



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERÍA
Año 2024 - 2^{do} cuatrimestre

CIRCUITOS MICROELECTRÓNICOS (TB068)

TRABAJO DE LABORATORIO 2 - ETAPAS CON TRANSISTORES DISCRETOS

Fecha de entrega: 16/10/2024

ESTUDIANTES - Grupo 5:

Giani, Tomás	107629
<code>tgiani@fi.uba.ar</code>	
Rabinovich, Tomás	107907
<code>trabinovich@fi.uba.ar</code>	
Rodríguez, Maximiliano	107604
<code>masrodriguez@fi.uba.ar</code>	

Índice

1. Etapa Amplificadora con un Transistor	2
1.1. Objetivo	2
1.2. Instrumentos	2
1.3. Desarrollo	3
1.3.1. Polarización	3
1.3.2. Modelo de Pequeña Señal	4
1.4. Algoritmos y Simulaciones	5
1.5. Mediciones	9
2. Oscilador Senoidal por Desplazamiento de Fase	11
2.1. Banco de medición	11
2.2. Medición y simulación	12
2.2.1. Medición	12
2.2.2. Simulación	13
2.3. Análisis y conclusiones	13

1. Etapa Amplificadora con un Transistor

1.1. Objetivo

El objetivo de esta instancia fue diseñar un circuito amplificador según unas especificaciones determinadas. Dichas especificaciones son:

$$R_{in} > 10k\Omega$$
$$R_{out} < 400\Omega$$

1.2. Instrumentos

Para llevar a cabo el trabajo se utilizaron los siguientes instrumentos:

- Osciloscopio (Tektronix TDS 1002 digital con doble canal)
- Fuente de alimentación DC (M10-380D-303E con doble salida)
- Placa de cobre con rutas observadas en la figura 1
- Generador de funciones (Topward 8140)
- Multímetro Baw 113D

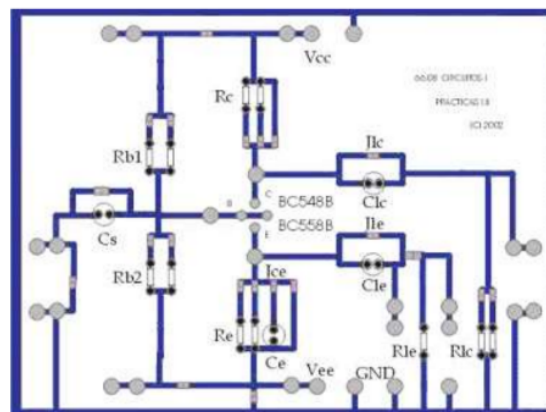


Figura 1: Rutas del lado posterior de la placa de cobre.

La placa de la Fig. 1 se utilizó para armar la configuración del circuito diseñado. Las Resistencias disponibles eran las siguientes.

Componentes de la placa experimental

R_{B1} : hay 2 valores disponibles		
R _{B11} =	82K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R _{B12} =	820K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R_{B2} : hay 2 valores disponibles		
R _{B21} =	10K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R _{B22} =	100K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R_C : hay 2 valores disponibles		
R _{C1} =	1K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R _{C2} =	4,7K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R_E : hay 2 valores disponibles		
R _{E1} =	470 Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R _{E2} =	1K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R_{LC} : hay 2 valores disponibles		
R _{LC1} =	4,7K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R _{LC2} =	10K Ω	$\pm 5\%$ (carbón)
R_{LE} = 4,7K Ω $\pm 5\%$		
C_S	= 2 μ F	$\pm 10\%$ (cerámico)
C_E	= 100 μ F	$\pm 20\%$ (electrolítico)
C_{LC}	= 2 μ F	$\pm 10\%$ (cerámico)
C_{LE}	= 2 μ F	$\pm 10\%$ (cerámico)
Transistor TBJ = BC548B o BC558B		
MOS = BS170		

Figura 2: Resistencias disponibles.

1.3. Desarrollo

Se determinó que la configuración adecuada para este amplificador debía de ser un Amplificador Colector Común, ya que tienden a tener una alta resistencia a la entrada. Además, con las resistencias disponibles, se observó que las resistencias de emisor eran de menor valor con respecto a las disponibles para el colector, lo que sería una ventaja si se quiere una resistencia de salida chica.

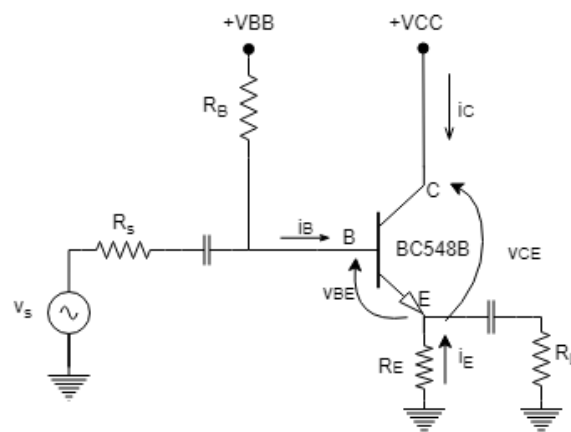


Figura 3: Caption

1.3.1. Polarización

Para determinar el punto de trabajo del transistor, se analizó el siguiente esquemático.

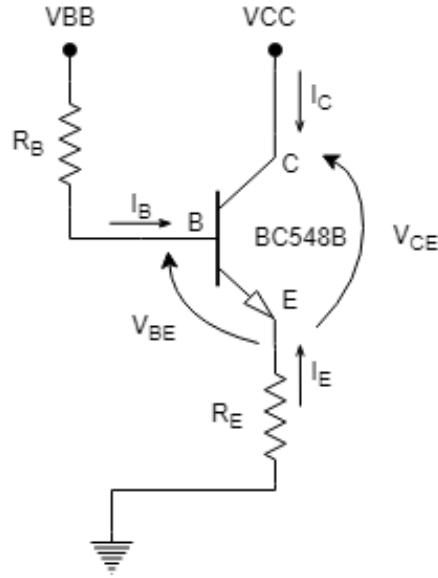


Figura 4: Esquemático de la Polarización

Con las corrientes definidas en el sentido mostrado, se analizaron la malla 1 y la malla 2. Para la primera, se obtuvo lo siguiente.

$$V_{BB} - \frac{I_{CQ}}{\beta} - V_{BE} - I_{CQ} \cdot R_E = 0 \quad (1)$$

Despejando I_{CQ} se obtuvo:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} \quad (2)$$

Y para la segunda malla, lo siguiente:

$$V_{CC} - V_{CEQ} - I_C \cdot R_E = 0 \quad (3)$$

Despejando V_{CEQ} se obtuvo:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_E \cdot \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} \quad (4)$$

1.3.2. Modelo de Pequeña Señal

Conociendo la expresiones de I_{CQ} y V_{CEQ} , se analizó el Modelo de Pequeña Señal (MPS), para poder encontrar la Resistencia de Entrada R_i y la Resistencia de Salida R_o del amplificador. El esquemático analizado fue el siguiente:

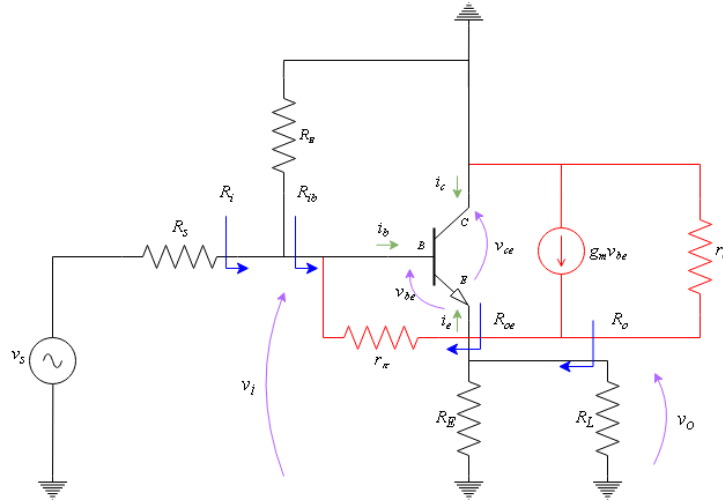


Figura 5: Esquemático del MPS

Para empezar, siendo V_{th} el potencial térmico, que vale $25,9mV$, se definieron los siguientes parámetros.

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_{th}}, r_\pi = \frac{\beta}{g_m}, r_o \rightarrow \infty \quad (5)$$

Para calcular R_{ib} , se reflejan las resistencias del emisor, quedando:

$$R_{ib} = r_\pi + \beta R_E \quad (6)$$

Esta resistencia R_{ib} se encuentra en paralelo con R_B , por lo que R_i finalmente nos quedó:

$$R_i = R_B // (r_\pi + \beta R_E) \quad (7)$$

Para calcular R_o , se calculó el resistor equivalente entre R_s , R_B , y R_π . Luego, se reflejó ese equivalente quedando:

$$R_{oe} = \frac{(R_s // R_B) + r_\pi}{\beta} \quad (8)$$

Luego, R_o es el paralelo entre R_{oe} y R_E

$$R_o = R_{oe} // R_E \quad (9)$$

1.4. Algoritmos y Simulaciones

Para poder encontrar los valores, se utilizó un *script* de *MatLab* para poder calcular los valores requeridos. Se debían elegir una combinación de valores de V_{CC} , V_{BB} , R_B y R_E tal que el transistor estuviese polarizado en MAD y las resistencias de entrada y salida del amplificador cumpliesen con las especificaciones requeridas. Se probaron valores hasta determinar que los siguientes cumplieran con lo pedido:



```

1 clear all
2 close all
3
4 re = 1000;
5 rb = 82e3;
6 rs = 50;
7
8 vcc = 10;
9 vbb = 3;
10
11 vbe = 0.7;
12 b = 200;
13
14 icq = (vbb - vbe)/(rb/b + re);
15 VCE = vcc - (re)*(vbb - 0.7)/(rb/b + re);
16
17 gm = icq/25.9e-3;
18 rpi = b/gm;
19
20 rib = rpi + b*re;
21 ri = paralelo(rib, rb);
22
23 roe = (1/b)*(paralelo(rs,rb)+rpi);
24
25 ro = paralelo(roe, re);
26
27 AV = (gm*rb)/(1+gm*rb);
28
29 AVS = ri/(ri+rs);
30
31 % Defino la función paralelo para calcular resistencias en paralelo
32 function [Rpar] = paralelo(R1, R2)
33     Rpar = (R1 * R2) / (R1 + R2);
34 end

```

Figura 6: Cálculos en *MatLab*

Se utilizaron los siguientes valores:

$$\begin{cases} V_{CC} = 10V \\ V_{BB} = 3V \\ R_B = 82k\Omega \\ R_E = 1k\Omega \end{cases} \quad (10)$$

Para identificar la importancia del β del transistor, se observó el *datasheet* del BC548B de *Motorola*. Se encontró que el valor mínimo es de 200, y el máximo de 800.

Name ▲	Value	Name ▲	Value
AV	0.9998	AV	0.9998
AVS	0.9991	AVS	0.9993
b	200	b	800
gm	0.0630	gm	0.0805
icq	0.0016	icq	0.0021
rb	82000	rb	82000
re	1000	re	1000
ri	5.8422e+04	ri	7.4461e+04
rib	2.0318e+05	rib	8.0993e+05
ro	15.8717	ro	12.3238
roe	16.1277	roe	12.4776
rpi	3.1756e+03	rpi	9.9321e+03
rs	50	rs	50
vbb	3	vbb	3
vbe	0.7000	vbe	0.7000
vcc	10	vcc	10
VCE	8.3688	VCE	7.9138

Figura 7: Parámetros con $\beta = 200$

Figura 8: Parámetros con $\beta = 800$

Observando las tablas, nos encontramos para $\beta = 200$:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_v = 0,9998 \\ A_{vs} = 0,9991 \\ g_m = 0,0630S \\ I_{CQ} = 1,6mA \\ r_\pi = 3,17k\Omega \\ R_i = 58,4k\Omega \\ R_o = 15,9\Omega \\ V_{CEQ} = 8,37V \end{array} \right. \quad (11)$$

Y para $\beta = 800$:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_v = 0,9998 \\ A_{vs} = 0,9993 \\ g_m = 0,0805S \\ I_{CQ} = 2,1mA \\ r_\pi = 9,93k\Omega \\ R_i = 74k\Omega \\ R_o = 12,3\Omega \\ V_{CEQ} = 7,91V \end{array} \right. \quad (12)$$

Los gráficos de las rectas de carga obtenidos para los β mencionados son los siguientes:

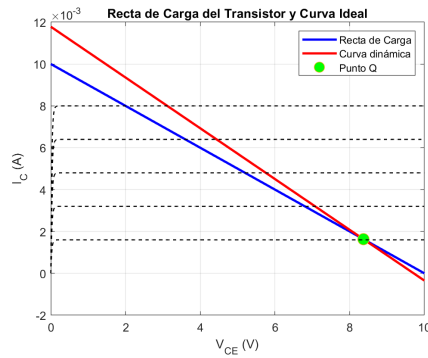


Figura 9: Rectas de Carga con $\beta = 200$

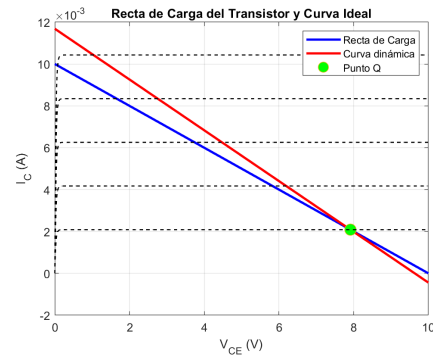


Figura 10: Rectas de Carga con $\beta = 800$

A su vez, se simuló el circuito en *LTSpice* utilizando el modelo del transistor que se encuentra en *LTwiki*, empezando por el esquemático de polarización, otorgando los siguientes resultados.

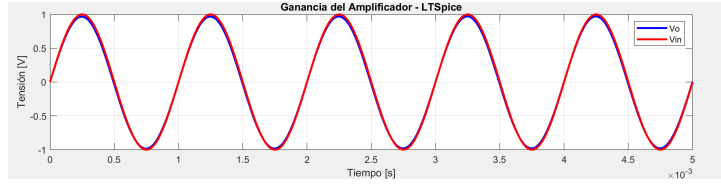
```

--- Operating Point ---
V(n001):      3          voltage
V(base):      2.40043    voltage
V(colector):  10         voltage
V(emisor):    1.72477    voltage
Ic(Q1):       0.00171746 device_current
Ib(Q1):       7.31213e-006 device_current
Ie(Q1):       -0.00172484 device_current
I(R2):        0.00172477 device_current
I(R1):        7.31185e-006 device_current
I(V1):        -7.31185e-006 device_current
I(V2):        -0.00171746 device_current

```

Figura 11: Punto de Operación en *LTSpice*.

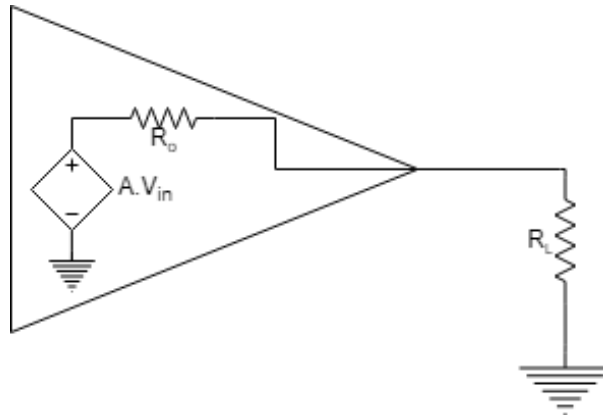
Para las simulaciones del modelo de pequeña señal, se obtuvieron los siguientes gráficos:

Figura 12: Ganancia en la carga R_L en *LTSpice*.

Para encontrar R_i , se utilizó la siguiente ecuación:

$$R_i = R_s \cdot \frac{v_i}{v_s + v_i} = 56,88k\Omega \quad (13)$$

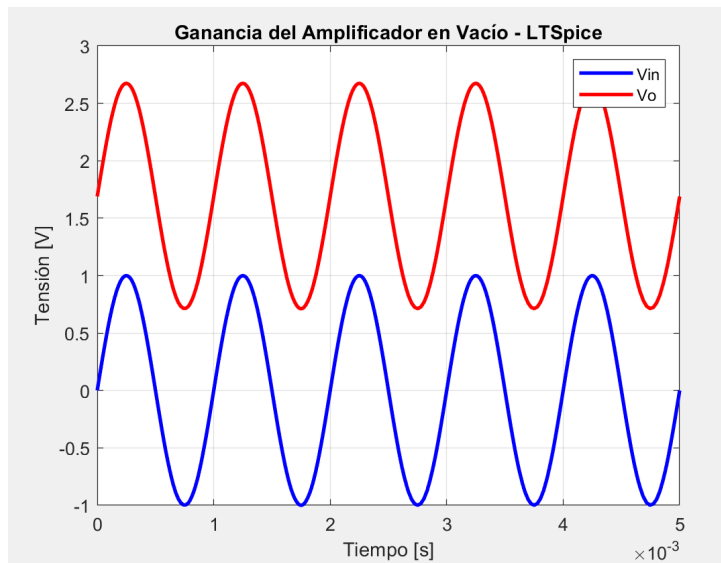
Y para encontrar R_o , se analizó la salida del amplificador.

Figura 13: Modelo teórico de la salida del *OpAmp*.

Sabiendo que v_o , en este caso, es la tensión sobre la carga, y que v_o/R_L es la corriente de la malla, se observó que al recorrer esta misma, se puede calcular R_o como:

$$R_o = \frac{A_{vo} * v_{in} - v_o}{v_o/R_L} \quad (14)$$

Se obtuvo A_{vo} mediante la simulación de la tensión de salida en vacío y la tensión de entrada.

Figura 14: Ganancia en vacío en *LTSpice*.

Con esto, se obtuvieron los siguientes resultados:

$$\begin{cases} A_{vo} = 0,9821 \\ \hat{v}_{in} = 0,9989V \\ \hat{v}_o = 0,9773V \\ R_o = 17,7931\Omega \end{cases} \quad (15)$$

1.5. Mediciones

Para comprobar los resultados del modelo teórico y de las simulaciones, primero se midió la polarización del transistor mediante el multímetro *Baw 113d*. Esto nos dio como resultado:

Parámetro	Valor
V_C	10,13
V_E	1,720 V
V_B	2,427 V
β	246
$I_{CQ}(\text{indirecta})$	1.7 mA

Cuadro 1.1: Valores de medición para un transistor NPN BC548B

Luego, se analizó el funcionamiento del amplificador y sus parámetros. Se le conectó una \hat{v}_s a la entrada de aproximadamente 1,1V para observar su comportamiento, y se midieron la ganancia en vacío y la ganancia con una carga R_L de $4k7\Omega$.

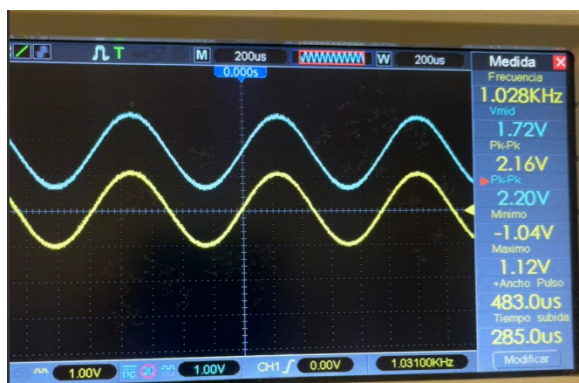


Figura 15: Ganancia en Vacío.

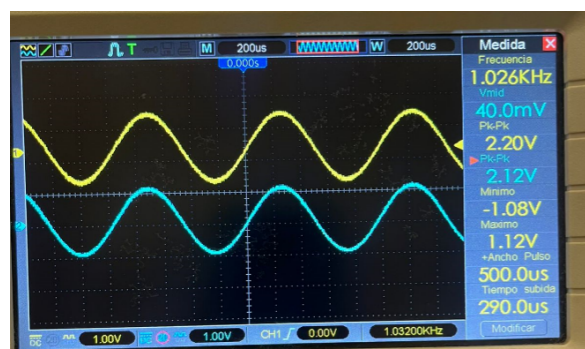
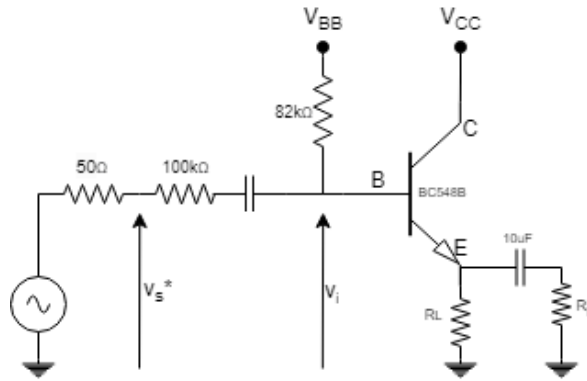
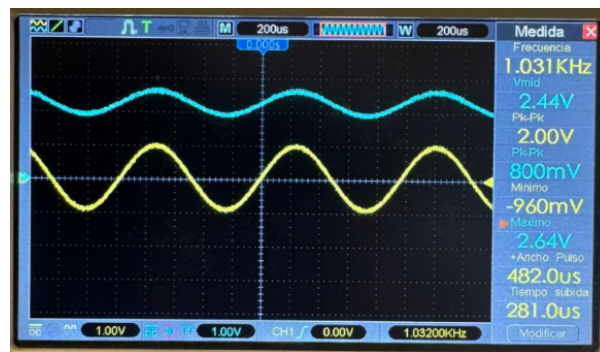


Figura 16: Ganancia con $R_L = 4k7\Omega$.

Para poder analizar la Resistencia de Entrada, se colocó una resistencia, del orden de la R_i calculada teóricamente, antes del nodo de la base, para que v_{in} sea notablemente distinta a v_s y así poder calcular con mayor facilidad R_i .

Figura 17: Esquemático de la medición de R_i .

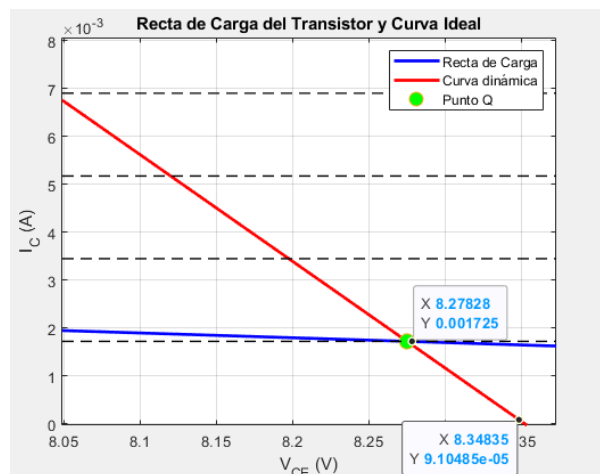
Se obtuvo la siguiente medición:

Figura 18: Medición de v_{s*} y v_{in} .

Reemplazando nos queda:

$$R_i = R_s \cdot \frac{v_i}{v_s - v_i} \approx 100k \cdot \frac{0,4V}{1V - 0,4V} = 66,6k\Omega \quad (16)$$

Para poder medir R_o , se cambió R_L por una comparable a la Resistencia de Salida calculada teóricamente. En este caso, se colocó una resistencia de 47Ω . Pero esta acción influye en la recta de carga dinámica, quedando esta misma de la siguiente manera.

Figura 19: Rectas de carga con $R_L = 47\Omega$.

Se observó en la Fig. 19 que la máxima excursión posible con la configuración actual era de aproximadamente $70mV$, por lo que a la entrada se colocó la mínima señal posible que pudiera entregar el generador, para luego medir v_o en vacío y con la carga.

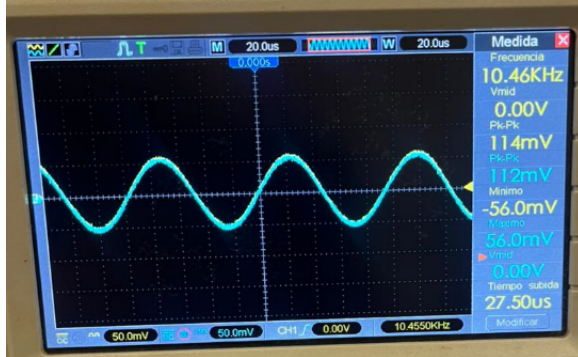


Figura 20: Ganancia en Vacío.

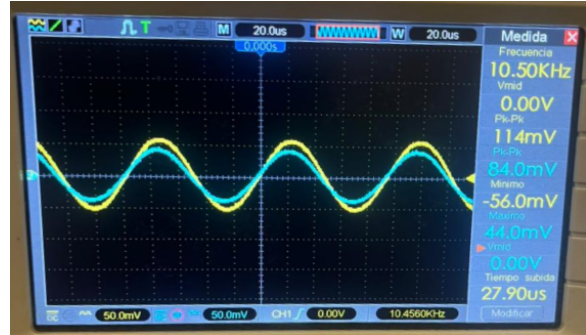


Figura 21: Ganancia con $R_L = 47\Omega$.

Finalmente, mediante las mediciones y la ecuación 14, se determinaron los siguientes valores:

$$\begin{cases} v_{in} = 57mV \\ v_{o_{vacio}} = 56mV \\ v_{o_{47\Omega}} = 42mV \\ A_{vo} = 0,9825 \\ R_o = 15,67\Omega \end{cases} \quad (17)$$

Para R_o , se obtuvo una diferencia porcentual de 11.95% con respecto a $R_{o_{simulada}}$ y de 1.29% con respecto a $R_{o_{teorica}}$. De la misma manera, para R_i , se obtuvo una diferencia porcentual de 17.09% con respecto a $R_{i_{simulada}}$ y de 14.04% con respecto a $R_{i_{teorica}}$, lo cual está dentro de lo aceptable ya que vimos anteriormente que este valor depende fuertemente del β . Sin embargo, se mantiene entre los valores esperados. Por lo que así corroboramos el correcto funcionamiento de nuestro amplificador.

2. Oscilador Senoidal por Desplazamiento de Fase

2.1. Banco de medición

A continuación se puede observar el banco de medición utilizado en esta sección del trabajo. Como se indicó en la consigna, se fijó la tensión de las fuentes en aproximadamente 20 V con las puntas de prueba directa (x1).

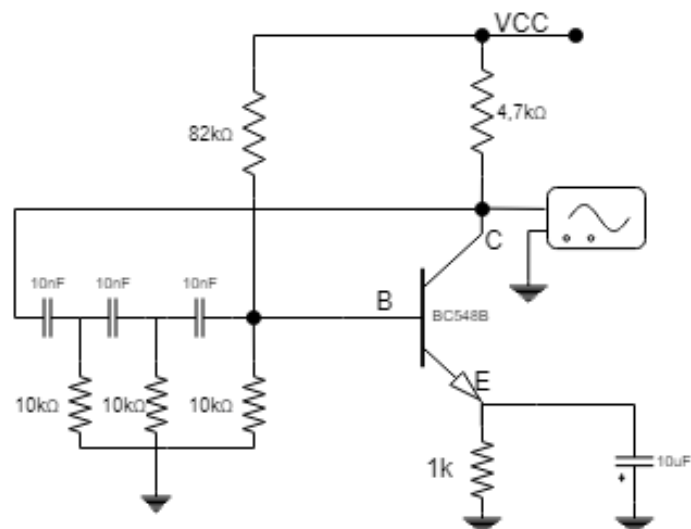


Figura 22: Circuito con las puntas del oscilador

El oscilador de desplazamiento de fase se basa en un TBJ NPN polarizado en MAD y una red de tres etapas RC para producir una señal de salida V_o . La retroalimentación positiva, generada por el desfase de la red RC, permite que el circuito oscile de manera continua.

Cada etapa de la red RC introduce un desfase de 60° , lo que da un desfase total de 180° . Este desfase es compensado por el amplificador de transistor (180°). De esta forma, se garantiza que la señal retroalimentada esté en fase con la señal de entrada, cumpliendo la condición de oscilación.

2.2. Medición y simulación

Para analizar y validar el funcionamiento del oscilador, se realizó la medición del circuito en el laboratorio y, posteriormente, se simuló en *LTSpice*, obteniendo resultados que coinciden entre sí. En el osciloscopio, se observó una frecuencia de 518 Hz con un período de $1,9\text{ ms}$. Por otro lado, en la simulación, el período fue de 2 ms , lo que equivale a una frecuencia de 500 Hz .

2.2.1. Medición

A partir del banco de medición de la Figura 22, se llevaron a cabo las mediciones del circuito oscilador senoidal por desplazamiento de fase, como se muestra en la siguiente figura:

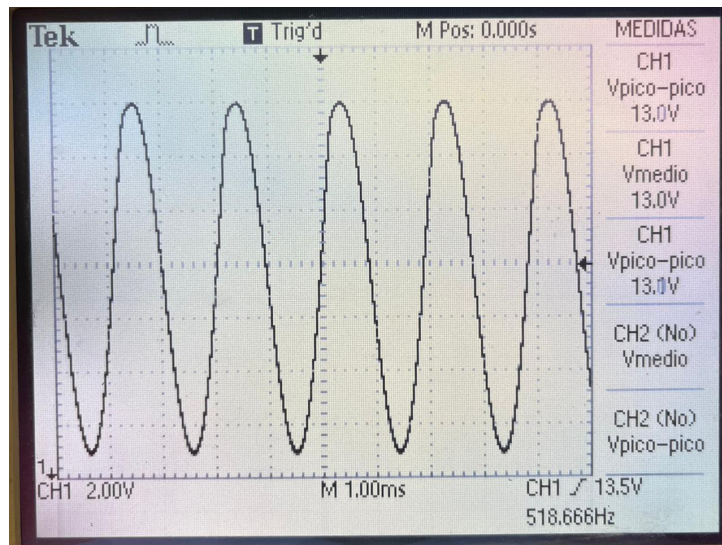


Figura 23: Medición del oscilador

2.2.2. Simulación

Para conocer el comportamiento del transistor, se realizó la simulación utilizando los valores obtenidos en las mediciones. En esta simulación con *LTSpice*, se empleó el modelo del transistor NPN BC548B proporcionado por la cátedra.

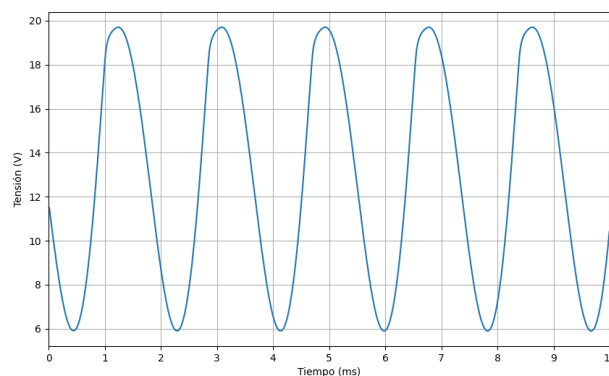


Figura 24: Simulación del oscilador

2.3. Análisis y conclusiones

La señal V_o es periódica y tiene una forma cuasi senoidal debido a las siguientes razones:

- El circuito RC produce un desfase controlado y continuo, lo cual permite una retroalimentación que mantiene las oscilaciones (lo que contribuye a que la señal conserve su forma senoidal).
- Aunque la señal ideal debería ser perfectamente senoidal, las características no lineales del transistor y las pérdidas en los componentes introducen una pequeña distorsión.

La red de realimentación está formada por tres etapas RC consecutivas, como puede observarse en el esquemático a continuación.

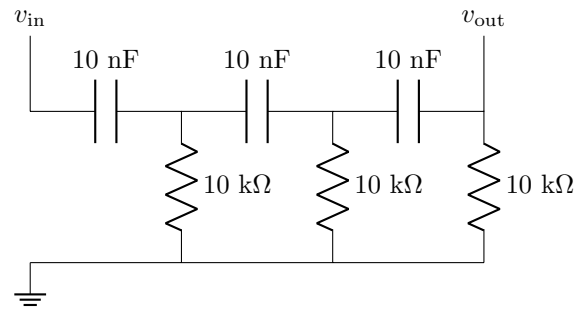


Figura 25: Esquemático para la simulación del oscilador

Dado que la red de realimentación consta de tres etapas RC consecutivas, la frecuencia de oscilación se calcula como:

$$f_{\text{osc}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3 \cdot 10 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ nF}} \approx 530,52 \text{ Hz}$$

La frecuencia de oscilación es inversamente proporcional a los valores de R y C . Si se aumentan estos valores, la frecuencia disminuirá. Esto ocurre porque el incremento en la resistencia o en la capacitancia conlleva un aumento en el tiempo de carga y descarga de los capacitores, lo cual prolonga el período de la oscilación.