

Trabajo Práctico N°4

Diseño y construcción de un mini amplificador

86.03 Dispositivos Semiconductores - FIUBA

1^{er} Cuatrimestre - 2018

José F. González - 100063 - <jfgonzalez@fi.uba.ar>
Mariano D. Pinto - 99464 - <madapinto@gmail.com>
Nicolas Toscani - 99066 - <nicolastoscani83@gmail.com>
Axel Franco - 98614 - <axelfranco26@gmail.com>

1. Especificaciones

Necesitamos diseñar un amplificador del tipo emisor común (figura 1), donde el transistor es un TBJ NPN BC317, con un parámetro $\beta = 262$ que opere con una tensión de 3,6 V de una batería de 3600 mAh y dure mínimo 96 hs. Su función será la de amplificar señales de 60 mV_{pico} y 1 kHz provenientes de un micrófono de 4,4 kΩ resistencia serie hacia la entrada de un conversor analógico digital de rango 0 - 3,6 V.

2. Diseño del amplificador

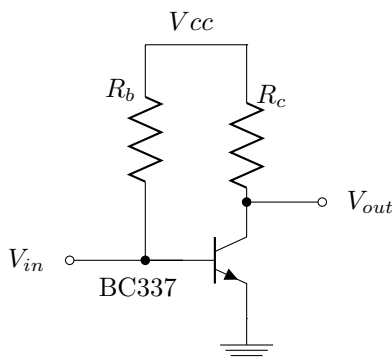


Figura 1: Amplificador - Emisor Común

El amplificador consiste en un emisor común donde, regulando las resistencias R_B y R_C , podemos variar el punto de operación del transistor. Se busca que el transistor opere en todo momento en **modo activo directo**, región en la cual tiene más ganancia. Asumiendo MAD y analizando las mallas de entrada y salida se obtienen las ecuaciones (2.1), (2.2) y (2.3) que relacionan el punto de polarización con los valores de las resistencias.

$$V_{CC} - I_{BQ}R_B - V_{BEon} = 0 \quad (2.1)$$

$$V_{CC} - I_{CQ}R_C - V_{CEQ} = 0 \quad (2.2)$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} \quad (2.3)$$

Para aprovechar al máximo la amplificación (**criterio de máxima amplificación**) debemos buscar el punto de polarización que da mayor ganancia. Supongamos que el dispositivo opera en el rango de validez del modelo de pequeña señal del transistor ($v_{be} = v_{in} < 10 \text{ mV}$) en tal caso la ganancia A_{vo} está determinada por la ecuación (2.4), donde al ser $r_o \gg R_C$ se aproxima como $(r_o // R_C) \approx R_C$. En la ecuación (2.4) podemos observar que a medida que la tensión de polarización V_{CEQ} disminuye la ganancia A_{vo} aumenta en módulo, maximizar la ganancia implica buscar V_{CEQ} mínimo sin que haya recorte de ningún tipo.

$$A_{vo} = -g_m(r_o // R_C) \approx -\frac{I_{CQ}R_C}{V_{TH}} = -\frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{V_{TH}} \quad (2.4)$$

$$v_o = A_{vo} \cdot v_i = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{V_{TH}} \cdot v_i \quad (2.5)$$

También podemos obtener una expresión para la corriente del colector si seguimos asumiendo que el transistor trabaja dentro del rango de pequeña señal. Analizando la entrada se tiene que la tensión de entrada v_i , que es igual a la tensión v_{be} , es la tensión v_s que cae en la resistencia $r_\pi // R_B$ del divisor resistivo. Teniendo esto en cuenta y siendo $r_\pi = V_{TH}\beta/I_{CQ}$ un valor dependiente de la polarización que cumple $r_\pi \ll r_B$ se puede aproximar la tensión de entrada dada en la ecuación (2.5). Reemplazando a r_π se despeja de (2.5) la corriente de colector en función de la relación v_s/v_i dada en la ecuación (2.7)

$$v_{be} = v_s \cdot \frac{R_{IN}}{R_S + R_{IN}} = v_s \cdot \frac{(r_\pi // R_B)}{R_S + (r_\pi // R_B)} \approx v_s \cdot \frac{r_\pi}{R_S + r_\pi} \quad (2.6)$$

$$I_{CQ} = \left(\frac{v_s}{v_i} - 1\right) \frac{\beta V_{TH}}{R_S} \quad (2.7)$$

En las siguientes secciones estudiamos para que valores de R_C y R_B las ecuaciones (2.4) y (2.7) determinan una ganancia A_{vo} máxima y sin recorte de ningún tipo.

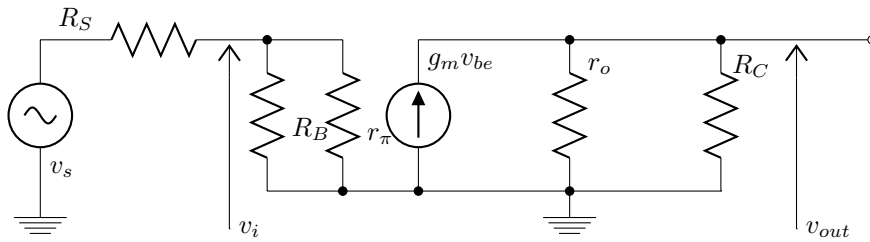


Figura 2: Modelo de pequeña señal a bajas frecuencias.

2.1. Límites de operación

Hay un límite máximo para la corriente del colector en Modo Activo Directo determinada por la carga de la batería y el tiempo mínimo de operación. Despejando de la corriente del emisor y usando la relación (2.3) se tiene una cota máxima de corriente de colector. Luego de (2.1) se obtiene un valor mínimo de resistencia de base para tal corriente:

$$I_{Cmax} + I_{Bmax} = I_{Cmax} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = \frac{3600 \text{ mAh}}{96 \text{ h}} \Rightarrow I_{Cmax} = 37,35 \text{ mA}$$

$$R_{Bmin} = \frac{V_{CC} - V_{BEon}}{I_{Bmax}} = 20,34 \text{ k}\Omega$$

Hay un límite mínimo para la corriente del colector dada por la validez del modelo de pequeña señal. Si no se cumple que $v_{be} < 10 \text{ mV}$ entonces no se puede relacionar las tensiones de entrada y salida linealmente, es decir, $v_{out} \neq \alpha v_{in}$. Los parámetros de pequeña señal están determinados por el punto de polarización según las ecuaciones (2.4) y (2.7) suponiendo que la ecuación (2.7) todavía es válida en el límite $v_{be} = 10 \text{ mV}$ se obtiene un valor de corriente de colector mínima para que dispositivo no tenga **recorte por alinealidad**, relacionada con un valor de resistencia de base máxima por la ecuación de malla (2.1).

$$I_{CQmin} = \left(\frac{v_s}{10 \text{ mV}} - 1\right) \frac{\beta V_{TH}}{R_S} = 7,71 \text{ mA}$$

$$R_{Bmax} = \frac{V_{CC} - V_{BEon}}{I_{Bmin}} = 98,55 \text{ k}\Omega$$

La ecuación (2.4) determina un valor mínimo de V_{CEQ} tal que el transistor no entre en la **zona de saturación** ($V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}$). Siendo $v_o = A_{vo} \cdot v_i$ se pide que la máxima amplitud pico de salida nunca llegue a entrar en saturación, es decir, $v_o < V_{CEQ} - V_{CEsat}$, de donde se despeja un valor mínimo de tensión colector-emisor.

$$v_o = A_{vo} \cdot v_i = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{V_{TH}} \cdot v_i < V_{CEQ} - V_{CEsat}$$

$$V_{CEmin} = 1,14 \text{ V}$$

2.2. Elección de resistencias

Con la cotas anteriores para las corrientes y la ecuación (2.4) podemos determinar un valor de V_{CEQ} que simultáneamente evite la distorsión por saturación y por alinealidad con la máxima ganancia posible. **Como criterio fijamos un valor de tensión base - emisor en $v_{be} = 8 \text{ mV}$** tal que nos aseguremos que el transistor no distorsione por alinealidad con un margen de error del 20% del máximo de 10 mV . Tomando este valor de v_{be} queda inmediatamente determinado un valor V_{CEQ} y un **punto de polarización teórico**, dado por las ecuaciones (2.1) a (2.7), resumido en el cuadro (2.1). Las resistencias obtenidas para esta polarización deben ser normalizadas, la más cercana para R_B es normalizarla a $82 \text{ k}\Omega$, mientras que para R_C tenemos dos opciones, la primera es normalizarla como 220Ω y la otra es normalizarla como 270Ω obteniendo una mayor ganancia pero estando más cerca del límite de distorsión por saturación ($R_C \uparrow, v_o \uparrow, V_{CEQ} \downarrow$). Adoptamos la resistencia de 270Ω , el nuevo **punto de polarización normalizado** y sus correspondientes **parámetros del amplificador normalizados** se representan en el cuadro (2.2). En las secciones siguientes se analizan las distorsiones, las máximas señales del micrófono, la dispersión de β y se simula esta elección de resistencias $R_B = 82 \text{ k}\Omega$ y $R_C = 270 \Omega$.

Punto de Trabajo Teórico			Resistencias Teóricas		Parámetros del Amplificador Teóricos			
V_{CEQ} (V)	I_{CQ} (mA)	I_{BQ} (uA)	R_C (Ω)	R_B (k Ω)	R_{IN} (Ω)	R_{OUT} (Ω)	A_{vo}	A_{vs}
1.3	10.02	38.26	229.54	75	677.22	229.54	-88.8	-11.84

Cuadro 2.1: Punto de polarización y parámetros teóricos

Punto de Trabajo Normalizado			Resistencias Norm.		Parámetros del Amplificador normalizados			
V_{CEQ} (V)	I_{CQ} (mA)	I_{BQ} (uA)	R_C (Ω)	R_B (k Ω)	R_{IN} (Ω)	R_{OUT} (Ω)	A_{vo}	A_{vs}
1.099	9.26	35	270	82	732.81	270	96.53	13.78

Cuadro 2.2: Punto de polarización y parámetros normalizados

2.3. Análisis de distorsiones

Para la polarización determinada por las resistencias R_B y R_C elegidas se analizan las máximas señales v_s del micrófono sin que haya distorsión en la señal de salida v_o .

2.3.1. Distorsión por corte

La variación $v_o + V_O$ de la señal amplificada no puede superar la tensión con que es alimentado el amplificador. Determinando un límite de la señal v_s del micrófono dado por:

$$v_{omax} = I_{CQ}R_C = 2,50 \text{ V}$$

$$v_{smax} = \frac{v_{omax}}{A_{vs}} = 181,44 \text{ mV}$$

2.3.2. Distorsión por alinealidad

En el diseño del amplificador se aplicó como criterio una cota máxima para mantener la validez del modelo de pequeña señal de $v_{be} = v_{in} = 8$ con una amplitud de señal del micrófono de 60 mV. Verificamos cuál es el valor de v_s máximo, luego de haber normalizado las resistencias, tomando como caso límite $v_{be} = 10 \text{ mV}$.

$$v_{be} < 10 \text{ mV} \Rightarrow v_s = v_{be} \frac{R_{IN} + R_S}{R_{IN}} < 70 \text{ mV}$$

2.3.3. Distorsión por saturación

La variación de v_o no puede ser tal que la señal total $V_{CE} + v_o$ entre momentaneamente en región de saturación ($V_{CE} + v_o < 0,2 \text{ V}$). Queda determinada así otra cota para v_s del microfono según:

$$v_{omax} = V_{CEQ} - V_{CEsat} = 0,899 \text{ V}$$

$$v_{smax} = \frac{v_o}{A_{vs}} = 65,24 \text{ mV}$$

La distorsión por saturación resulta ser el caso limitante para la señal del micrófono, con un máximo de 65 mV. En la implementación la señal del micrófono será de 60 mV tal que admitirá un acotado

margen de variación de 1 % de la señal de entrada sin distorsión. El margen de error para v_s es tan pequeño debido a que el criterio de máxima ganancia aplicado disminuyó la tensión V_{CEQ} para aumentar la ganancia a expensas de estar más cerca de la zona de saturación.

2.4. Dispersión de β

De la hoja de datos del transistor¹ se obtiene un rango de posibles valores para el parámetro β .

$$100 < \beta < 630$$

Determinando unos corrimientos máximos y mínimos del punto de trabajo del transistor si se implementase este diseño con alguno de los β extremos, dados en el cuadro (2.3). El caso mínimo de $\beta = 100$ no impide el funcionamiento del dispositivo, tan solo afecta su ganancia. No sucede lo mismo con el caso máximo. Con el valor de $\beta = 262$ para el cual se diseñó el amplificador la tensión V_{CEQ} ya se encuentra en su valor mínimo, si tomásemos un β mayor se incrementaría la corriente del colector, cayendo más tensión en R_C y disminuyendo aún más V_{CEQ} superando su cota mínima ($\beta \uparrow, I_C \uparrow, V_{CEQ} \downarrow$). Entonces el caso limitante es el exceso del parámetro β .

Con lo cual para el rango [100 - 262] el transistor está en MAD y cumple las condiciones de operación, con menor ganancia a β menor. Entonces el parámetro admite una variación del 62 % en déficit. Para el rango [262 - 630] el dispositivo producirá una señal con distorsión por saturación, es decir β no tiene margen de variación por exceso.

El hecho de poder disminuir el parámetro sin alterar la zona de operación del transistor se debe a que la corriente de base I_B es independiente de β , es decir, no cambia, luego al bajar β se produce una disminución de la corriente de colector I_C , cayendo menor tensión en R_C , con lo cual V_{CEQ} aumenta ($\beta \downarrow, I_C \downarrow, V_{CEQ} \uparrow$). En la polarización normalizada para $\beta = 262$, V_{CEQ} está muy cerca de su valor mínimo luego tiene un amplio margen para aumentar, es decir, β tiene mucho margen para disminuir.

Podemos decir que el diseño del amplificador **no es robusto** pues un pequeño incremento de β puede llevarlo a tener distorsión por saturación.

β	Punto de Trabajo			Resistencias Fijas		Ganancias			
	V_{CEQ} (V)	I_{CQ} (mA)	I_{BQ} (uA)	R_C (Ω)	R_B (k Ω)	A_{vo}	Var. %	A_{vs}	Var. %
100	2.64	3.54	35.36	270	82	36.90	-38 %	5.26	-38 %

Cuadro 2.3: Punto de polarización con dispersión de β

¹<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BC337-D.PDF>

2.5. Simulación

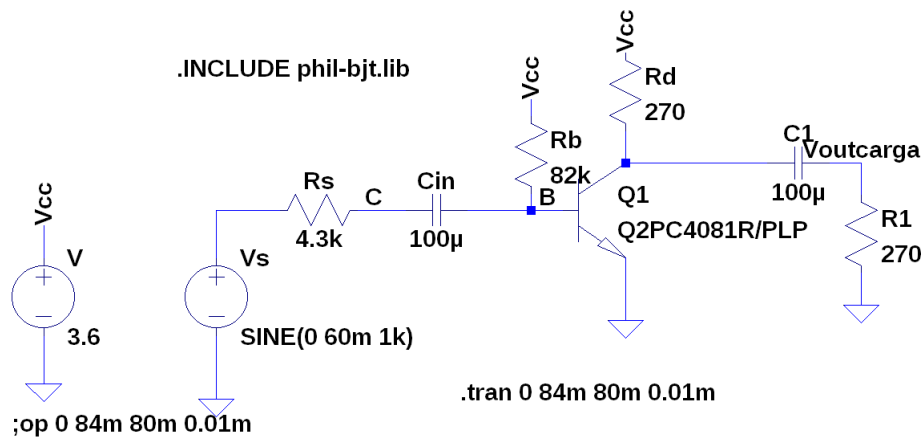


Figura 3: Esquemático de simulación en *LTSpice*.

Previamente a la implementación del amplificador se realiza una simulación en *LTSpice* de la figura (3) para corroborar las cuentas teóricas y los valores de resistencias elegidos. El modelo elegido es el **Q2PC4081R/PLP** de la biblioteca **phil-bjt.lib** debido a que su parámetro β (265.4) es cercano al valor del transistor real (262).

Las distintas mediciones se realizan con algunas modificaciones del esquemático de la figura (3), donde los valores de resistencias son los obtenidos en la normalización de la sección *Diseño del amplificador-Elección de resistencias*, los resultados se muestran en el cuadro (2.4).

Los parámetros del amplificador A_{vs} , A_{vo} se obtienen a partir de las señales dadas en las figuras (4), (5) y (6) obtenidas de *LTSpice*. Las resistencias de salida y entrada se obtienen de la misma forma que en el caso experimental (ver sección *Implementación-Mediciones*).

Punto de Trabajo Simulado			Resistencias Simuladas		Parámetros del Amplificador Simulados			
V_{CEQ} (V)	I_{CQ} (mA)	I_{BQ} (µA)	R_C (Ω)	R_B (kΩ)	R_{IN} (Ω)	R_{OUT} (Ω)	A_{vo}	A_{vs}
1.258	8.67	35.46	270	82	734.15	270	82.5	13.2

Cuadro 2.4: Punto de polarización y parámetros simulados

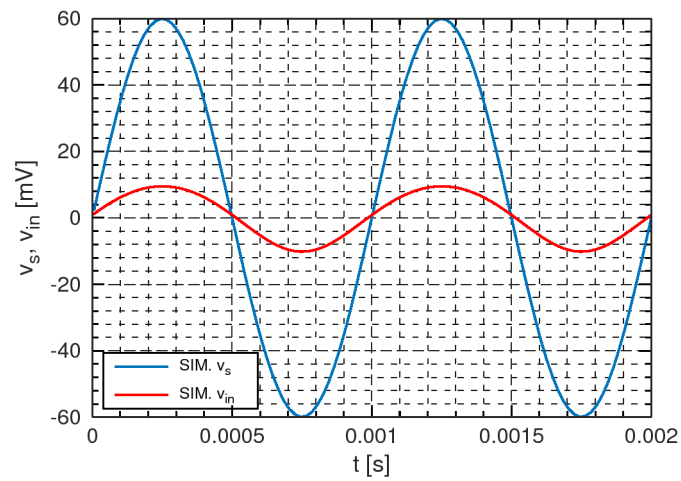


Figura 4: Señales de entrada simuladas con $v_s = 60 \text{ mV}$.

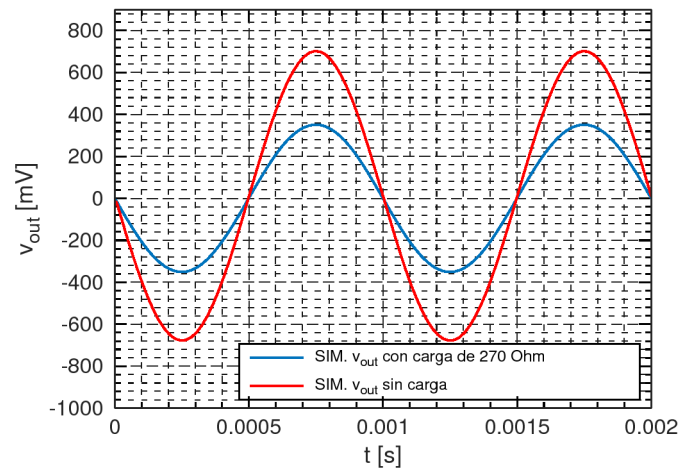


Figura 5: Señales de salida simuladas con $v_s = 60 \text{ mV}$.

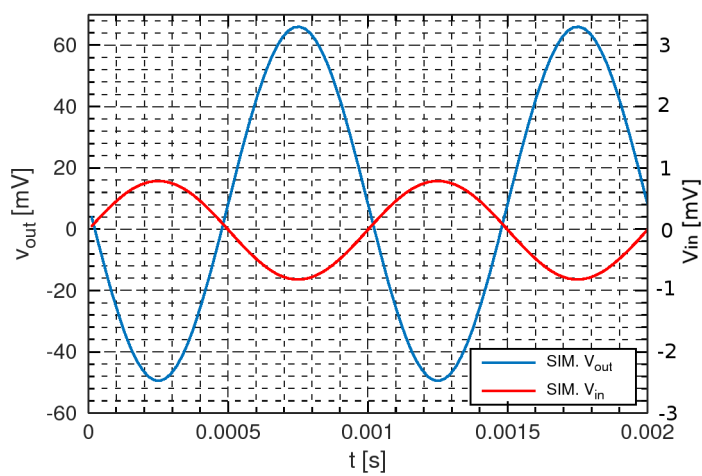


Figura 6: Señales de entrada y salida simuladas con $v_s = 5 \text{ mV}$.

3. Implementación

3.1. Fuente de alimentación

Para emular la batería (**Li-Po**) con que opera el amplificador, de tensión $3,6\text{ V}$, se utilizó el circuito presentado en la figura (7) con el regulador de tensión **LM317**². Donde R_{var} es un potenciómetro que se ajusta hasta alcanzar una tensión de $3,6\text{ V}$ en *OUT*.

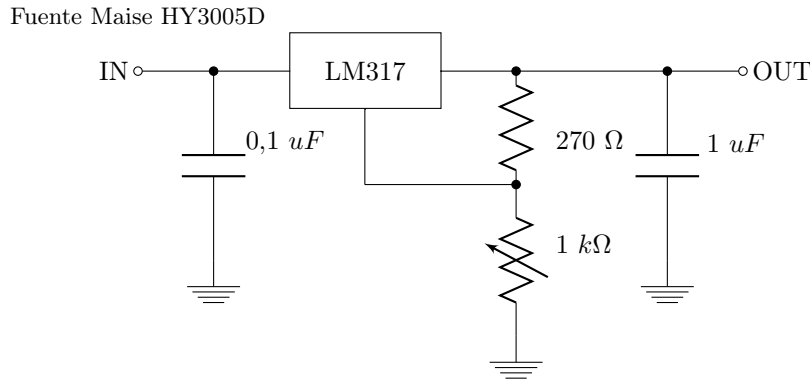


Figura 7: Emulador de batería - LM317

3.2. Micrófono

Amplitudes pico		Resistencias	
v_s (mV)	\bar{v}_s (mV)	R_X (kΩ)	R_S (kΩ)
60	25.3	3.9	5.35
60	33	4.7	3.85

Cuadro 3.1: Mediciones de resistencia series R_S .

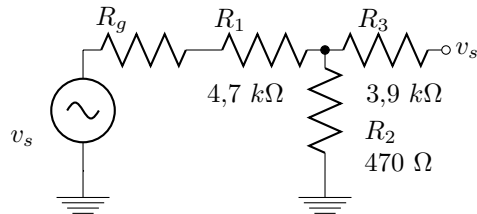


Figura 8: Circuito emulador del micrófono.

El micrófono **KNOWLES ELECTRONICS - EM-23046-000** de resistencia serie $4,4\text{ k}\Omega$ se emula utilizando el circuito de la figura (8). Donde la señal v_s es provista por un generador de funciones (GoldStar FG-8002) de una resistencia interna estimada en $50\text{ }\Omega$. Para verificar que la resistencia equivalente total sea de $4,4\text{ k}\Omega$ se realiza una medición experimental de la tensión v_s antes y después de conectar una resistencia de prueba $R_x = 4,7\text{ k}\Omega$. El circuito es tal que si el generador tiene efectivamente $50\text{ }\Omega$, la resistencia equivalente total será $((R_3/R_2) + R_1 + R_g = 4,3\text{ k}\Omega)$. Para verificar realizamos una medición experimental de R_S midiendo las amplitudes pico v_s antes y después de conectar una resistencia de prueba R_X y despejando del divisor resistivo. Para un v_s en vacío de 60 mV pico se obtienen los valores de R_S dados en el cuadro (3.1) para distintos valores de R_X . En cuanto a la frecuencia, se fijó con el generador de funciones en $973,3\text{ Hz}$.

$$R_S = \left(\frac{v_s}{\bar{v}_s} - 1 \right) R_X$$

²<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>

3.3. Mediciones

Osciloscopio Siglent SDS1102CML

Multímetro Sonel CMM-10

G.Funciones GoldStar FG-8002

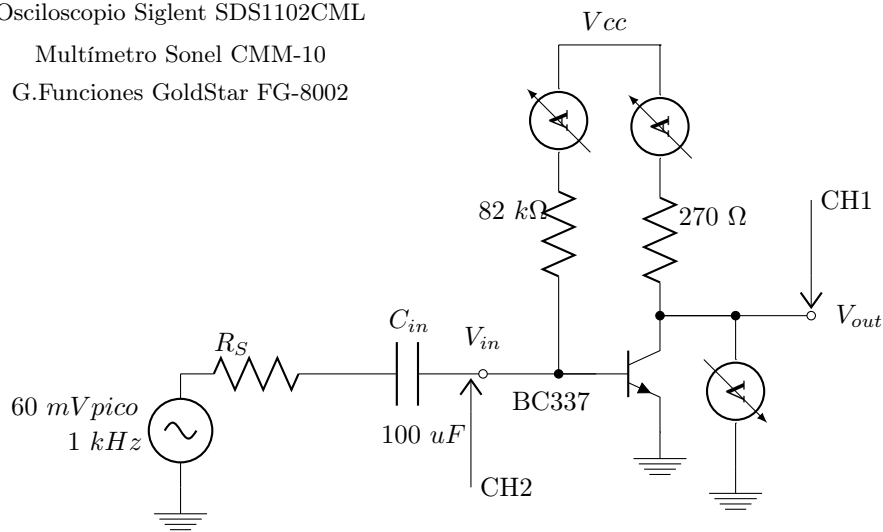


Figura 9: Banco de mediciones

Se implementó el amplificador en una placa experimental con las resistencias normalizadas obtenidas en la sección *Diseño del amplificador - Elección de resistencias* ambas de tolerancia de 5 %. Se acoplaron la fuente de alimentación al V_{CC} del amplificador y el emulador del micrófono a la base de este, separados por un capacitor de $100 \mu F$, tal como se indica en la figura (9).

En el cuadro (3.2) se muestran el **punto de polarización medido** y los **parámetros del amplificador medidos** respectivamente. También se incluyen las mediciones de los valores de las resistencias.

La ganancia A_{vo} se obtiene por inspección directa de los resultados del osciloscopio (figura 13). De la figura (11) se puede ver que $v_{be} = 9,4 \text{ mV}$.

Punto de Trabajo Medido			Resistencias Medidas		Parámetros del Amplificador medidos			
$V_{CEQ} \text{ (V)}$	$I_{CQ} \text{ (mA)}$	$I_{BQ} \text{ (uA)}$	$R_C \text{ (}\Omega\text{)}$	$R_B \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_{IN} \text{ (}\Omega\text{)}$	$R_{OUT} \text{ (}\Omega\text{)}$	A_{vo}	A_{vs}
1.162	9.25	35.7	267.1	82.2	870.53	276.92	82.98	13

Cuadro 3.2: Punto de polarización y parámetros del amplificador medidos.

3.3.1. Resistencia de entrada

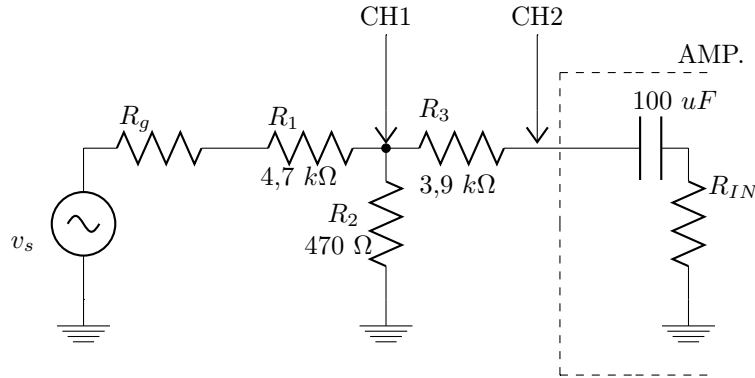


Figura 10: Banco de medición para R_{IN} .

El valor de R_{IN} se obtuvo mediante la medición de la tensión v_i y la tensión en el nodo común a R_1, R_2 y R_3 tal como se indica en la figura (10). Luego notando que la corriente que circula por R_{IN} es la misma que pasa por $R_3 = 3,9 \text{ k}\Omega$ se igualan las expresiones y se despeja una expresión para la resistencia de entrada dada por la ecuación (3.1). Los valores $v_{in} = 20 \text{ mV}$ y $v_p = 109,6 \text{ mV}$, ambos pico a pico, se midieron con los canales CH2 y CH1 respectivamente (ver figura 14). Para estos valores se despeja $R_{IN} = 870,5 \Omega$.

$$R_{IN} = \frac{v_{in}}{v_p - v_{in}} \cdot R_3 \quad (3.1)$$

3.3.2. Resistencia de salida

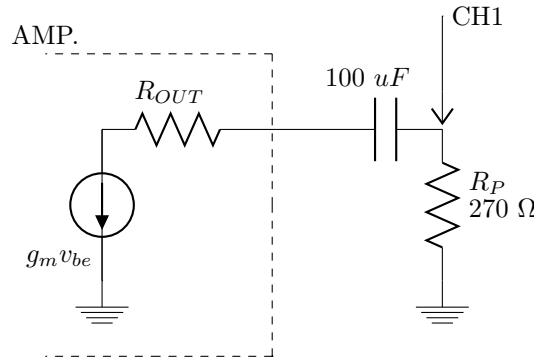


Figura 11: Banco de medición para R_{OUT} .

Se puede determinar el valor de la resistencia de salida R_{OUT} experimentalmente aplicando una resistencia de prueba $R_P = R_C$ a la salida del amplificador y siendo la corriente por R_{OUT} igual a la que pasa por R_P , igualando se despeja una expresión para la resistencia de salida dada por la ecuación (3.2). Los valores pico a pico de $v_o = 1,58 \text{ V}$ y $v_p = 780 \text{ mV}$ (ver figuras (15) y (16)), se miden tal como indica el esquemático de la figura (12). Para estos valores se despeja $R_{OUT} = 276,92 \Omega$.

$$R_{OUT} = \left(\frac{v_o}{v_p} - 1 \right) \cdot R_P \quad (3.2)$$

3.3.3. Resistencias parásitas

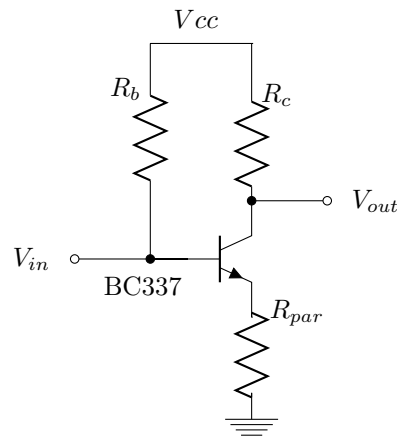


Figura 12: Resistencia p  rsita.

Inicialmente la implementación se hizo en un protoboard, pero los resultados no eran los esperados, la tensión v_{be} era mucho mayor a la esperada y se obtenía muy poca ganancia. El problema eran las pistas del protoboard que generaban una resistencia de unos $5\ \Omega$ entre el emisor y tierra. Luego cuando mediamos v_{be} en realidad estabamos midiendo v_b más la tensión sobre R_{par} . Este valor era mucho mayor a $10\ mV$ luego $A_{vo} = v_o/v_{in}$ disminuía. La solución fue soldar el circuito tal que no haya resistencia en el emisor. Todos los resultados de este informe son sobre el circuito soldado.

3.3.4. Capturas del Osciloscopio

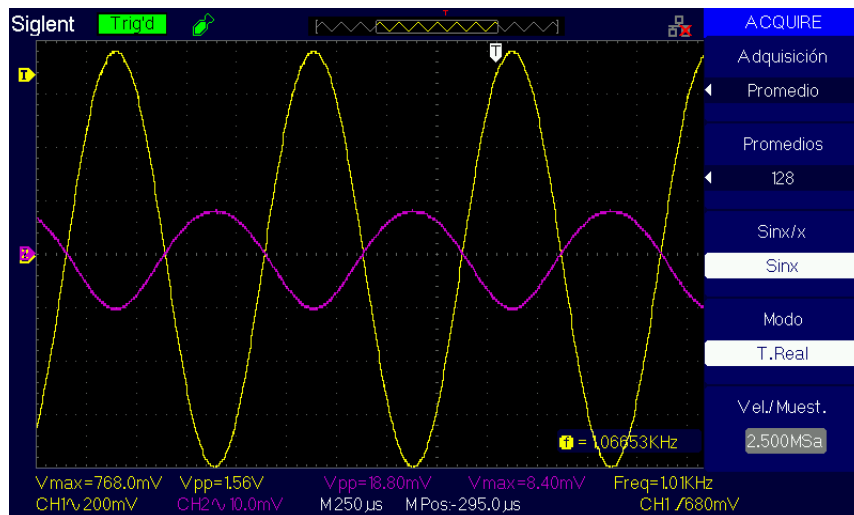


Figura 13: Tensiones de entrada (rosa) y salida (amarillo).

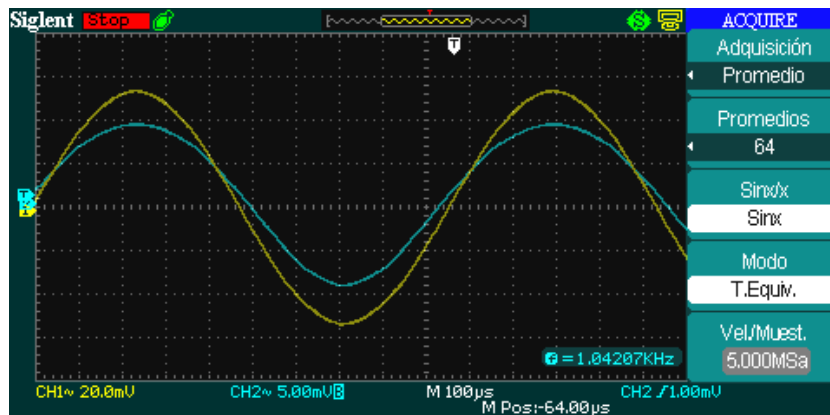


Figura 14: Tensiones v_{in} (azul) y v_p para cálculo de R_{IN} .

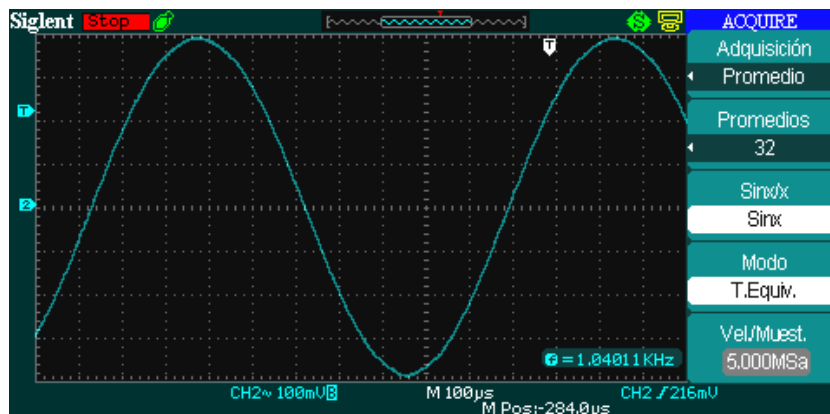


Figura 15: Tensión v_{out} con carga de $270\ \Omega$ para cálculo de R_{OUT} .

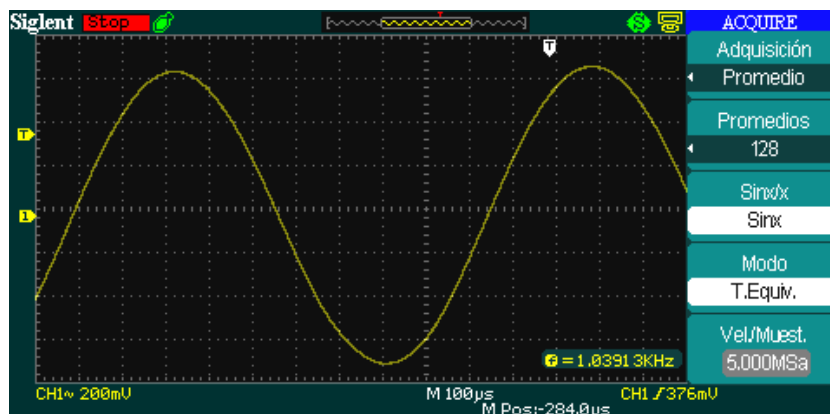


Figura 16: Tensión v_{out} sin carga para cálculo de R_{OUT} .

4. Análisis de los resultados

Inicialmente se plantearon unas condiciones de diseño que determinan una alta ganancia sin tener distorsión de ningún tipo. La condición era la de fijar un valor de tensión colector - emisor tan pequeño como podamos dentro de un rango para el cual el amplificador opera correctamente. Se eligió dentro de ese rango una tensión $V_{CEQ} = 1,3 \text{ V}$, cercana al mínimo, que determina un punto de polarización dado por ciertos valores de las resistencias de base y colector. Al normalizar, los valores de estas resistencias cambian y por lo tanto cambia el punto de polarización. Los valores normalizados de $R_C = 270 \Omega$ y $R_B = 82 \text{ k}\Omega$ son ambos mayores que los inicialmente obtenidos, es decir, al aumentar la resistencia de base disminuye la corriente de base y también la corriente de colector. Al aumentar R_C aumenta la tensión que cae en esta resistencia y con lo cual disminuye V_{CEQ} , quedando muy cerca del valor mínimo teórico. Esto explica las diferencias entre los cuadros (2.1) y (2.2).

En las simulaciones (cuadro 2.4) se puede ver una diferencia con el diseño normalizado (cuadro 2.2), el transistor de la biblioteca tiene un parámetro β mayor al de la implementación, sin embargo, la corriente de colector es menor en la simulación que en el cálculo teórico, lo cual nos indica que en la realidad puede haber factores que disminuyan esa corriente de colector obteniéndose una tensión V_{CEQ} que será mayor a la esperada, es decir, podríamos acercarnos más al límite teórico sin realmente alcanzarlo en la práctica. Teniendo esto en cuenta y el hecho de que la simulación produce señales de salida sin distorsión de ningún tipo decimos que la simulación respalda la elección de resistencias.

Las mediciones (cuadro 3.2) son muy proximas a los valores calculados. La tensión colector-emisor resultó ser ligeramente mayor a la calculada (cuadro 2.2), debido a una variación del valor real de R_C respecto al valor usado en las cuentas. Los resultados verifican todos los límites teóricos y no presentan distorsiones: $V_{CEQ} > V_{CEmin} = 1,13 \text{ V}$, $I_{Cmin} < I_{CQ} < I_{Cmax}$ y $v_{be} = 9,4 \text{ mV} < 10 \text{ mV}$.

Con respecto a la ganancia, el valor establecido con las mediciones es menor al calculado. Esto también es consecuencia del corrimiento del V_{CEQ} , pues su aumento produce una menor ganancia. Sin embargo el valor sigue siendo relativamente alto.

5. Referencias

- [1] 86.03/66.25 Dispositivos Semiconductores, FIUBA, Apuntes de cátedra.
- [2] Pedro Julián, Dispositivos Semiconductores, Alfaomega, Primera edición.