



UBA
1821 Universidad
de Buenos Aires

.UBAfiuba 
FACULTAD DE INGENIERÍA

TB068

CIRCUITOS MICROELECTRONICOS

Trabajo de Laboratorio N°2

Etapas Realimentadas

Autor:
Falcon Luciana

Padrón:
107316

Fecha:
12/11/25

Introducción

En este trabajo se analizó el comportamiento de etapas realimentadas utilizando transistores bipolares de juntura. En la primera parte se estudió un amplificador de tensión con un transistor PNP BC558B, determinando su punto de operación, parámetros característicos y respuesta en frecuencia mediante cálculo analítico, simulación y medición. En la segunda parte se implementó un oscilador senoidal por desplazamiento de fase, verificando el cumplimiento del criterio de Barkhausen y comparando los resultados teóricos con los obtenidos experimentalmente.

Resumen

Primera parte, analizar el funcionamiento de una etapa realimentada con el transistor TBJ BC558B y obtener por simulación, cálculo manual y medición su punto de trabajo y los parámetros característicos del circuito.

Desarrollo

Para esta primera parte del trabajo se pidió calcular y luego analizar un circuito amplificador de tensión que fue construido basándonos en un TBJ PNP BC558B. Dicho circuito se representa en la fig. 1

1. Etapa Amplificadora con un Transistor

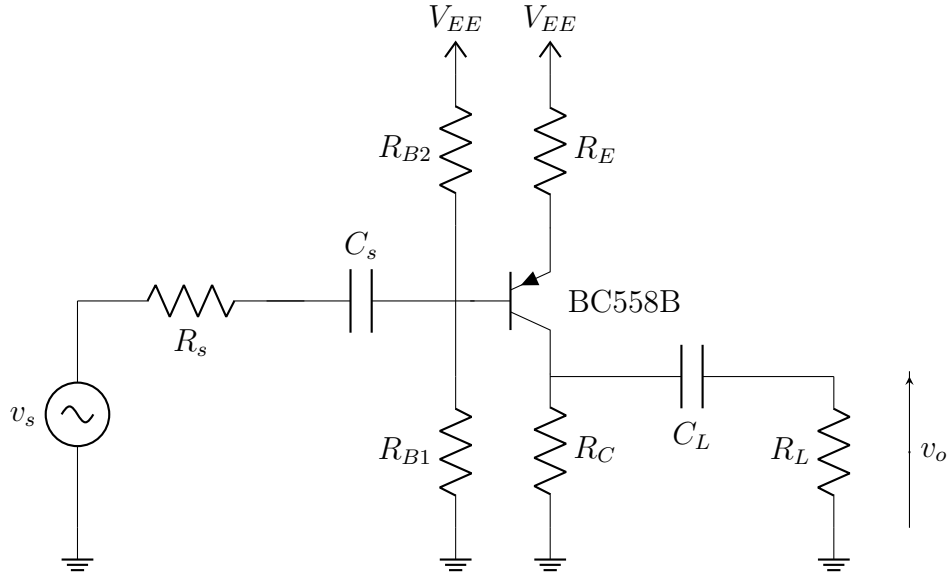


Figura 1: Amplificador de tensión con TBJ

Como ejercicio se propuso maximizar el valor R_i del circuito variando las resistencias de la base. En la tabla 1 se encuentran los datos del circuito.

V_{EE}	R_C	R_E	C_L	R_L	R_{B1}/R_{B2}
12 V	4,7 k Ω	1 k Ω	Si	10 k Ω	Max R_i

Tabla 1: Datos iniciales del problema

1.1. Cálculo analítico

1.1.1. Cálculo de componentes para Máx. R_i

Para un emisor común realimentado con R_E , se sabe que su R_i es:

$$R_i = R_B // R_{iB} \quad (1)$$

siendo:

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} \quad (2)$$

y

$$R_{iB} = r_\pi + \beta \cdot R_E \quad (3)$$

Por lo que $R_{B1} = R_{B2}$ lograría el máximo R_B , en su defecto se eligen las máximas R_{B1} y R_{B2} posibles:

$$R_{B1} = 820 \text{ k}\Omega \text{ y } R_{B2} = 100 \text{ k}\Omega$$

Habiendo obtenido las resistencias de la base, se calcula el punto de operación del transistor.

1.1.2. Punto de operación Q

Se simplificó el circuito haciendo un Thevenin en la base, quedando la polarización como en la fig. 2, con:

$$V_{Th} = 10,7 \text{ V y } R_{Th} = 90 \text{ k}\Omega$$

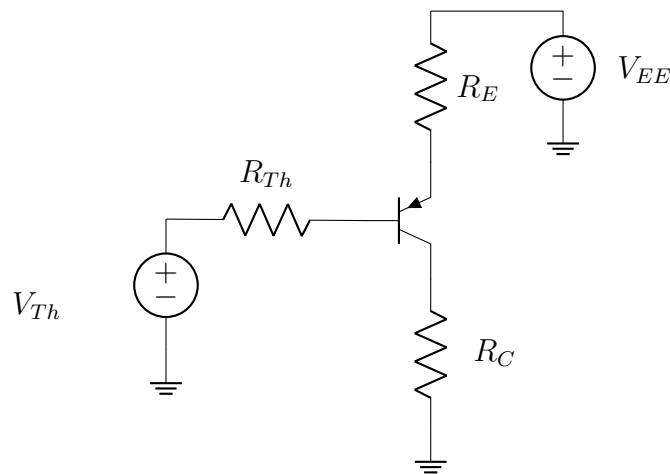


Figura 2: Circuito de polarización.

Asumiendo MAD, se sabe que:

$$I_C = \beta I_B \quad (4)$$

Se tomó el valor de $\beta = 300$ ¹ del datasheet del transistor BC558 [3]

Recorriendo las mallas de entrada y salida:

¹Estimación disponible en Apéndice

$$V_{Th} - I_B R_{Th} + V_{BE(on)} - I_C R_E - V_{EE} = 0 \quad (5)$$

$$-I_C R_E + V_{CE} - I_C R_C + V_{EE} = 0 \quad (6)$$

Usando 5:

$$I_{CQ} = -0,46 \text{ mA}$$

Usando 6:

$$V_{CEQ} = -9,4 \text{ V}$$

Teniendo el punto de trabajo sobre el cual se opera, se analiza la pequeña señal.

1.1.3. Modelo de Pequeña Señal

En señal, a frecuencias medias, se tuvieron en cuenta los componentes y efectos internos del transistor, estos se muestran en la fig. 3.

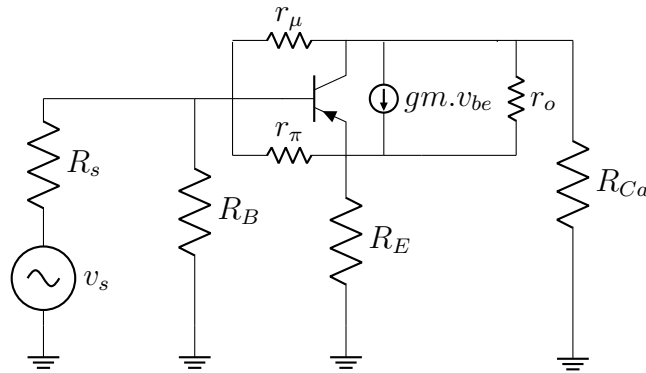


Figura 3: Circuito de pequeña señal.

Componentes intrínsecos del modelo de pequeña señal:

$$g_m = \frac{I_C}{V_{th}} \quad (7)$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \quad (8)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (9)$$

$$r_\mu = \beta r_o \quad (10)$$

Parámetros del circuito:

$$A_V = \frac{g_m R_{ca}}{1 + g_m R_E} \quad (11)$$

$$R_{in} = \frac{R_B(r_\pi + \beta R_E)}{R_B + r_\pi + \beta R_E} \quad (12)$$

$$R_{out} \approx R_c \quad (13)$$

$ A_V $	R_{in}	R_{out}	g_m	r_π	r_o	r_μ
3	69 kΩ	4,7 kΩ	18 mS	16 kΩ	87 kΩ	26 MΩ

Tabla 2: Parámetros calculados.

1.2. Medición

Los resultados calculados analíticamente se pueden contrastar con lo medido en el laboratorio y luego con la simulación correspondiente. El banco de medición usado está en la fig. 4

²Valor de V_A estimado a partir del datasheet [1]. Cálculo de estimación de V_A en Apéndice

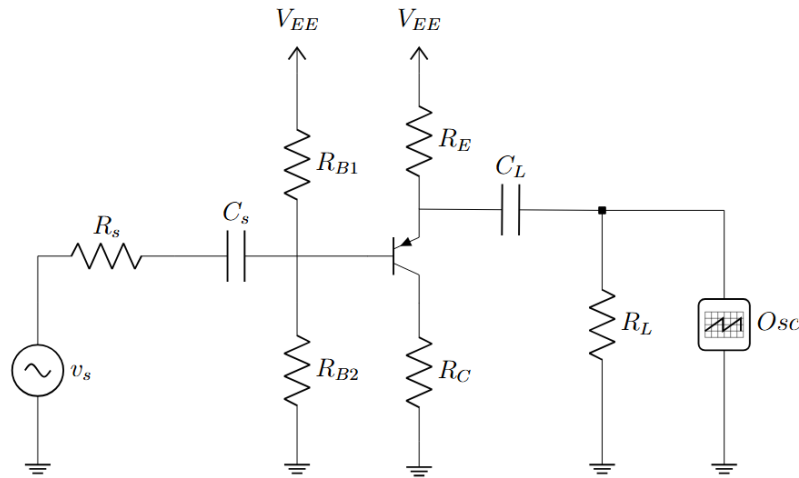


Figura 4: Banco de medición del amplificador de tensión.

La fig. 5 ³ corresponde a la medición que arrojo el osciloscopio sobre la tensión v_o .

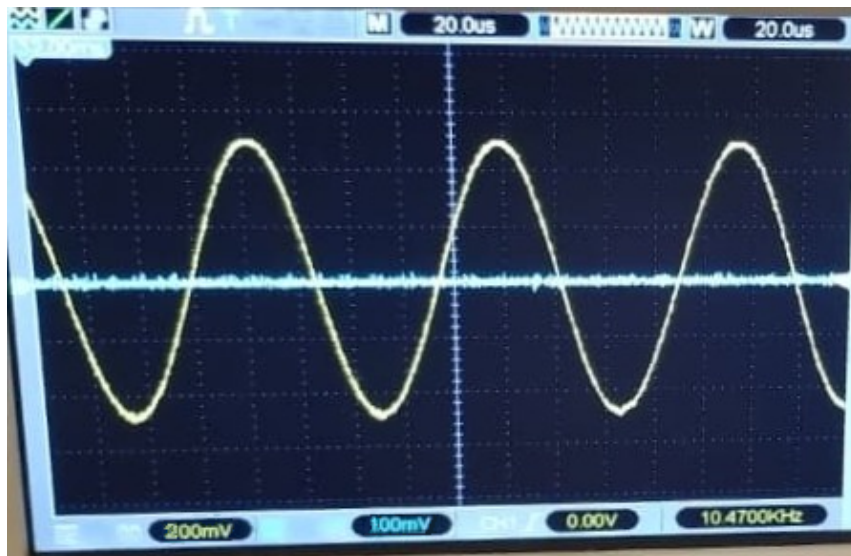


Figura 5: Medición del amplificador de tensión.

Tomando una $v_{op} \approx 500$ mV y sabiendo que la entrada era $v_{inp} = 200$ mV, se deduce un $A_V = 2,5$. Una diferencia del 16 % con respecto a lo calculado.

³Por error, en la única foto que tomamos, no teníamos conectada la entrada del osciloscopio a v_{in}

1.3. Barrido en Frecuencia

Se realizó un barrido en frecuencia del circuito amplificador, en donde se realizaron mediciones de la tensión de salida a diferentes frecuencias para luego poder generar el diagrama de Bode. Para ello se utilizaron una tensión de entrada $V = 200\text{ mV}$ y punta x10 para realizar la medición de la tensión de salida.

En la tabla 3 se pueden observar las distintas mediciones del barrido en frecuencia, en donde se comenzó con una frecuencia de 3 Hz, y se terminó con 10 MHz.

Frecuencia [Hz]	Amp Pico-Pico [V]	Ganancia [dB]
3.00E+00	0.656	4.297
5.00E+00	0.752	5.483
1.00E+01	1.040	8.299
3.00E+01	1.190	9.470
5.00E+01	1.230	9.757
1.00E+02	1.250	9.897
3.00E+02	1.250	9.897
5.00E+02	1.260	9.966
1.00E+03	1.290	10.171
3.00E+03	1.300	10.238
5.00E+03	1.280	10.103
1.00E+04	1.310	10.304
3.00E+04	1.290	10.171
5.00E+04	1.300	10.238
1.00E+05	1.275	10.069
3.00E+05	1.290	10.171
5.00E+05	1.285	10.137
1.00E+06	1.250	9.897
3.00E+06	0.760	5.575
5.00E+06	0.480	1.584
1.00E+07	0.236	-4.583

Tabla 3: Mediciones barrido en frecuencia

Luego se realizó la simulación en *LTspice* teniendo en cuenta la punta x10 del osciloscopio. Esto se puede observar en la figura 6.

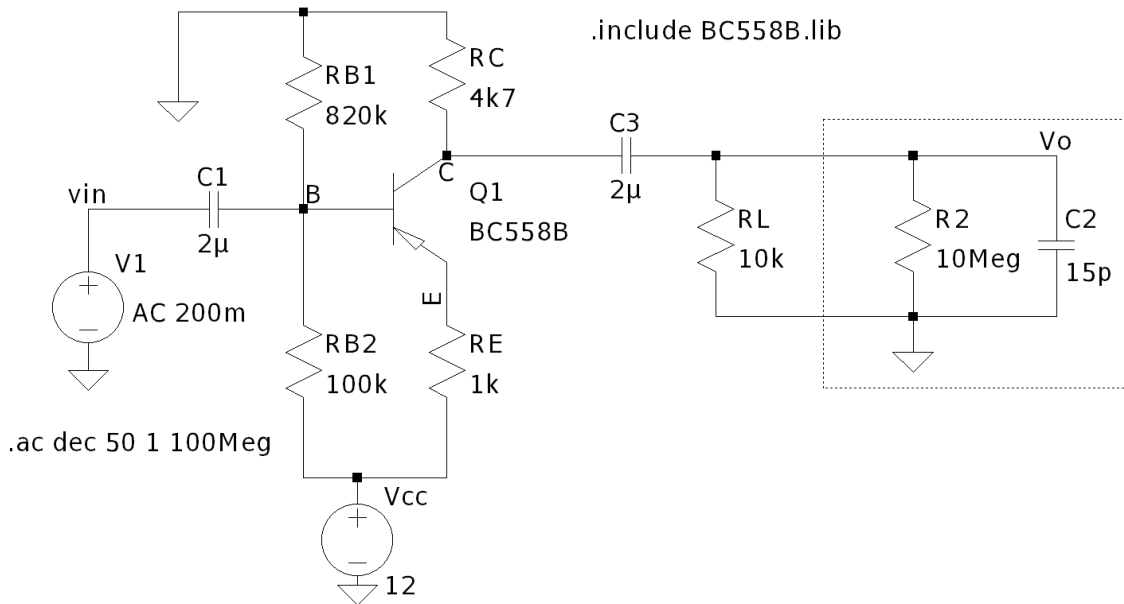


Figura 6: Simulación barrido en frecuencia

A partir de la simulación y las mediciones se realizó el diagrama de Bode (figura 7). En el mismo se puede observar como las mediciones siguen la forma de la simulación, pero con una diferencia de ganancia entre 100 Hz y 1 MHz. En el caso de la simulación la magnitud es de alrededor de 9,6 dB, mientras que las mediciones dan alrededor de 10 dB.

También se realizó un ajuste lineal de las mediciones en *Python* y luego se obtuvieron las frecuencias de corte inferior y superior para ambos casos. En la tabla 4 se pueden ver estos valores, los cuales tienen una diferencia aceptable.

	f_{low}	f_{high}
Simulación	5,5 Hz	2,6 MHz
Medición	7,5 Hz	2,3 MHz

Tabla 4: Frecuencias de corte.

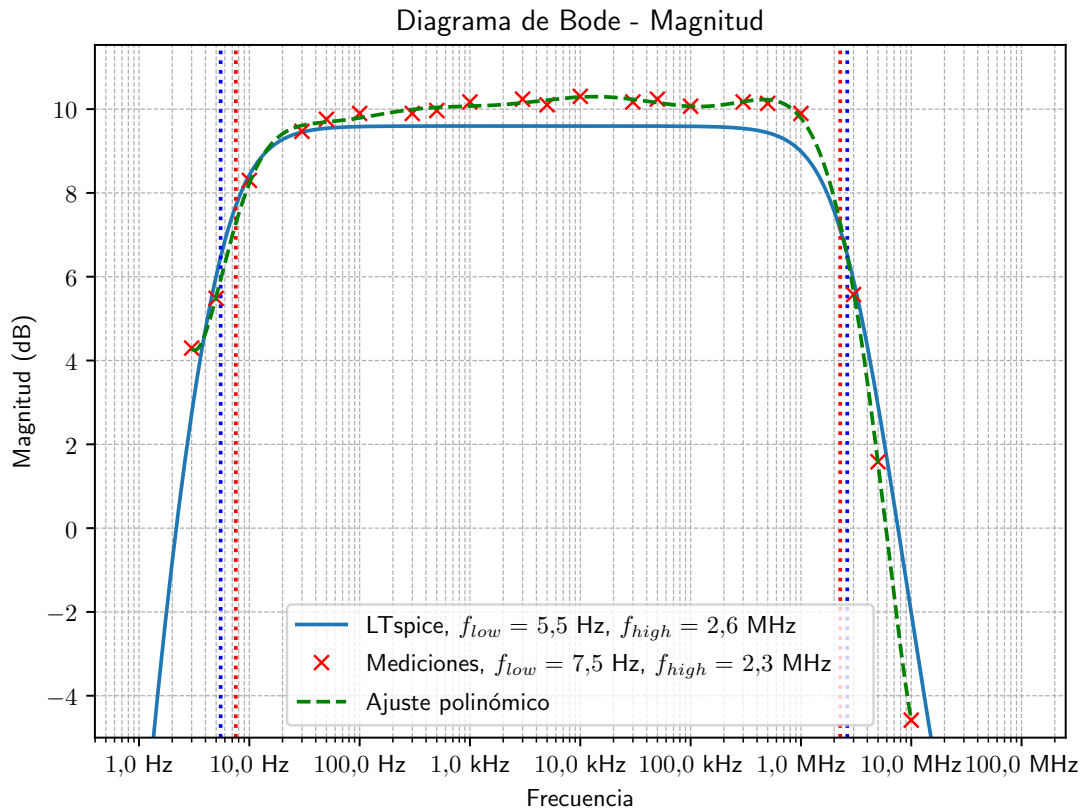


Figura 7: BODE - Módulo

Además, se realizó el diagrama de Bode de la fase por simulación, el cual se puede observar en la figura 8. El mismo muestra como el circuito mantiene una fase constante en las frecuencias medias de alrededor de -180° , y en los extremos la fase decrece.

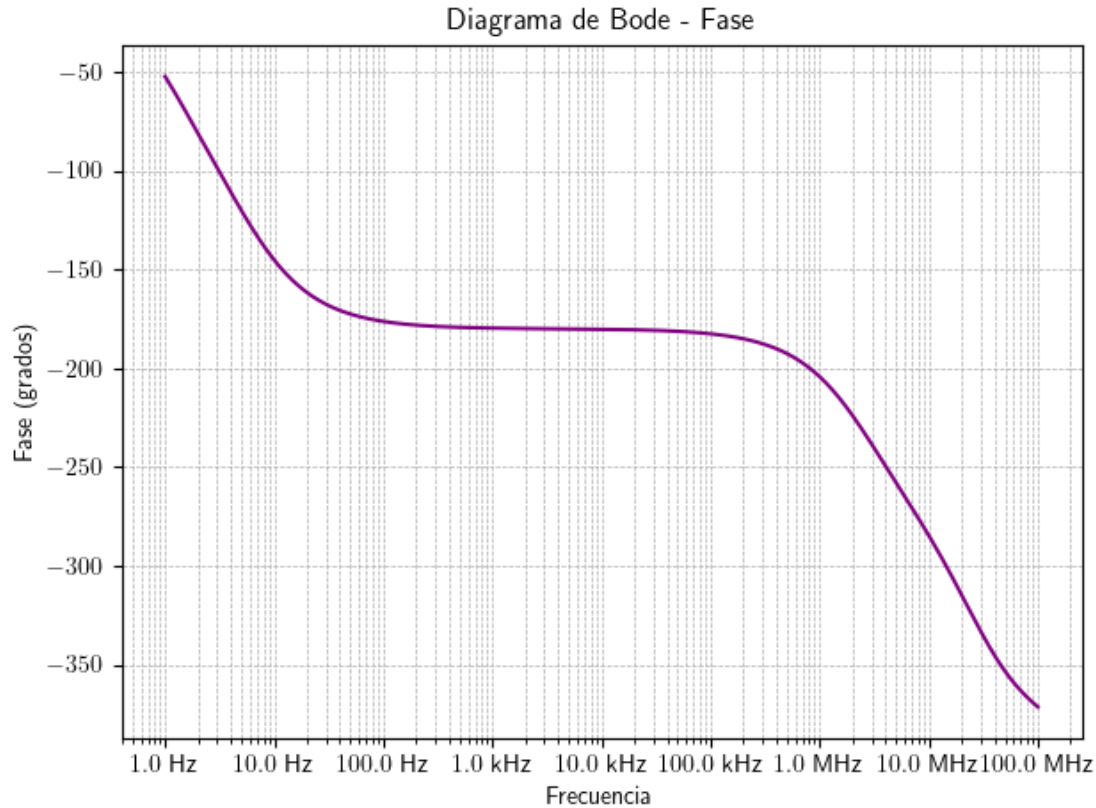


Figura 8: BODE - Fase

Para comprobar las frecuencias de corte, en la simulación de LTspice, se introduce una onda cuadrada a dichas frecuencias.

Primero se toma $f_{low} = 5,5 \text{ Hz}$:

Antes que nada, una verificación rápida para esta frecuencia es tomar los capacitores de acople y calcular la frecuencia de corte como si fuesen pasa altos de 1° orden, el de mayor frecuencia será el que dicte la frecuencia de corte para bajas.

$$f_{low1} = \frac{1}{2\pi C_s R_{in}} = 1,1 \text{ Hz} \quad (14)$$

$$f_{low2} = \frac{1}{2\pi C_L (R_{out} + R_L)} = 5,4 \text{ Hz} \quad (15)$$

Con la ec. 15 se confirma que la f_{low} esta por 5,4Hz. En la fig. 9 se muestra el resultado de dicha simulación.

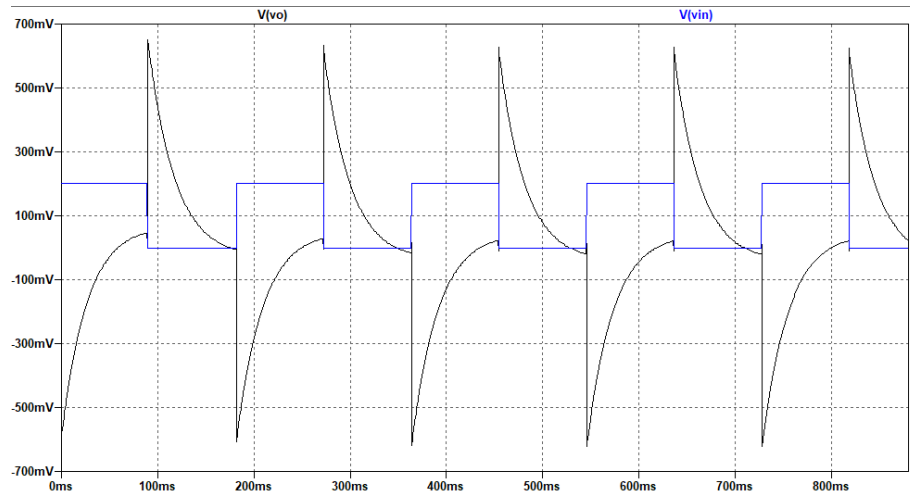


Figura 9: Simulación respuesta a onda cuadrada en f_{low}

Claramente, se observa la descarga del capacitor en los hemisiclos de la cuadrada, ya que al operar a frecuencias tan bajas este no puede mantener su carga constante.

En la fig. 10 tenemos la respuesta a $f_{med} = 50\text{ kHz}$. Tomando las componentes de AC, vemos como el $A_V = 3$

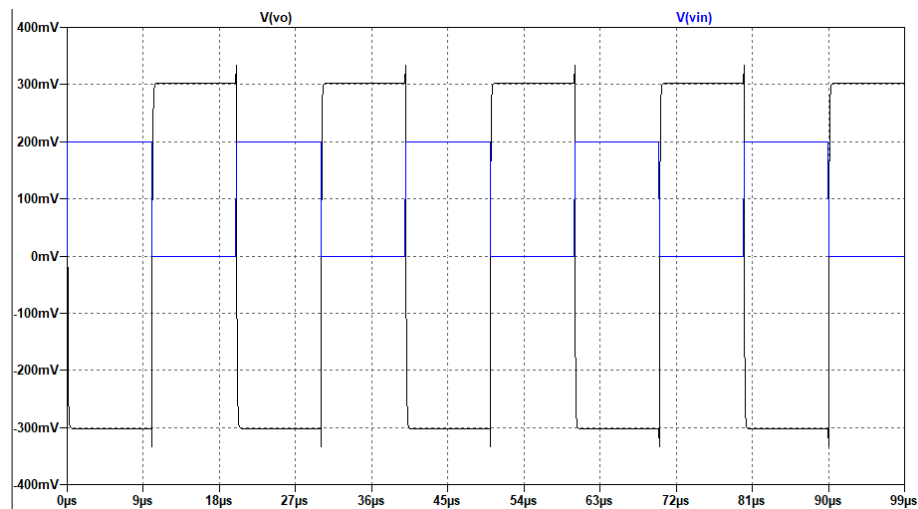


Figura 10: Simulación respuesta a onda cuadrada en f_{med}

Para f_{high} , la fig. 11 nos muestra como no se llegan a cargar las capacitancias intrínsecas del amplificador, por lo que, en aplicaciones de frecuencias altas, este es el impedimento principal en la construcción de un amplificador de este tipo.

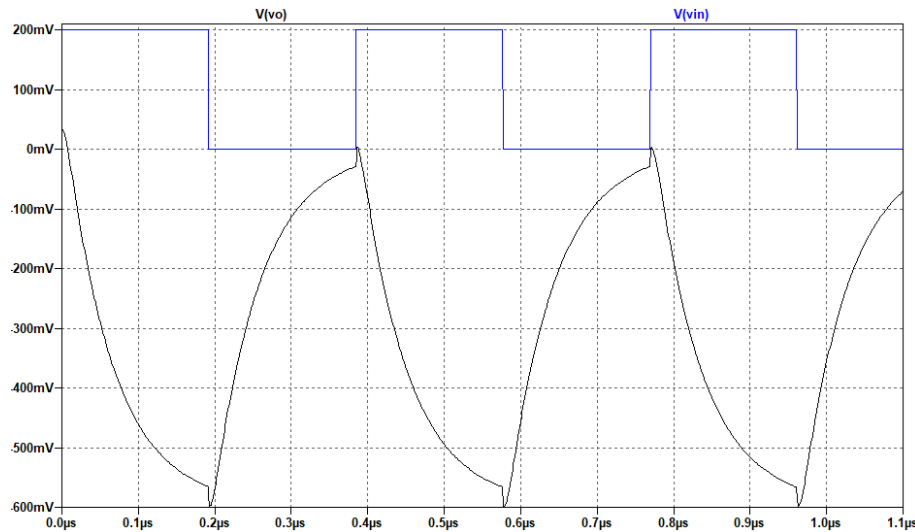


Figura 11: Simulación respuesta a onda cuadrada en f_{high}

1.4. Índice de distorsión THD

Para el cálculo del índice de distorsión THD se optó utilizar una frecuencia de 50 kHz la cual se encuentra en el medio de ancho de banda, donde hay mayor ganancia.

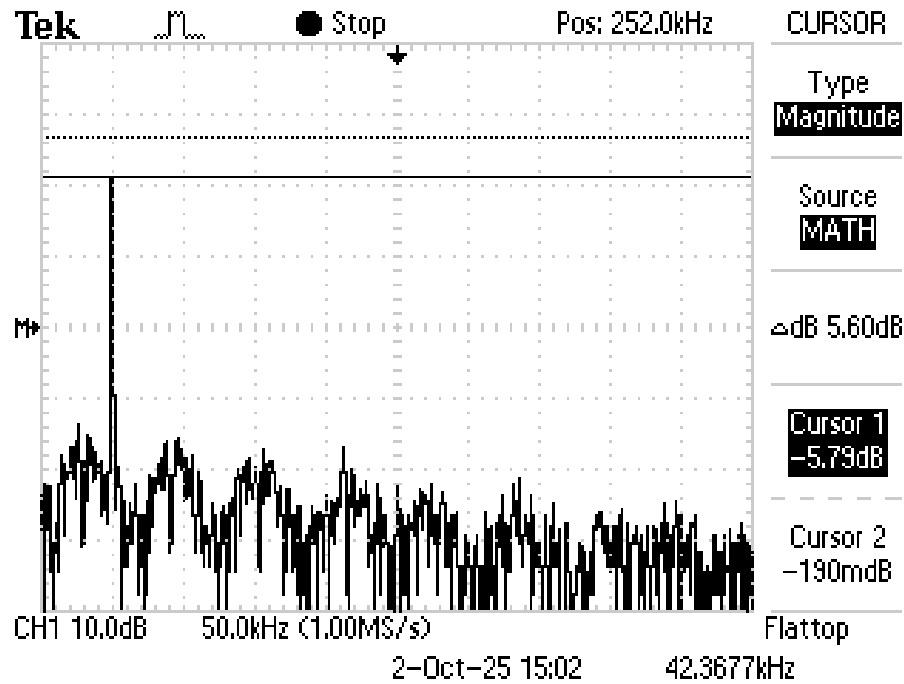


Figura 12: FFT medida

N	dB	V
1	-5,8	512m
2	-40	10m
3	-42	7,9m
4	-43	7m
5	-42	7,9m
6	-48	4m
7	-46	5m
8	-50	3,2m
9	-48	4m
10	-52	2,5m

Tabla 5: Tensiones de los armónicos

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} = 0,036 \Rightarrow 3,6\% \quad (16)$$

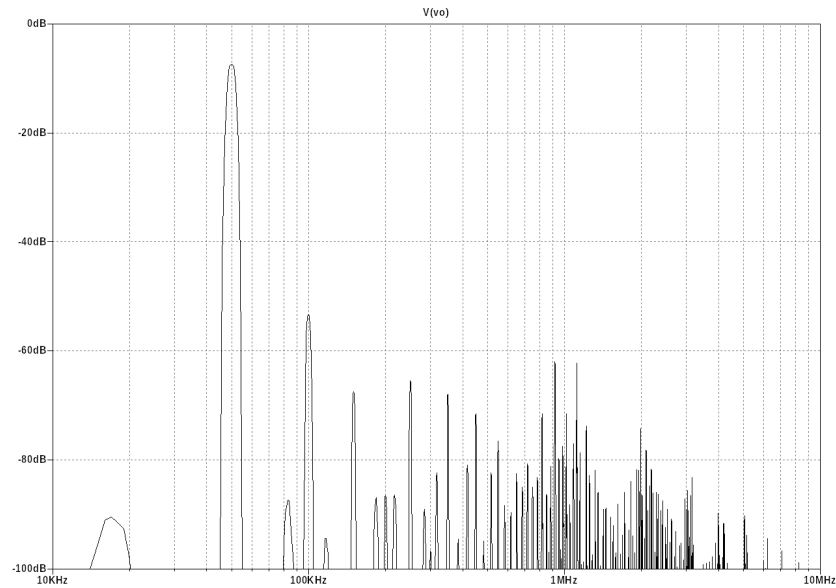


Figura 13: FFT simulada

Fourier components of V(Vo)
 N-Period=1
 DC component: 0.00304166

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	5.000e+04	5.988e-01	1.000e+00	-88.72°	0.00°
2	1.000e+05	3.032e-03	5.063e-03	-179.15°	-90.43°
3	1.500e+05	6.154e-04	1.028e-03	120.74°	209.46°
4	2.000e+05	7.246e-05	1.210e-04	6.07°	94.79°
5	2.500e+05	7.714e-04	1.288e-03	-60.18°	28.54°
6	3.000e+05	8.534e-05	1.425e-04	-140.95°	-52.23°
7	3.500e+05	5.861e-04	9.787e-04	131.10°	219.82°
8	4.000e+05	9.408e-05	1.571e-04	65.85°	154.57°
9	4.500e+05	3.746e-04	6.256e-04	-45.01°	43.71°

Partial Harmonic Distortion: 0.545499%
 Total Harmonic Distortion: 0.622818%

Figura 14: THD de Vo a 50 kHz

El índice de distorsión armónica total (THD) obtenido por medición resulta del orden del 3,5 %, mientras que el de simulación es del 0,62 %.

1.5. Preguntas teóricas

1.5.1. ¿Como R_E estabiliza la variación de β/k ?, y análisis de la realimentación

La resistencia R_E introduce una realimentación negativa en continua que permite estabilizar el punto de reposo frente a variaciones del parámetro β o k del transistor.

Dicha resistencia muestrea la corriente de salida ($I_E \approx I_C$) y realimenta una tensión $V_E = I_E R_E$ en el emisor.

Si el valor de β aumenta, la corriente de colector I_C tiende a incrementarse. Esto provoca un aumento en la tensión V_E , lo cual reduce la diferencia $V_{BE} = V_B - V_E$. Al disminuir V_{BE} , el transistor conduce menos corriente, compensando el aumento inicial y manteniendo el punto de operación prácticamente constante.

En términos de sistema realimentado, la variable *muestreada* es la corriente de salida I_E , mientras que la variable *sumada* es la tensión de base V_B , a la que se resta la tensión de realimentación V_E . La realimentación es negativa, ya que un incremento en la salida genera una disminución de la variable de control (V_{BE}).

De esta manera, el parámetro de transferencia que la realimentación busca estabilizar es la corriente de colector (o de emisor), y en consecuencia, el punto de reposo del amplificador.

1.5.2. Cálculo de P_{med} de R_L

La potencia media máxima de la señal entregada viene dada por

$$P_{med} = \frac{V_p^2}{2R_L} \quad (17)$$

Utilizando los valores de la simulación, $V_o = 600 \text{ mV}$, queda: $P_{med} = 18 \mu\text{W}$

El rendimiento en potencia se define como

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{total}} * 100 \% = 0,33 \% \quad (18)$$

Siendo la potencia total calculada a partir del punto de trabajo.

1.5.3. $V_{in_{max}}$ y Capacitor de desacople en $R_{E/S}$

$V_{in_{max}}$ se calcula a partir de la RCD,

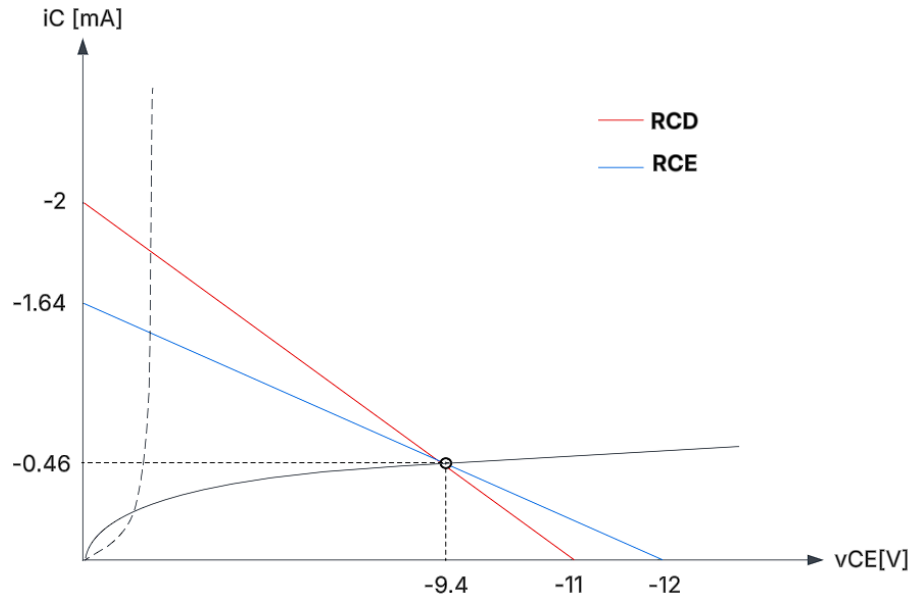


Figura 15: Rectas de carga.

$$i_C = \frac{-V_{CEQ}}{R_C // R_L} + I_{CQ} + \frac{v_{CE}}{R_C // R_L} \quad (19)$$

$$V_{out} = I_{CQ} * (R_C // R_L) = 1,5V \quad (20)$$

Como la ganancia es 3 la tensión de entrada máxima es,

$$V_{in_{max}} = 0,5V$$

Si al circuito original se le agregara un capacitor de desacople de Emisor/Source a común, lo que sucede es que las tensiones son las mismas, ya que el capacitor no influye en las cuentas de la RCD, pero la ganancia aumenta ≈ 20 veces mayor.

2. Oscilador senoidal por desplazamiento de fase

2.1. Análisis cualitativo

Un oscilador por desplazamiento de fase es un circuito compuesto por un TBJ que se realimenta positivamente mediante una red RC. Este circuito debe cumplir con ciertos criterios para funcionar, pero resulta muy útil para construir oscilador cuasi senoidal a partir de una fuente continua. En la fig. 16 se tiene una posible configuración, la cual fue analizada en el laboratorio.

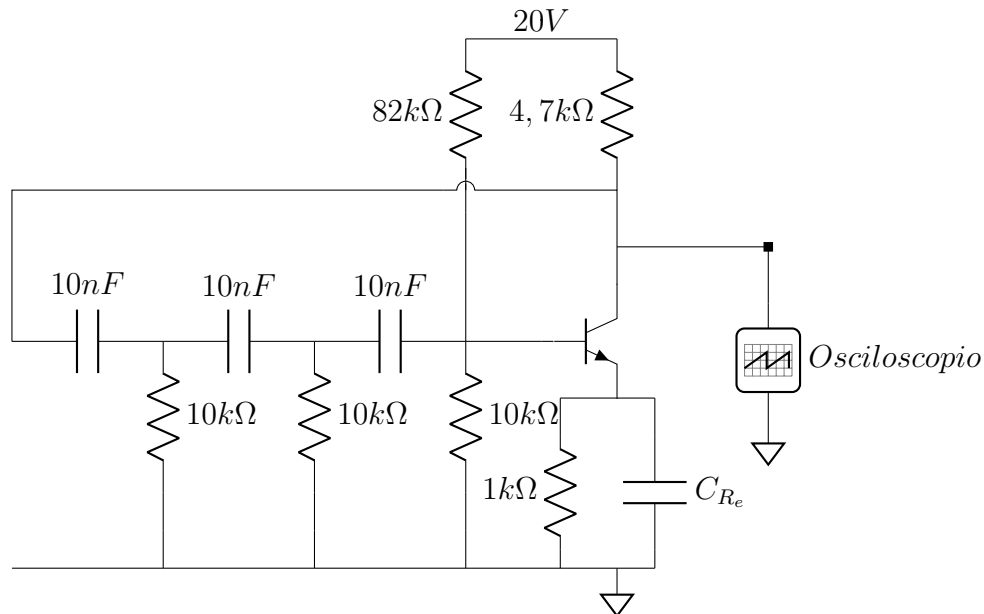


Figura 16: Circuito oscilador por desplazamiento de fase

El criterio de Barkhausen es la principal herramienta para el funcionamiento del oscilador, este requiere que la ganancia del lazo sea $|A\beta| = 1$ y su fase $\angle(A\beta) = 0^\circ$.

Primero se tiene $|A\beta| = 1$, esto nos dice que $|A|$, la ganancia del amplificador, debe ser igual a $\frac{1}{\beta}$, β siendo la ganancia de la red de realimentación, (normalmente < 1).

Luego $\angle(A\beta) = 0^\circ$ se consigue mediante el TBJ que desfasa 180° , sumado a la red RC que agrega 180° a la realimentación, con cada sección RC teniendo 60° .

Con esto en mente, se puede entender que la salida del amplificador (Nodo del colector) es muestreada, desfasada 180° , atenuada $\frac{1}{A} = \beta$ e introducida nuevamente a la entrada del amplificador (mediante la red RC).

Para que el circuito comience a oscilar es necesario que exista una pequeña perturbación en la entrada del amplificador, la cual puede deberse a un offset, al ruido térmico de los componentes, a la descarga de un capacitor o a un pequeño pico proveniente de la fuente. La frecuencia de la señal que aparece en la salida está determinada por los valores de la red RC de realimentación. Como se mencionó anteriormente, para que el amplificador se realimente positivamente, cada subred RC debe aportar aproximadamente 60° de desfase, lo cual ocurre a una frecuencia específica que coincide con la perturbación que inicia la oscilación.

Como en el circuito de la fig. 16 se eligieron los capacitores y resistencia de igual valor, se puede recurrir a una sencilla cuenta y calcular una frecuencia esperable:

2.2. Medición

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = 650 \text{ Hz} \quad (21)$$

En la fig. 17 se comprueba mediante la correspondiente medición:

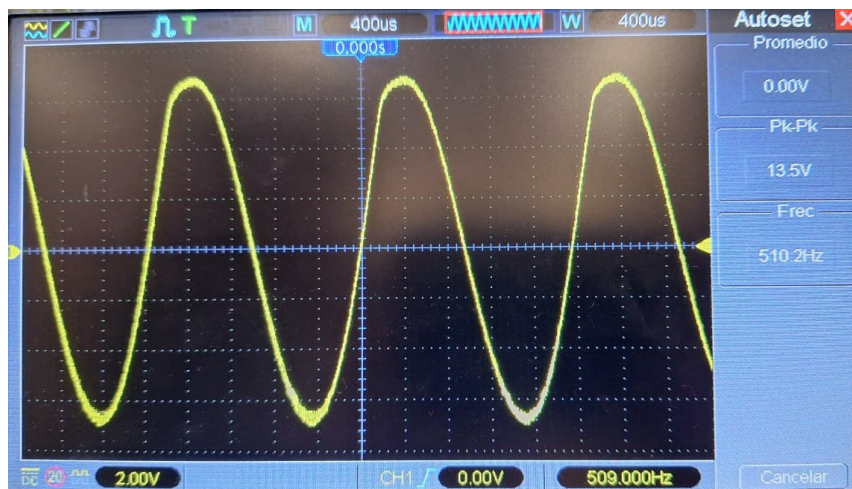


Figura 17: Medición del oscilador por desplazamiento de fase

En la captura se ve como la frecuencia es de 510Hz, un 21% de diferencia a lo calculado. Como el circuito no se encuentra en óptimas condiciones, ni con componentes ideales, se genera esta brecha. Usualmente, para solventar estos errores se suele acudir a algún componente variable, ya sea una resistencia o capacitor.

2.3. Simulación

Para corroborar funcionamiento, resultado y expandir un poco más el análisis se simuló mediante LTspice. con el circuito de la fig. 18

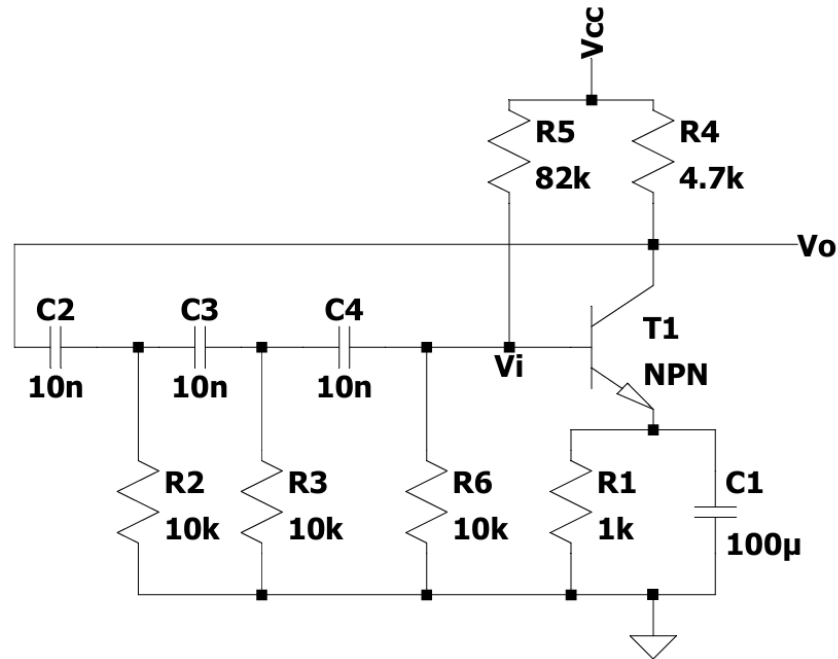
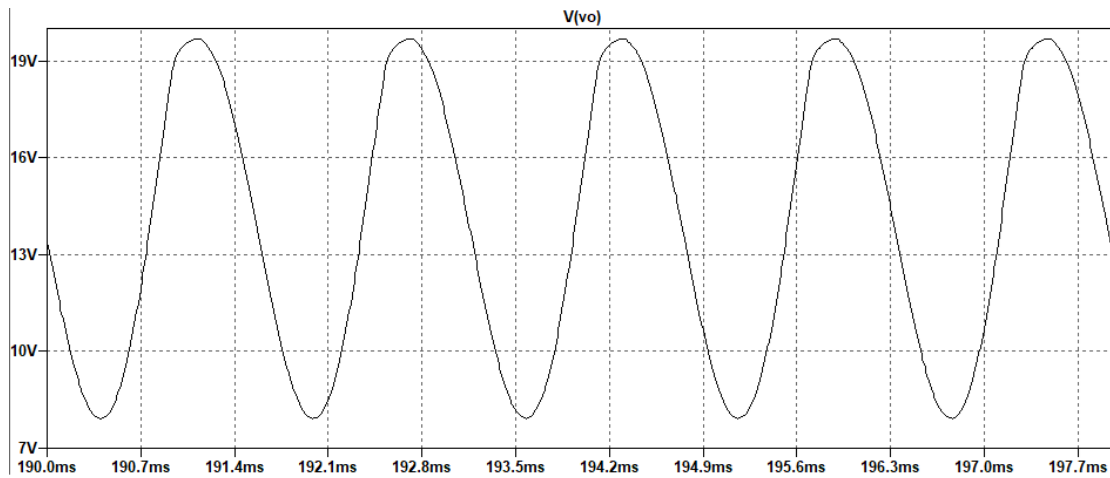


Figura 18: Esquemático de Oscilador en LTspice

Como en la simulación no se presentan las perturbaciones necesarias para dar inicio a la oscilación, se utilizó una fuente que crecía de 0 V a los 20 V requeridos. Una vez alcanzado el régimen permanente, la salida del oscilador nos devuelve una onda cuasi senoidal, como se ve en la fig. 19

Figura 19: Respuesta de V_o en régimen permanente

De esta onda cuasi senoidal se obtuvo que la señal oscilaba de 7,9 V a 19,7 V aproximadamente, lo cual da una tensión 11,8 V_{pp} , 12 % menos tensión que lo medido. La frecuencia fue de 623 Hz, un 22 % de variación en referencia a lo medido, pero un 4 % en comparación a lo calculado en un principio. Esto está diciendo que debido a las condiciones de la medición, esta se habrá visto perturbada por algún factor que introdujo variaciones.

En la fig. 20 se muestra el resultado de la FFT analizada en el régimen permanente de la onda, arrojando una frecuencia principal de 630 Hz. Esta forma de medir la frecuencia es mucho más exacta que solo en algunos periodos (lo que se hizo en el método anterior), como resultado esto se acerca un poco más a lo calculado, dando un 3 % de diferencia exactamente.

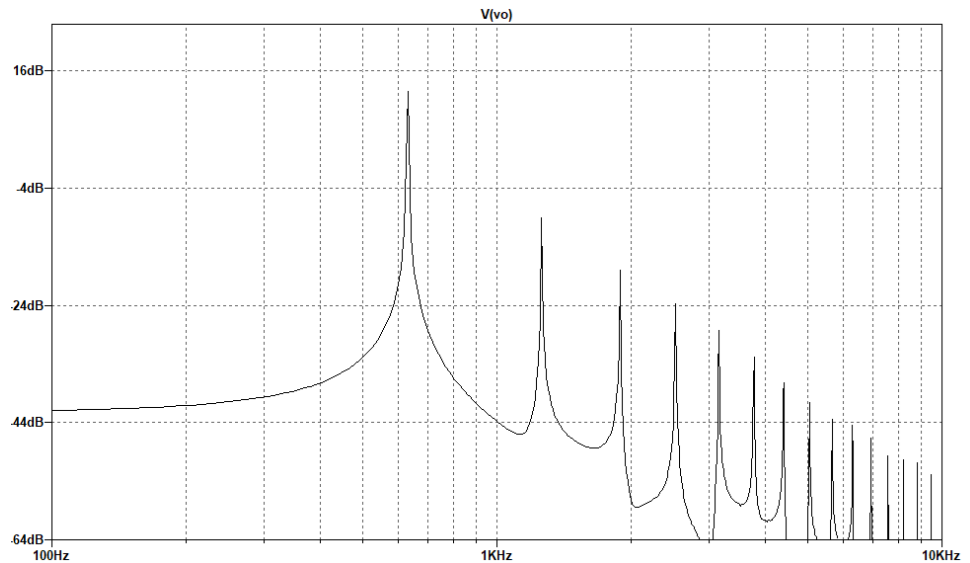


Figura 20: FFT de Vo simulada

Otra herramienta útil de la simulación es el cálculo de THD, porcentaje de distorsión armónica total, este se tomó basándonos en los 630 Hz del resultado anterior. En la fig. 21 se ve como la distorsión total de la simulación es de 9,34 %.

Fourier components of V(Vo)
 N-Period=1
 DC component:13.9181

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component
1	6.300e+02	5.985e+00	1.000e+00
2	1.260e+03	5.084e-01	8.494e-02
3	1.890e+03	1.916e-01	3.202e-02
4	2.520e+03	1.025e-01	1.712e-02
5	3.150e+03	6.264e-02	1.047e-02
6	3.780e+03	4.103e-02	6.855e-03
7	4.410e+03	2.778e-02	4.642e-03
8	5.040e+03	1.977e-02	3.304e-03
9	5.670e+03	1.426e-02	2.382e-03

Partial Harmonic Distortion: 9.341893%
 Total Harmonic Distortion: 9.346297%

Figura 21: THD de vo @630 Hz

2.4. Preguntas teóricas

2.4.1. ¿Por qué este oscilador se lo utiliza en el rango de frecuencias bajas (hasta audio)?

Este oscilador se presenta como una herramienta muy útil, barata, fácil de implementar y usar en el rango de frecuencias bajas. Aplicando un TBJ, una red RC con componentes variables y una fuente de DC, se obtiene un oscilador que se podría considerar senoidal, dependiendo de la aplicación. Por otro lado, también hay que tener en cuenta la precisión que se requiera, como ya se notó, la distorsión de la onda es de $\approx 10\%$, sumado a esto, si la frecuencia requerida aumenta, pueden entrar en juego las capacitancias parasitas del TBJ.

2.4.2. ¿Cuál será el valor mínimo aproximado de V_{CC} para el cual se detiene la oscilación?

Esta tensión mínima se alcanzará cuando el TBJ no funcione con las condiciones requeridas, es decir, si la tensión de la base baja tanto como para no poder seguir soportando el criterio de Barkhausen, $|A\beta| = 1$, la atenuación de β someterá a la ganancia del amplificador, colapsando la tensión de salida.

2.4.3. ¿Qué ocurre si se desconecta el capacitor de desacople de Emisor?

Si la resistencia del emisor ya no posee su capacitor en paralelo, en señal, aparecería el efecto de la resistencia. Esto generaría una caída en la ganancia del transistor, lo que otra vez afectaría el equilibrio de $|A\beta|$, cayendo así la tensión de salida.

2.4.4. Si se reemplaza la red RC formada por tres derivadores, por otra formada por tres integradores, ¿También oscilará?. ¿A la misma frecuencia?

Si se reemplazan los tres derivadores (RC pasa altos) por tres integradores (RC pasa bajos) en cascada, la red de realimentación puede aportar en conjunto 180° de desfase a cierta frecuencia. El circuito debería oscilar a la misma frecuencia, ya que, al igual que antes, esta frecuencia es la que cumple el desfase necesario para alcanzar la realimentación positiva.

Conclusiones

Se observó que la realimentación negativa mejora la estabilidad del punto de operación frente a variaciones del parámetro β , a costa de una reducción en la ganancia. Los resultados medidos coincidieron de forma aceptable con los valores teóricos y simulados. En el caso del oscilador por desplazamiento de fase, se obtuvo una frecuencia de oscilación cercana a la esperada y una distorsión armónica dentro de rangos razonables. En conjunto, el trabajo permitió confirmar los efectos de la realimentación en la estabilidad y el desempeño de circuitos amplificadores y osciladores.

Apéndice

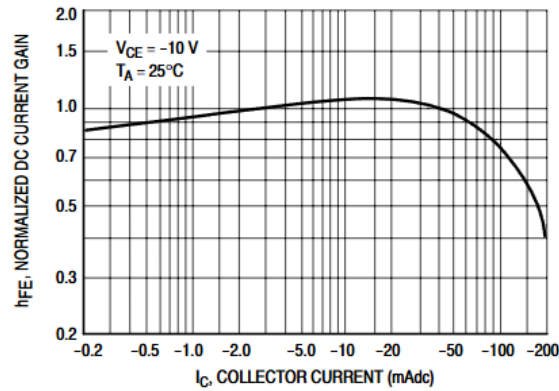


Figure 1. Normalized DC Current Gain

Figura 22: Variación de β (hFE) en función de I_C .
Fuente: datasheet del transistor BC558, pág 3 - figura 1.

De este mismo datasheet se toma que la β típica es ≈ 340

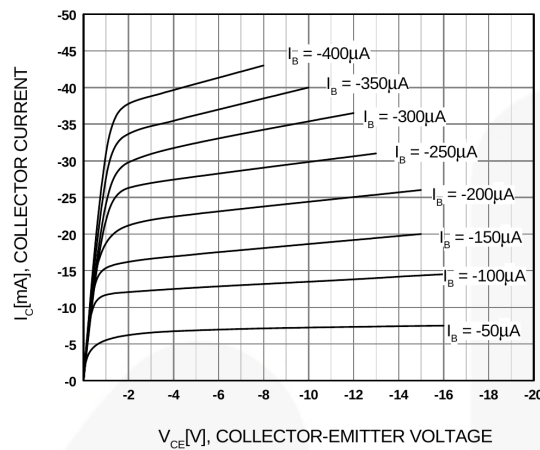


Figure 1. Static Characteristic

Figura 23: Variación de V_{CE} en función de I_C .
Fuente: datasheet del transistor BC558, pág 3 - figura 1.

Tomando dos datos de la recta perteneciente a $I_B = -350 \mu\text{A}$ podemos estimar su pendiente:

- $V_{CE1} = -10\text{ V}$, $I_{C1} = -40\text{ mA}$
- $V_{CE2} = -4\text{ V}$, $I_{C2} \approx -35\text{ mA}$

Con estos datos tenemos que la pendiente es de $\approx 0,83\text{ mA/V}$. Con un análisis rápido, se fija un $|V_A| \approx 40\text{ V}$

3. Bibliografía

- [1] KEC. Bc558 pnp silicon planar transistor, 2007. Datasheet BC558.
- [2] Razavi. *Fundamentals of Microelectronics*. John Wiley & Sons, 1ra edition, 2008.
- [3] ON Semiconductor. Bc558 pnp silicon planar transistor, 2007. Datasheet BC558B.
- [4] Sedra Smith. *Circuitos Microelectrónicos*. Oxford, 4ta edition, 1998.
- [5] Zola. Clases complementarias. Facultad de ingeniería, Universidad de Buenos Aires, 2025.