_g \frac{v_x}{v_g - v_x} = 50\Omega \frac{25\text{ m}\hat{V}}{100\text{ m}\hat{V} - 25\text{ m}\hat{V}} = 16,7\Omega$$

Luego se eligió un valor normalizado para R_1 cercano al calculado y modificamos v_g para obtener la tensión de salida deseada. Por lo tanto se optó por elegir

$$R_1 = 18\Omega$$

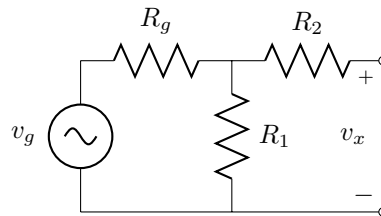


Figura 8: Circuito emulador de micrófono

Para obtener R_2 se pasivó la fuente v_g y se obtuvo R_2 de forma tal que la resistencia equivalente del circuito emulador de micrófono sea de 600Ω . Tal como se muestra en el circuito de la figura 9.

Obteniendo las resistencias equivalentes se llega a:

$$R_{eq} = (R_g // R_1) + R_2$$

Despejando y reemplazando datos obtenemos R_2

$$R_2 = R_{eq} - (R_g // R_1) = 600\Omega - \frac{50\Omega \cdot 18\Omega}{50\Omega + 18\Omega} = 586,8\Omega$$

Finalmente se eligió un valor para R_2 normalizado cercano al calculado. Por lo tanto:

$$R_2 = 620\Omega$$

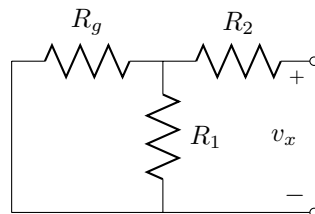


Figura 9: Circuito emulador de micrófono con fuente pasivada

Finalmente para verificar que la resistencia interna del circuito emulador de micrófono sea la deseada, se conectó una resistencia de prueba $R_x = 620\Omega$ y se midió con el osciloscopio el valor pico de la tensión $v_x = 12\text{ m}\hat{V}$ como se muestra en la figura 10. Siendo $v_{in} = 25\text{ m}\hat{V}$ se planteó el divisor de tensión entre R_S y R_x :

$$v_x = v_{in} \frac{R_x}{R_x + R_S}$$

Despejamos R_S y reemplazamos datos:

$$R_S = R_x \frac{v_{in} - v_x}{v_x} = 620 \Omega \frac{25 \text{ m}\hat{V} - 12 \text{ m}\hat{V}}{12 \text{ m}\hat{V}} = 671,7 \Omega$$

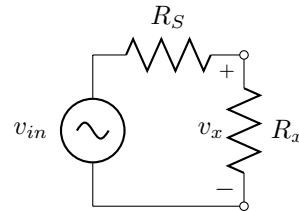


Figura 10: Circuito equivalente del micrófono para la medición de R_S

4.2. Mediciones del circuito

Una vez con el circuito armado se realizaron mediciones comparativas con el osciloscopio midiendo la tensión de entrada y salida. Como resultado se obtuvieron las señales de la figura 11.

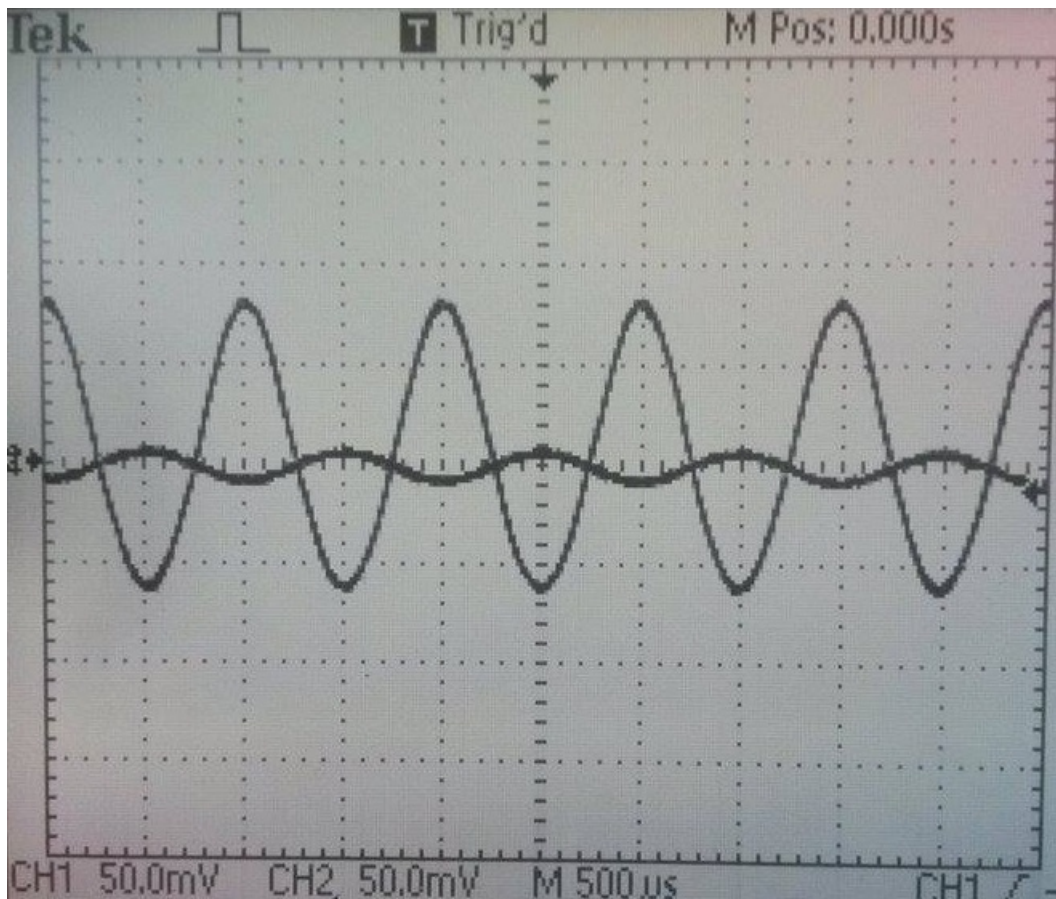


Figura 11: Señales de entrada y salida de la medición.

Como se puede apreciar la señal de salida se encuentra distorsionada. Alcanza un valor pico de $75 \text{ m}\hat{V}$ cuando en la simulación se alcanzó un valor de $240 \text{ m}\hat{V}$. Esto ocurre debido al mal funcionamiento del transistor utilizado ya que en las hojas de datos se indica que con $V_{CE} = 0,3 \text{ V}$ debería estar MAD. Como podemos ver en la figura 12 obtenida en el Trabajo Práctico N°2 el transistor entra en región de MAD al alcanzar una tensión $V_{CE} \approx 1,4 \text{ V}$ y contando solo con una fuente $V_{CC} = 1,5 \text{ V}$ no hay manera de obtener una señal sin distorsión ya que no se puede alcanzar la región de MAD.

—	PHIL.BJT $r_o = 2,450199\text{k}\Omega$ $V_A = 51,84079\text{V}$ $I_{C_{sat}} = 21,157789\text{mA}$
—	SIEMENS $r_o = 3,960928\text{k}\Omega$ $V_A = 88,38723\text{V}$ $I_{C_{sat}} = 22,314781\text{mA}$
—	modelo modificado $r_o = 3,462771\text{k}\Omega$ $V_A = 98,24354\text{V}$ $I_{C_{sat}} = 24,803164\text{mA}$
○	transistor 1 $r_o = 1,610301\text{k}\Omega$ $V_A = 36,05432\text{V}$ $I_{C_{sat}} = 22,389798\text{mA}$
○	transistor 2 $r_o = 1,886962\text{k}\Omega$ $V_A = 44,86326\text{V}$ $I_{C_{sat}} = 23,775390\text{mA}$
○	transistor 3 $r_o = 1,553545\text{k}\Omega$ $V_A = 33,94572\text{V}$ $I_{C_{sat}} = 21,850496\text{mA}$

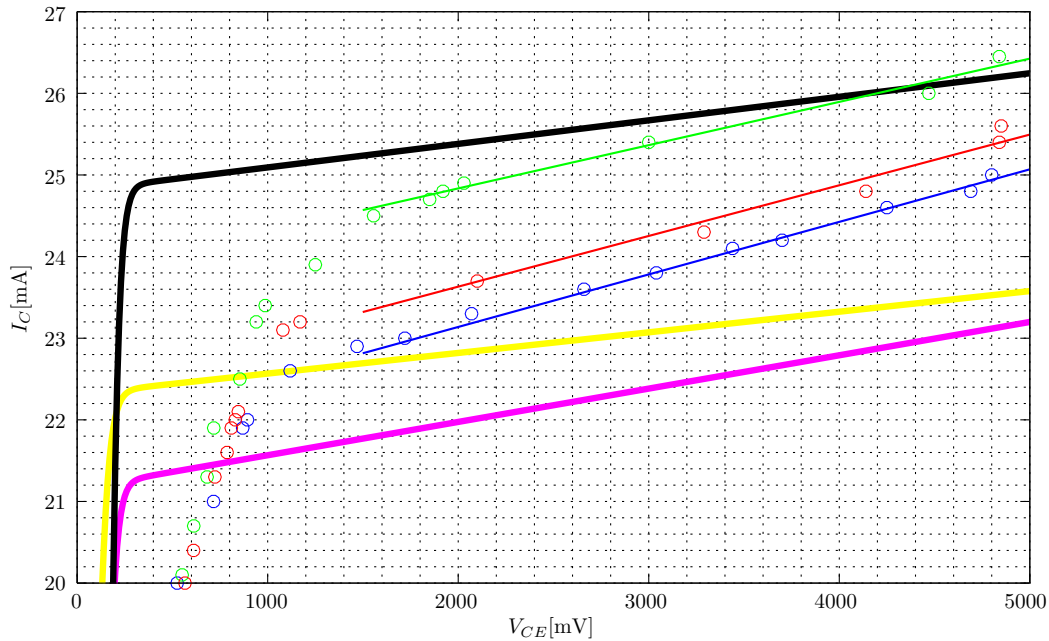


Figura 12: Gráfico I_C vs. V_{CE} .

Parámetro	Transistor 1	Transistor 2	Transistor 3
β	361	253	326
V_{CE}	878 mV	1016 mV	932 mV
V_{BE}	732 mV	724 mV	726 mV
I_C	27,48 mA	21,92 mA	25,24 mA

Tabla 2: Comparación de valores medidos para distintos transistores

5. Conclusiones

Como principal conclusión se debe remarcar la importancia de verificar el correcto funcionamiento de los componentes antes de utilizarlos. En este trabajo se utilizaron transistores con los cuales no se pudo obtener una señal amplificada sin distorsiones debido a que la tensión V_{CE} para entrar en régimen MAD era mayor a la obtenida en las hojas de datos. Por eso es importante haber verificado antes las curvas de salida del transistor.

Otro problema importante es la dispersión del β ya que el circuito diseñado puede presentar distorsiones con distintos transistores. Por lo que sería necesario utilizar circuitos realimentados para evitar la dispersión del β .

Se deben tener en cuenta las posibles distorsiones que pueda presentar la señal de salida. Ya que son los principales limitantes de los parámetros que se deben elegir para armar el circuito.