



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
Año 2025 - 1<sup>er</sup> cuatrimestre

MATERIA (TB068)

TRABAJO PRÁCTICO 2 - ETAPAS CON TRANSISTORES DISCRETOS

ESTUDIANTES: Grupo 1

Monti, Martina	110574
<code>mmonti@fi.uba.ar</code>	
Cabrera, Santiago	110445
<code>smcabrera@fi.uba.ar</code>	
Leroy, Joaquín	110458
<code>jleroy@fi.uba.ar</code>	
Del Rio, Francisco	110761
<code>fadelrio@fi.uba.ar</code>	

## Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
<b>2. Diseño del amplificador</b>	<b>2</b>
2.1. Parámetros del amplificador . . . . .	3
<b>3. Medición del amplificador</b>	<b>3</b>
3.1. Ganancia . . . . .	3
3.2. Resistencia de entrada . . . . .	4
3.3. Resistencia de salida . . . . .	4
3.4. Respuesta en frecuencia . . . . .	4
<b>4. Circuito oscilador</b>	<b>5</b>
<b>5. Conclusiones</b>	<b>6</b>

## 1. Introducción

En este trabajo se realizó el diseño de un amplificador con un transistor TBJ-BC548B, se obtuvieron tanto los parámetros teóricos como experimentales del mismo y se realizó un análisis en frecuencia de su funcionamiento. El objetivo del diseño fue obtener un factor de amplificación con módulo mayor a 20, para esto se utilizó una configuración en emisor común, con estabilización de punto Q, pero sin realimentación en señal. Por otro lado, en la última sección del trabajo se analizó el funcionamiento de un circuito oscilador.

## 2. Diseño del amplificador

Se utilizó una configuración de emisor común para obtener una ganancia de 20. Además se decidió utilizar un TBJ NPN BC548B. Al buscar el valor de  $\beta$  en la hoja de datos, se encontró que presenta una gran dispersión. Por lo tanto, es necesario realimentar por emisor para estabilizar el punto Q y de esa forma evitar la variación de los valores del amplificador ante la variación de  $\beta$ .

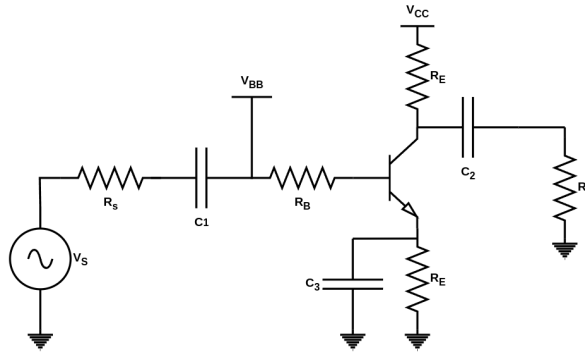


Figura 1: Circuito amplificador emisor común, con estabilización de punto Q

En primer lugar se plantea la ecuación de malla de entrada del circuito para poder buscar relaciones que permitan limitar los valores de los componentes.

$$0 = V_{BB} - I_B R_B - V_{BE} - R_E(I_B + I_C) \quad (1)$$

Asumiendo MAD (Modo Activo Directo), se tiene que  $V_{BE} = 0,7V$ ,  $I_B = \beta I_C$  y  $I_E = I_C$ . Además sabemos que  $I_C \approx 1mA$  y que  $I_B \approx 1\mu A$ .

$$I_C = \beta \frac{V_{BB} - 0,7V}{R_B + R_E(1 + \beta)} \quad (2)$$

Si se considera que la  $\beta$  esta dividiendo el denominador y se toma  $\frac{1+\beta}{\beta} \approx 1$  se llega a

$$\frac{V_{BB} - 0,7V}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \approx 1mA \quad (3)$$

Se sabe que  $\beta \approx 300$ ,  $V_{BB} - 0,7V \approx 10$  y que para que el punto Q sea estable  $\frac{R_B}{\beta} \ll R_E$ , se necesita una  $R_E$  grande y una  $R_B$  lo suficientemente chica para que eso se cumpla, pero lo suficientemente grande para no disminuir demasiado la  $R_{in}$  de señal. Entre las  $R_E$  disponibles, se elige  $R_E = 1K\Omega$ . Y para  $R_B$  se elige  $R_B = 82K\Omega$ . Considerando ambos valores y la dispersión de  $\beta$ , el valor de  $I_{CQ}$  presenta una variación menor al 10 %

Para realizar el análisis en señal, primero se recurrió a la hoja de datos. De ahí se saca que  $V_{th} = 25,7V$ , por lo tanto podemos calcular que  $g_m = \frac{I_{CQ}}{V_{th}} \approx 0,039$ . Para calcular  $r_o$  se necesita  $V_A$ , que se extrapola considerando los valores de trabajo, y se concluye que  $r_o \approx \infty$ . Además,  $r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$  por lo tanto al calcular la amplificación también debemos independizarnos de  $r_\pi$ .

## 2.1. Parámetros del amplificador

Teniendo en cuenta las resistencias definidas se puede calcular la amplificación.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_{be} R_{ca}}{v_{in}} \quad (4)$$

Y como el circuito no esta realimentado en señal,  $v_{be} = v_{in}$

$$A_v = g_m R_{ca} \quad (5)$$

Se busca que  $A_v \approx 20$ , para obtener eso se necesita que  $R_{ca}$  no sea muy grande ya que sino la amplificación será mucho mayor. Entre los valores disponibles se elige la menor  $R_c$  que vale  $1K\Omega$  y se toma  $R_L = 4,7K\Omega$  por la misma razón. Con dichos valores se obtiene  $A_v \approx 28$ .

Para el cálculo de la resistencia de salida primero se calcularon  $r_{ib}$  y  $r_{oc}$ , ya que sabiendo el valor de estas,  $r_{in}$  y  $r_{out}$  resultan:

$$r_{in} = r_{ib} // R_B \quad r_{out} = r_{oc} // R_C \quad (6)$$

Luego, para la configuración utilizada,  $r_{ib}$  y  $r_{oc}$  resultan:

$$r_{ib} = r_\pi \quad r_{oc} = r_o \quad (7)$$

Finalmente, a partir de los valores de resistencias conocidos, y si se considera que  $r_o \rightarrow \infty$ , los valores de  $r_{in}$  y  $r_{out}$  resultan:

$$r_{in} \approx 7,03K\Omega \quad r_{out} = R_C = 1K\Omega \quad (8)$$

Nótese que el valor de  $r_{in}$  es aproximado, esto se debe a que depende fuertemente de  $r_\pi$ , ya que  $R_B \gg r_\pi$ , y esta depende de  $\beta$ , la cual presenta un gran dispersión.

A continuación se presentan en tablas todos los parámetros de la polarización y de el amplificador.

$R_B$	$R_C$	$R_E$	$R_L$
$82k\Omega$	$1K\Omega$	$1K\Omega$	$4,7K\Omega$

Cuadro 2.1: Valores de las resistencias del amplificador

$A_v$	$R_{in}$	$R_{out}$
28	$7,03K\Omega$	$1K\Omega$

Cuadro 2.2: Tabla con los parámetros característicos del amplificador

## 3. Medición del amplificador

Una vez elegidos los valores de los componentes los mismos fueron soldados en una placa para medir los parámetros del amplificador.

### 3.1. Ganancia

Dado que el amplificador no presenta realimentación en señal, la tensión  $\hat{v}_{be}$  coincide con la tensión de entrada, que debe ser mucho menor que la tensión térmica para que el circuito no distorsione por alinealidad. Por ello, para medir la ganancia se utilizó la tensión pico más pequeña que permitía el generador de señales, que fue de 13,6 mV pico y 10 KHz de frecuencia. Con esta entrada se obtuvo una salida de 400 mV pico, lo que significa una ganancia de:

$$A_v = \frac{400mV}{13,6mV} = 29,4 \quad (9)$$

### 3.2. Resistencia de entrada

Para medir la resistencia de entrada se utilizó una resistencia de valor conocido entre la fuente de señal y el amplificador para medir la caída de tensión en el divisor resistivo. De los cálculos analíticos se sabía que la resistencia de entrada está alrededor de 7,1 kΩ, por lo que se eligió una resistencia de 7,5 kΩ para formar el divisor resistivo. Con una tensión pico de 54 mV pico en la señal, se midió una tensión de entrada de 24 mV pico. Por el divisor resistivo se tiene la siguiente relación, donde  $R_P$  es la resistencia de prueba mencionada.

$$\begin{aligned}\hat{v}_i &= \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_P} \hat{v}_s \\ \frac{\hat{v}_s}{\hat{v}_i} &= \frac{R_{IN} + R_P}{R_{IN}} = 1 + \frac{R_P}{R_{IN}} \\ \frac{\hat{v}_s}{\hat{v}_i} - 1 &= \frac{\hat{v}_s - \hat{v}_i}{\hat{v}_i} = \frac{R_P}{R_{IN}} \\ R_{IN} &= R_P \cdot \frac{\hat{v}_i}{\hat{v}_s - \hat{v}_i} = 7,5k\Omega \cdot \frac{24mV}{54mV - 24mV} = 6k\Omega\end{aligned}\tag{10}$$

### 3.3. Resistencia de salida

Para medir la resistencia de salida se utilizó un método similar al usado para medir la resistencia de entrada. Se conectó una señal de 13,4 mV pico a la entrada y se midió la tensión pico a la salida a circuito abierto y con una carga de 1 kΩ. La primera tensión,  $\hat{v}_o$ , es la tensión que entrega la fuente de señal del amplificador y la segunda,  $\hat{v}_L$ , es la tensión que cae en la carga luego del divisor resistivo. Entonces

$$\begin{aligned}\hat{v}_L &= \frac{R_L}{R_{OUT} + R_L} \hat{v}_o \\ \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_L} &= \frac{R_{OUT} + R_L}{R_L} = \frac{R_{OUT}}{R_L} + 1 \\ R_{OUT} &= R_L \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_L}{\hat{v}_L} = 1k\Omega \frac{488mV - 248mV}{248mV} = 967,7\Omega\end{aligned}\tag{11}$$

### 3.4. Respuesta en frecuencia

Se realizaron mediciones de  $\hat{V}_{in}$  y de  $\hat{V}_{out}$  para el rango de frecuencias de 1Hz a 1MHz. A partir de este análisis, se realizó un diagrama de Bode como se puede ver en la figura 2

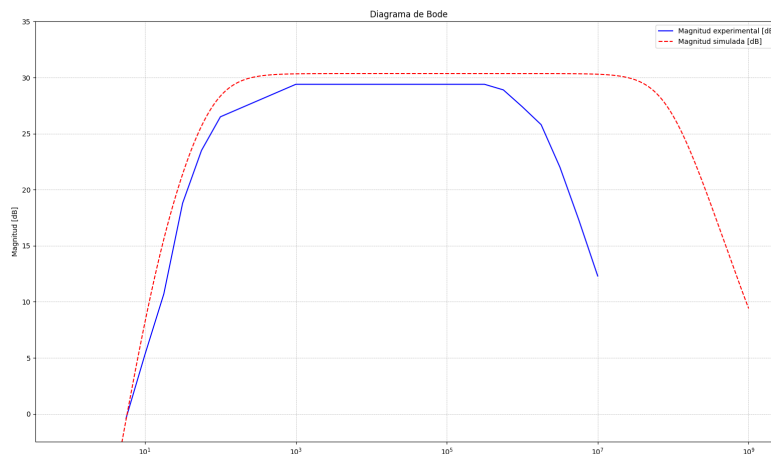


Figura 2: Bodes simulado y medido superpuestos

De este gráfico, se observa que entre las décadas de los  $1KHz$  a los  $100KHz$ , el amplificador opera en frecuencias medias y entrega una tensión de salida constante. También se observa un polo alrededor de los  $17Hz$ .

Por otro lado, se observan ciertas diferencias entre el gráfico experimental y el simulado. El experimental tiene un segundo polo alrededor de los  $1MHz$  mientras que en la simulación encontramos el segundo polo cerca de los  $10MHz$ . A su vez, también notamos una diferencia de aproximadamente el 10 % en la amplitud, consecuencia de la dispersión natural de los  $\beta$  de los transistores.

## 4. Circuito oscilador

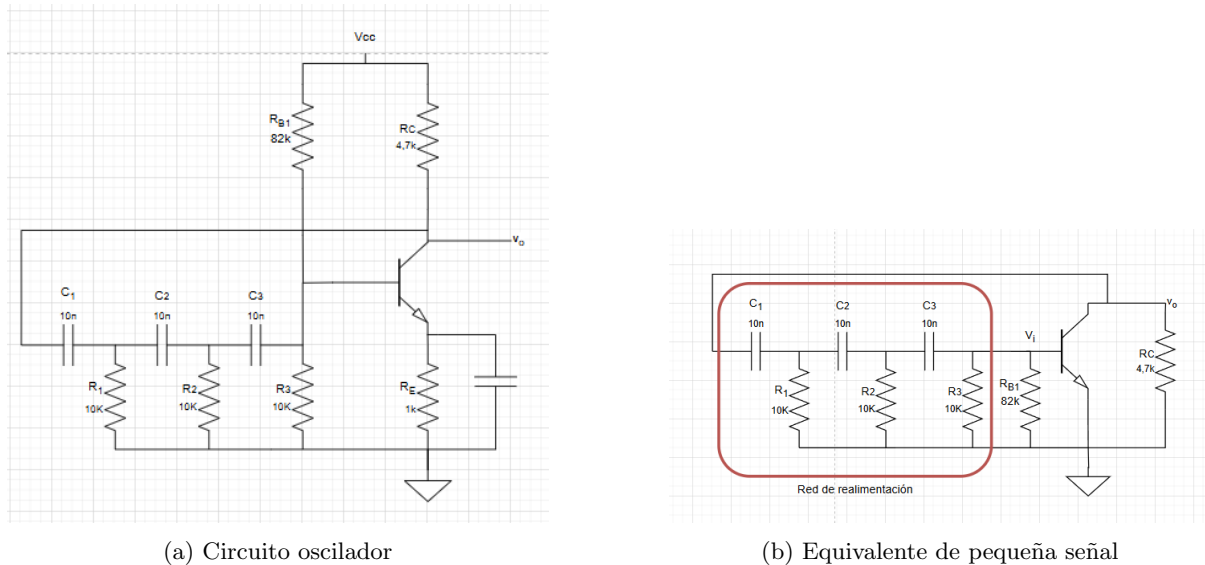


Figura 3: Circuito oscilador

En el circuito de la figura 3a se tiene un amplificador en topología emisor común realimentado por una red RC. La misma presenta una respuesta en frecuencia tal que para cierta frecuencia específica su entrada y su salida están desfasadas por  $-180^\circ$ . Esto sumado a la inversión de fase del emisor común produce realimentación positiva.

Lo mismo se observa si se recorre el lazo: un incremento positivo en la entrada (base del TBJ) produce un incremento negativo a la salida (colector del TBJ) que regresa desfasado a la entrada a través de la red RC, produciendo un incremento positivo en la entrada.

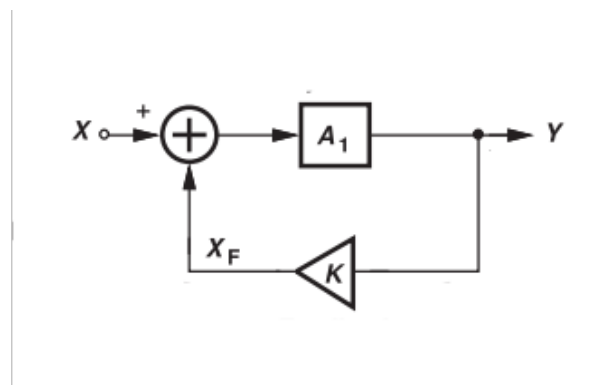


Figura 4: Diagrama de un sistema realimentado positivamente

Por otro lado, se sabe que para el amplificador realimentado de la figura 4 la ganancia total es

$$A_v(f) = \frac{A_{v0}(f)}{1 - A_{v0}(f)k(f)}$$

Según el criterio de Barkhausen, las oscilaciones se producen en las frecuencias donde se cumpla que  $A_{v0}(f)k(f) = 1$ , anulando el denominador. Esto no significa que la salida sea infinita, sino que ante una entrada nula la salida no es nula, que es lo que se observa en este circuito.

Por último, la relación entre la frecuencia de oscilación y los componentes de la red RC es la siguiente: como se dijo, para que se satisfaga el criterio de Barkhausen y el circuito oscile es necesario que la red de realimentación desfase  $-180^\circ$ . Dado que podemos subdividir la misma en 3 circuitos RC, esto equivale a que cada uno de ellos desfase  $-60^\circ$ . Finalmente, considerando cada divisor de tensiones que se forma en cada una de estas subredes se puede relacionar la frecuencia de oscilación con los componentes del circuito.

Experimentalmente se obtuvo la siguiente señal a la salida:

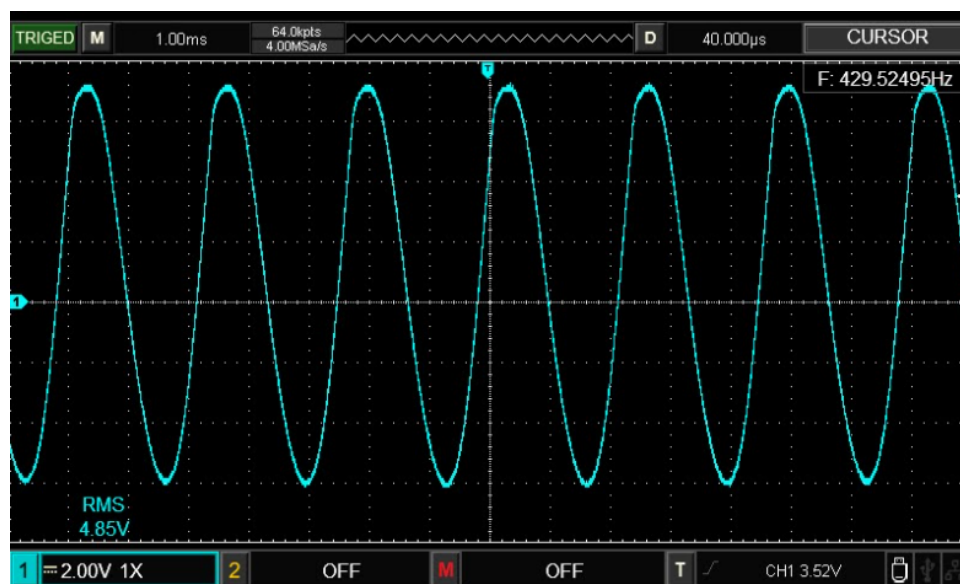


Figura 5: Señal de salida del oscilador

Cabe destacar que la señal no es una senoide perfecta debido a las alinealidades del amplificador.

## 5. Conclusiones

De este trabajo se extrajeron las siguientes conclusiones. En primer lugar, se pudo ver claramente el rango de operación de las frecuencias medias del amplificador. Por otro lado, observamos que si bien las simulaciones son una buena aproximación del comportamiento esperado del amplificador, pueden presentarse diferencias significativas con los valores experimentales.

En cuanto al oscilador, se concluye que la realimentación positiva permite obtener salidas no nulas para entradas nulas, quedando estas definidas por las características de la red de realimentación.