



## 66.08 Circuitos Electrónicos I

### Trabajo Práctico N° 1

Chambi Villarroel, Gudnar Darwin	84132
Figueroa, Gonzalo	84255
Tempone, Nicolás	84548

## Índice

<b>1. Desarrollo del trabajo Práctico - Ejercicios</b>	<b>3</b>
1.1. Ejercicio 14 . . . . .	3
1.1.1. Polarización . . . . .	4
1.1.2. Medición de la Polarización . . . . .	7
1.1.3. Obtención de la Amplificación . . . . .	8
1.1.4. Medición de la Amplificación . . . . .	11
1.1.5. Consideraciones acerca de $\widehat{V}_o$ . . . . .	13
1.2. Comparación de datos obtenidos . . . . .	14
1.3. Ejercicio 62 . . . . .	15
1.3.1. Polarización . . . . .	16
1.3.2. Medición de la Polarización - Emisor Común . . . . .	19
1.3.3. Obtención de la Amplificación $A_v$ y $\widehat{V}_o$ . . . . .	20
1.3.4. Medición de la Amplificación . . . . .	23
1.3.5. Respuesta en Frecuencia . . . . .	24
1.4. Comparación de datos obtenidos . . . . .	30
<b>2. Anexos</b>	<b>31</b>
2.1. Anexo I - .MODEL BS170 NMOS . . . . .	31
2.2. Anexo II - .MODEL BC548B NPN . . . . .	31
2.3. Anexo III - Cálculos en Mathcad . . . . .	33
2.4. Anexo IV - Output File - ejercicio 14 . . . . .	40
2.5. Anexo V - Output File - ejercicio 62 . . . . .	44

## Índice de figuras

1. <i>Configuración Gate Común</i> . . . . .	3
2. <i>Polarización - Gate Común</i> . . . . .	4
3. <i>RCE y RCD - Gate común</i> . . . . .	6
4. <i>Bias Point PSpice - Ejercicio 14</i> . . . . .	6
5. <i>Circuito de alterna - Gate Común</i> . . . . .	8
6. <i>Respuesta en frecuencia</i> . . . . .	11
7. <i>Gráfico de la señal (<math>v_s</math>), la entrada (<math>v_i</math>) y la salida (<math>v_o</math>) según PSpice</i> .	12
8. <i>Configuración Emisor Común realimentado en alterna</i> . . . . .	15
9. <i>Polarización - Emisor Común</i> . . . . .	16
10. <i>RCE y RCD - Emisor común</i> . . . . .	17
11. <i>Bias Point PSpice - Ejercicio 62</i> . . . . .	18
12. <i>Circuito de alterna - Emisor Común</i> . . . . .	20
13. <i>Circuito de alterna para la zona de respuesta plana - Emisor Común</i> .	20
14. <i>Gráfico de la entrada (<math>v_i</math>) y la salida (<math>v_o</math>) según PSpice</i> . . . . .	22
15. <i>Circuito de alterna para baja frecuencia - Emisor Común</i> . . . . .	24
16. <i>Respuesta en frecuencia según PSpice</i> . . . . .	25
17. <i>Circuito de alterna para alta frecuencia - Emisor Común</i> . . . . .	26
18. <i>Respuesta en frecuencia según PSpice con el Osciloscopio</i> . . . . .	27
19. <i>Respuesta en frecuencia de la Amplificación</i> . . . . .	27

---

20.	<i>Respuesta en frecuencia - <math>R_i(f)</math></i> . . . . .	28
21.	<i>Respuesta en frecuencia - <math>R_o(f)</math></i> . . . . .	29

# 1. Desarrollo del trabajo Práctico - Ejercicios

---

## 1.1. Ejercicio 14

Obtención de Amplificaciones y Excursión. Polarización.

*Polarice en MAD. Obtenga Amplificación de base común. Obtenga  $V_o$  pico. ¿ Qué relación existe entre  $V_o$  pico y la potencia disipada por el transistor?*

Se utilizó en este ejercicio el transistor NMOS BS170 según lo especificado por la cátedra.

En la configuración de Base Común (Gate Común en este caso) la señal de entrada se aplica a la fuente (Source), la salida se toma en el drenaje (Drain) y la compuerta forma una terminal común entre los puertos de entrada y salida.

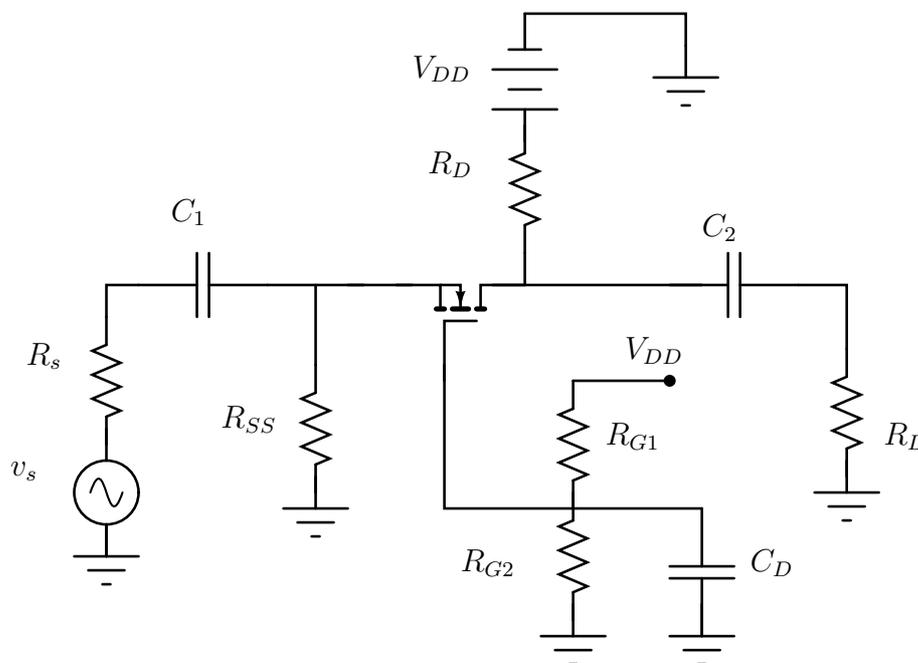


Figura 1: Configuración Gate Común

*Observación:* Se ha incluido el capacitor de desacople  $C_D$  con el objeto de aumentar el ancho de banda del amplificador. A pesar de esto se calcula la ganancia con y sin retroalimentación en alterna, para evaluar cada situación.

### 1.1.1. Polarización

Se empleó el siguiente circuito para la polarización:

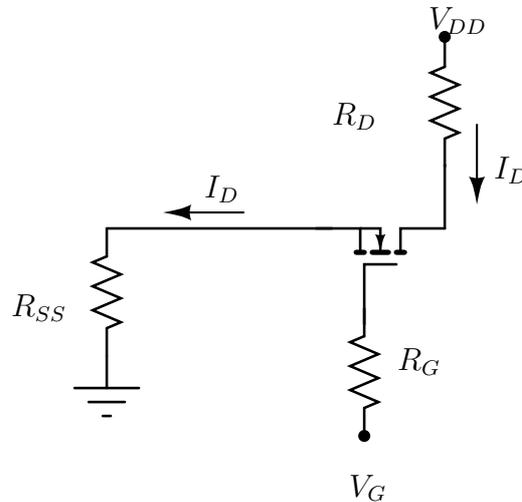


Figura 2: Polarización - Gate Común

Donde  $V_G = \frac{V_{DD}R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$  y  $R_G = R_{G1} // R_{G2}$  consiguiéndose que  $V_{GS} > V_t$ , condición necesaria para la formación del canal, ya que se trata de un MOSFET de canal inducido. Por otra parte, dado que se polariza en saturación (MAD), debe cumplirse que  $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ .

Al recorrer la malla de entrada se tiene

$$V_{GS} = V_G - I_D R_{SS}$$

Por otra parte de la ecuación para el MOS en saturación se tiene

$$I_D = \frac{k'W}{2L}(V_{GS} - V_t)^2$$

Para la malla de salida se obtiene

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_{SS} + R_D}$$

Para resolver el circuito con los valores de resistencias provistos por la plaqueta a utilizar, se fijó primeramente el valor de  $R_{SS} = 1k$  ya que era uno de los que permitía menos variabilidad.

Se consideró una variación de  $V_t$  de  $\pm 0,5V$  respecto de su valor típico de  $1,8V$ , resultando

$$1,3 < V_t < 2,3$$

y una variación de  $k'$  de aproximadamente  $\pm 10m \frac{A}{V^2}$  respecto del valor nominal según el modelo de PSpice utilizado (incluido en el Anexo I);  $k' = 0,1233$ , con lo cual

$$50m < \frac{k'}{2} < 70m$$

$$\text{y } \frac{W}{L} = 1$$

A partir de estos valores de  $Vt$  y  $k'$  se calcularon dos curvas de  $I_D(V_{GS})$ , obteniéndose los siguientes valores máximos y mínimos para  $V_{GS}$  y  $I_D$

$$I_{Dmax} = 2,7mA \qquad V_{GSmin} = 1,58V$$

$$I_{Dmin} = 1,7mA \qquad V_{GSmax} = 2,56V$$

Luego se calculan los promedios, tomándose estos como las componentes del punto de reposo Q

$$V_{GSQ} = \frac{V_{GSmax} - V_{GSmin}}{2} = 2,07V$$

$$I_{DQ} = \frac{I_{Dmax} - I_{Dmin}}{2} = 2,19mA$$

$$V_{DSQ} = 7,62V$$

$$Vt = 1,8$$

La recta de carga dinámica está dada entonces, considerando el circuito de alterna, por:

$$v_{ds} = -i_d(R_{da} + R_s // R_{SS})$$

$$\text{Con } R_{da} = R_D // R_L$$

Los valores de los resistores fueron:

$$R_{G1} = 182k, R_{G2} = 100k, R_{SS} = 1k, R_L = 10k, R_D = 1k, R_s = 50$$

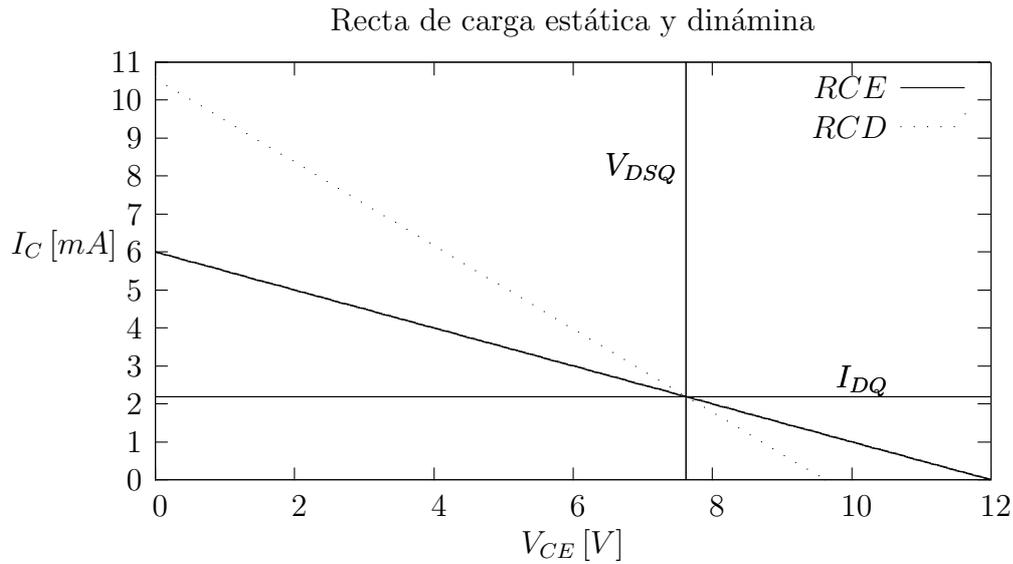


Figura 3: RCE y RCD - Gate común

Para ratificar los datos de polarización se realizó un Bias point en el de PSpice con los parámetros mencionados. Los resultados fueron

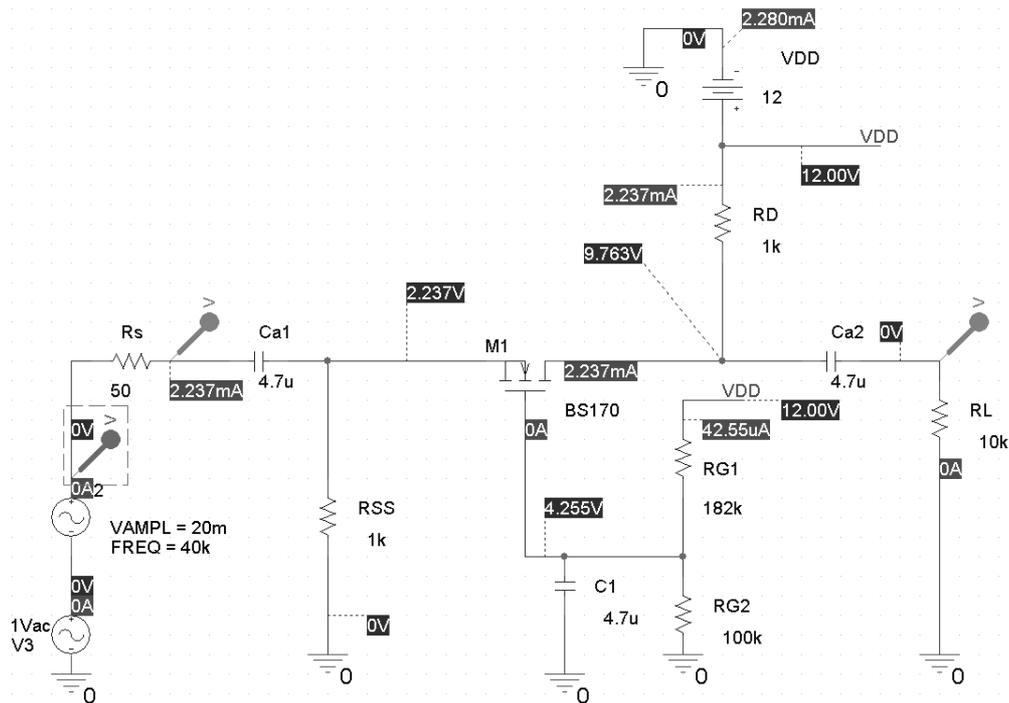


Figura 4: Bias Point PSpice - Ejercicio 14

De la recta de carga dinámica se observa que el máximo valor para  $v_{DS}$  es 9.72V, que se corresponde con una  $\hat{i}_d = 2,19mA$ , por lo q, siendo  $\hat{v}_o = \hat{i}_d R_{da}$  se tiene

$$\hat{v}_{o_{max}} = 1,99V$$

### 1.1.2. Medición de la Polarización

Con los valores teóricos antes calculados se procedió a realizar las conexiones pertinentes en la placa obteniéndose las siguientes mediciones:

$$V_{GSQ} = 1,73V$$

$$V_{DSQ} = 6,96V$$

Lo cual da como resultado una

$$I_{DQ} = 2,54mA$$

Estos valores están dentro del rango anteriormente predicho, y concuerdan bastante con los del simulador PSpice, con lo cual la polarización queda correctamente resuelta.

### 1.1.3. Obtención de la Amplificación

Para calcular la amplificación se trabaja con el circuito para señal (circuito de alterna). Para ello se pasivan las fuentes de alimentación de continua y se desprecian los efectos reactivos.

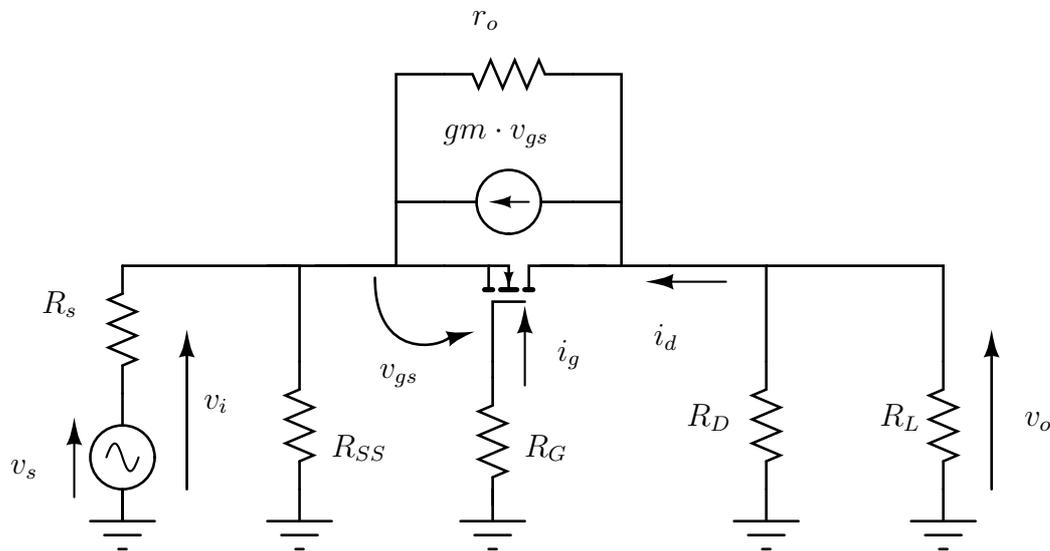


Figura 5: Circuito de alterna - Gate Común

*Observación:* Los efectos reactivos se desprecian ya que se trabaja dentro de la zona de respuesta plana donde los capacitores de baja y alta frecuencia son considerados cortocircuitos y circuitos abiertos respectivamente.

Se define la amplificación de tensión referida a la tensión entre terminales de entrada

$$A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

Esta amplificación se calculó para el circuito de alterna con y sin la resistencia  $R_G$  con el objeto de ver sus efectos.

#### Sin retroalimentación

Anulando la resistencia  $R_G$  para alterna se tiene que  $v_i = -v_{gs}$ , con lo cual despreciando  $r_o$  se tiene

$$-v_o = g_m v_{gs} (R_L // R_D)$$

Con

$$g_m = \frac{2I_{DQ}}{V_{GS} - V_t}$$

Por lo que

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m(R_L // R_D)$$

### Con retroalimentación

Por otro lado, sin anular la resistencia  $R_G$  en alterna se obtiene, haciendo una analogía con el TBJ y utilizando la técnica de separación de fuentes para la fuente controlada,

$$-v_o = g_m v_{gs}(R_L // R_D)$$

$$-v_i = \frac{R_{G1}}{\beta} g_m v_{gs} + v_{gs} \xrightarrow{\beta \rightarrow \infty} -v_i$$

Por lo tanto la amplificación no se modifica, resultando

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m(R_L // R_D)$$

Con los valores utilizados en el circuito, considerando la  $I_{DQ} = 2,54mA$  medida anteriormente, se calcula

$$g_m = \sqrt{2k' \frac{W}{L} I_{DQ}} = \sqrt{2 \times 0,1233 \times 2,54 \times 10^{-3}} = 0,025$$

de esta manera se obtiene

$$A_v = g_m(R_L // R_D) = 0,025 \frac{10k}{11} = 22,75$$

Se define ahora la amplificación de tensión referida a la tensión en vacío de la fuente de señal

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_i}{v_s}$$

resolviendo el divisor resistivo

$$\frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

siendo  $R_{iS}$  la resistencia de entrada del transistor MOSFET en configuración Gate Común

$$R_i = R_{iS} // R_{SS}$$

$$R_{iS} = \frac{1}{g_m}$$

Por lo que

$$A_{vs} = A_v \frac{\left(\frac{1}{g_m} // R_{SS}\right)}{R_s + \left(\frac{1}{g_m} // R_{SS}\right)}$$

Con los valores obtenidos se calcula

$$A_{vs}(\text{teorico}) = 9,89$$

### 1.1.4. Medición de la Amplificación

Luego de haber polarizado se procedió a medir la salida, tomada en la resistencia de carga  $R_L$ . La entrada fue alimentada con una señal  $v_s(t) = \widehat{V}_s \sin(\omega t)$  tomándose una frecuencia  $f = \frac{\omega}{2\pi} = 40kHz$  por ser ésta una frecuencia media de trabajo. Esto ultimo se aprecia en el siguiente gráfico de respuesta en frecuencia del circuito, realizado con el simulador PSpice:

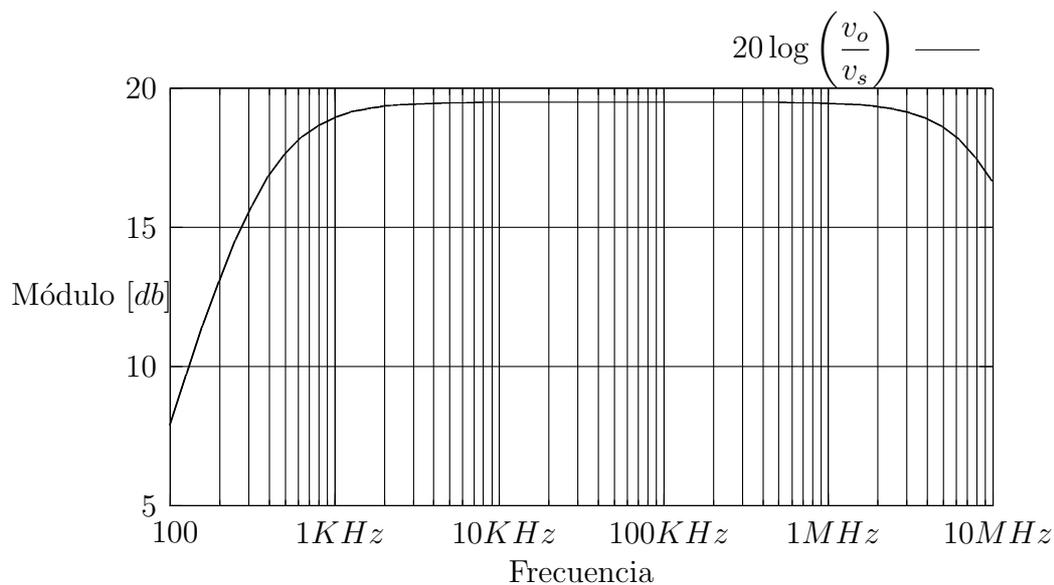


Figura 6: *Respuesta en frecuencia*

Se propuso  $\widehat{V}_s = 20mV$ , luego se midió  $\widehat{V}_i = 12mV$  (tensión en la entrada) y  $\widehat{V}_o = 170mV$  (tensión de salida); lo cual implica una amplificación de:

$$A_v(\text{medido}) = \frac{\widehat{V}_o}{\widehat{V}_i} = 14,17$$

$$A_{v_s}(\text{medido}) = \frac{\widehat{V}_o}{\widehat{V}_s} = 8,5$$

Estos datos obtenidos se comparan con los que arroja el PSpice:

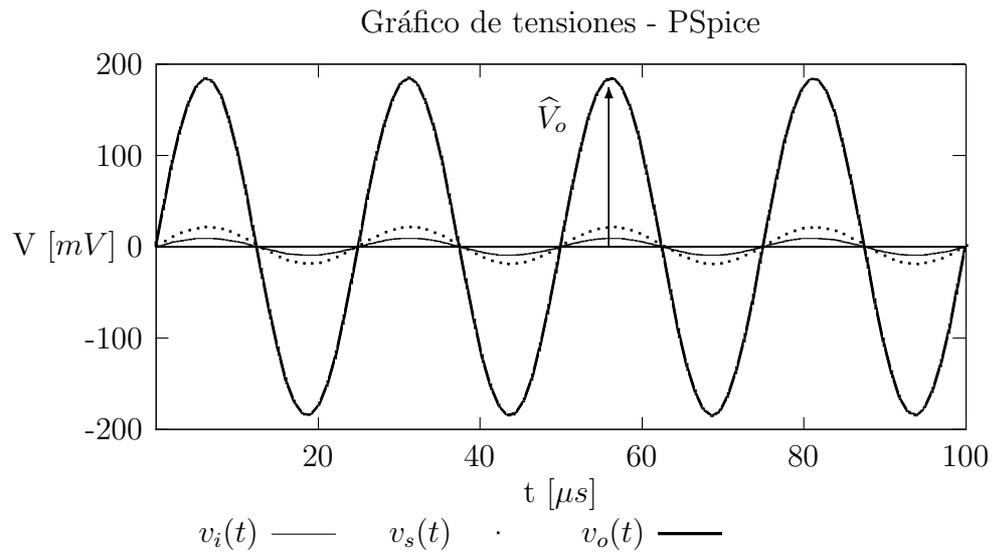


Figura 7: Gráfico de la señal ( $v_s$ ), la entrada ( $v_i$ ) y la salida ( $v_o$ ) según PSpice

De lo cual se extrae

$$A_v(PSpice) = \frac{185m}{9,4m} = 19,7$$

$$A_{v_s}(PSpice) = \frac{185m}{20m} = 9,25$$

### 1.1.5. Consideraciones acerca de $\widehat{V}_o$

Una vez aplicada la señal de excitación  $v_s$  la corriente total que circule por la malla de salida será

$$i_D = I_{DQ} + i_d = I_{DQ} - \widehat{I}_d \text{sen}(\omega t)$$

y la tensión total entre Source y Drain

$$v_{DS} = V_{DSQ} - v_{ds} = V_{DSQ} + \widehat{V}_{ds} \text{sen}(\omega t)$$

Luego, la potencia  $P_{TR}$  disipada en el transistor será:

$$\begin{aligned} P_{TR} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS} i_D dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left( V_{DSQ} - \widehat{V}_{ds} \text{sen}(\omega t) \right) \left( I_{DQ} + \widehat{I}_d \text{sen}(\omega t) \right) dt = \\ &= V_{DSQ} I_{DQ} - \widehat{V}_{ds} \widehat{I}_d \int_0^T \text{sen}^2(\omega t) dt = V_{DSQ} I_{DQ} - \frac{\widehat{V}_{ds} \widehat{I}_d}{2} \end{aligned}$$

De la *figura 3* se puede apreciar lo siguiente:

- $\widehat{V}_o = (R_L // R_D) \widehat{I}_d$
- $\widehat{V}_{ds} = \widehat{V}_o - \widehat{V}_i$
- $\widehat{V}_o = A_v \widehat{V}_i$

Con estas ecuaciones se obtiene:

$$P_{TR} = I_{DQ} V_{DSQ} - \frac{\widehat{V}_o^2 \left(1 - \frac{1}{A_v}\right)}{2(R_L // R_D)}$$

Utilizando los valores de la simulación en PSpice y los medidos

$$P_{TR}(PSpice) = 16,67mW$$

$$P_{TR}(medido) = 17,6mW$$

## 1.2. Comparación de datos obtenidos

A continuación se presenta un cuadro que resume los cálculos y mediciones realizados:

	Teóricos	PSpice	Medidos
$I_{DQ}$	2,19 mA	2,237 mA	2,54 mA
$V_{GSQ}$	2,07 V	2,018 V	1,73 V
$V_{DSQ}$	7,62 V	7,533 V	6,96 V
$A_v$	22,75	19,7	14,17
$A_{vs}$	9,89	9,25	8,5
$\widehat{V}_0$	199 mV	185 mV	170 mV

### 1.3. Ejercicio 62

Realimentación en CA, Obtención de  $A_v$  y  $V_o$  pico. Rta en frecuencia de  $A_v$ ,  $R_i$ ,  $R_o$

Obtenga un circuito Emisor Común realimentado en alterna. Obtenga  $A_v$  y  $V_o$  pico. Halle  $A_v(f)$ ,  $R_i(f)$  y  $R_o(f)$  para frecuencias  $f = (1K, 10K, 100K, 500K, 1M, 5M, 10MHz)$ . ¿ A qué se debe la diferencia del ancho de banda de  $A_v$  con el de  $R_i$  ?

Se utilizó en este ejercicio el transistor NPN BC548B según lo especificado por la cátedra. En la configuración de Emisor Común la señal de entrada se aplica a la base y la salida se toma en el colector.

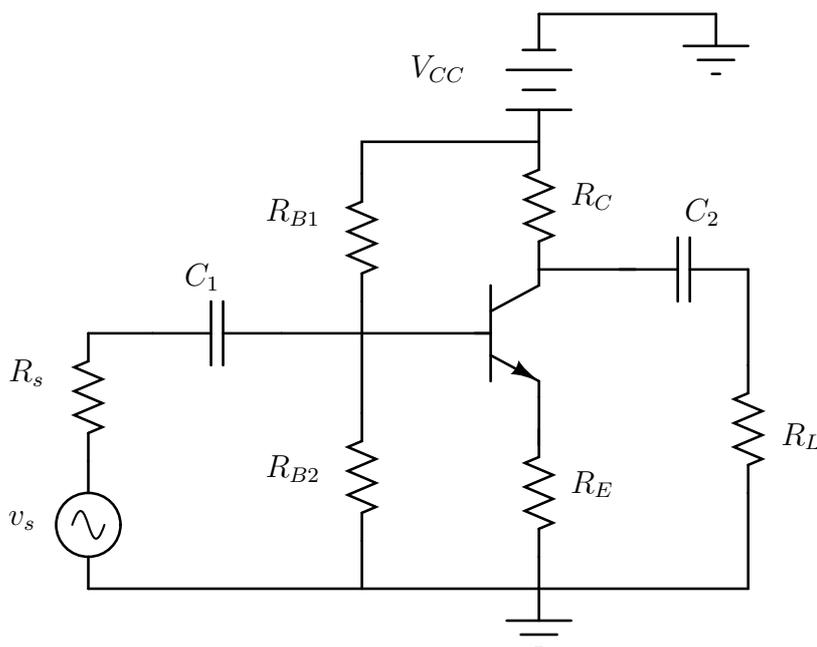


Figura 8: Configuración Emisor Común realimentado en alterna

*Observación:* En este caso no se incluye un capacitor de desacople  $C_E$  como suele hacerse ya que según el enunciado el circuito debe estar realimentado en alterna.

### 1.3.1. Polarización

Se empleó el siguiente circuito para la polarización:

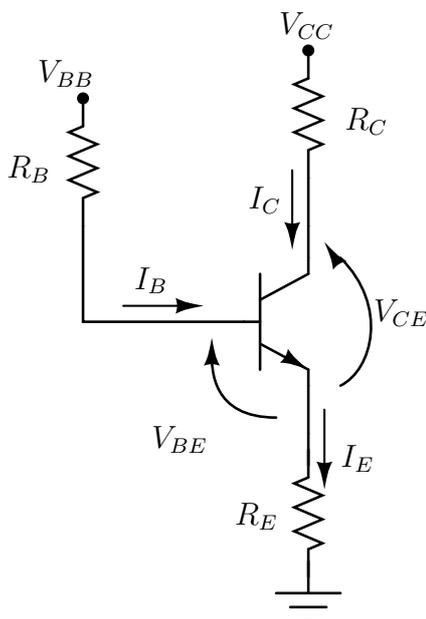


Figura 9: Polarización - Emisor Común

Donde  $V_{BB} = \frac{V_{CC}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$  y  $R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$ . Para la polarización del circuito se tuvo en cuenta, además de los parámetros propuestos por la cátedra (Anexo II), una dispersión en el valor de la ganancia de corriente. Para ello se tomaron los valores mínimos y máximos correspondientes de  $\beta$  de la hoja de datos del fabricante MOTOROLA.

$$200 < \beta < 450$$

Si se recorre la malla de entrada se obtiene la siguiente ecuación:

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\beta R_E + R_B}$$

Dado que  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}}$$

Teniendo en cuenta la variabilidad de  $\beta$  se intenta independizar a  $I_{CQ}$  de dicho parámetro. Esto se logra si  $R_E > 10 \frac{R_B}{\beta_{min}}$ . De cumplirse la desigualdad se lograría estabilizar el punto de reposo limitando el rango variable de  $I_{CQ}$ .

Para lograr que la corriente por el colector se mantenga dentro de  $1mV - 3mV$  se juega con los valores de resistencias  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$ . Con estos valores se determina  $R_E$  y

con el  $\beta$  mínimo y máximo la corriente  $I_{CQ_{min}}$  y  $I_{CQ_{max}}$  respectivamente.

Así, tomándose  $R_B = 8,82k\Omega$  y  $R_E = 470\Omega$ , se tiene

$$I_{CQ_{min}} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{min}}} = 1,40mA$$

$$I_{CQ_{max}} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{max}}} = 1,47mA$$

$$\Rightarrow I_{CQ} = \frac{I_{CQ_{min}} + I_{CQ_{max}}}{2} = 1,44mA$$

Posteriormente se circula la malla del colector para obtener la recta de carga estática. Luego se realiza el gráfico de dicha recta con el objetivo de representar los pares de valores de corriente y tensión impuestos por el circuito exterior de continua.

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}$$

La recta de carga dinámica está dada entonces, considerando el circuito de alterna, por:

$$v_{ce} = -i_c(R_E + R_{ca})$$

con  $R_{ca} = R_C // R_L$  y  $R_C = R_L = 4,7k\Omega$

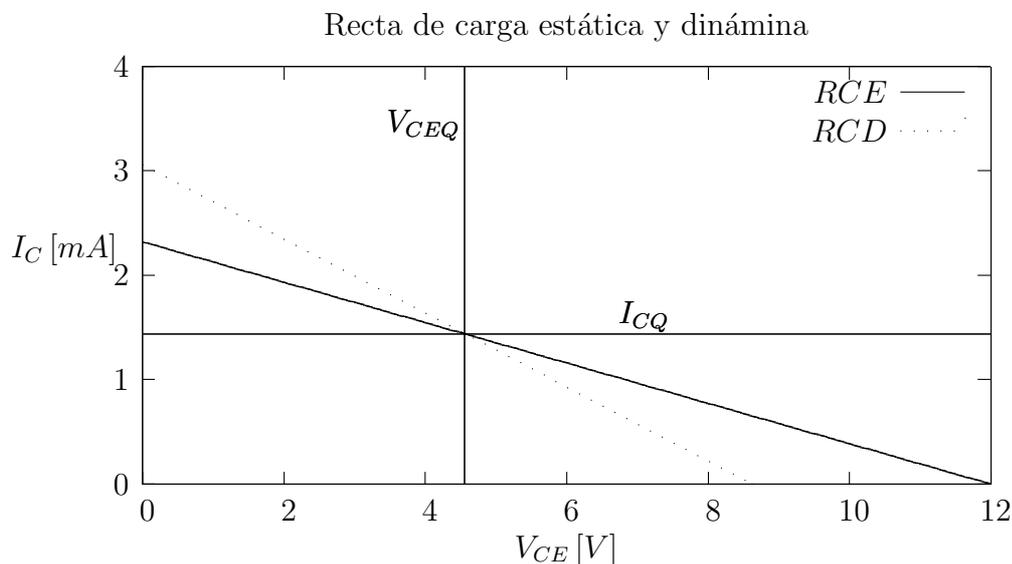


Figura 10: RCE y RCD - Emisor común

De la gráfica de las RCE y la RCD se observa que, para  $V_{ce}(sat) = 0,2$  (extraído de la hoja de datos del transistor), el recorte está dado primeramente por corte, pudiendo realizarse una excursión máxima en  $\hat{v}_{ce}$  de 4V. Esto equivale a una  $\hat{i}_c = 1,44mA$ , por lo que, siendo  $\hat{v}_o = \hat{i}_c R_{ca}$ , se tiene

$$\hat{v}_{o_{max}} = 3,38V$$

Una vez obtenidos los datos correspondientes al análisis de continua se simula el circuito planteado en Orcad para corroborar lo hecho hasta el momento.

Conforme lo descrito durante esta sección, se eligen los siguientes valores de resistores utilizados en el circuito a simular:

$$R_{B1} = 82k//820k, R_{B2} = 10k, R_E = 470, R_C = 4,7k, R_L = 4,7k, R_s = 50$$

Los resultados del Bias point hecho en PSpice se aprecian en la siguiente figura

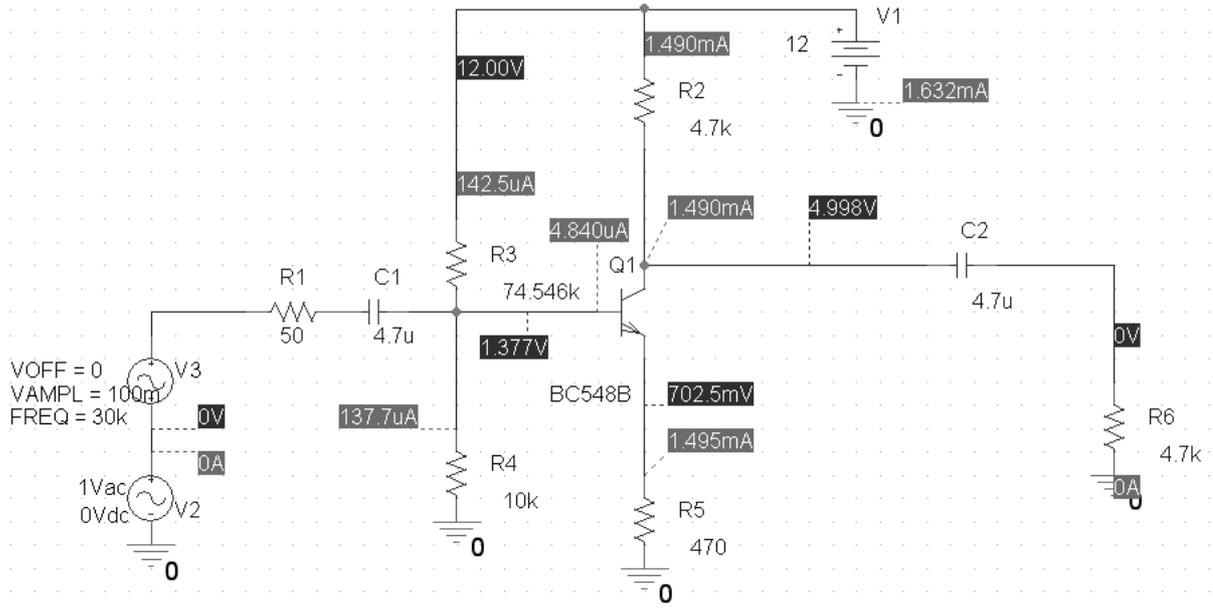


Figura 11: *Bias Point PSpice - Ejercicio 62*

Con lo cual, según PSpice, los valores de polarización fueron:

$$V_C = 4,998V$$

$$V_B = 1,377V$$

$$V_E = 0,702V$$

### 1.3.2. Medición de la Polarización - Emisor Común

Una vez obtenidos los valores que arroja la simulación del PSpice se efectúan las mediciones correspondientes. Para esto se armó el circuito con los materiales provistos por la cátedra (placa N°4).

Se midió tensión en cada uno de los terminales del transistor contra común:

$$V_C = 5,14V$$

$$V_B = 1,337V$$

$$V_E = 0,69V$$

Comparando los resultados medidos con los obtenidos en la simulación se concluye que la polarización se realizó satisfactoriamente.

**1.3.3. Obtención de la Amplificación  $A_v$  y  $\widehat{V}_o$**

Una vez realizada la polarización para que el transistor opere como amplificador se modeliza el circuito correspondiente para trabajar a pequeña señal.

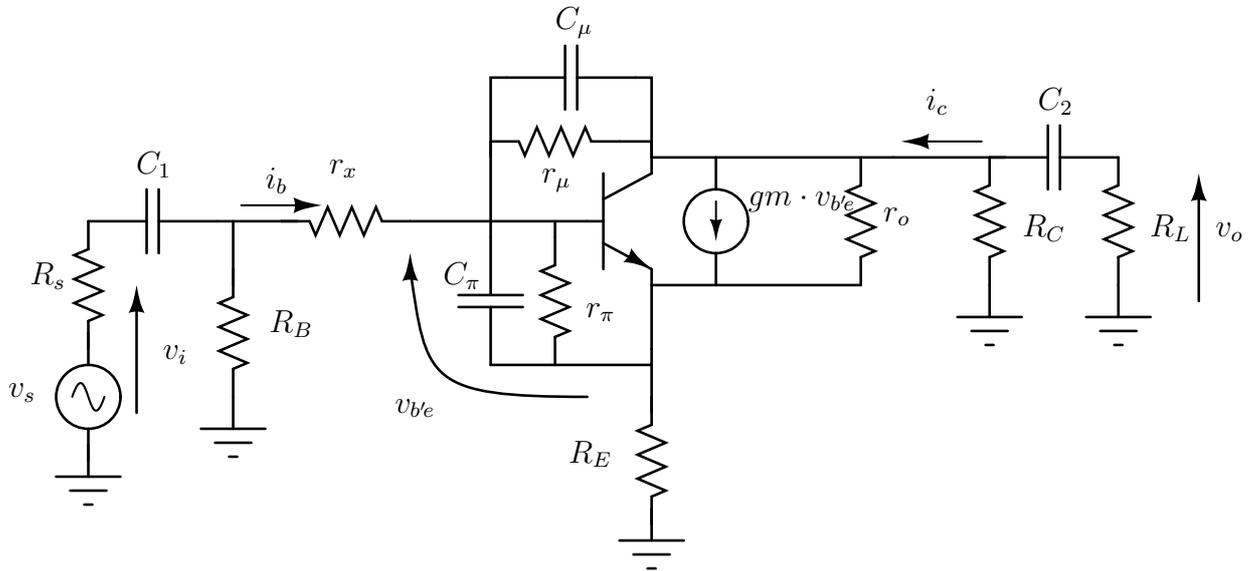


Figura 12: *Circuito de alterna - Emisor Común*

Para realizar el calculo de la amplificación se trabaja dentro de la zona de respuesta plana donde los capacitores de bajas frecuencias se comportan como cortocircuitos y los capacitores de altas frecuencias como circuitos abiertos. Por lo tanto, el circuito para alterna se representa de la siguiente manera:

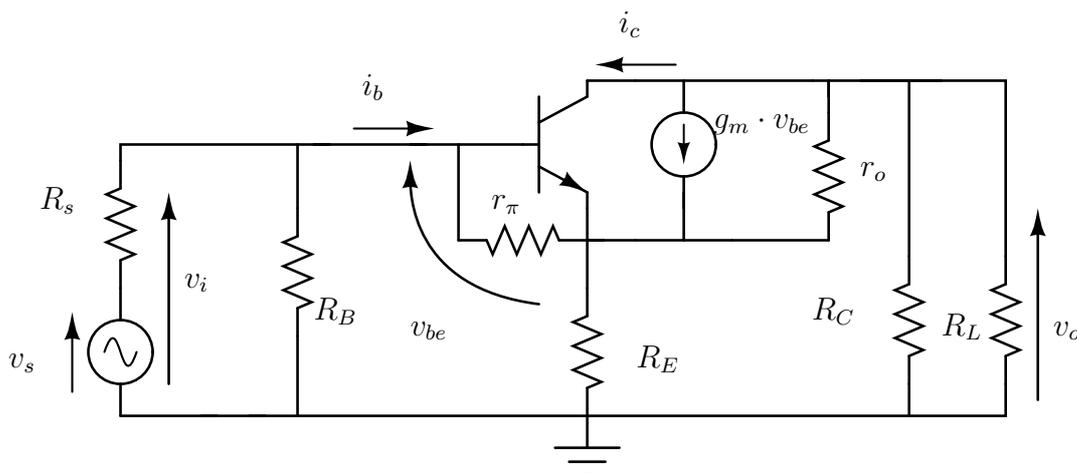


Figura 13: *Circuito de alterna para la zona de respuesta plana - Emisor Común*

*Observación:* En este caso no se incluyen  $r_\mu$  porque se considera muy grande y  $r_x$  ya que es muy chica frente a  $r_\pi$  y se puede despreciar.

Sea  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$  se procede a calcular la tensión de salida y entrada del dispositivo amplificador.

Para esto se define:

$$\blacksquare R_{ca} = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 2,35k$$

$$\blacksquare r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}} = 43,6k\Omega.$$

$$\blacksquare gm = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$\blacksquare r_\pi = \frac{\beta}{gm}$$

Siendo  $V_A$  la tensión de Early (62,79V segun el .model) y  $V_T$  la tensión térmica que consideraremos 25mV.

Debido al elevado valor de  $r_o$  la corriente que pasara por dicho resistor será casi nula es por eso que no se tendrá en cuenta para el calculo de  $v_o$  por inspección.

$$-v_o = gm v_{be} R_{ca}$$

$$v_i = i_b(r_\pi + \beta R_E) = i_b r_\pi \left(1 + \frac{\beta}{r_\pi} R_E\right) = v_{be} (1 + gm R_E)$$

$$A_v = \frac{-gm R_{ca}}{(1 + gm R_E)}$$

$$A_v = -4,82$$

Una vez obtenida la amplificación se calcula  $\widehat{V}_i$ ; de este modo queda definido

$$\widehat{V}_o = A_v \widehat{V}_i$$

$$\Rightarrow \widehat{V}_i = \frac{\widehat{V}_s R_i}{R_i + R_s}$$

Donde  $R_i$  es la resistencia de entrada que ve el generador. Por inspección se ve que se trata del paralelo entre  $R_B$  y la resistencia de entrada del transistor ( $R_{ib} = r_\pi + \beta R_E$ ).

$$\Rightarrow R_i = \frac{R_B(r_\pi + \beta R_E)}{R_B + r_\pi + \beta R_E}$$

Como  $R_{ib}$  es muy grande respecto de  $R_B$  el paralelo resulta prácticamente igual al valor de  $R_B$ . A su vez,  $R_s$  es despreciable frente a  $R_B$ ; por lo tanto:

$$\Rightarrow \hat{V}_i = \frac{\hat{V}_s R_i}{R_i + R_s} \approx \hat{V}_s$$

$$\Rightarrow \hat{V}_o = A_v \hat{V}_s = 482mV$$

Según PSpice:

$$\hat{V}_o = 474mV$$

De esta manera se concluye que los calculos realizados son correctos.

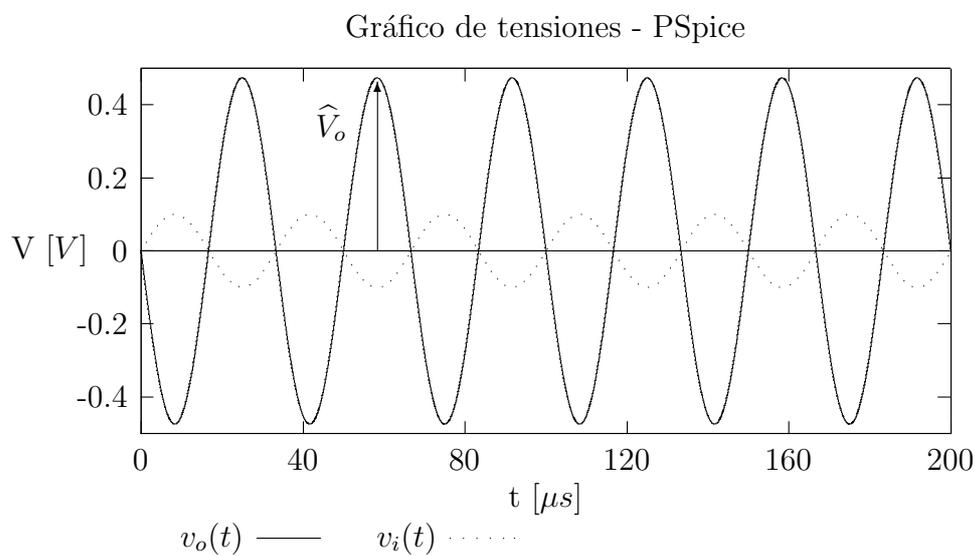


Figura 14: Gráfico de la entrada ( $v_i$ ) y la salida ( $v_o$ ) según PSpice

### 1.3.4. Medición de la Amplificación

Luego de haber polarizado se procedió a medir la salida, tomada en la resistencia de carga  $R_L$ . La entrada fue alimentada con una señal  $v_s(t) = \widehat{V}_s \sin(\omega t)$  con una frecuencia  $f = \frac{\omega}{2\pi} = 30kHz$  por ser ésta una frecuencia media de trabajo.

Se propuso  $\widehat{V}_s = 100mV$ , luego se midió  $\widehat{V}_o = 474mV$  lo cual implica una amplificación de:

$$A_v(\text{medido}) = \frac{\widehat{V}_o}{\widehat{V}_i} = -4,74$$

Vale decir que el signo menos se debe a la inversión de fase, característica inherente a la configuración emisor común.

Para visualizar la diferencia entre la amplificación calculada y la medida se realiza el cociente  $\frac{A_v(\text{medido})}{A_v} = 0,98$ . Esto significa que error cometido es del 2%.

### 1.3.5. Respuesta en Frecuencia

#### Bajas Frecuencias

Para bajas frecuencias los capacitores  $C_\mu$  y  $C_\pi$  se consideran abiertos ya que son de alta, esto es, al ser muy chicos y por su posición en el circuito, empiezan a disminuir la respuesta en tensión de salida a altas frecuencias, cuando sus impedancias son muy bajas.

Se tienen en cuenta entonces los capacitores de acople  $C_1$  y  $C_2$ .

Por lo tanto, el circuito para bajas es como sigue

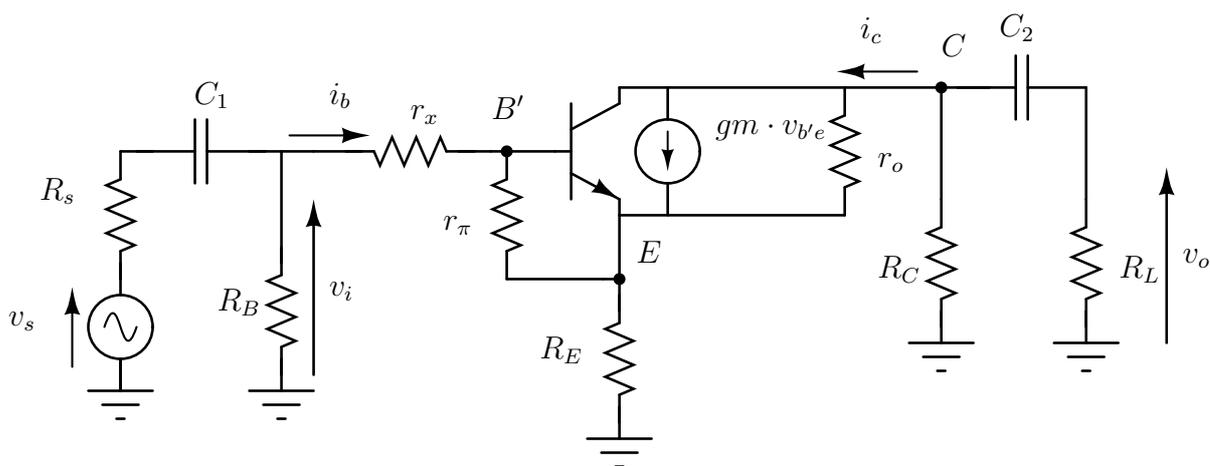


Figura 15: *Circuito de alterna para baja frecuencia - Emisor Común*

Los cálculos de las frecuencias de corte en base a los polos ficticios se desarrolla detalladamente en el Anexo III.

Según los estos cálculos teóricos, el valor  $f_l$  de la frecuencia de corte inferior fue

$$f_L(\text{teorico}) = 7,7Hz$$

La simulación con PSpice arrojó el siguiente gráfico

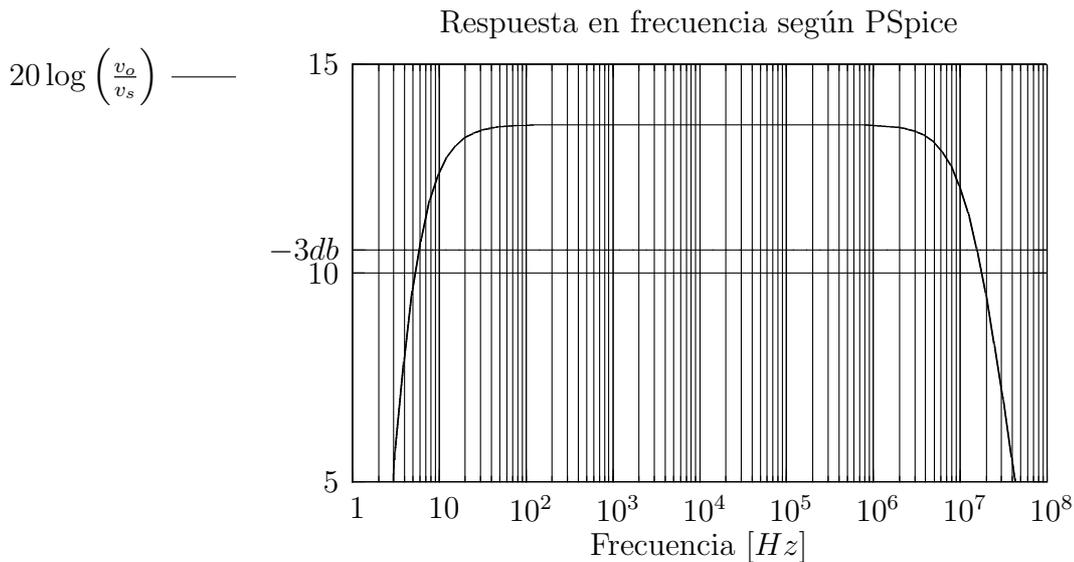


Figura 16: Respuesta en frecuencia según PSpice

del cual se toma el valor

$$f_L(PSpice) = 6Hz$$

Lo cual es coherente con lo obtenido teóricamente, ya que es una cota inferior.

Las mediciones realizadas permitieron confirmar los valores estimados con los métodos anteriores.

### Altas Frecuencias

En altas frecuencias los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  ya son considerados cortocircuitos y no tienen más influencia. Sin embargo, como se explicó anteriormente,  $C_\mu$  y  $C_\pi$  comienzan a tener relevancia, haciendo que la respuesta caiga.

Por lo tanto, se tiene el siguiente circuito, en el que se han reflejado con la técnica de Miller los capacitores  $C_\mu$  y  $C_\pi$  en la base, el colector y el emisor.  $C_B$  representa a la reflexión de  $C_\mu$  más la de  $C_\pi$  en la base.

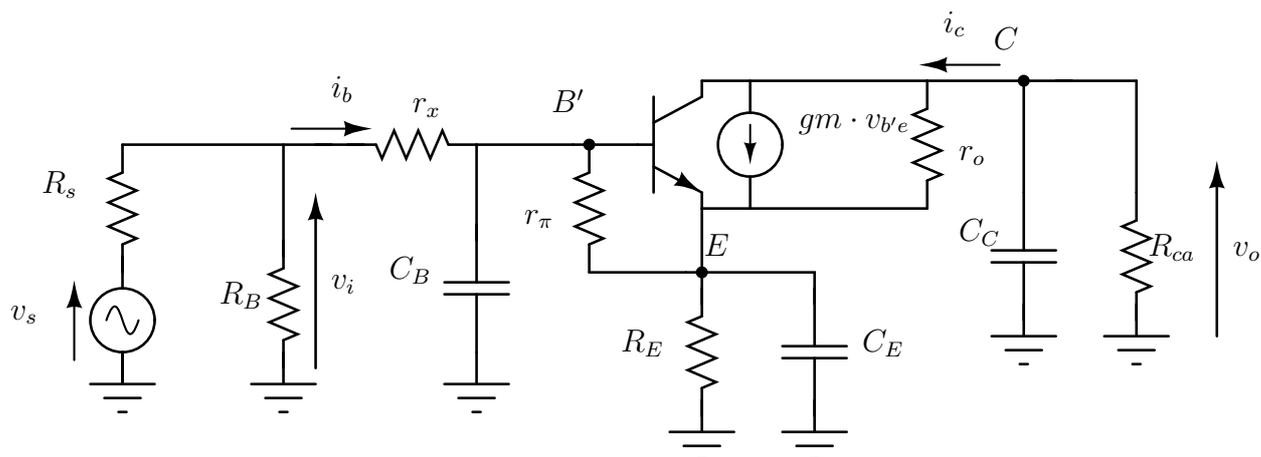


Figura 17: Circuito de alterna para alta frecuencia - Emisor Común

Los cálculos muestran (ver Anexo III) que la frecuencia de corte superior es, empleando la técnica de los polos ficticios

$$f_H(\text{teorico}) = 15,48\text{MHz}$$

Según se muestra en la anterior simulación de PSpice, el valor es de

$$f_H(\text{PSpice}) = 15,9\text{MHz}$$

Lo cual es aceptable ya que está dentro del rango esperado.

### Mediciones

Al realizar las mediciones, como las frecuencias superiores son muy altas, se utilizó una punta X10. Esto implica que se acopla al circuito un capacitor en paralelo con la salida de  $C_L = 20\text{pF}$ . Esta capacitancia se suma con la ya calculada  $C_C$ .

La respuesta en frecuencia predicha para el circuito equivalente simulado con PSpice es la siguiente

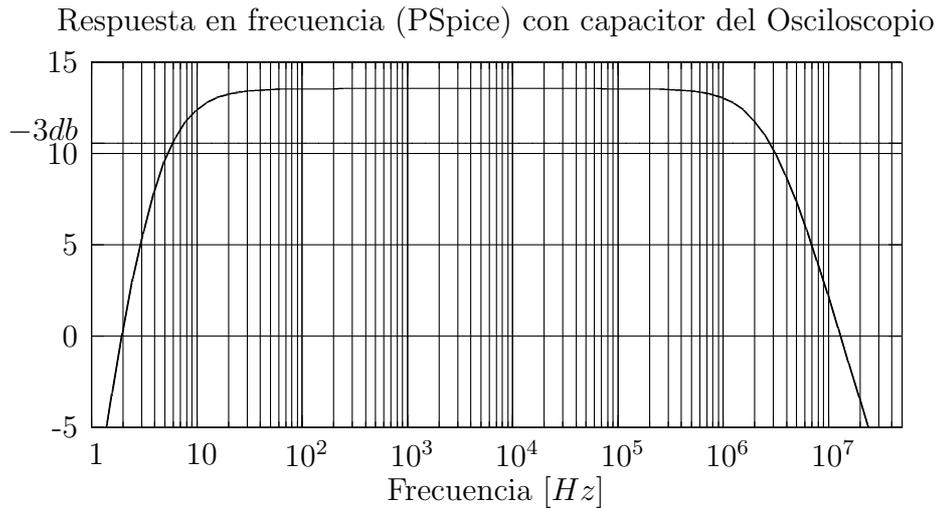


Figura 18: Respuesta en frecuencia según PSpice con el Osciloscopio

Del cual se extrae una

$$f_H(PSpice) = 2,8MHz$$

De los cálculos teóricos (ver Anexo III) se obtiene

$$f_H(teorico) = 1,13MHz$$

Y finalmente el valor medido de la caída a  $-3dB$  fue

$$f_H(medido) = 2,5MHz$$

A continuación se grafican los valores pedidos junto con la respuesta en frecuencia dada por el simulador PSpice

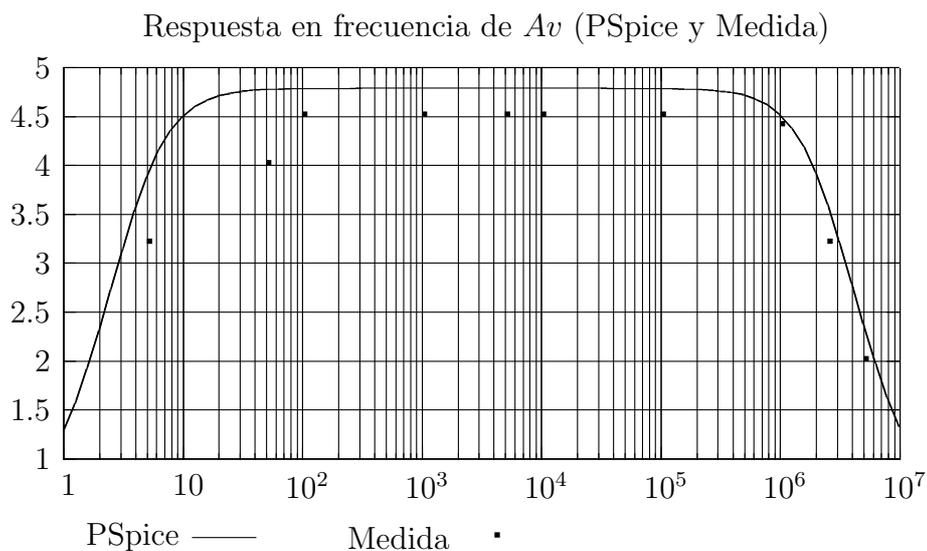


Figura 19: Respuesta en frecuencia de la Amplificación

### Resistencia de entrada

Se realizó un banco de medición para la resistencia de entrada  $R_i$  en función de la frecuencia. Para ello se procedió a conectar en serie con la fuente de alimentación una resistencia  $R_p = 10k$  y cercano al valor calculado teóricamente para  $R_i$ , de modo que:

$$v_i = \frac{R_i v_s}{R_p + R_i}$$

Siendo  $R_i = R_{ib} // R_B$ , con  $R_{ib} = r_x + r_\pi + \beta R_E$

Resolviendo (ver Anexo III) se tiene que, de forma teórica,  $R_i \approx 8,83k\Omega$ .

Para comparar las mediciones obtenidas con los datos teóricos se realiza el siguiente gráfico

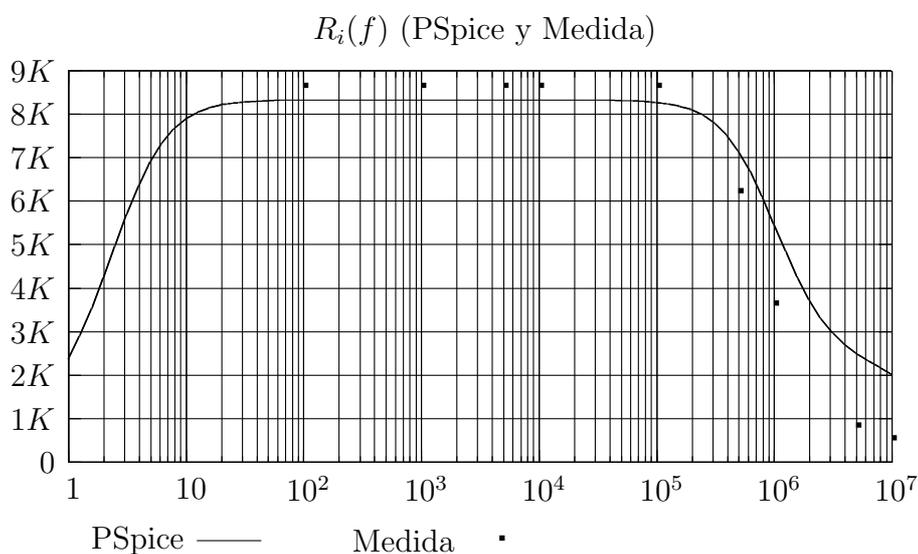


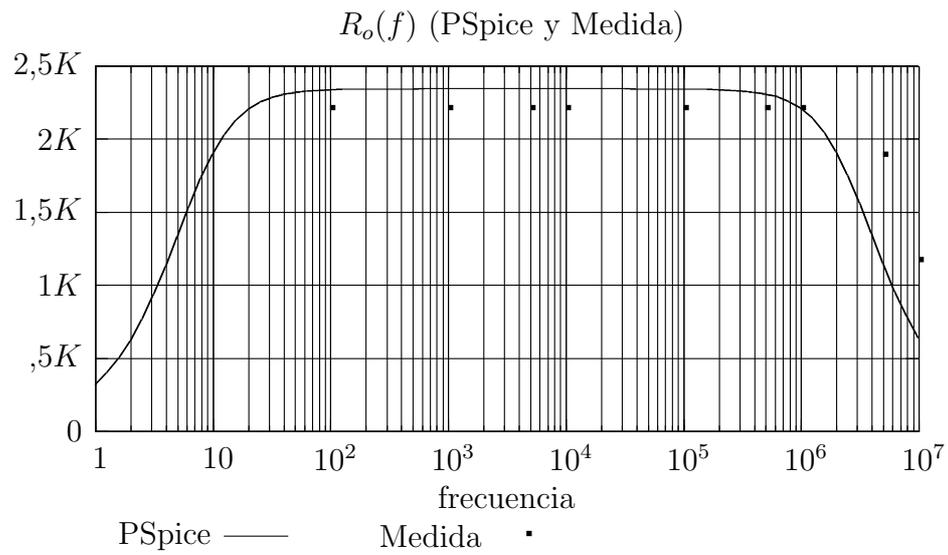
Figura 20: *Respuesta en frecuencia -  $R_i(f)$*

### Resistencia salida

Análogamente, se utiliza un circuito similar para medir la resistencia de salida  $R_o$ . Dado que  $R_o = R_{oc} // R_C$ , siendo  $R_{oc} = r_o \left[ 1 + \frac{\beta R_E}{r_x + r_\pi + R_E + R_{Beq}} \right]$ , con  $R_{Beq} = R_B // R_s$ , se tiene, de forma teórica, (ver Anexo III)

$$R_o \approx 4,7k\Omega \quad R_p = 4,7k$$

El gráfico correspondiente para corroborar los datos obtenidos es el siguiente:

Figura 21: *Respuesta en frecuencia -  $R_o(f)$*

#### 1.4. Comparación de datos obtenidos

A continuación se presenta un cuadro que resume los cálculos y mediciones realizados:

	Teóricos	PSpice	Medidos
$I_{CQ}$	1,44 mA	1,49 mA	1,47 mA
$V_{CEQ}$	4,56 V	4,29 V	4,45 V
$A_v$	-4,82	-4,74	-4,74
$\hat{V}_0$	482 mV	474 mV	474 mV
$f_L$	7,7 Hz	6 Hz	mV
$f_H$	1,13 MHz	2,8 MHz	2,5 MHz

## 2. Anexos

### 2.1. Anexo I - .MODEL BS170 NMOS

```
.MODEL BS170 NMOS
*Modelo para PSPICE\Orcad adaptado a las practicas de 66\_08
+VT0=1.824
+RS=1.572
+RD=1.436
+IS=1E-15
+KP=.1233
+CGS0=28E-08
+CGD0=7E-08
+CBD=60E-12
+PB=1
*\$
```

### 2.2. Anexo II - .MODEL BC548B NPN

```
.model BC548B NPN
+Is=7.049f
+Rb=150
+Xti=3
+Eg=1.11
+Vaf=62.79
+Bf=374.6
+Ise=68f
+Ne=1.576
+Ikf=81.57m
+Nk=.4767
+Xtb=1.5
+Br=1
+Isc=12.4f
+Nc=1.835
+Ikr=3.924
+Rc=.9747
+Cjc=5.25p
+Mjc=.3147
+Vjc=.5697
+Fc=.5
+Cje=11.5p
+Mje=.6715
+Vje=.5
+Tr=10n
+Tf=410.2p
```

+Itf=1.491  
+Xtf=40.06  
+Vtf=10  
\* PHILIPS pid=bc546b case=T092  
\* 91-07-31 dsq

## 2.3. Anexo III - Cálculos en Mathcad

### Ejercicio 14

#### Polarización

$$VDD := 12 \quad V_{tmin} := 1.3 \quad V_{tmax} := 2.3$$

$$A_{min} := 50 \cdot 10^{-3} \quad A_{max} := 70 \cdot 10^{-3}$$

$$R_S := 1000 \quad R_{G1} := 182000 \quad R_{G2} := 100000$$

$$V_G := \frac{VDD \cdot R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

$$F1 := \left[ \begin{array}{l} VG - ID_{max} \cdot R_S = V_{GSmin} \\ ID_{max} = 0.5 A_{max} \cdot (V_{GSmin} - V_{tmin})^2 \\ V_{GSmin} > V_{tmin} \end{array} \right] \left| \begin{array}{l} \text{solve,} \left( \begin{array}{l} V_{GSmin} \\ ID_{max} \end{array} \right) \\ \text{float,4} \end{array} \right. \rightarrow (1.577 \ 2.679 \cdot 10^{-3})$$

$$\left( \begin{array}{l} V_{GSmin} \\ ID_{max} \end{array} \right) := F1^T \quad \left( \begin{array}{l} V_{GSmin} \\ ID_{max} \end{array} \right) = \left( \begin{array}{l} 1.577 \\ 2.679 \times 10^{-3} \end{array} \right)$$

$$F2 := \left[ \begin{array}{l} VG - ID_{min} \cdot R_S = V_{GSmax} \\ ID_{min} = 0.5 A_{min} \cdot (V_{GSmax} - V_{tmax})^2 \\ V_{GSmax} > V_{tmax} \end{array} \right] \left| \begin{array}{l} \text{solve,} \left( \begin{array}{l} V_{GSmax} \\ ID_{min} \end{array} \right) \\ \text{float,4} \end{array} \right. \rightarrow (2.560 \ 1.695 \cdot 10^{-3})$$

$$\left( \begin{array}{l} V_{GSmax} \\ ID_{min} \end{array} \right) := F2^T \quad \left( \begin{array}{l} V_{GSmax} \\ ID_{min} \end{array} \right) = \left( \begin{array}{l} 2.56 \\ 1.695 \times 10^{-3} \end{array} \right)$$

$$V_{GS} := \frac{V_{GSmax} + V_{GSmin}}{2} \quad V_{GS} = 2.069$$

$$IDQ := \frac{ID_{max} + ID_{min}}{2} \quad IDQ = 2.187 \times 10^{-3}$$

$$Vt := \frac{Vt_{max} + Vt_{min}}{2} \quad Vt = 1.8$$

$$VSS := IDQ \cdot RS \quad VSS = 2.187$$

$$Av := 28.4$$

$$F3 := \begin{bmatrix} VDD - IDQ \cdot RD = VD \\ VD - VSS = (VGS - Vt) \cdot Av \end{bmatrix} \left| \begin{array}{l} \text{solve,} \begin{pmatrix} VD \\ RD \end{pmatrix} \\ \text{float,3} \end{array} \right. \rightarrow (9.81 \quad 1.00 \cdot 10^3)$$

$$\begin{pmatrix} VD \\ RD \end{pmatrix} := F3^T \quad \begin{pmatrix} VD \\ RD \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 9.81 \\ 1 \times 10^3 \end{pmatrix}$$

### RCE

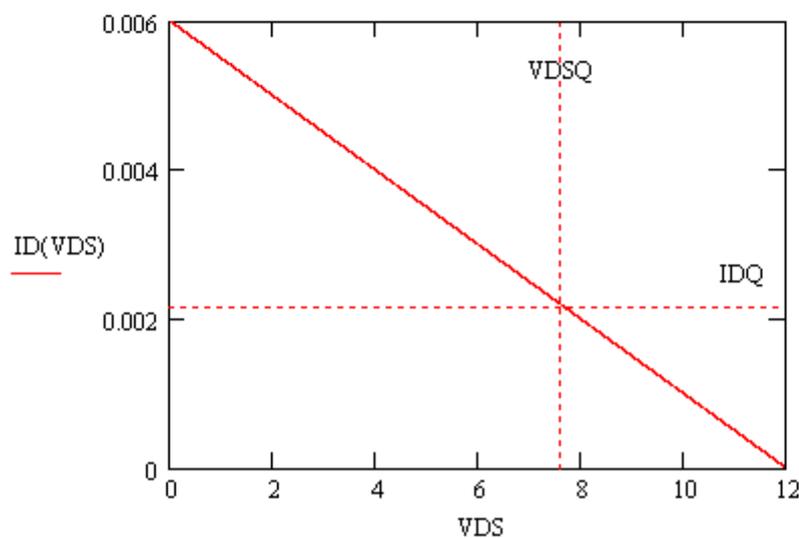
$$VDS := 0,0.001..VDD$$

$$ID(VDS) := \frac{VDD - VDS}{RS + RD}$$

Given

$$ID(VDSQ) = IDQ$$

$$VDSQ := \text{Find}(VDSQ) \text{ float,4} \rightarrow 7.626$$



## Ejercicio 62

### Polarización

$$V_{CC} := 12$$

$$V_{BE} := 0.7$$

$$V_T := 0.025$$

$$B_{min} := 200$$

$$B_{tip} := 290$$

$$B_{max} := 450$$

$$V_A := 62.79$$

$$r_x := 150$$

$$R_s := 50$$

$$R_E := 470$$

$$R_{B1} := \frac{82 \cdot 820}{82 + 820} \cdot 1000$$

$$R_{B2} := 10000$$

$$V_{BB} := \frac{V_{CC} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ float,3 } \rightarrow 1.42 \quad R_B := \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ float,3 } \rightarrow 8.82 \cdot 10^3$$

$$R_E > 10 \cdot \frac{R_B}{B_{min}} \rightarrow 1$$

$$I_{C\_min} := \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{B_{min}}} \text{ float,3 } \rightarrow 1.40 \cdot 10^{-3}$$

$$I_{C\_max} := \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{B_{max}}} \text{ float,3 } \rightarrow 1.47 \cdot 10^{-3}$$

$$I_{CQ} := \frac{I_{C\_min} + I_{C\_max}}{2} \text{ float,3 } \rightarrow 1.44 \cdot 10^{-3} \quad +$$

### Ganancia

$$R_L := 4700 \quad R_C := 4700 \quad R_{ca} := \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} \text{ float,3 } \rightarrow 2.35 \cdot 10^3$$

$$g_m := \frac{I_{CQ}}{V_T} \text{ float,3 } \rightarrow 5.76 \cdot 10^{-2} \quad A_v := \frac{-g_m \cdot R_{ca}}{1 + g_m \cdot R_E} \text{ float,3 } \rightarrow -4.82$$

**RCE**

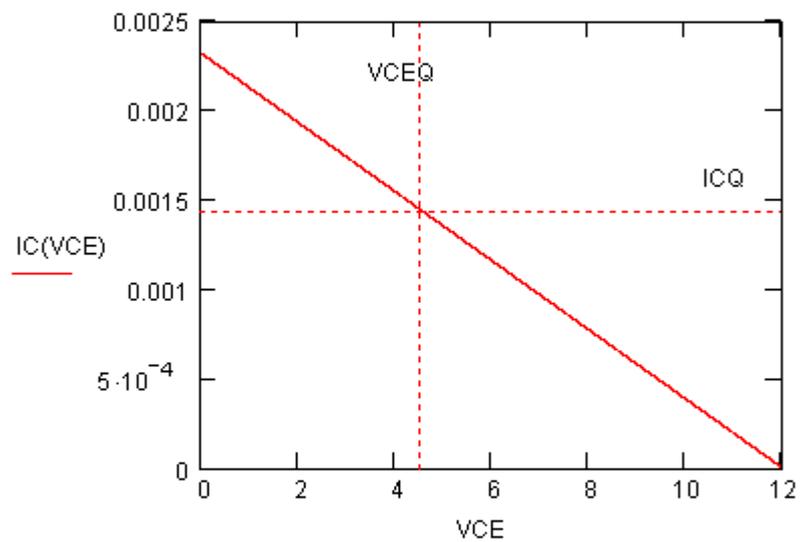
$$VCE := 0,0001 \dots VCC$$

$$IC(VCE) := \frac{VCC - VCE}{RC + RE}$$

Given

$$IC(VCEQ) = ICQ$$

$$VCEQ := \text{Find}(VCEQ) \text{ float}, 3 \rightarrow 4.56$$

**Respuesta en frecuencia**

$$\omega t := 2 \cdot \pi \cdot 1.38 \cdot 10^8$$

$$C_{mu} := 2.8 \cdot 10^{-12} \quad C1 := 4.7 \cdot 10^{-6} \quad C2 := 4.7 \cdot 10^{-6} \quad C_L := 20 \cdot 10^{-12}$$

$$C_{pi} := \frac{g_m}{\omega t} - C_{mu} \text{ float}, 3 \rightarrow 6.37 \cdot 10^{-11}$$

$$r_o := \frac{V_A}{ICQ} \text{ float}, 3 \rightarrow 4.36 \cdot 10^4$$

$$r_{pi} := \frac{B_{tip}}{g_m} \text{ float,3} \rightarrow 5.03 \cdot 10^3$$

$$R_{Beq} := \frac{R_B \cdot R_s}{R_B + R_s} \text{ float,3} \rightarrow 49.7$$

$$R_{ib} := r_x + r_{pi} + B_{tip} \cdot R_E$$

$$R_i := \frac{R_B \cdot R_{ib}}{R_B + R_{ib}} \text{ float,3} \rightarrow 8.30 \cdot 10^3$$

$$R_{oc} := r_o \cdot \left( 1 + \frac{B_{tip} \cdot R_E}{r_x + r_{pi} + R_{Beq} + R_E} \right) \text{ float,3} \rightarrow 1.09 \cdot 10^6$$

$$R_o := \frac{R_{oc} \cdot R_C}{R_{oc} + R_C} \text{ float,3} \rightarrow 4.68 \cdot 10^3$$

### Baja frecuencia

$$TC1 := C1 \cdot (R_i + R_s) \qquad f_{C1} := \frac{1}{TC1 \cdot 2\pi} \text{ float,3} \rightarrow 4.04$$

$$TC2 := C2 \cdot (R_o + R_L) \qquad f_{C2} := \frac{1}{TC2 \cdot 2\pi} \text{ float,3} \rightarrow 3.59$$

$$f_l := f_{C1} + f_{C2} \text{ float,3} \rightarrow 7.63$$

**Alta frecuencia**

$$A_{vBE} := g_m \cdot \frac{R_E}{1 + g_m \cdot R_E} \text{ float,3} \rightarrow .964$$

$$A_{vCB} := 10^{-5}$$

$$A_{vEB} := \frac{R_{Beq} + r_x}{R_{Beq} + r_{pi}} \text{ float,3} \rightarrow 3.93 \cdot 10^{-2}$$

$$A_{vBC} := A_v \text{ float,3} \rightarrow -4.82$$

$$C_{mu1} := C_{mu} \cdot (1 - A_{vBC}) \text{ float,3} \rightarrow 1.63 \cdot 10^{-11}$$

$$C_{mu2} := C_{mu} \cdot (1 - A_{vCB}) \text{ float,3} \rightarrow 2.80 \cdot 10^{-12}$$

$$C_{pi1} := C_{pi} \cdot (1 - A_{vBE}) \text{ float,3} \rightarrow 2.29 \cdot 10^{-12}$$

$$C_{pi2} := C_{pi} \cdot (1 - A_{vEB}) \text{ float,3} \rightarrow 6.12 \cdot 10^{-11}$$

$$T_B := (C_{pi1} + C_{mu1}) \cdot \frac{(r_x + R_{Beq}) \cdot (r_{pi} + B_{tip} \cdot R_E)}{r_x + R_{Beq} + r_{pi} + B_{tip} \cdot R_E} \text{ float,3} \rightarrow 3.71 \cdot 10^{-9}$$

$$T_E := \frac{C_{pi2} R_E \cdot \frac{r_x + r_{pi} + R_{Beq}}{B_{tip}}}{R_E + \frac{r_x + r_{pi} + R_{Beq}}{B_{tip}}} \text{ float,3} \rightarrow 1.06 \cdot 10^{-9}$$

Con el capacitor del osciloscopio:

$$TC := (Cmu2 + CL) \cdot \frac{Ro \cdot RL}{Ro + RL} \text{ float, 3} \rightarrow 8.85 \cdot 10^{-7}$$

$$fB := \frac{1}{TB \cdot 2 \cdot \pi}$$

$$fE := \frac{1}{TE \cdot 2 \cdot \pi}$$

$$fC := \frac{1}{TC \cdot 2 \cdot \pi}$$

$$fB = 4.29 \times 10^7$$

$$fE = 1.501 \times 10^8$$

$$fC = 1.13 \cdot 10^6$$

Sin el capacitor del osciloscopio:

$$TC := Cmu2 \cdot \frac{Ro \cdot RL}{Ro + RL} \text{ float, 3} \rightarrow 6.57 \cdot 10^{-9}$$

$$fC := \frac{1}{TC \cdot 2 \cdot \pi}$$

$$fC = 2.422 \times 10^7$$

Entonces la fL es

$$\frac{fB \cdot fC}{fB + fC} = 1.548 \times 10^7$$

## 2.4. Anexo IV - Output File - ejercicio 14

\*\*\*\* 05/20/07 23:00:14 \*\*\*\*\* PSpice 9.2 (Mar 2000) \*\*\*\*\* ID# 1 \*\*\*\*\*

\*\* Profile: "SCHEMATIC1-rtafrec" [ C:\Program  
Files\Orcad\Circuitos1\TP1\_14\14-schematic1-rtafrec.sim ]

\*\*\*\* CIRCUIT DESCRIPTION

\*\*\*\*\*

\*\* Creating circuit file "14-schematic1-rtafrec.sim.cir"  
\*\* WARNING: THIS AUTOMATICALLY GENERATED FILE MAY BE OVERWRITTEN BY  
SUBSEQUENT SIMULATIONS

\*Libraries:

\* Local Libraries :

.LIB ".\14.lib"

\* From [PSPICE NETLIST] section of C:\Program Files\Orcad\PSpice\PSpice.ini file:  
.lib "nom.lib"

\*Analysis directives:

.AC DEC 10 100 100000k

.OP

.PROBE V(\*) I(\*) W(\*) D(\*) NOISE(\*)

.INC ".\14-SCHEMATIC1.net"

\*\*\*\* INCLUDING 14-SCHEMATIC1.net \*\*\*\*

\* source 14

R\_RG2 0 N01584 100k

R\_RL 0 N00815 10k

M\_M1 N00431 N01584 N00460 N00460 BS170

V\_VDD VDD 0 12

C\_Ca1 N00845 N00460 4.7u

C\_C1 0 N01584 4.7u

C\_Ca2 N00431 N00815 4.7u

V\_V3 N07665 0 DC 0Vdc AC 1Vac

V\_V2 N00983 N07665

+SIN 0 20m 40k 0 0 0

R\_Rs N00983 N00845 50

```
R_RSS      0 N00460 1k
R_RG1     N01584 VDD 182k
R_RD      N00431 VDD 1k
```

```
**** RESUMING 14-schematic1-rtafrec.sim.cir ****
.END
```

```
**** 05/20/07 23:00:14 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****
```

```
** Profile: "SCHEMATIC1-rtafrec" [ C:\Program
Files\OrCAD\Circuitos1\TP1_14\14-schematic1-rtafrec.sim ]
```

```
**** MOSFET MODEL PARAMETERS
```

```
*****
```

```

BS170
NMOS
LEVEL      1
L          100.000000E-06
W          100.000000E-06
VTO        1.824
KP          .1233
GAMMA      0
PHI         .6
LAMBDA     0
RD          1.436
RS          1.572
IS          1.000000E-15
JS          0
PB          1
PBSW       1
CBD         60.000000E-12
CJ          0
CJSW       0
CGSO       280.000000E-09
CGDO       70.000000E-09
CGBO       0
TOX        0
XJ         0
UCRIT      10.000000E+03
DIOMOD     1
VFB        0
```

```

LETA    0
WETA    0
  UO    0
TEMP    0
  VDD    0
XPART   0
    
```

\*\*\*\* 05/20/07 23:00:14 \*\*\*\*\* PSpice 9.2 (Mar 2000) \*\*\*\*\* ID# 1 \*\*\*\*\*

\*\* Profile: "SCHEMATIC1-rtafrec" [ C:\Program Files\Orcad\Circuitos1\TP1\_14\14-schematic1-rtafrec.sim ]

\*\*\*\* SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
( VDD)	12.0000	(N00431)	9.7627	(N00460)	2.2373	(N00815)	0.0000
(N00845)	0.0000	(N00983)	0.0000	(N01584)	4.2553	(N07665)	0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS  
NAME CURRENT

```

V_VDD    -2.280E-03
V_V3     0.000E+00
V_V2     0.000E+00
    
```

TOTAL POWER DISSIPATION 2.74E-02 WATTS

\*\*\*\* 05/20/07 23:00:14 \*\*\*\*\* PSpice 9.2 (Mar 2000) \*\*\*\*\* ID# 1 \*\*\*\*\*

\*\* Profile: "SCHEMATIC1-rtafrec" [ C:\Program Files\Orcad\Circuitos1\TP1\_14\14-schematic1-rtafrec.sim ]

\*\*\*\* OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

\*\*\*\* MOSFETS

NAME	M_M1
MODEL	BS170
ID	2.24E-03
VGS	2.02E+00
VDS	7.53E+00
VBS	0.00E+00
VTH	1.82E+00
VDSAT	1.91E-01
Lin0/Sat1	-1.00E+00
if	-1.00E+00
ir	-1.00E+00
TAU	-1.00E+00
GM	2.35E-02
GDS	0.00E+00
GMB	0.00E+00
CBD	2.06E-11
CBS	0.00E+00
CGSOV	2.80E-11
CGDOV	7.00E-12
CGBOV	0.00E+00
CGS	0.00E+00
CGD	0.00E+00
CGB	0.00E+00

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .06

## 2.5. Anexo V - Output File - ejercicio 62

\*\*\*\* 05/20/07 22:54:18 \*\*\*\*\* PSpice 9.2 (Mar 2000) \*\*\*\*\* ID# 1 \*\*\*\*\*

\*\* Profile: "SCHEMATIC1-rta\_frec" [ C:\Program  
Files\Orcad\Circuitos1\ej\_62\ej\_62-schematic1-rta\_frec.sim ]

\*\*\*\* CIRCUIT DESCRIPTION

\*\*\*\*\*

\*\* Creating circuit file "ej\_62-schematic1-rta\_frec.sim.cir"  
\*\* WARNING: THIS AUTOMATICALLY GENERATED FILE MAY BE OVERWRITTEN BY  
SUBSEQUENT SIMULATIONS

\*Libraries:

\* Local Libraries :

.LIB ".\ej\_62.lib"

\* From [PSPICE NETLIST] section of C:\Program Files\Orcad\PSpice\PSpice.ini file:  
.lib "nom.lib"

\*Analysis directives:

.AC DEC 10 1 1000000k

.OP

.PROBE V(\*) I(\*) W(\*) D(\*) NOISE(\*)

.INC ".\ej\_62-SCHEMATIC1.net"

\*\*\*\* INCLUDING ej\_62-SCHEMATIC1.net \*\*\*\*

\* source EJ\_62

C\_C1 N000030 N00596 4.7u

V\_V3 N00780 N00859

+SIN 0 100m 30k 0 0 0

C\_C2 N00379 N00967 4.7u

Q\_Q1 N00379 N00596 N00915 BC548B

R\_R1 N00780 N000030 50

R\_R2 N00379 N00985 4.7k

R\_R3 N00596 N00985 74.546k

R\_R4 0 N00596 10k

R\_R5 0 N00915 470

R\_R6 0 N00967 4.7k

```
V_V1      N00985 0 12
V_V2      N00859 0 DC 0Vdc AC 1Vac
```

```
**** RESUMING ej_62-schematic1-rta_frec.sim.cir ****
.END
```

```
**** 05/20/07 22:54:18 ***** PSpice 9.2 (Mar 2000) ***** ID# 1 *****
```

```
** Profile: "SCHEMATIC1-rta_frec" [ C:\Program
Files\Orcad\Circuitos1\ej_62\ej_62-schematic1-rta_frec.sim ]
```

```
****      BJT MODEL PARAMETERS
```

```
*****
```

```
          BC548B
          NPN
IS      7.049000E-15
BF      374.6
NF      1
VAF     62.79
IKF     .08157
ISE     68.000000E-15
NE      1.576
BR      1
NR      1
IKR     3.924
ISC     12.400000E-15
NC      1.835
NK      .4767
RB      150
RC      .9747
CJE     11.500000E-12
VJE     .5
MJE     .6715
CJC     5.250000E-12
VJC     .5697
MJC     .3147
TF      410.200000E-12
XTF     40.06
VTF     10
ITF     1.491
TR      10.000000E-09
```

```

XTB    1.5
CN     2.42
D      .87

```

\*\*\*\* 05/20/07 22:54:18 \*\*\*\*\* PSpice 9.2 (Mar 2000) \*\*\*\*\* ID# 1 \*\*\*\*\*

\*\* Profile: "SCHEMATIC1-rta\_frec" [ C:\Program  
Files\OrCAD\Circuitos1\ej\_62\ej\_62-schematic1-rta\_frec.sim ]

\*\*\*\* SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(N00379)	4.9976	(N00596)	1.3767	(N00780)	0.0000	(N00859)	0.0000
(N00915)	.7025	(N00967)	0.0000	(N00985)	12.0000	(N000030)	0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V_V3	0.000E+00
V_V1	-1.632E-03
V_V2	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.96E-02 WATTS

\*\*\*\* 05/20/07 22:54:18 \*\*\*\*\* PSpice 9.2 (Mar 2000) \*\*\*\*\* ID# 1 \*\*\*\*\*

\*\* Profile: "SCHEMATIC1-rta\_frec" [ C:\Program  
Files\OrCAD\Circuitos1\ej\_62\ej\_62-schematic1-rta\_frec.sim ]

\*\*\*\* OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

\*\*\*\* BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_Q1
MODEL	BC548B
IB	4.84E-06
IC	1.49E-03
VBE	6.74E-01
VBC	-3.62E+00
VCE	4.30E+00
BETADC	3.08E+02
GM	5.67E-02
RPI	5.79E+03
RX	1.50E+02
RO	4.46E+04
CBE	6.24E-11
CBC	2.80E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	3.28E+02
CBX/CBX2	0.00E+00
FT/FT2	1.38E+08

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .03