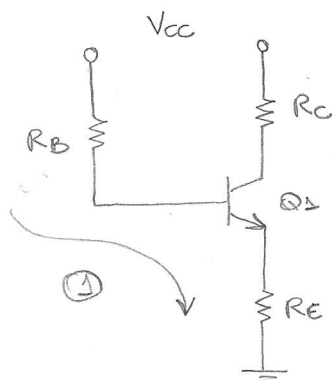


- ① (a) Inicia-se a análise do amplificador pelo cálculo do ponto de operação DC. Assume-se que Q1 está operando na região ativa, pois este está sendo usado como amplificador.

Escrevendo a equação da malha ①:



$$V_{CC} - R_B I_B - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

$$V_{CC} - R_B I_B - V_{BE} - R_E (\beta + 1) I_B = 0$$

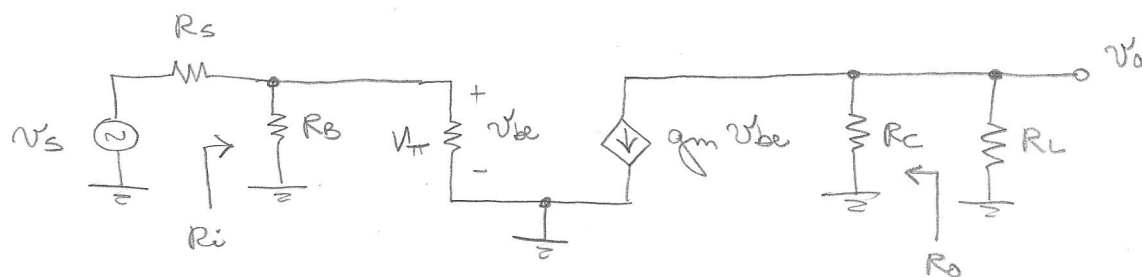
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E (\beta + 1)} = 19,96 \mu A$$

$$\text{Então: } I_C = \beta I_B = 1,996 \text{ mA}$$

Assim, podemos obter os parâmetros do modelo de pequenos sinais:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1,996}{0,025} = 79,84 \text{ mA/V} \\ V_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 1,25 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Então, passamos à análise de peg. sinais:

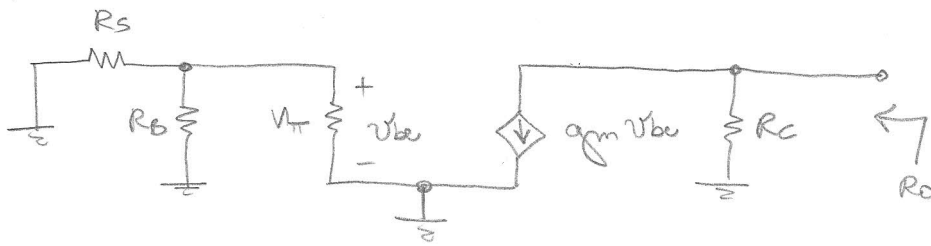


$$V_o = -g_m V_{be} R_C // R_L = -g_m \left(\frac{R_B // V_{\pi}}{R_S + R_B // V_{\pi}} V_S \right) R_C // R_L$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_S} = -g_m \frac{R_B // V_{\pi}}{R_B // V_{\pi} + R_S} R_C // R_L \approx 193 \text{ V/V}$$

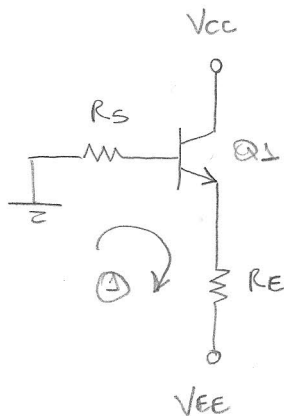
As impedâncias de entrada e de saída podem ser obtidas por:

$$R_i = R_B // V_{\pi} \cong 1,247 \text{ k}\Omega$$



Como $V_{be} = 0$, então: $R_O = R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$

(b) Começando a análise pelo cálculo da polarização:



Escrevendo a equação da malha (1):

$$0 - R_S I_B - V_{BE} - R_E I_E = V_{EE}$$

$$- R_S I_B - V_{BE} - R_E (\beta + 1) I_B = V_{EE}$$

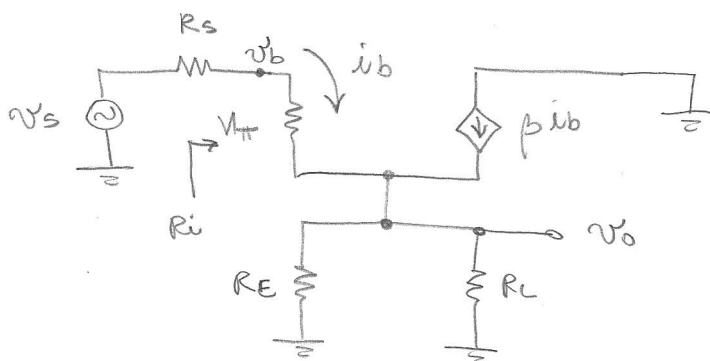
$$I_B = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_S + R_E (\beta + 1)} = 19,8 \mu\text{A}$$

$$\text{Então: } I_C = \beta I_B = 1,98 \text{ mA}$$

Com esse resultado, podemos obter os parâmetros de freq. sinais:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 79,2 \text{ mA/V} \\ V_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 1,26 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Então procede-se à análise de freq. sinais:



$$v_o = R_E // R_L (\beta + 1) i_b$$

Escrevendo a equação da malha de entrada:

$$v_s = R_S i_b + V_{\pi} i_b + v_o$$

$$v_b = R_s i_b + v_{\pi} i_b + R_E // R_L (\beta + 1) i_b$$

$$= (R_s + v_{\pi} + R_E // R_L (\beta + 1)) i_b$$

Então:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_E // R_L (\beta + 1) i_b}{(R_s + v_{\pi} + R_E // R_L (\beta + 1)) i_b}$$

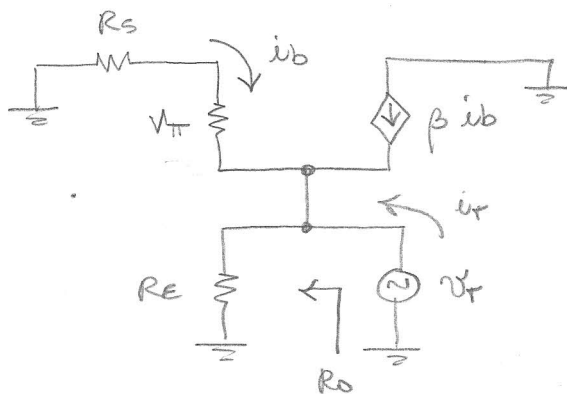
$$A_v = \frac{R_E // R_L (\beta + 1)}{R_s + v_{\pi} + R_E // R_L (\beta + 1)} = 0,994 \text{ V/V}$$

Para a impedância de entrada, temos:

$$R_i = \frac{v_b}{i_b} = \frac{(v_{\pi} + R_E // R_L (\beta + 1)) i_b}{i_b}$$

$$R_i = v_{\pi} + R_E // R_L (\beta + 1) = 254 \text{ k}\Omega$$

Para a impedância de saída, temos:



Escrevendo a equação de corrente do nó de saída, temos:

$$i_T = \frac{v_T}{R_E} - i_b - i_b \beta$$

$$i_T = \frac{v_T}{R_E} - (\beta + 1) i_b$$

A corrente i_b é dada por:

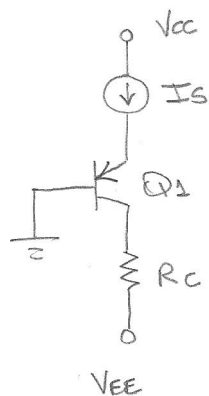
$$i_b = - \frac{v_T}{v_{\pi} + R_s}$$

Então:

$$i_T = \frac{v_T}{R_E} + \frac{(\beta + 1)}{v_{\pi} + R_s} v_T = \frac{v_T}{R_E // \left(\frac{v_{\pi} + R_s}{\beta + 1} \right)}$$

$$\Rightarrow R_o = \frac{v_T}{i_T} = R_E // \left(\frac{v_{\pi} + R_s}{\beta + 1} \right) = 12,9 \Omega$$

(c) Calculando o ponto de operação DC:



$$I_E = I_S = 1 \text{ mA}$$

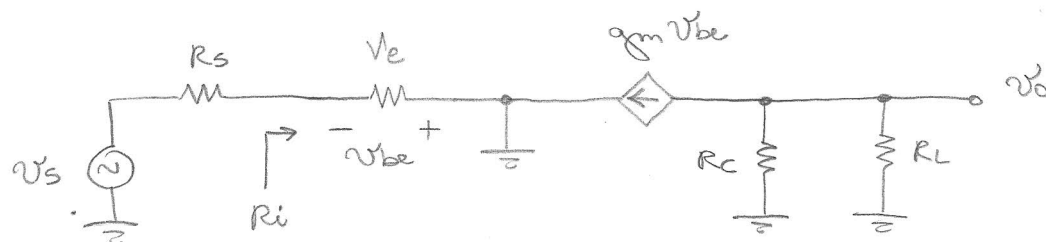
Então:

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E = 0,99 \text{ mA}$$

Assim, os parâmetros do modelo de freq. sinais podem ser calculados:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 39,6 \text{ mA/V} \\ r_e = \frac{\alpha}{g_m} = 25 \Omega \end{cases}$$

Então, procedemos à análise de freq. sinais:



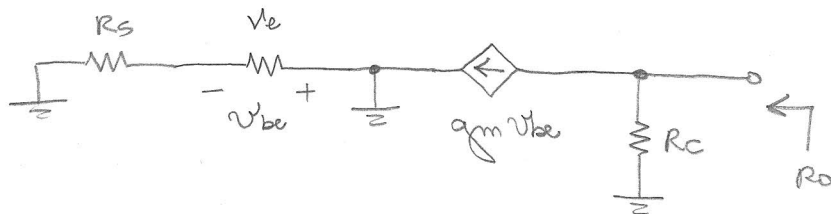
$$V_o = -g_m V_{be} R_C // R_L = -g_m \left(-\frac{V_e}{R_s + V_e} \cdot V_s \right) R_C // R_L$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_s} = g_m \frac{V_e}{R_s + V_e} R_C // R_L = 47,1 \text{ V/V}$$

A impedância de entrada pode ser obtida diretamente a partir do circuito acima:

$$R_i = V_e = 25 \Omega$$

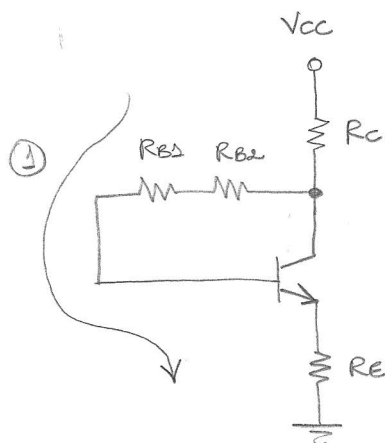
Para obter a impedância de saída, fazemos:



Como $V_{be} = 0$ nesse circuito, teremos que:

$$R_o = R_c = 2 \text{ k}\Omega$$

(d) Começamos a análise pelo cálculo do ponto de operação DC do circuito:



Definindo $R_B = R_{B1} + R_{B2}$ e escrevendo a equação da malha (1):

$$V_{CC} - R_C(I_C + I_B) - R_B I_B - V_{BE} - R_E I_E = 0$$

$$V_{CC} - R_C(\beta + 1)I_B - R_B I_B - V_{BE} - R_E(\beta + 1)I_B = 0$$

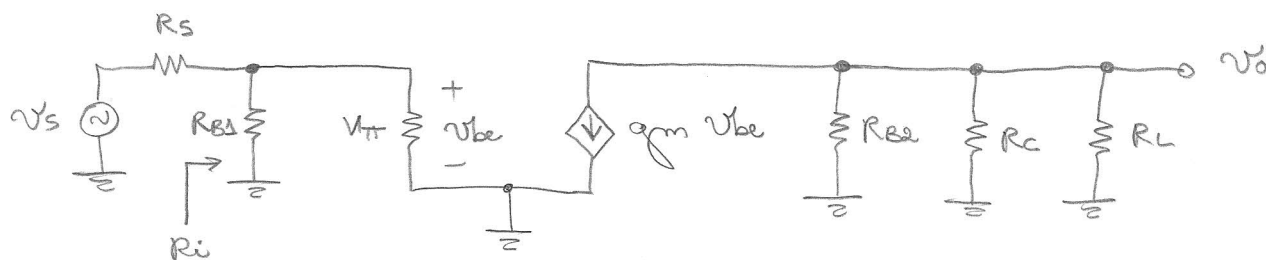
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (R_C + R_E)(\beta + 1)} = 19,9 \mu\text{A}$$

Então: $I_C = \beta I_B = 1,99 \text{ mA}$

Assim, podemos calcular os parâmetros de freq. sinais:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 79,6 \text{ mA/V} \\ r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 1,26 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Então, procedemos à análise de freq. sinais:



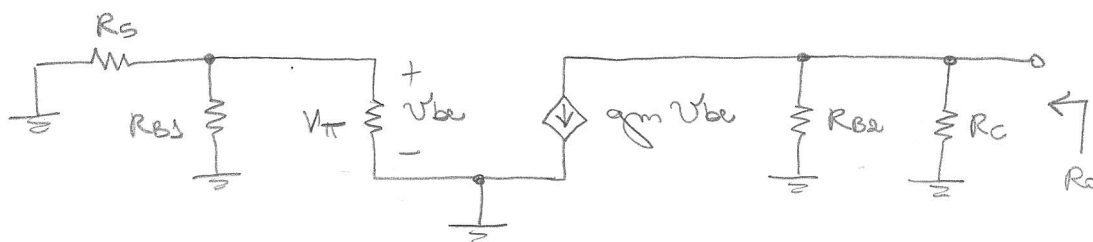
$$V_o = -g_m V_{be} R_{B2} // R_c // R_L = -g_m \left(\frac{R_{B1} // r_{\pi}}{R_s + R_{B1} // r_{\pi}} V_s \right) R_{B2} // R_c // R_L$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_m \frac{R_{B2} \parallel V_{\pi}}{R_s + R_{B2} \parallel V_{\pi}} R_{B2} \parallel R_c \parallel R_L = -93,4 \text{ V/V}$$

A impedância de entrada é obtida diretamente a partir do circuito anterior:

$$R_i = R_{B2} \parallel V_{\pi} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

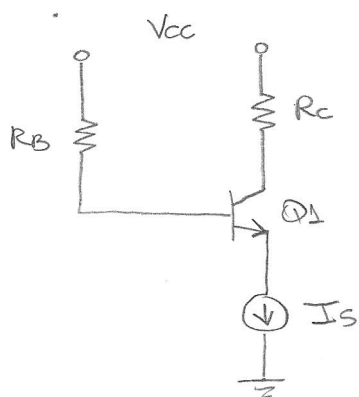
A impedância de saída é obtida a partir do seguinte circuito:



Como $v_{be} = 0$, então:

$$R_o = R_{B2} \parallel R_c = 1,39 \text{ k}\Omega$$

(e) A análise começa pelo cálculo do ponto de polarização DC:



$$I_E = I_S = 1 \text{ mA}$$

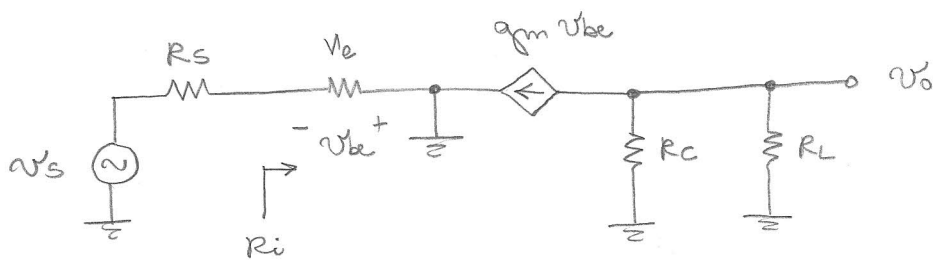
Então:

$$I_C = \alpha I_E = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E = 0,99 \text{ mA}$$

Então, os parâmetros do modelo de freq. sinais podem ser calculados:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 39,6 \text{ mA/V} \\ r_e = \frac{\alpha}{g_m} = 25 \Omega \end{cases}$$

Assim, procede-se à análise de freq. sinais:



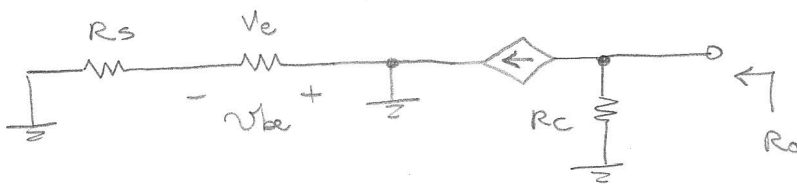
$$v_o = -g_m v_{be} R_c // R_L = -g_m \left(-\frac{v_e}{R_s + v_e} v_s \right) R_c // R_L$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_s} = g_m \frac{v_e}{R_s + v_e} R_c // R_L = 104,8 \text{ V/V}$$

A impedância de entrada pode ser obtida diretamente a partir do circuito acima:

$$R_i = v_e = 25 \Omega$$

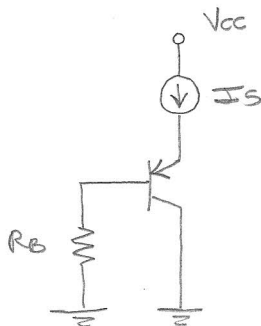
Para obter a impedância de saída, fazemos:



Como $v_{be} = 0$ nesse caso, temos que:

$$R_o = R_c = 4 \text{ k}\Omega$$

(f) Começamos a análise pelo cálculo do ponto de polarização.



$$I_E = 2 \text{ mA}$$

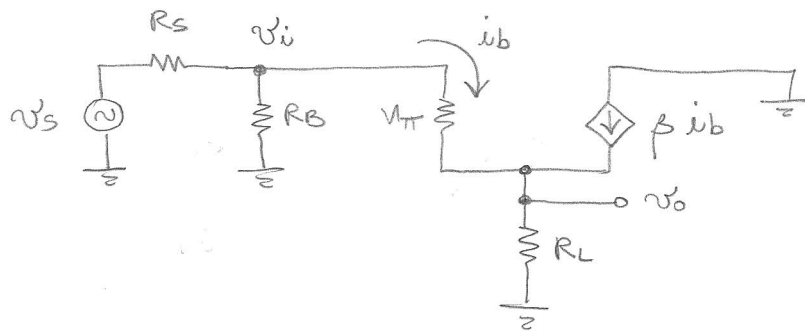
Então:

$$I_C = \alpha I_E = 1,98 \text{ mA}$$

dessa forma, podemos calcular os parâmetros do modelo de freq. sinais:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 79,2 \text{ mA/V} \\ r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 1,26 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Assim, procede-se à análise de freq. sinais:



$$v_o = R_L (i_b + \beta i_b) = R_L (\beta + 1) i_b$$

Então, a tensão v_i será dada por:

$$v_i = v_{\pi} i_b + v_o = v_{\pi} i_b + R_L (\beta + 1) i_b = (v_{\pi} + R_L (\beta + 1)) i_b$$

A relação entre v_s e v_i pode ser obtida a partir da equação de corrente no nó v_i :

$$\frac{v_i - v_s}{R_s} + \frac{v_i}{R_B} + i_b = 0$$

$$\frac{v_i}{R_s} - \frac{v_s}{R_s} + \frac{v_i}{R_B} + \frac{v_i}{v_{\pi} + R_L (\beta + 1)} = 0$$

$$v_i \left[\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{v_{\pi} + R_L (\beta + 1)} \right] = \frac{v_s}{R_s}$$

$$v_i \left[1 + \frac{R_s}{R_B \parallel (v_{\pi} + R_L (\beta + 1))} \right] = v_s$$

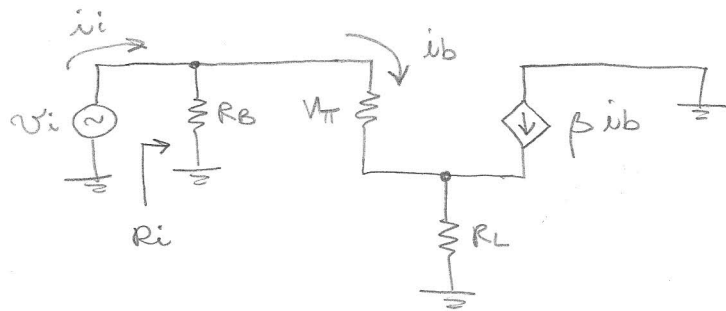
$$\frac{v_i}{v_s} = \frac{R_B \parallel (v_{\pi} + R_L (\beta + 1))}{R_s + R_B \parallel (v_{\pi} + R_L (\beta + 1))}$$

Assim, podemos obter o ganho de tensão:

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = \frac{R_L (\beta + 1)}{v_{\pi} + R_L (\beta + 1)} \cdot \frac{R_B \parallel (v_{\pi} + R_L (\beta + 1))}{R_s + R_B \parallel (v_{\pi} + R_L (\beta + 1))}$$

$$A_v = 0,993 \text{ V/V}$$

Para obter a impedância de entrada, fazemos:



$$v_i = (v_{\pi} + R_L(\beta+1)) i_b$$

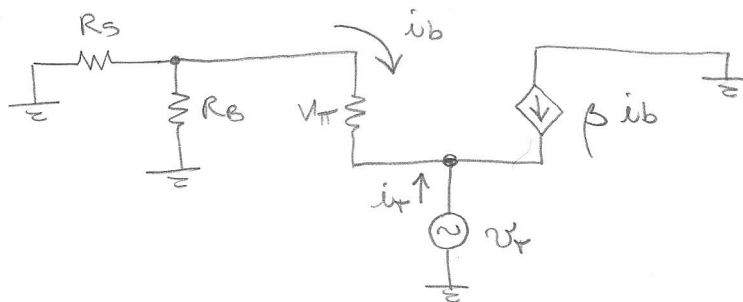
Então, escrevendo a equação de corrente para o nó de entrada:

$$i_i = \frac{v_i}{R_B} + i_b = \frac{v_i}{R_B} + \frac{v_i}{v_{\pi} + R_L(\beta+1)}$$

$$i_i = v_i \left[\frac{1}{R_B} + \frac{1}{v_{\pi} + R_L(\beta+1)} \right]$$

$$\Rightarrow R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_B \parallel (v_{\pi} + R_L(\beta+1)) = 52 \text{ k}\Omega$$

Para obter a impedância de saída, fazemos:



$$i_b = - \frac{v_T}{v_{\pi} + R_B \parallel R_S}$$

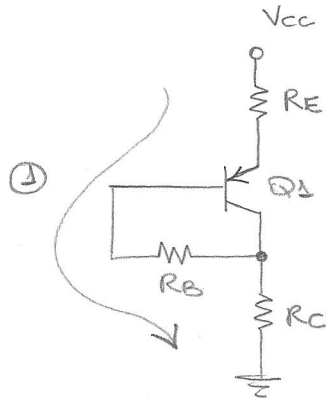
Então, escrevendo a equação de corrente do nó de saída:

$$i_T = -i_b - \beta i_b = -(\beta+1) i_b$$

$$i_T = \frac{\beta+1}{v_{\pi} + R_B \parallel R_S} \cdot v_T$$

$$\Rightarrow R_o = \frac{v_T}{i_T} = \frac{v_{\pi} + R_B \parallel R_S}{\beta+1} = 12,97 \Omega$$

(g) Começamos a análise pelo cálculo do ponto de operação DC:



Escrevendo a equação da malha (1):

$$V_{CC} - R_E I_E - V_{EB} - R_B I_B - R_C (I_C + I_B) = 0$$

$$V_{CC} - R_E (\beta + 1) I_B - V_{EB} - R_B I_B - R_C (\beta + 1) I_B = 0$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B + (R_E + R_C)(\beta + 1)} = 9,94 \mu A$$

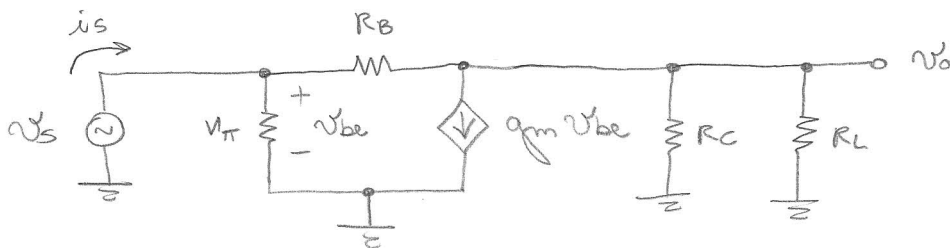
Então:

$$I_C = \beta I_B = 0,994 \text{ mA}$$

Então, podemos calcular os parâmetros de freq. sinais:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 39,46 \text{ mA/V} \\ r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 2,52 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Assim, procedemos à análise de freq. sinais:



Escrevendo a equação de corrente do nó de saída:

$$\frac{V_o - V_s}{R_B} + g_m V_{be} + \frac{V_o}{R_C} + \frac{V_o}{R_L} = 0$$

$$\frac{V_o - V_s}{R_B} + g_m V_s + \frac{V_o}{R_C // R_L} = 0$$

$$V_o \left[\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_C // R_L} \right] = \left[\frac{1}{R_B} - g_m \right] V_s$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{1}{R_B} - g_m}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_C // R_L}} = \frac{1 - g_m R_B}{1 + \frac{R_B}{R_C // R_L}}$$

$$A_v = (\Delta - g_m R_B) \cdot \frac{R_C // R_L}{R_B + R_C // R_L} = -112,5 \text{ V/V}$$

A impedância de entrada é obtida calculando-se a corrente i_s no circuito acima:

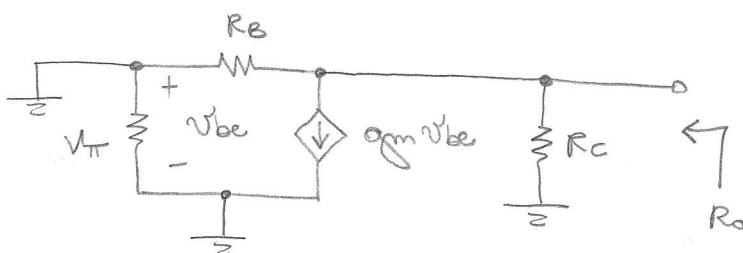
$$i_s = \frac{v_s}{V_{\pi}} + \frac{v_s - v_o}{R_B}$$

$$i_s = \frac{v_s}{V_{\pi}} + \frac{v_s - A_v v_s}{R_B}$$

$$i_s = v_s \left[\frac{1}{V_{\pi}} + \frac{(\Delta - A_v)}{R_B} \right]$$

$$\Rightarrow R_i = \frac{v_s}{i_s} = V_{\pi} // \left(\frac{R_B}{\Delta - A_v} \right) = 2,24 \text{ k}\Omega$$

Já a impedância de saída é obtida a partir do seguinte circuito:

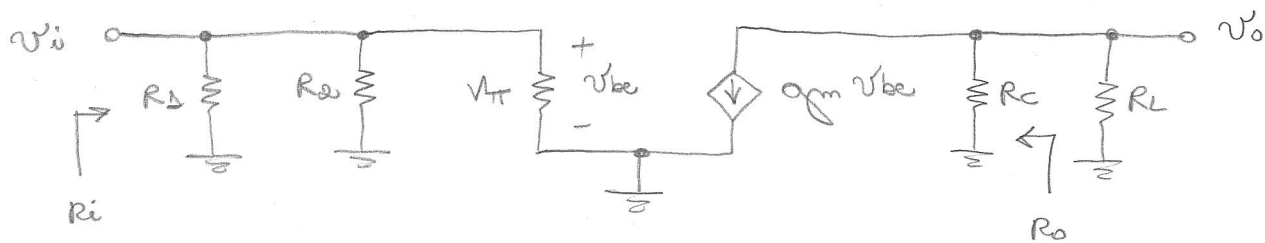


Como $v_{be} = 0$, nesse caso, temos que:

$$R_o = R_C // R_B = 3,95 \text{ k}\Omega$$

- ② Antes de projetar o amplificador para qualquer um dos conjuntos de especificações, devemos fazer uma análise literal do amplificador para deduzirmos as equações que serão usadas no projeto.

Análise de freq. sinais:



- GANHO DE TENSÃO:

$$v_o = -g_m v_{be} R_C // R_L = -g_m v_i R_C // R_L$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_C // R_L$$

- IMPEDÂNCIA DE ENTRADA:

A partir da inspeção do circuito:

$$R_i = R_D // R_E // V_{\pi}$$

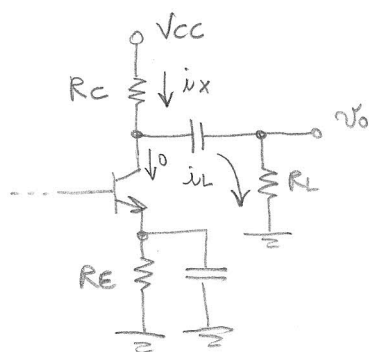
- IMPEDÂNCIA DE SAÍDA:

Fazendo $v_i = 0$ e inspecionando o circuito resultante:

$$R_o = R_C$$

- EXCURSÃO DE SINAL NA SAÍDA:

O limite superior de excursão de sinal ocorre quando o transistor entra em corte:



$$i_x = i_L$$

$$\frac{V_{CC} - (V_C + v_o)}{R_C} = \frac{v_o}{R_L}$$

$$\frac{V_{CC} - V_C}{R_C} = v_o \left[\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \right]$$

$$\underbrace{\quad}_{I_C}$$

$$V_{O_{MÁX}} = I_C \cdot R_C // R_L$$

O limite inferior, por outro lado, ocorre quando o transistor satura.

$$V_{CE} = (V_C + V_O) - V_E = V_{CESAT}$$

$$V_{OHIN} = -V_{CE} + V_{CESAT}$$

$$V_{OHIN} = - (V_{CE} - V_{CESAT})$$

(a) Como é especificada uma impedância de saída de $2,5 \text{ k}\Omega$, fazemos:

$$R_O = R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$$



$$R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Como é especificada uma excursão de 10 V pico a pico na saída, fazemos:

$$\begin{cases} V_{OHMAX} = 5 \text{ V} \\ V_{OHIN} = -5 \text{ V} \end{cases}$$

Então:

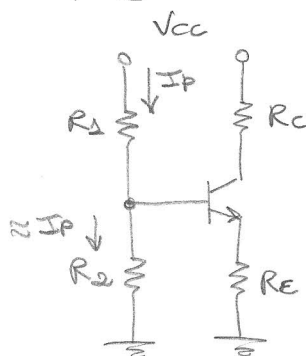
$$V_{OHMAX} = I_C \cdot R_C // R_L = 5$$

$$I_C = \frac{5}{R_C // R_L} = 2,5 \text{ mA}$$

$$V_{OHIN} = - (V_{CE} - V_{CESAT}) = -5$$

$$V_{CE} = 5,2 \text{ V}$$

Com essas informações sobre o ponto de polarização, fazemos:



$$V_C = V_{CC} - R_C I_C = 12 - 2,5 \cdot 2,5 = 5,75 \text{ V}$$

$$V_E = V_C - V_{CE} = 5,75 - 5,2 = 0,55 \text{ V}$$

Então:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{0,55}{2,5} = 220 \Omega$$



$$R_E = 220 \Omega$$

Para calcularmos R_1 e R_2 , assumimos $I_P = 0,1 \cdot I_C$.
Assim:

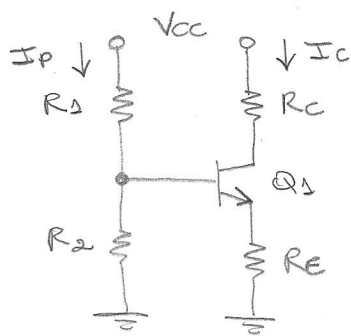
$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_P} = \frac{V_{CC} - (V_E + V_{BE})}{I_P} =$$

$$= \frac{12 - (0,55 + 0,6)}{0,25} = 43,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_B}{I_P} = \frac{V_E + V_{BE}}{I_P} = \frac{0,55 + 0,6}{0,25} = 4,6 \text{ k}\Omega$$

(b) O consumo estático de potência é a potência entregue pela fonte V_{CC} para polarizar o amplificador.

Assim:



$$P_S = V_{CC} \cdot (I_C + I_P)$$

Assumindo $I_C = 10 \cdot I_P$, teremos:

$$P_S = V_{CC} \cdot (I_C + 0,1 I_C) =$$

$$= V_{CC} \cdot 1,1 I_C$$

Então, de acordo com as especificações:

$$P_S = 1,1 V_{CC} I_C$$

$$12 > 1,1 \cdot 10 \cdot I_C$$

$$12 > 11 \cdot I_C$$

$$I_C < 1,09 \text{ mA}$$

Nessa forma, escolhemos $I_C = 1 \text{ mA}$.

Para essa corrente de polarização, teremos:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40 \text{ mA/V}$$

Assim, a partir da especificação de ganho, teremos:

$$|A_v| = g_m R_C // R_L = 100$$

$$40 \cdot R_C // R_L = 100$$

$$R_C // R_L = 3 \text{ k}\Omega$$

Como $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, então: $R_C \approx 4,3 \text{ k}\Omega$

Com esses valores, teremos um limite máximo de excursão na saída de:

$$V_{OHMAX} = I_C \cdot R_C // R_L = 3 \text{ V}$$

Para que o amplificador apresente limites simétricos de excursão na saída, fazemos:

$$V_{OHMIN} = -(V_{CE} - V_{CESAT}) = -3 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 3,2 \text{ V}$$

Assim, podemos dimensionar o restante do circuito a partir das informações de polarização:

$$\bullet V_C = V_{CC} - R_C I_C = 10 - 4,3 \cdot 1 = 5,7 \text{ V}$$

$$\bullet V_E = V_C - V_{CE} = 5,7 - 3,2 = 2,5 \text{ V}$$

Então, o resistor R_E será dado por:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Lembrando que assumimos $I_P = 0,1 I_C$, teremos:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_P} = \frac{V_{CC} - (V_E + V_{BE})}{I_P} = 69 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_B}{I_P} = \frac{V_E + V_{BE}}{I_P} = 31 \text{ k}\Omega$$

(c) Como deseja-se uma excursão de 8 V pico a pico na saída, devemos ter:

$$\begin{cases} V_{OMAX} = 4V \\ V_{OMIN} = -4V \end{cases}$$

Assim, devemos ter:

$$\begin{cases} V_{OMAX} = I_C \cdot R_C // R_L = 4 \\ V_{OMIN} = -(V_{CE} - V_{CESAT}) = -4 \end{cases}$$

Como deseja-se um ganho $|A_v| = 250$, devemos ter:

$$g_m R_C // R_L = 250$$

$$\frac{I_C}{V_T} \cdot R_C // R_L = 250$$

$$I_C \cdot R_C // R_L = 250 \cdot 0,025 = 6,25$$

Essa última equação é incoerente com a equação resultante da especificação de V_{OMAX} . Portanto, o projeto não pode ser realizado.

(d) Como deseja-se uma excursão de 10 V pico a pico na saída, devemos ter:

$$\begin{cases} V_{OMAX} = I_C \cdot R_C // R_L = 5V \\ V_{OMIN} = -(V_{CE} - V_{CESAT}) = -5V \end{cases}$$

Da segunda equação, temos que:

$$V_{CE} - V_{CESAT} = 5$$

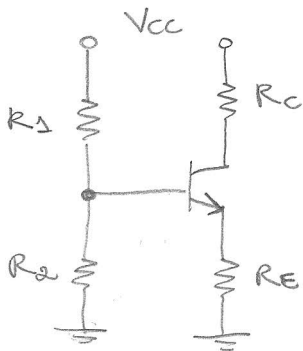
$$V_{CE} = 5,2V$$

Da primeira equação, podemos concluir que:

$$I_C \cdot R_C > I_C \cdot R_C // R_L = 5$$

porque $R_C > R_C // R_L$.

Como foi especificado $V_E = 2V$, podemos chegar à seguinte conclusão a respeito da polarização do amplificador:



$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + V_E$$

$$V_{CC} > 5 + 5,2 + 2 = 12,2 \text{ V}$$

Assim, escolhendo $V_{CC} = 15 \text{ V}$, teremos:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + V_E$$

$$15 = R_C I_C + 5,2 + 2$$

$$R_C I_C = 7,8$$

Então:

$$\begin{cases} I_C \cdot R_C // R_L = 5 \\ I_C \cdot R_C = 7,8 \end{cases}$$

Dividindo uma equação pela outra:

$$\frac{R_C}{R_C // R_L} = \frac{7,8}{5} \quad \therefore \quad \frac{R_C}{\frac{R_C R_L}{R_C + R_L}} = 1,56$$

$$\frac{R_C + R_L}{R_L} = 1,56$$

$$R_C = 1,56 R_L - R_L = 0,56 R_L$$

$$\boxed{R_C = 5,6 \text{ k}\Omega}$$

Então:

$$I_C = \frac{7,8}{R_C} = 1,39 \text{ mA}$$

Consequentemente:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = 1,44 \text{ k}\Omega$$

Assumindo I_P em R_D e R_E sendo $1/50$ de I_C , teremos:

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_B}{I_P} = \frac{V_{CC} - (V_E + V_{BE})}{I_P} = 89,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = \frac{V_B}{I_P} = \frac{V_E + V_{BE}}{I_P} = 58,7 \text{ k}\Omega$$

(e) Como foi especificada a corrente de polarização $I_C = 2 \text{ mA}$, teremos os seguintes parâmetros para o modelo de freq. sinais do transistor:

$$\begin{cases} g_m = \frac{I_C}{V_T} = 80 \text{ mA/V} \\ V_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = 1,25 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Para a impedância de entrada, temos:

$$R_i = R_D // R_E // V_{\pi} \geq 5 \text{ k}\Omega$$

No entanto, devemos obrigatoriamente ter:

$$R_i < R_D ; R_i < R_E \text{ e } R_i < V_{\pi}$$

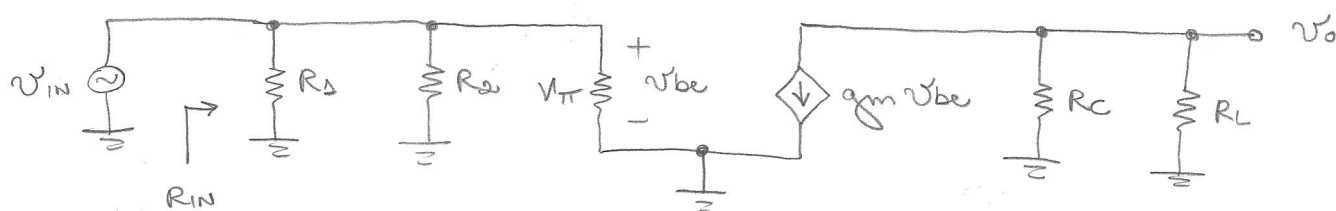
Assim, devemos ter:

$$V_{\pi} > R_i \geq 5 \text{ k}\Omega$$

Só que, com $I_C = 2 \text{ mA}$, $V_{\pi} = 1,25 \text{ k}\Omega < 5 \text{ k}\Omega$.

Portanto, é impossível satisfazer às duas últimas especificações ao mesmo tempo.

- ③ (a) Para o amplificador em emissor comum clássico, temos o seguinte modelo de freq. sinais:



Então:

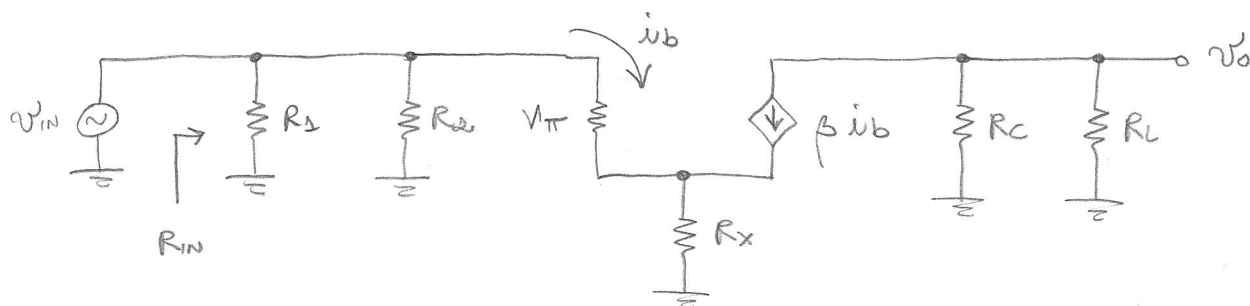
$$v_o = -g_m v_{be} R_C // R_L = -g_m v_{IN} R_C // R_L$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_{IN}} = -g_m R_C // R_L \quad (1)$$

Por simples inspeção do circuito, podemos obter a impedância de entrada:

$$R_{IN} = R_1 // R_2 // r_{\pi} \quad (2)$$

Para o amplificador em emissor comum com emissor degenerado, temos o seguinte modelo de freq. sinais:



Des circuitos, temos que:

$$\begin{cases} v_{be} = v_{IN} - v_e \\ v_e = (i_b + \beta i_b) R_E = (\beta + 1) i_b R_E \end{cases}$$

Então:

$$v_{be} = v_{IN} - (\beta + 1) R_E i_b$$

Como temos que $v_{be} = r_{\pi} i_b$, então:

$$V_{\pi} i_b = V_{IN} - R_x (\beta + 1) i_b$$

$$V_{IN} = V_{\pi} i_b + R_x (\beta + 1) i_b$$

$$i_b = \frac{V_{IN}}{V_{\pi} + R_x (\beta + 1)}$$

Assim, a tensão na saída será dada por:

$$v_o = - \beta i_b R_c // R_L = - \frac{\beta R_c // R_L}{V_{\pi} + R_x (\beta + 1)} V_{IN}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{V_{IN}} = - \frac{\beta R_c // R_L}{V_{\pi} + R_x (\beta + 1)}$$

Como $V_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$, então $\beta = V_{\pi} \cdot g_m$. Assim, podemos escrever:

$$A_v = - g_m R_c // R_L \cdot \frac{V_{\pi}}{V_{\pi} + R_x (\beta + 1)} \quad (3)$$

Comparando (1) com (3), constatamos que o ganho do amplificador em emissor comum clássico é maior que o daquele com emissor degenerado. Isso acontece porque, no primeiro caso, toda a tensão de entrada de sinal aparece sobre V_{π} e é efetivamente amplificada. No segundo caso, apenas uma parcela de V_{IN} aparece sobre V_{π} , fazendo com que a tensão efetivamente amplificada seja menor.

Para calcular a impedância de entrada, escrevemos a equações das correntes de Kirchhoff no nó de entrada:

$$-i_{IN} + \frac{V_{IN}}{R_1} + \frac{V_{IN}}{R_2} + i_b = 0$$

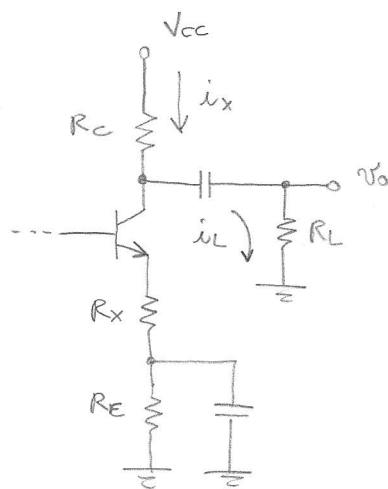
$$-i_{IN} + \frac{V_{IN}}{R_1} + \frac{V_{IN}}{R_2} + \frac{V_{IN}}{V_{\pi} + R_x(\beta+1)} = 0$$

$$i_{IN} = \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{V_{\pi} + (\beta+1)R_x} \right] V_{IN}$$

$$R_{IN} = \frac{V_{IN}}{i_{IN}} = R_1 // R_2 // (V_{\pi} + (\beta+1)R_x) \quad (4)$$

Comparando (2) com (4), verificamos que a impedância de entrada do amplificador com emissor degenerado é ligeiramente maior, devido à inclusão de R_x .

Para a excursão máxima de sinal, o transistor entrará em corte quando $i_x = i_L$:



$$\frac{V_{CC} - (V_C + V_{OMAX})}{R_C} = \frac{V_{OMAX}}{R_L}$$

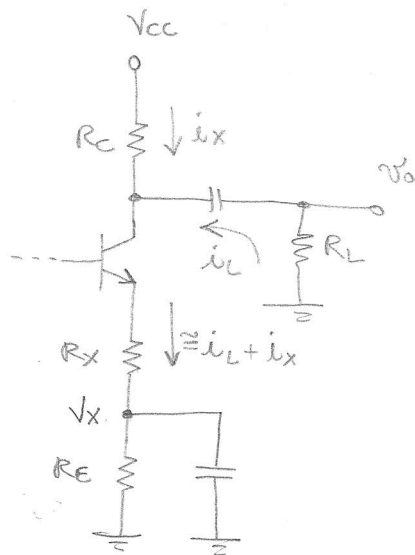
$$\frac{V_{CC} - V_C}{R_C} - \frac{V_{OMAX}}{R_C} = \frac{V_{OMAX}}{R_L}$$

$$I_C = V_{OMAX} \left[\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \right]$$

$$I_C = \frac{V_{OMAX}}{R_C // R_L}$$

$$V_{OMAX} = I_C \cdot R_C // R_L$$

Para a excursão mínima de sinal, o transistor entrará em saturação quando $V_{CE} = V_{CE SAT} = 0,2 V$:



$$\begin{cases} i_x = \frac{V_{CC} - (V_C - V_{OHIN})}{R_C} \\ i_L = \frac{V_{OHIN}}{R_L} \end{cases}$$

A tensão V_{CE} é dada por:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_C - V_E = \\ &= (V_C - V_{OHIN}) - (V_X + R_X(i_x + i_L)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_C - V_{OHIN} - V_X - R_X \left[\frac{V_{CC} - (V_C - V_{OHIN})}{R_C} + \frac{V_{OHIN}}{R_L} \right] = \\ &= V_C - V_{OHIN} - V_X - R_X \left[\frac{V_{CC} - V_C}{R_C} + V_{OHIN} \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L} \right) \right] = \\ &= V_C - V_{OHIN} - V_X - R_X I_C - R_X \frac{V_{OHIN}}{R_C // R_L} \end{aligned}$$

Considerando que $V_X + R_X I_C \cong V_E$, então:

$$V_{CE} = V_C - V_{OHIN} - V_E - R_X \frac{V_{OHIN}}{R_C // R_L}$$

Sabendo-se que o transistor satura quando $V_{CE} = V_{CESAT}$:

$$V_C - V_{OHIN} - V_E - \frac{R_X}{R_C // R_L} V_{OHIN} = V_{CESAT}$$

$$V_{OHIN} \left[1 + \frac{R_X}{R_C // R_L} \right] = V_{CE} - V_{CESAT}$$

$$V_{OHIN} = \frac{V_{CE} - V_{CESAT}}{1 + \frac{R_X}{R_C // R_L}}$$

Na expressão acima, se $R_X = 0$, o limite V_{OHIN} será igual ao do emissor comum clássico.

QUESTÃO III – (b)

Os circuitos simulados do amplificador em emissor-comum clássico e o emissor-comum com emissor degenerado são apresentados abaixo:

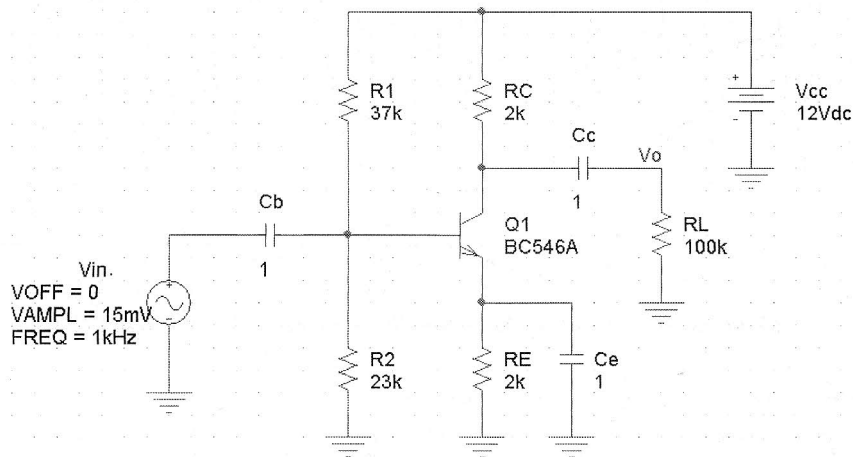


Figura 1 – Amplificador em emissor-comum clássico.

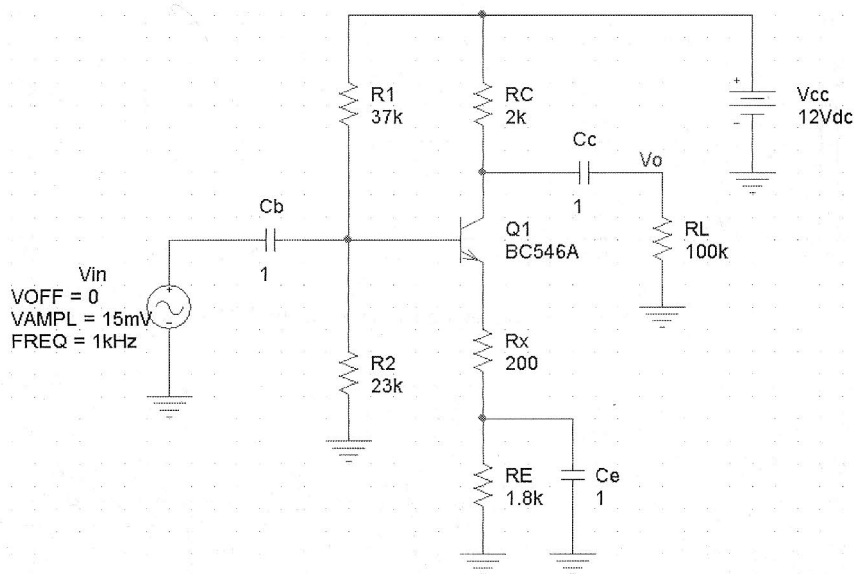


Figura 2 – Amplificador em emissor-comum com emissor degenerado.

Simulando os circuitos acima para obter a resposta no tempo devido a uma mesma entrada senoidal de 1 kHz e 15 mV de amplitude, obtemos os seguintes gráficos com o sinal de tensão na saída e o respectivo espectro de Fourier para cada caso:

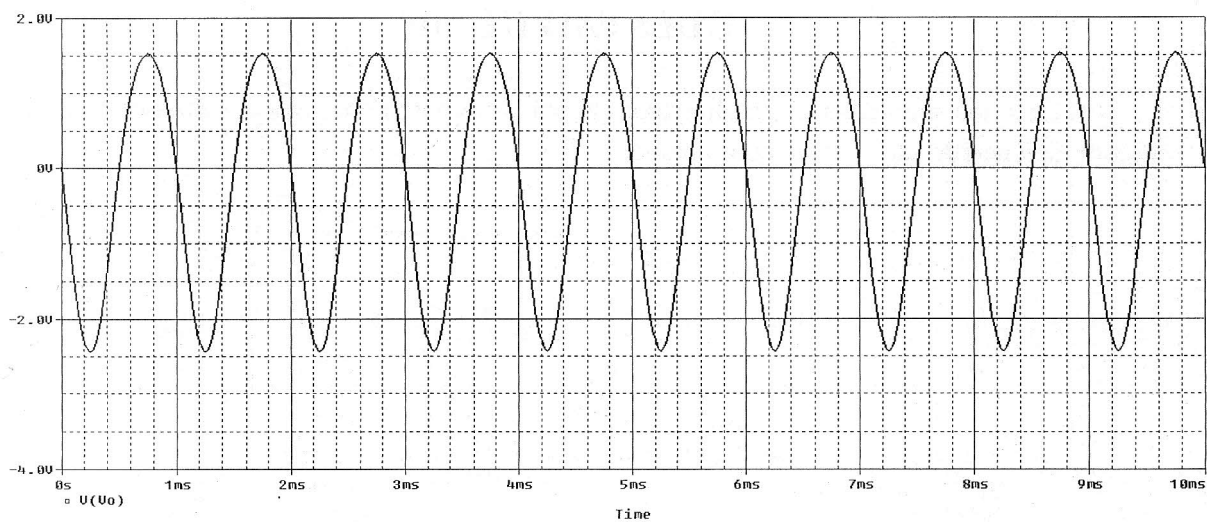


Figura 3 – Tensão na saída do amplificador em emissor-comum clássico.

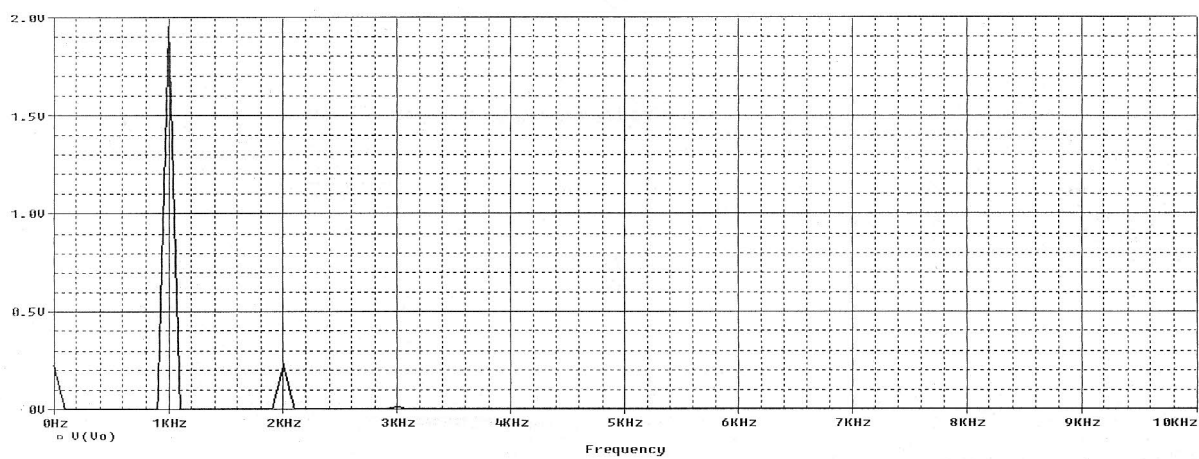


Figura 4 – Espectro de Fourier do sinal da Figura 3.

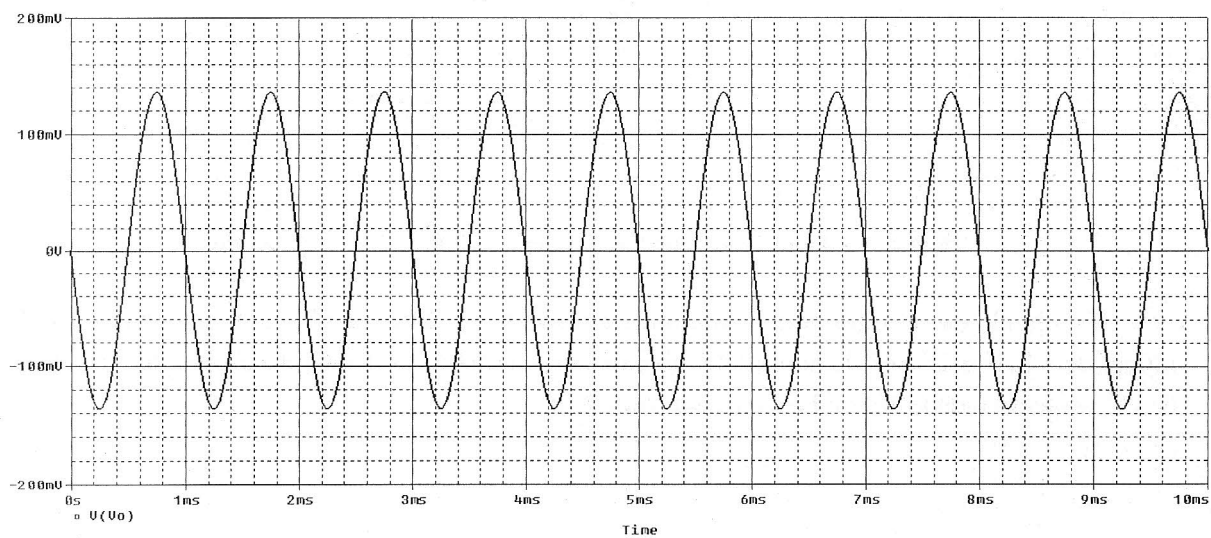


Figura 5 – Tensão na saída do amplificador em emissor-comum com emissor degenerado.

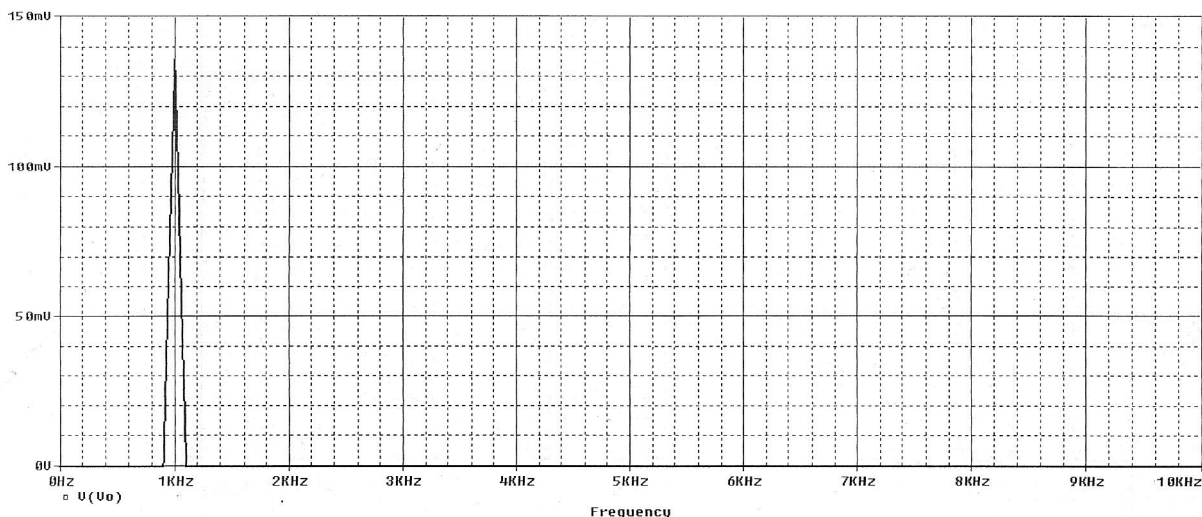


Figura 6 – Espectro de Fourier do sinal da Figura 5.

De acordo com os resultados obtidos, verifica-se claramente que o amplificador em emissor comum com o emissor degenerado produz um sinal na saída que é significativamente menos distorcido que aquele produzido pela versão clássica do mesmo amplificador. Essa observação é confirmada através do espectro de Fourier dos respectivos sinais de saída, onde a configuração clássica produziu, além da componente fundamental, alguns harmônicos significativos, enquanto que a configuração com emissor degenerado produziu praticamente nenhum componente harmônico significativo. Isso quer dizer que o sinal na saída do segundo amplificador se aproxima mais de uma senoide pura – caracterizando um comportamento mais linear do amplificador – do que o sinal verificado na saída do primeiro.

A distorção – caracterizada pela presença de componentes harmônicos no sinal de saída – ocorre devido à não linearidade da relação $I_C \times V_{BE}$ do transistor bipolar. Essa distorção será tão menor quanto menor for a tensão v_{be} aplicada; pois assim, a característica não linear poderá ser muito bem aproximada por uma reta tangente, ou seja, aproximada por uma característica linear.

No caso do amplificador com emissor degenerado, a análise literal mostrou que o sinal de entrada não é aplicado integralmente em v_{be} , como no caso da configuração clássica, mas, ao invés disso, é dividido entre v_{be} e o resistor R_X . Anteriormente, vimos que essa característica provoca uma redução no ganho do amplificador, mas isso também permite a redução da tensão v_{be} durante a operação do amplificador, produzindo uma menor distorção do sinal na saída.

Quanto à excursão de sinal na saída, no gráfico da Figura 7 temos a forma de onda da tensão no coletor do amplificador em emissor-comum clássico quando o sinal na entrada é grande o suficiente para que os limites de excursão linear do amplificador sejam atingidos. Já na Figura 8, temos o gráfico da tensão no coletor do amplificador em emissor-comum com emissor degenerado, mostrando seus limites de excursão linear.

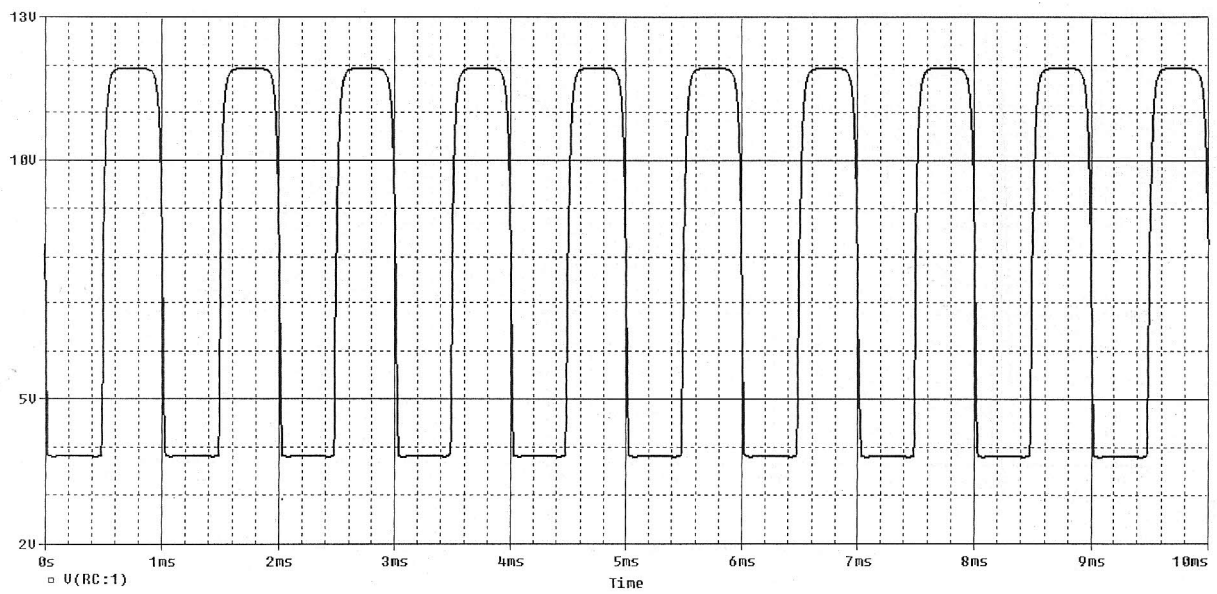


Figura 7 – Limites da excursão de sinal no coletor do amplificador em emissor-comum clássico.

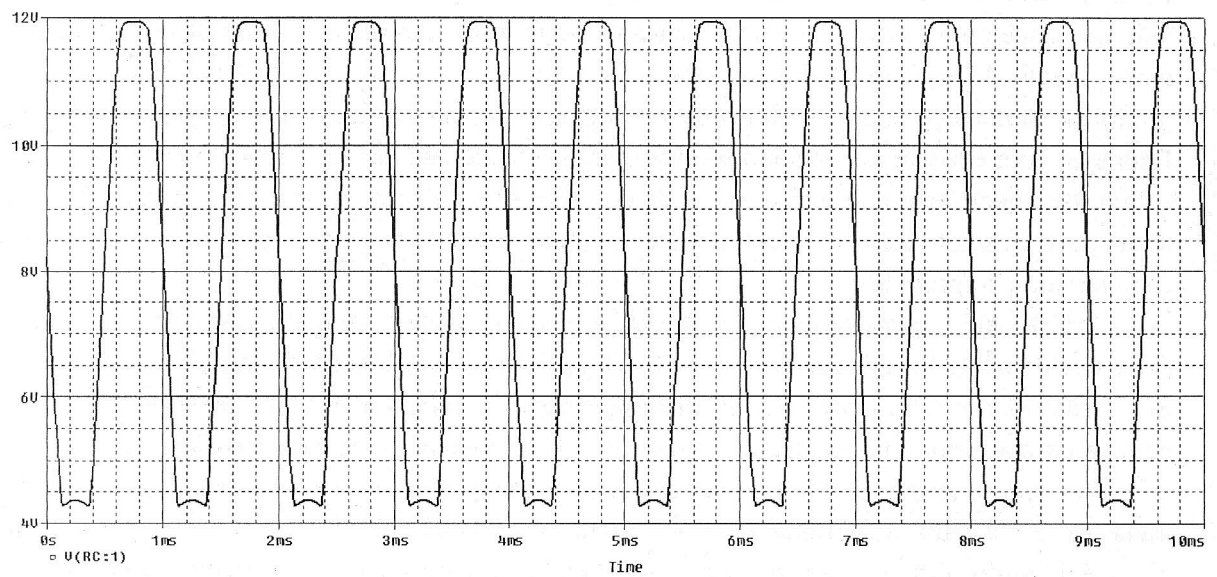


Figura 8 – Limites da excursão de sinal no coletor do amplificador em emissor-comum com o emissor degenerado.

QUESTÃO III – (c)

Nas tabelas apresentadas a seguir, temos uma comparação entre os ganhos e os limites de excursão de sinal na saída calculados teoricamente e os medidos através de simulação.

EMISSOR-COMUM CLÁSSICO		
Parâmetros	Valores Teóricos	Valores Simulados
Ganho de Tensão	156,86	131,33
Limite Máximo de Excursão	11,92 V (no coletor)	11,92 V (no coletor)
Limite Mínimo de Excursão	3,99 V (no coletor)	3,82 V (no coletor)

EMISSOR-COMUM COM EMISSOR DEGENERADO		
Parâmetros	Valores Teóricos	Valores Simulados
Ganho de Tensão	9,23	9,05
Limite Máximo de Excursão	11,92 V (no coletor)	11,92 (no coletor)
Limite Mínimo de Excursão	4,38 V (no coletor)	4,28 V (no coletor)

De acordo com os resultados apresentados acima, o menor erro entre o ganho estimado teoricamente e o simulado foi verificado para o caso do amplificador em emissor-comum com emissor degenerado. Tal fato pode ser explicado por duas razões. A primeira está relacionada ao fato de que os resultados teóricos são obtidos através do emprego do modelo de pequenos sinais. Esse modelo nada mais é do que uma aproximação linear da característica exponencial do transistor bipolar. Dessa forma, quanto menor for o erro entre o comportamento real do transistor e o seu modelo de pequenos sinais, mais os resultados teóricos serão compatíveis com os resultados simulados. No item anterior, verificamos que o amplificador com emissor degenerado apresenta uma distorção menor que a versão clássica. Isso nos leva a concluir que o erro da aproximação linear do modelo de pequenos sinais é menor para o amplificador com emissor degenerado. Conseqüentemente, como o erro da aproximação é menor, o resultado teórico aproximado se torna mais compatível. A segunda razão, por sua vez, está relacionada com o fato de que os parâmetros do transistor (como o β , por exemplo) são muito imprecisos. Isso faz com que ocorram alguns erros relacionados aos valores dos parâmetros do modelo de pequenos sinais g_m e r_π , os quais influenciam diretamente o valor do ganho de tensão. O amplificador clássico, por exemplo, é significativamente influenciado pelo valor de g_m . Dessa forma, caso a corrente de polarização DC varie um pouco devido às imprecisões dos parâmetros do transistor, o valor de g_m irá ser afetado e, conseqüentemente, o ganho será diferente do valor previsto teoricamente. No caso do amplificador com emissor degenerado, se considerarmos que $r_\pi \ll (\beta+1) R_X$ e que $\beta \gg 1$, teremos que:

$$A_v = \frac{\beta R_C // R_L}{r_\pi + (\beta + 1) R_x} \cong \frac{R_C // R_L}{R_x}.$$

Isso significa que o ganho do amplificador com emissor degenerado aproximadamente independe dos parâmetros do transistor. Portanto, não sofre das mesmas imprecisões que o amplificador em emissor comum clássico.